

การควบคุมเสียงรบกวนแบบแอกทีฟด้วยวิธีแยกความถี่

Active Noise Control Using Frequency Splitting Techniques

ธนพงศ์ ทศนเมธิน และ สว่างทิตย์ ศรีกิจสุวรรณ
ภาควิชาวิศวกรรมเครื่องกล คณะวิศวกรรมศาสตร์
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ

1518 ถนนพิบูลสงคราม เขตบางซื่อ กรุงเทพฯ 10800 โทรศัพท์ 0-2913-2500 โทรสาร 0-2913-2618 อีเมลล์ petoh@hotmail.com

Tanapong Thassanamethin and Sawangtit Srekitsuwan
Department of Mechanical Engineering, Faculty of Engineering,
King Mongkut's University of Technology North Bangkok

1518 Pibulsongklam Rd. Bangsue Bangkok 10800 Tel. 0-2913-2500 Fax 0-2913-2618 Email petoh@hotmail.com

บทคัดย่อ

ในบทความนี้นำเสนอวิธีการลดเวลาในการลดลงของเสียงของการควบคุมเสียงแบบแอกทีฟแบบป้อนไปข้างหน้า สำหรับเสียงรบกวนที่ประกอบไปด้วยความถี่หลายความถี่ เทคนิคที่ใช้คือการแยกความถี่ของสัญญาณรบกวนออกจากกัน สัญญาณเสียงด้านอินพุตถูกแยกออกเป็นย่านตามที่กำหนดไว้ด้วยตัวกรองความถี่เฉพาะย่าน ก่อนถูกส่งให้ตัวควบคุม และตัวควบคุมแต่ละตัวจะคำนวณสัญญาณควบคุมอย่างอิสระโดยใช้สัญญาณที่ผ่านตัวกรองแล้ว ผลการศึกษาด้วยการจำลองการทำงานในคอมพิวเตอร์ โดยใช้ข้อมูลจากชุดทดลองจริงในการสร้างตัวแบบคณิตศาสตร์ ผลปรากฏว่าเทคนิคการแยกความถี่สามารถทำให้การลดลงของเสียงเร็วขึ้น 5 เท่า เมื่อเปรียบเทียบกับวิธีที่ไม่แยกความถี่โดยที่ค่าลำดับของตัวควบคุมแต่ละตัวของทั้งสองแบบมีลำดับเท่ากัน เมื่อนำเทคนิคการแยกความถี่ไปใช้ในชุดทดลองจริงที่ควบคุมด้วยการ์ด TMS320C32-DSP ด้วยข้อจำกัดของหน่วยความจำของการ์ด ในการทดลองได้กำหนดให้ค่าลำดับของตัวควบคุมแต่ละตัวของการควบคุมแบบแยกความถี่มีค่าน้อยกว่าของตัวควบคุมแบบไม่แยกความถี่ครึ่งหนึ่ง ผลการทดลองพบว่าการควบคุมแบบแยกความถี่สามารถลดเสียงรบกวนได้เร็วกว่าแบบที่ไม่แยกความถี่ประมาณ 2 เท่า นอกจากนี้วิธีการแยกความถี่นี้สามารถประยุกต์ใช้ในการลดทอนเสียงรบกวนเฉพาะ ย่านความถี่ที่ไม่ต้องการได้ โดยที่ไม่กระทบส่วนของความถี่อื่นที่ต้องการ

Abstract

This article presents a technique to improve the convergence time of feed-forward multi-band active noise control. The technique is based a frequency splitting (FS) approach. Assuming that the frequency bands of the noise are roughly known, the input signal from the noise source is divided into

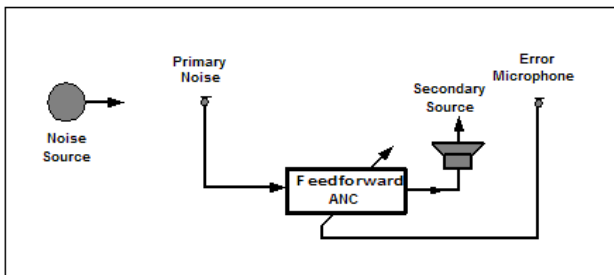
different bands using band-pass filters prior passed to the controllers. Each controller independently computes the control signal based on the corresponding filtered signals. In computer simulation where the mathematical model was determined using the real data collected from our existing apparatus, the results showed that the FS technique can improve the convergence rate up to 5 times compared to the conventional non-FS algorithm. Note that this comparison was conducted under the condition that the order of the non-FS controller and the order of each FS controllers are the same. The technique was also implemented in the existing apparatus where the controller is a TMS320C32-DSP card. Because of the limitation of the memory of the DSP card, the order of each controllers of the FS algorithm is set to equal a half of the non-FS algorithm. Experimental results have illustrated that the convergence of the FS algorithm is twice faster than the non-FS. In addition, this thesis showed that the FS technique can apply to noise attenuation in unwanted frequency bands without harming the frequency spectrum of the wanted sound.

