

การออกแบบและวิเคราะห์วงจรเดลดำมีอดดูเลเตอร์ ที่มีการปรับขอบเขตฮีสเตอร์รีซิส สำหรับอินเวอร์เตอร์ชนิดจ่ายแรงดัน

ชาญวิทย์ ตั้งสิริวรกุล¹ เณลิมชาติ มานพ¹ และ วิจิตร กิณเรศ²
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

บทคัดย่อ

บทความนี้ได้เสนอการออกแบบ วิเคราะห์ และสร้างวงจรเดลดำมีอดดูเลเตอร์ สำหรับอินเวอร์เตอร์ชนิดจ่ายแรงดันที่มีการปรับขอบเขตฮีสเตอร์รีซิสเพื่อที่จะบังคับความถี่สวิทชิงของพัลส์ที่ดับบลิวเอ็มให้มีค่าค่อนข้างคงที่ ด้วยคุณสมบัติอันนี้จะทำให้การมีอดดูเลททางความถี่เข้ามาปะปนน้อยลง เป็นผลให้กำลังฮาร์โมนิกส์ย่อย ประโยชน์ของเทคนิคนี้จะทำให้ลดการเปิดของกระแสไหลเนื่องจากความถี่สวิทชิงไม่คงที่ตลอดคาบของรูปคลื่นฟันดาเมนทอล ในบทความนี้ได้อธิบายพารามิเตอร์ของวงจรและการแปลความหมายจากสมการคณิตศาสตร์สำหรับการออกแบบวงจรควบคุมไว้อย่างละเอียด นอกจากนี้ยังได้แสดงผลทั้งการจำลองและทดลองเพื่อเปรียบเทียบสมรรถนะของวงจรเดลดำมีอดดูเลเตอร์ที่ได้ออกแบบขึ้น

¹ นักศึกษาทดลองวิจัยระดับบัณฑิตศึกษา ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

² อาจารย์ ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

DESIGN AND ANALYSIS OF AN ADAPTIVE HYSTERESIS BAND DELTA MODULATOR FOR VSI

Chanwit Tangsiriworakul ¹ Chalermchat Manop ¹ and Vijit Kinnares ²

King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang

Abstract

This paper presents the design, analysis and implementation of a delta modulator with adaptive hysteresis band for voltage source inverters in order to enable PWM switching frequency to be fairly constant. With this inherent advantage, the contaminated frequency modulation is reduced; thus, eliminating subharmonics. This characteristic will be useful for reducing load current ripple due to the variation of switching frequency over the fundamental period. This paper fully describes circuit parameters and interprets mathematical expressions for designing the control circuit. Additionally, the performance of proposed delta modulators is illustrated, both by simulated and experimental results.

¹ Graduate Student, Department of Electrical Engineering

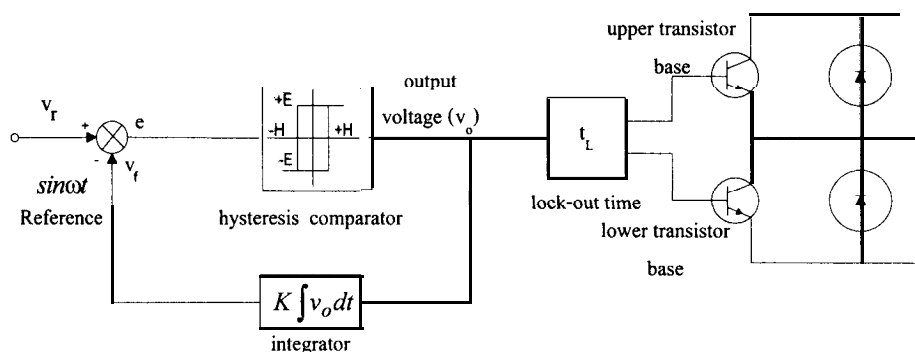
² Lecturer, Department of Electrical Engineering