1. บทนำ

ทุกวันนี้โลกของเรามีเสียงมากมาย ทั้งในรูปแบบที่ต้องการและไม่ต้องการ ในด้านที่เป็นประโยชน์นั้น วิศวกรใช้เสียงสำรวจท้องทะเล ชาวประมงใช้เสียงในการจับปลา แพทย์ใช้เสียงตรวจดูอวัยวะภายในร่างกาย นักวิทยาศาสตร์ใช้เสียงสำรวจสภาวะอากาศและภูมิประเทศ เสียงดนตรีทำให้จิตใจเบิกบาน เป็นต้น ในทางโทษเสียงที่ดังมากๆ และติดต่อกันเป็นเวลานานทำให้จิตใจและประสาทหูเสื่อม คนงานที่ทำงานในโรงงานที่มีเสียงดังมากจะเป็นโรคหัวใจ โรคหู โรคจมูก มากกว่าคนที่ทำงานในบริเวณสงบเงียบและเสียงดังจะรบกวนทำให้คุณภาพของการพักผ่อนลดลง

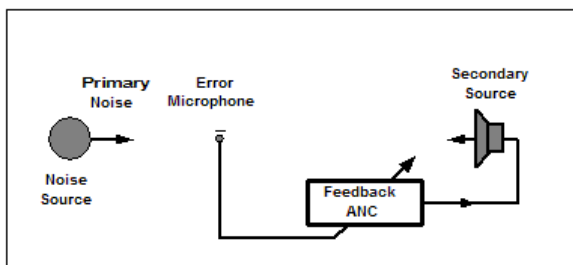
จากปัญหาที่เกิดขึ้นมีวิธีการในการลดเสียงรบกวนหลักๆด้วยกันสองแบบคือการลดเสียงแบบพาสซีฟ (Passive) จะใช้การกันเสียงไม่ให้เข้ามาเช่น การใช้ที่ครอบหู การใช้วัสดุซับเสียงมา บุผนัง เป็นต้น และวิธีที่สองคือการควบคุมเสียงแบบแอคทีฟ (Active Noise Control : ANC) ทำงานโดยอาศัยหลักการส่งคลื่นที่มีลักษณะตรงกันข้ามกับคลื่นเสียงรบกวนหลักๆกัน ผลของการรวมคลื่นทำให้เกิดความเงียบ โดยสามารถทำงานได้ดีในย่านความถี่ต่ำ ในความเป็นจริงแล้ว หลักการของ ANC มีมานานแล้ว แต่เพิ่งจะนำมาประยุกต์ใช้งานจริงเมื่อนานมานี้เองเนื่องจากอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์คอมพิวเตอร์มีขีดความสามารถสูงขึ้น วิธีการควบคุมสามารถแบ่งได้ 2 แบบคือ การควบคุมการลดระดับเสียงแบบป้อนไปข้างหน้า (Feedforward Control) [1] และการควบคุมการลดระดับเสียงแบบป้อนกลับ (Feedback Control) [1]

การควบคุมการลดระดับเสียงแบบป้อนไปข้างหน้า จะต้องนำค่าจากสัญญาณเสียงรบกวนปฐมภูมิ (Primary Noise) และสัญญาณจากไมโครโฟนคำผิดผลาด (Error Microphone) มาทำการประมวลผลเพื่อสร้างเสียงทุติยภูมิ (Secondary Source) เพื่อหักล้างกับสัญญาณเสียงรบกวนดังรูปที่ 1



รูปที่ 1 แสดงการควบคุมแบบป้อนไปข้างหน้า

การควบคุมระดับเสียงแบบป้อนกลับ (Feedback Control) จะมีการวัดสัญญาณไมโครโฟนคำผิดผลาด (Error Microphone) เพียงจุดเดียวมาทำการประมวลผลเพื่อสร้างสัญญาณกำเนิดเสียงทุติยภูมิ (Secondary Source) เพื่อไปหักล้างสัญญาณเสียงรบกวนดังรูปที่ 2



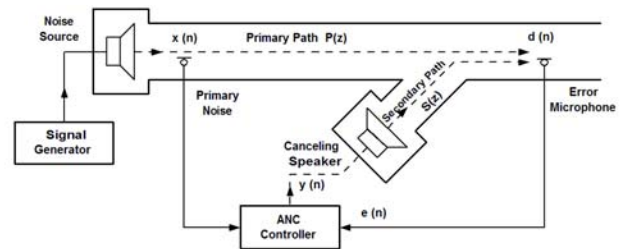
รูปที่ 2 แสดงการควบคุมแบบป้อนกลับ

ในงานวิจัยนี้จะทำการศึกษาออกแบบตัวควบคุมระดับเสียงแบบมิติเดียวในทอโดยใช้วิธีแบบป้อนไปข้างหน้า (Feedforward Control) ในแบบ LMS และแบบนอร์มอลไรซ์ (Normalized Least Mean Squares : NLMS) โดยมีเสียงรบกวนหลายความถี่และใช้ตัวกรองแยกเสียงรบกวนหลายความถี่ออกจากกันก่อนนำไปใช้เป็นสัญญาณสำหรับ

การควบคุม เพื่อเพิ่มอัตราการลดทอนเสียงให้เร็วกว่าวิธีทั่วไปที่ไม่มีการแยกย่านความถี่

2. การหาเอกลักษณ์ของชุดทดลอง

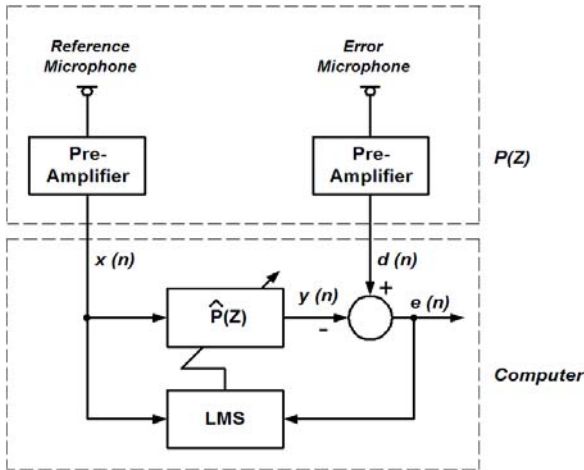
ในการศึกษาพฤติกรรมระบบ การออกแบบตัวควบคุม ตลอดจนการจำลองการทำงานในคอมพิวเตอร์ เราต้องทราบสมการตัวแบบระบบ ซึ่งในงานวิจัยนี้เราใช้สมการตัวแบบระบบในการจำลองการทำงานในคอมพิวเตอร์ โดยสมการตัวแบบระบบหาได้จากการหาเอกลักษณ์ (System Identification) ของระบบจริง โดยระบบในที่นี้ประกอบไปด้วย ลำโพง ท่อปูน เครื่องขยายเสียง เครื่องกำเนิดสัญญาณ ฯลฯ ดังรูปที่ 3



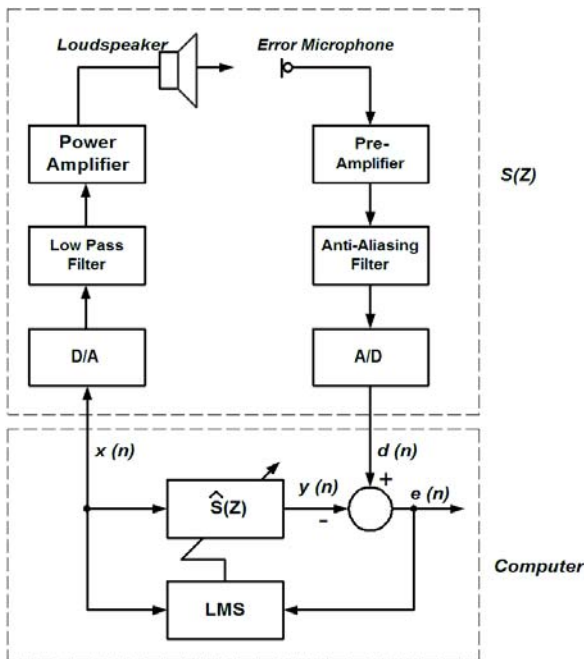
รูปที่ 3 ภาพถ่ายและแผนภาพชุดทดลองจริง

การหาเอกลักษณ์ส่วน Primary Path จะเริ่มต้นตั้งแต่ไมโครโฟนวัดเสียงรบกวนล่วงหน้า $x(n)$ ถึงไมโครโฟนวัดเสียงรบกวน ณ ตำแหน่งที่สนใจ $d(n)$ สำหรับขั้นตอนจะเริ่มจากป้อนค่าสัญญาณรบกวนเป็นสัญญาณกวาดรูปไซน์ (Sweep Sinusoid Signal) ในช่วงความถี่ 50Hz ถึง 500Hz โดยใช้เครื่องกำเนิดสัญญาณ (Function Generator) เป็นตัวกำเนิดสัญญาณ ในขณะที่เดียวกันก็ทำการเก็บค่าสัญญาณ $x(n)$ และสัญญาณ $d(n)$ เป็นคู่ๆ ประมาณ 2000 คู่ จากนั้นนำค่าที่ได้มาคำนวณหา Primary Path ในคอมพิวเตอร์ด้วยวิธีปรับค่าพารามิเตอร์มีลักษณะดังรูปที่ 4 โดยสัญญาณ $x(n)$ ผ่าน FIR Filter $\hat{P}(Z)$ ได้ผลลัพธ์เป็นสัญญาณ $y(n)$ จากนั้นนำสัญญาณ $d(n)$ และ $y(n)$ มาหักล้างกันในโปรแกรมจะได้สัญญาณ $e(n)$ สุดท้ายนำสัญญาณ $x(n)$ และ $e(n)$ ที่ได้ไปปรับค่า $\hat{P}(Z)$ โดยใช้กฎการปรับตัวแบบ LMS ที่กล่าวมาข้างต้น ทำวนไปเรื่อยๆ จนขนาด $e(n)$ น้อยจนเข้าสู่ศูนย์

การหาเอกลักษณ์ส่วน Secondary Path จะเริ่มตั้งแต่จาก สัญญาณเข้าลำโพงกำเนิดเสียงควบคุม $y(n)$ ถึงไมโครโฟนวัดเสียงรบกวน ณ ตำแหน่งที่สนใจ $d(n)$ ซึ่งประกอบไปด้วย D/A วงจรกรองแบบต่ำผ่าน (Low Pass Filter) ภาคขยายสัญญาณ (Power Amplifier) ลำโพง ส่วนทางเดินของเสียงจากลำโพงไปไมโครโฟนค่าผิดพลาด (Error Microphone) วงจรขยายภาคต้น (pre Amplifier) anti-aliasing Filter และ A/D ดังรูปที่ 5 ส่วนขั้นตอนในการหาเอกลักษณ์จะใช้วิธีเดียวกันกับการหา Primary path



รูปที่ 4 แสดงแผนผังการหา Primary Path

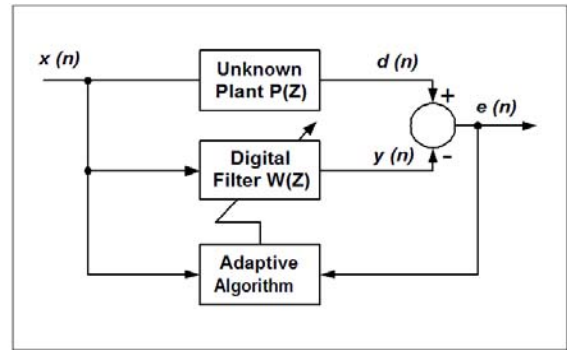


รูปที่ 5 แผนผังการหา Secondary Path

3 วิธีการปรับตัวแบบ LMS ดั้งเดิม

จากพฤติกรรมของเสียงและคุณสมบัติของเส้นทางที่เสียงเดินทางผ่านมีการเปลี่ยนแปลงอย่างต่อเนื่อง ทำให้การหาเอกลักษณ์ของระบบจำเป็นต้องมีความสามารถในการปรับตัวเองตามตัวอย่างอัตโนมัติ โดยทำงานแบบเวลาจริง (Real Time) รูปแบบของการหาเอกลักษณ์