บทนำ

เทคนิค PWM มีหลายชนิดที่ใช้สำหรับอินเวอร์เตอร์ชนิดจ่ายแรงดันเพื่อควบคุมกระแสไหลลดขนาดฟิลเตอร์ของแหล่งจ่ายสำรอง (UPS) และผลอื่นๆ เช่น การกระเพื่อมของทอร์คของเครื่องจักรไฟฟ้า แม้ว่าเทคนิคดังกล่าวนี้จะใช้งานได้อย่างกว้างขวาง แต่วงจรการสราง PWM ก่อนข้างซับซ้อน ดังนั้น เทคนิคเดลต้ามีอดดูเลชันเป็นอีกเทคนิคหนึ่งในการสราง PWM สำหรับอินเวอร์เตอร์ที่ให้เอาต์พุตเป็นรูปไซน์ซึ่งสามารถลดทอนองค์ประกอบฮาร์โมนิกอันดับต่ำ และง่ายต่อการควบคุมเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ [2-7] ข้อดีของเทคนิคเดลต้ามีอดดูเลชันคือ สามารถสรางรูปคลื่น PWM ที่ปรับเปลี่ยนความถี่และแรงดันทางด้านเอาต์พุตได้ง่าย โดยการเปลี่ยนความถี่หรือแอมพลิจูดของสัญญาณไซน์ แต่เทคนิคเดลต้ามีอดดูเลชันที่มีฮิสเตอร์รีชีสคงที่จะมีความถี่สวิทช์ไม่คงที่เนื่องจากเกิดการมีอดดูเลตทางความถี่ซึ่งทำให้คาบเวลาของพัลส์ PWM ไม่เท่ากันตลอดคาบเวลาของคลื่นฟันดาเมนทอลเป็นผลให้เกิดการริบเปลของกระแสเอาต์พุตมากขึ้น และค่า THD (Total Harmonic Distortion) เพิ่มขึ้น ส่งผลให้การสูญเสียที่เพิ่มจากการสูญเสียปกติมากขึ้น ถึงแม้ว่าเทคนิคเดลต้ามีอดดูเลชันชนิดซิงโครนัสจะแก้ปัญหาความถี่สวิทช์ไม่คงที่ และแรงดันไม่สมดุลระหว่างไลน์ของอินเวอร์เตอร์ 3 เฟสได้ [6] แต่วงจรการสรางซับซ้อนและยุ่งยาก ดังนั้นในบทความนี้จึงได้ออกแบบและวิเคราะห์วงจรเดลต้ามีอดดูเลเตอร์อย่างง่ายที่กำจัดการมีอดดูเลตทางความถี่ที่เข้ามาปะปนออกไปซึ่งเป็นคุณสมบัติที่มีอยู่ในตัวของเทคนิคเดลต้ามีอดที่มีฮิสเตอร์รีชีสคงที่

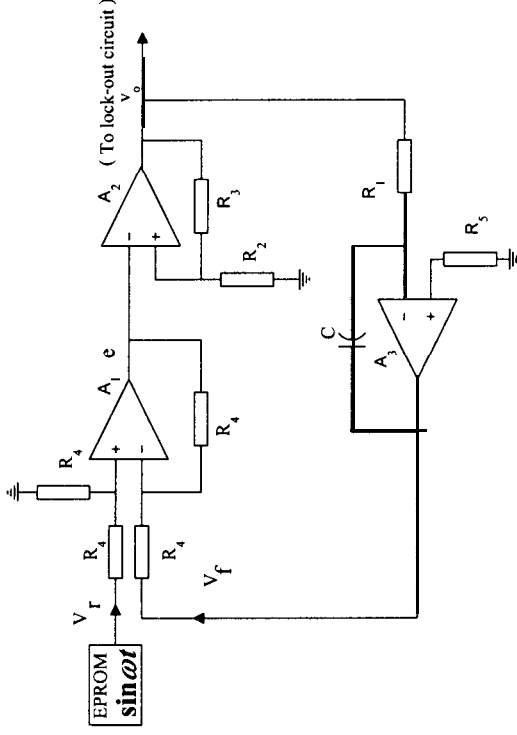
การวิเคราะห์เทคนิคเดลต้ามีอดดูเลชัน (Analysis of Delta Modulation Techniques)