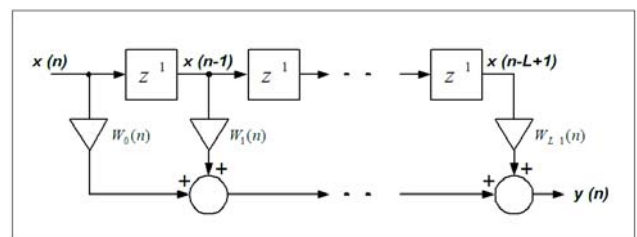
ของระบบที่เหมาะสมในงานด้านนี้คือ Adaptive Digital Filter (ADF) ซึ่งมีลักษณะดังรูปที่ 6



รูปที่ 6 แผนผังของ Adaptive digital filter

ADF ประกอบด้วยสองส่วนหลักคือ ส่วน Digital Filter ทำหน้าที่เป็นตัวควบคุม โดยทำการประมาณเส้นทางเดินของเสียง $P(Z)$ และส่วน Adaptive Algorithm ทำหน้าที่ปรับค่าพารามิเตอร์ของ Digital Filter เพื่อสัญญาณเสียง $e(n)$ (ผลต่างระหว่าง $d(n)$ กับ $y(n)$) ณ ตำแหน่งที่สนใจมีขนาดน้อยที่สุด โดยที่ สัญญาณ $d(n)$ คือ สัญญาณเสียงรบกวน ณ ตำแหน่งที่สนใจ และ $y(n)$ คือ ค่าสัญญาณเอาต์พุตของ Digital Filter ที่ทำหน้าที่หักลบเสียงรบกวน ส่วน $x(n)$ คือ สัญญาณเสียงรบกวนจากแหล่งกำเนิดเสียง

โดยทั่วไปรูปแบบฟังก์ชันของการหาเอกลักษณ์ของระบบเส้นทางเดินของเสียงสามารถประมาณได้เป็นฟังก์ชันแบบ Finite Impulse Response (FIR) หรือฟังก์ชันแบบ Infinite Impulse Response (IIR) แต่ FIR ซึ่งมีโครงสร้างดังรูปที่ 7 เป็นฟังก์ชันที่มีเฉพาะซีโร่ (Zero) ดังนั้นจึงเป็นระบบจะมีความเสถียรตลอดเวลา ส่วน IIR เป็นฟังก์ชันที่มีทั้งโพล (Pole) และซีโร่ (Zero) จึงมีโอกาสที่ระบบจะไม่เสถียรได้ แต่ IIR มีข้อดีคือ ค่าอันดับของฟังก์ชันจะต่ำกว่าของ FIR ทำให้ใช้หน่วยความจำและการประมวลผลน้อย แต่กระนั้น เพื่อตัดปัญหาเรื่องความไม่เสถียรของระบบ ในงาน ANC โดยทั่วไปจะใช้ฟังก์ชันการหาเอกลักษณ์ของระบบเป็นแบบ FIR เช่นเดียวกับในบทความนี้



รูปที่ 7 โครงสร้างของการหาเอกลักษณ์แบบ FIR Filter

จากรูปที่ 7 สมการคณิตศาสตร์ของฟังก์ชัน FIR สามารถเขียนได้ดังนี้

$$y(n) = \sum_{i=0}^{L-1} w_i(n)x(n-i) \quad (1)$$

โดยที่ n คือดัชนีเวลา L คือลำดับ (Order) $w_i(n)$ คือพารามิเตอร์ตัวที่ i ของฟังก์ชัน FIR ส่วน $x(n)$ และ $y(n)$ คือ สัญญาณที่

ทางเข้าและสัญญาณที่ทางออกของฟังก์ชันตามลำดับและสมการ (1)สามารถเขียนในรูปของสมการเวกเตอร์ได้เป็น

$$y(n) = w^T(n)x(n) \quad (2)$$

โดยที่

$$w(n) = [w_0(n) \ w_1(n) \ \dots \ w_{L-1}(n)]^T \quad (3)$$

$$x(n) = [x(n) \ x(n-1) \ \dots \ x(n-L+1)]^T \quad n \geq L \quad (4)$$

ค่าของ $w(n)$ สามารถหาได้โดยใช้กฎการปรับตัวแบบ Least Mean Squares (LMS) ซึ่งเป็น Steepest-Descent Method [1] จากรูปที่ 1 ในการหาเอกลักษณ์เราต้องการ $e(n) = d(n) - y(n) = 0$ หรือมีขนาดน้อยที่สุดเท่าที่เป็นไปได้ ดังนั้นการปรับค่าพารามิเตอร์สามารถกระทำได้โดยการแก้ปัญหา Minimization โดยมีฟังก์ชันวัตถุประสงค์ (Objective Function) คือ

$$\xi(n) = E[e^2(n)] \quad (5)$$

โดยที่ $E[\cdot]$ เป็นค่าคาดหวัง (Expected Value)