1 เดลต้ามีอดดูเลชันที่มีฮิสเตอร์รีชีสคงที่ (A Delta Modulation Technique with Fixed Hysteresis Band)

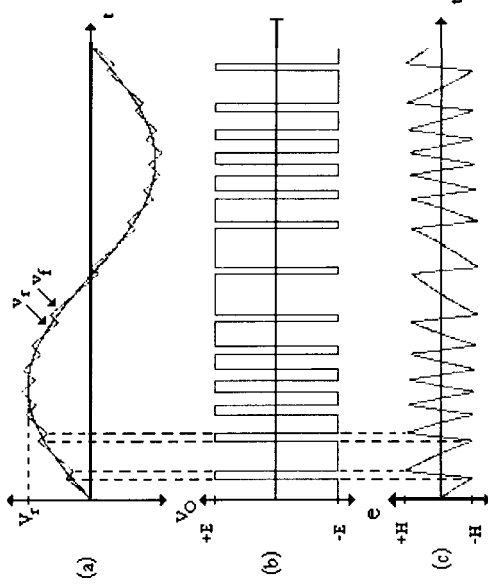


รูปที่ 1 บล็อกไดอะแกรมของเทคนิคเดลต้ามีอดแบบฮิสเตอร์รีชีสคงที่สำหรับ VSI

หลักการทางเทคนิคเล็ดด้ามืดดูเลขที่มีฮิสเตอร์รีซิสคั้งที่สามารถอธิบายด้วยบล็อกไดอะแกรมรูปที่ 1 โดยสัญญาณไซน์อ้างอิง V_r จะถูกเปรียบเทียบกับสัญญาณป้อนกลับ V_f ที่เกิดจากการอินทิเกรท (วงจรรองความถี่ต่ำ) สัญญาณเอาท์พุท PWM ซึ่งผลต่างของ V_r และ V_f จะเกิดสัญญาณ error จากนั้นสัญญาณ error จะผ่านวงจร Hysteresis Comparator ทำให้เกิดพัลส์ PWM จากบล็อกไดอะแกรมตั้งรูปที่ 1 นำมาออกแบบเป็นวงจรอนาลอกที่ใช้ในการทดลองตั้งรูปที่ 2



รูปที่ 2 วงจรเล็ดด้ามืดดูเลขที่มีฮิสเตอร์รีซิสคั้งที่ใช้ในการทดลอง



รูปที่ 3 รูปคลื่นเล็ดด้ามืดดูเลขที่มีฮิสเตอร์รีซิสคั้งที่

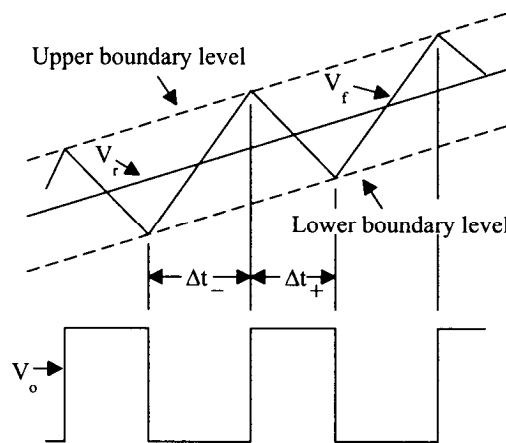
(a) แรงดันไซน์อ้างอิง V_r และแรงดันป้อนกลับ'