อย่างไรก็ตามในทางปฏิบัติค่า $\xi(n)$ สามารถหาได้แต่ต้องใช้เวลาคำนวณนานจึงจำเป็นต้องมีการประมาณ เนื่องจากในที่นี้เป็นการทำงานแบบปรับค่าอย่างต่อเนื่อง ดังนั้นค่าประมาณของ $\xi(n) = E[e^2(n)]$ ที่เวลา n ที่เหมาะสม คือ $e^2(n)$ นั่นคือจะได้

$$\xi(n) \approx \hat{\xi}(n) = e^2(n) \quad (6)$$

ในเทอมของเกรเดียนต์ของค่าผิดพลาดกำลังสอง (Squared Error)

$$\nabla \hat{\xi}(n) = 2[\nabla e(n)]e(n) \quad (7)$$

จาก $e(n) = d(n) - y(n)$ โดยที่ $y(n)$ คำนวณจากสมการ (2) ทำให้ได้

$$e(n) = d(n) - w^T(n)x(n) \quad (8)$$

โดยที่

$$\nabla = \left[\frac{\partial}{\partial w_0}, \frac{\partial}{\partial w_1}, \dots, \frac{\partial}{\partial w_{L-1}} \right] \quad (9)$$

จะได้

$$\nabla e(n) = -x(n) \quad (10)$$

แทนสมการ (10) ลงในสมการ (7) ได้ประมาณเกรเดียนต์

$$\nabla \hat{\xi}(n) = -2x(n)e(n) \quad (11)$$

และใช้หลักการของ Steepest Descent

$$w(n+1) = w(n) - \frac{\mu}{2} \nabla \hat{\xi}(n) \quad (12)$$

โดยที่ μ คือ อัตราการปรับตัว (Step Size หรือ Training Rate) และ $\nabla \hat{\xi}(n)$ คือค่าเกรเดียนต์ของฟังก์ชันวัตถุประสงค์ ส่วนเลข 2 ที่หารในสมการเป็นเพียงใส่เพิ่มเข้ามาเพื่อให้ผลลัพธ์สุดท้ายอยู่ในรูปแบบที่ต้องการเท่านั้น แทนสมการ (11) ลงในสมการ (12) จะได้กฎการปรับค่าแบบ LMS

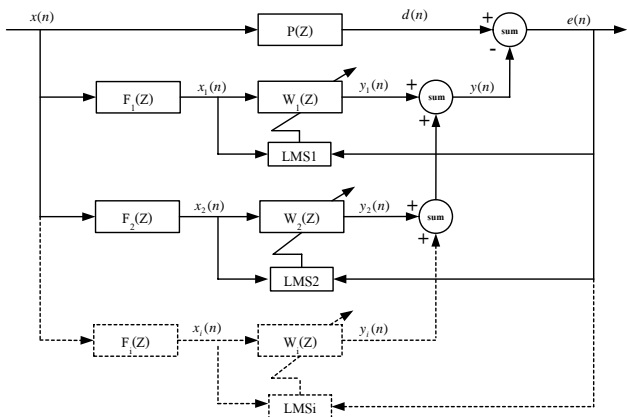
$$w(n+1) = w(n) + \mu x(n)e(n) \quad (13)$$

4. หลักการของการควบคุมแบบแยกความถี่

เนื้อหาในส่วนนี้จะกล่าวถึงการควบคุมแบบแยกความถี่ซึ่งเป็นวิธีการใหม่ที่น่าสนใจในบทความฉบับนี้เพื่อเพิ่มความเร็วในการลดเสียงรบกวนหลายย่านความถี่ แบ่งออกเป็นสองรูปแบบคือการควบคุม

แบบแยกความถี่โดยใช้ตัวกรองความถี่ก่อน (Frequency Splitting LMS Using Pre-Filters : Pre-Filter FS-LMS) และการควบคุมแบบแยกความถี่โดยใช้ตัวกรองก่อนและหลัง (Frequency Splitting LMS Using Pre&Post-Filters : Pre&Post-Filter FS-LMS)

ส่วนนี้เป็นส่วนทฤษฎีการควบคุมสัญญาณรบกวนหลายความถี่ โดยแยกความถี่ก่อนเข้าตัวควบคุมด้วยตัวกรองแบบดิจิทัล (Digital Filter) หลักการทำงานจะเป็นดังรูปที่ 8



รูปที่ 8 แสดงแผนผังการทำงานของ การควบคุมแบบแยกความถี่ก่อน

การทำงานเริ่มจากสัญญาณรบกวนหลายความถี่ $x(n)$ ผ่านตัวกรอง $F_i(z)$ ทำหน้าที่เป็นตัวกรองความถี่ย่านที่ i ผลลัพธ์ออกมาเป็น $x_i(n)$ จากนั้นจะส่งต่อไปยัง $W_i(z)$ เป็นตัวควบคุมที่ปรับค่าเฉลี่ยกำลังสองต่ำสุด (LMS) ตัวที่ i ทำหน้าที่ควบคุมสัญญาณรบกวนย่านที่ i สัญญาณเอาต์พุตที่ได้ออกมาเป็น $y_i(n)$ สุดท้ายทำการรวมสัญญาณ $y_i(n)$ ทุกย่านความถี่เข้าด้วยกันเป็น $y(n)$ นั่นคือ

$$y(n) = y_1(n) + y_2(n) + \dots + y_i(n) \quad (14)$$

จากนั้นสัญญาณ $y(n)$ ที่ได้ไปหักลบกับสัญญาณรบกวน $d(n)$ ณ ตำแหน่งที่สนใจจะได้เป็นสัญญาณผิดพลาด (Error) $e(n)$

$$e(n) = d(n) - y(n)$$

$$e(n) = d(n) - [y_1(n) + y_2(n) + \dots + y_i(n)] \quad (15)$$

โดยในกรณีนี้ค่าของ $y_i(n)$ ในแต่ละย่านความถี่คือ

$$y_i(n) = w_i^T(n)x_i(n) \quad (16)$$

นำสมการที่ (15) แทนในสมการที่ (16) ได้เป็น

$$e(n) = d(n) - [w_1^T(n)x_1(n) + w_2^T(n)x_2(n) + \dots + w_i^T(n)x_i(n)] \quad (17)$$