(b) แรงดันเอาท์พุท

(c) ผลต่าง (Error) ของ V_r และ V_f

จากรูปที่ 3(a) แสดงแรงดันป้อนกลับ V_f ที่ได้จากการอินทิเกรตสัญญาณ PWM ซึ่งจะเคลื่อนที่ติดตามสัญญาณไซน์อ้างอิง V_r อยู่ระหว่างขอบบนและล่าง (ขอบเขตฮีสเตอร์รีซิส) ด้วยขนาดความกว้างของฮีสเตอร์รีซิส $\pm H$ สัญญาณ V_f จะเปรียบเทียบกับ V_r ทำให้เกิดสัญญาณ error ดังรูปที่ 3(c) และรูปที่ 3(b) เป็นรูปสัญญาณ PWM ที่ใช้ในการขับเคลื่อนของอุปกรณ์สวิตช์ซึ่งจะสังเกตได้ว่าคาบเวลาของพัลส์ PWM มีขนาดไม่เท่ากันตลอดคาบของคลื่นฟันดาเมนทอล เนื่องจากการมีอัตราผิดเพี้ยนทางความถี่ซึ่งเป็นข้อเสียของเทคนิคเดลต้ามอดูเลชัน

รูปคลื่น PWM ของเทคนิคเดลต้ามอดูเลชันที่มีฮีสเตอร์รีซิสสองที่จะมีคาบของพัลส์ไม่คงที่ ดังรูปที่ 4



รูปที่ 4 ค่าเวลาการเกิดพัลส์ของเทคนิคเดลต้ามอดูเลชัน

จากรูปที่ 4 การออกแบบพารามิเตอร์ของวงจรจำเป็นต้องทราบสมการทางคณิตศาสตร์ โดยค่าของพัลส์บวกแสดงดังสมการที่ 1

$$At_+ = \frac{2H}{KE \left[1 - \frac{V_r \omega_r \cos(\omega_r t)}{KE} \right]} \quad (1)$$

โดยที่ Δt_+ คือค่าเวลาของพัลส์บวก

H คือค่าความกว้างของฮีสเตอร์รีซิส $\left(\frac{R_2 E}{R_2 + R_1} \right)$

K คือค่าเวลาคงที่ของอินทิเกรตเท่ากับ $\left(\frac{1}{R_1 C} \right)$

E คือค่าแรงดันสวิทช์

V_r คือค่าแอมพลิจูดของสัญญาณไซน์อ้างอิง

ω_r คือความเร็วเชิงมุม $2\pi f$

และค่าเวลาของพัลส์ลบ

$$\Delta t_- = \frac{2H}{KE \left[1 + \frac{V_r \omega_r \cos(\omega_r t)}{KE} \right]} \quad (2)$$

โดยที่ Δt_- คือค่าเวลาของพัลส์ลบ

ดังนั้น ค่าคาบของพัลส์แสดงดังสมการที่ 3

$$\Delta t_+ + \Delta t_- = \frac{4H}{KE \left[1 - \frac{(V_r \omega_r \cos(\omega_r t))^2}{(KE)^2} \right]} \quad (3)$$

และความถี่สวิตชิง (f_c) คือ

$$f_c = \frac{KE}{4H} \left[1 - \frac{0.5V_r^2 \omega_r^2 (1 + \cos 2\omega_r t)}{K^2 E^2} \right] \quad (4)$$

จากสมการที่ 4 ค่าความถี่สวิตชิงสูงสุด คือ

$$f_{c \max} = \frac{KE}{4H} \quad \text{at} \quad \omega_r t = \frac{\pi}{2}, \frac{3\pi}{2}, \text{etc.} \quad (5)$$

และค่าความถี่สวิตชิงต่ำสุด คือ

$$f_{c \min} = \frac{KE}{4H} \left[1 - \frac{V_r^2 \omega_r^2}{K^2 E^2} \right] \quad \text{at} \quad \omega_r t = 0, \pi, \text{etc.} \quad (6)$$