นำสมการที่ (17) ไปหาเกรเดียนต์ได้เป็น

$$\nabla e(n) = -x_i(n) = -f_i(n)x(n) \quad (18)$$

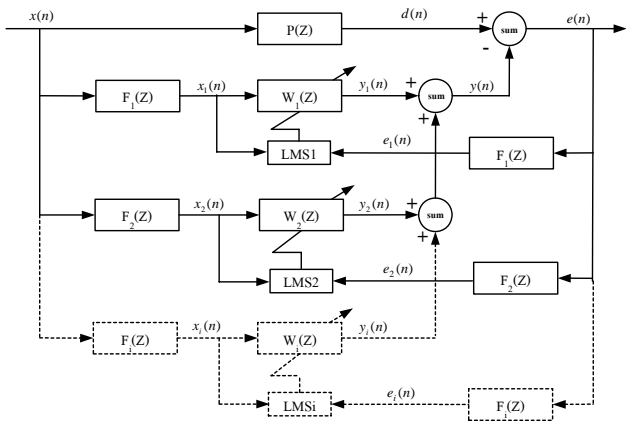
นำสมการที่ (18) แทนในสมการที่ (7) ได้เป็น

$$\nabla \hat{\xi}_i(n) = -2x_i(n)e(n) \quad (19)$$

นำสมการที่ (19) แทนในสมการที่ (12) กฎการปรับตัวแบบแยกความถี่ก่อนเป็น

$$w_i(n+1) = w_i(n) + \mu x_i(n)e(n) \quad (20)$$

ส่วนนี้เป็นส่วนทฤษฎีการควบคุมสัญญาณรบกวนหลายความถี่ โดยแยกความถี่ก่อนและหลังเข้าตัวควบคุม ด้วยตัวกรองแบบดิจิทัล (Digital Filter) หลักการทำงานจะเป็นดังรูปที่ 9



รูปที่ 9 แสดงแผนผังการทำงานของของการควบคุมรูปแบบแยกความถี่ ก่อนและหลัง

การทำงานจะคล้ายกับการทำงานของวิธีการแยกความถี่ก่อน แต่จะเพิ่มส่วนของตัวกรอง $F_i(z)$ ทางด้านหลังของ LMS เพื่อใช้ในการแยกสัญญาณค่าผิดพลาด $e(n)$ ออกเป็นย่านความถี่แบบเดียวกับส่วนกรองสัญญาณ $x(n)$ จะได้เป็นดังสมการที่ (20)

$$e_i(n) = f_i(n) * e(n) \quad (20)$$

โดยที่ $e(n) = d(n) - [y_1(n) + y_2(n) + \dots + y_i(n)]$

ได้ $e_i(n)$ เป็น

$$e_i(n) = f_i(n) * [d(n) - [y_1(n) + y_2(n) + \dots + y_i(n)]] \quad (21)$$

โดยในกรณีนี้ค่าของ $y_i(n)$ ในแต่ละย่านความถี่จากสมการที่ (16) แทนในสมการที่ (21) ได้เป็น

$$e_i(n) = f_i(n) * [d(n) - [w_1^T(n)x_1(n) + w_2^T(n)x_2(n) + \dots + w_i^T(n)x_i(n)]] \quad (22)$$

เมื่อนำสมการที่ (22) ไปหาเกรเดียนต์ได้เป็น

$$\nabla e_i(n) = -f_i(n)x_i(n) \approx -x_i(n) \quad (23)$$

นำสมการที่ (23) แทนในสมการที่ (7) ได้เป็น

$$\nabla \hat{\xi}_i(n) = -2x_i(n)e_i(n) \quad (24)$$

นำสมการที่ (24) แทนในสมการที่ (12) กฎการปรับตัวแบบแยกความถี่เป็น

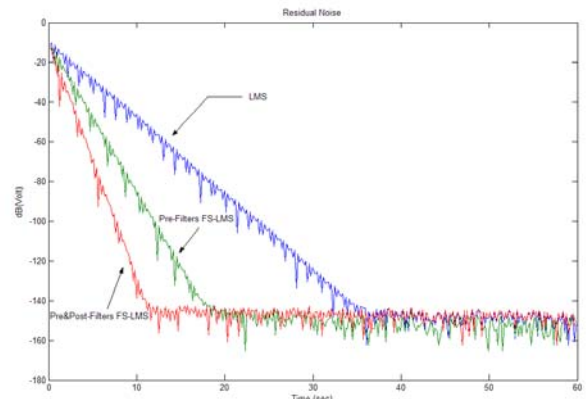
$$w_i(n+1) = w_i(n) + \mu x_i(n)e_i(n) \quad (25)$$

5. ผลการทดลอง

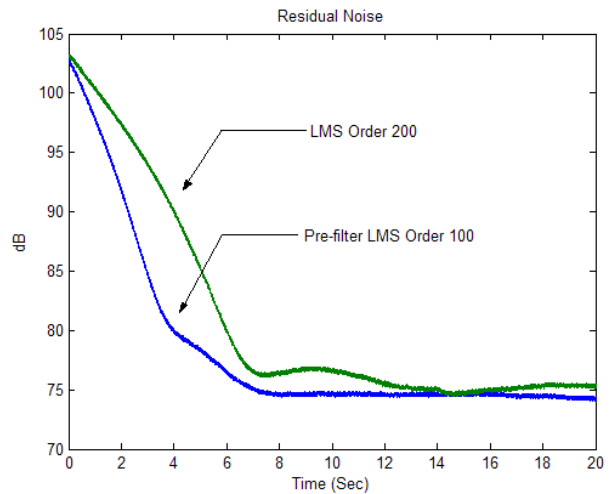
จากรูปที่ 10 แสดงผลการลดทอนเสียงผิดพลาดจากการจำลองในคอมพิวเตอร์เปรียบเทียบการควบคุมสามแบบคือ LMS, Pre-Filters FS-LMS และ Pre&Post-Filters FS-LMS โดยให้สัญญาณเข้าเป็นฟังก์ชันไซน์สองความถี่ที่ 150 Hz และ 500 Hz มีแอมพลิจูดเท่ากับ 0.2 ที่อัตราการปรับค่าตัวแปรของตัวควบคุม 3×10^{-3} และลำดับของตัวควบคุมเท่ากับ 100 ปรากฏว่าอัตราการลดทอนเสียงของแบบ Pre&Post-Filters FS-LMS เร็วที่สุดรองลงมาเป็น Pre-Filters FS-LMS และ LMS ตามลำดับ

ส่วนในการทดลองในอุปกรณ์จริงในรูปที่ 11 เปรียบเทียบการทำงานของ LMS ที่ค่าลำดับ (Order) 200 และ Pre-Filters FS-LMS ที่ค่าลำดับ (Order) 100 โดยให้สัญญาณเข้าแบบเดียวกับในการจำลองใน

คอมพิวเตอร์ และที่อัตราปรับค่าพารามิเตอร์ $\mu = 10^{-5}$ พบว่าการทำงานของ Pre-Filters FS-LMS ใช้เวลาในการลดระดับเสียงรบกวน 7 วินาที เร็วกว่าแบบ LMS ที่ใช้เวลาถึง 15 วินาที ส่วนระดับเสียงลดลงได้ 27 dB และ 28 dB ตามลำดับ

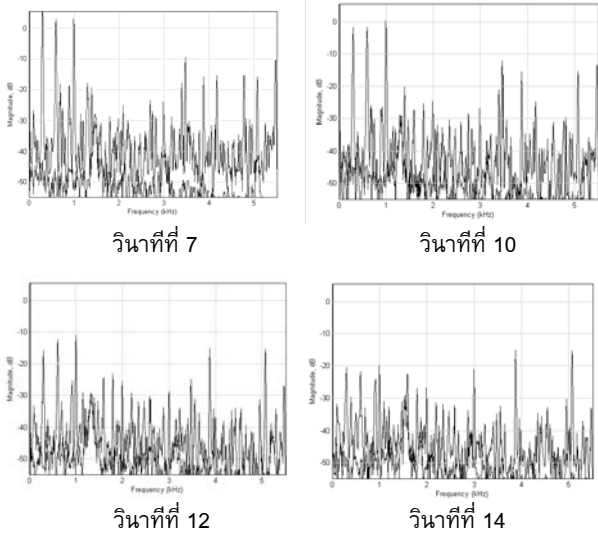


รูปที่ 10 แสดงการเปรียบเทียบการทำงานของของการควบคุมทั้งสามแบบในการจำลองการควบคุมในคอมพิวเตอร์



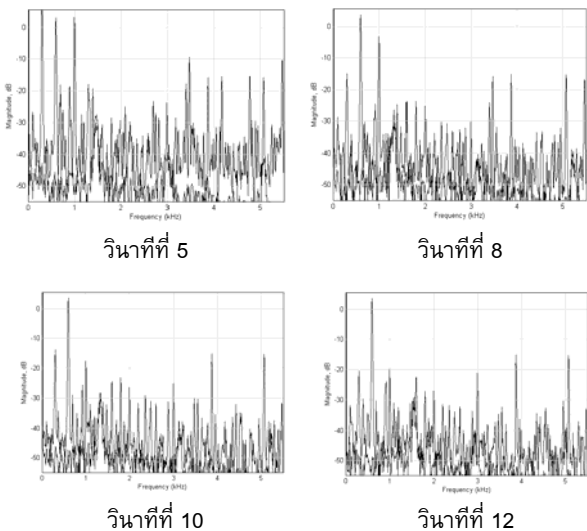
รูปที่ 11 แสดงการเปรียบเทียบการทำงานในชุดทดลองจริง

ในส่วนนี้ทำการทดลองการควบคุมเฉพาะเสียงรบกวนในเพลงในการทดลองจะมีเสียงเพลงกับเสียงรบกวนสามความถี่โดยจะแบ่งเป็นเสียงรบกวนที่ต้องการให้ลดลงสองความถี่ และไม่ต้องการให้ลดลงหนึ่งความถี่ โดยทำการเปรียบเทียบจากการควบคุมแบบที่ไม่แยกความถี่เสียงรบกวน กับแบบที่แยกความถี่เสียงรบกวนโดยในส่วนนี้จะใช้ตัวกรองแบบแบนด์พาส (Band Pass) ที่มีค่าลำดับ 60 กรองที่ส่วนความถี่ 500 Hz และ 150 Hz รูปที่ 12 แสดงผลการควบคุมแบบ LMS ในเวลาต่างๆ โดยเปิดเพลงและมีความถี่รับรบกวนสองความถี่ที่ 150 Hz กับ 500 Hz ส่วนที่ความถี่ 300 Hz ไม่ต้องการให้ลดระดับเสียงลง พบว่าการควบคุมแบบ LMS จะลดระดับเสียงรบกวนทั้ง 150 Hz 300 Hz และ 500 Hz ลงทั้งสามความถี่



รูปที่ 12 แสดงการควบคุมเสียงรบกวนแบบ LMS ในเสียงเพลงที่เวลาต่าง ๆ

รูปที่ 13 แสดงการควบคุมเสียงรบกวนแบบ Pre-Filters FS-LMS ในเวลาต่าง ๆ โดยเปิดเพลงเดียวกับการทดลองข้างต้นและมีความถี่รบกวนที่ต้องการลดระดับสองความถี่คือ 150 Hz และ 500 Hz ส่วนความถี่ที่ไม่ต้องการลดระดับเสียงคือ 300 Hz พบว่าการควบคุมแบบ Pre-Filters FS-LMS สามารถลดเสียงรบกวนเฉพาะที่ความถี่ 150 Hz และ 500 Hz ได้เป็นอย่างดีโดยยังสามารถคงความถี่ที่ 300 Hz อยู่เหมือนเดิมได้



รูปที่ 13 แสดงการควบคุมเสียงรบกวนแบบ Pre-Filters FS-LMS ในเวลาต่าง ๆ

6. สรุปและข้อเสนอแนะ

บทความนี้ได้นำเสนอเทคนิคการแยกความถี่ของสัญญาณรบกวนออกจากกันเพื่อลดเวลาในการลดลงของเสียงของการควบคุมเสียงแอดทีฟแบบบ่อนไปข้างหน้า จากผลการทดลองพบว่าเทคนิคที่นำเสนอนี้สามารถลดระดับเสียงได้เร็วมากขึ้นถึง 2 เท่า เมื่อเปรียบเทียบกับวิธีที่

ไม่มีการแยกความถี่เสียง ส่วนในการทดลองลดเสียงรบกวนในเสียงเพลงนั้นในการใช้วิธีการแยกความถี่ก็สามารถลดเสียงรบกวนเฉพาะที่เราไม่ต้องการได้ดีกว่าการควบคุมแบบที่ไม่มีการแยกความถี่

เนื่องด้วยข้อจำกัดของการคำนวณของการ์ด DSP ทำให้ไม่สามารถทดลองใส่ตัวกรองความถี่ดิจิทัลที่มีลำดับสูงและใส่ตัวกรองความถี่หลายๆตัวได้ เหตุเพราะว่าการ์ด DSP เป็นอุปกรณ์ที่ออกแบบมาเพื่อสำหรับงานบันทึกเสียงและอุปกรณ์สำหรับสื่อหลายทาง (Multimedia Card) ดังนั้นอัตราการสุ่มตัวอย่างที่ใช้จึงมีค่าสูงประมาณ 5512.5 Hz ทำให้เวลาประมวลผลต่อช่วงการซั๊กตัวอย่างน้อย หากมีการ์ด DSP ที่มีอัตราการซั๊กตัวอย่างที่น้อยลงเพื่อที่จะสามารถใส่ลำดับของตัวกรองดิจิทัล (Digital Filter) ให้มากขึ้นและใส่ได้หลายๆตัวจะสามารถแยกความถี่เฉพาะได้มากขึ้น

เอกสารอ้างอิง

1. Sen M. Kuo, Dennis R. Morgan. Active Noise Control Systems Algorithms and DSP Implementations. New York : John Wiley and Sons, 1992.
2. สว่างทิตย์ ศรีกิจสุวรรณ. การควบคุมเสียงรบกวนแบบแอดทีฟภายในห้องปิดขนาดเล็กจากแหล่งกำเนิดเสียงเชิงกลภายนอก. วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมเครื่องกล ภาควิชาวิศวกรรมเครื่องกล บัณฑิตวิทยาลัย สถาบันเทคโนโลยี พระจอมเกล้าพระนครเหนือ, 2544.
3. Martin Bouchard, Bruno Paillard and Chon Thon Tan Le Dinh. "Improve Training of Neural Network for the Nonlinear Active Control of Source and Vibration." IEEE Transaction on Neural Network. Volume 10. No.2. (March 1999) : 391-401.
4. Thomas Meurers, ACH Tan and SM Veres. "Multi-tonal feedback control with improved plant and frequency estimation." In School of Engineering Sciences University of Southampton, American Control Conference. Colorado : IEEE, 2003 : (4937-4942).
5. Thomas Meurers, Sander M. Veres and Stephen J. Elliott. "Frequency Selective Feedback for Active Noise Control." IEEE Control System Magazine. Volume 22. Issue 4. (August 2002) : 32-41.
6. Peachtree User's Guide. [n.p.]. ASPI Digital Inc, 1995.
7. TMS320C3x/4x Optimizing C Compiler User's Guide. [n.p.]. Texas Instruments Inc, 1998.
8. TMS320C3x/4x Assembly Language Tool User's Guide. [n.p.]. Texas Instruments Inc, 1998.
9. Rulph Chassaing. Digital Signal Processing Laboratory Experiments Using C and the TMS320C31 DSK. New York : John Wiley and Sons, 1999.
10. John G. Proakis and Dimitris G. Manolakis. Digital Signal Processing Principles, Algorithm, and Applications Second Edition. New York : Macmillan Publishing Company, 1988.