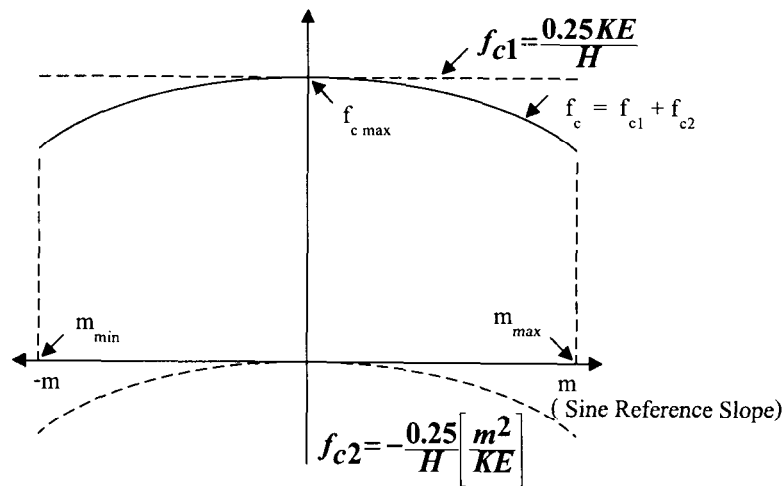
จากสมการที่ 3 สามารถวิเคราะห์ได้ว่าความถี่สวิตชิงจะเปลี่ยนค่าตามความชันของสัญญาณไซน์อ้างอิง โดยให้ m = ความชันของสัญญาณไซน์อ้างอิง $= V_r \omega_r \cos \omega_r t$ ดังนั้นจัดรูปสมการใหม่ดังสมการที่ 7

$$f_c = \frac{KE}{4H} \left[1 - \frac{m^2}{K^2 E^2} \right] = f_{c1} + f_{c2} \quad (7)$$

เมื่อ

$$f_{c1} = \frac{0.25KE}{H} \quad (8)$$

$$\text{และ } f_{c2} = \frac{-0.25 \left[\frac{m^2}{KE} \right]}{H} \quad (9)$$



รูปที่ 5 ความถี่ของพัลส์ PWM เปลี่ยนแปลงตามค่าความชันของสัญญาณไซน์อ้างอิง

จากสมการที่ 7 ความถี่สวิตช์ซึ่งจะเปลี่ยนแปลงตามค่าความชัน (m) ของสัญญาณไซน์อ้างอิง แสดงดังรูปที่ 5 โดยที่ค่าความชันจะแปรผกผันกับความถี่สวิตช์ซึ่งส่งผลให้ความถี่สวิตช์ไม่คงที่ และริบเบิลของกระแสโหลดจะมีค่ามากบริเวณพัลส์ที่มีความถี่สวิตช์ต่ำทำให้ THD มีค่าเพิ่มขึ้น

2 เทคนิคการปรับขอบเขตฮิสเตอร์ซิส (A Delta Modulation Technique with Adaptive Hysteresis Band)

จากสมการที่ 4 สามารถควบคุมค่าความถี่สวิตช์ให้คงที่ด้วยการปรับขอบเขตฮิสเตอร์ซิสตามสมการ

$$H_{eq} = \frac{KE}{4f_c} \left[1 - \frac{0.5V_r^2 \omega_r^2 (1 + \cos 2\omega_r t)}{K^2 E^2} \right] \quad (10)$$

ขอบเขตฮิสเตอร์ซิสสูงสุดพิจารณาได้จาก

$$H_{eq \max} = \frac{KE}{4f_c} \quad (11)$$

และขอบเขตฮิสเตอร์ซิสต่ำสุดพิจารณาได้จาก

$$H_{eq \min} = \frac{KE}{4f_c} \left[1 - \frac{V_r^2 \omega_r^2}{K^2 E^2} \right] \quad (12)$$

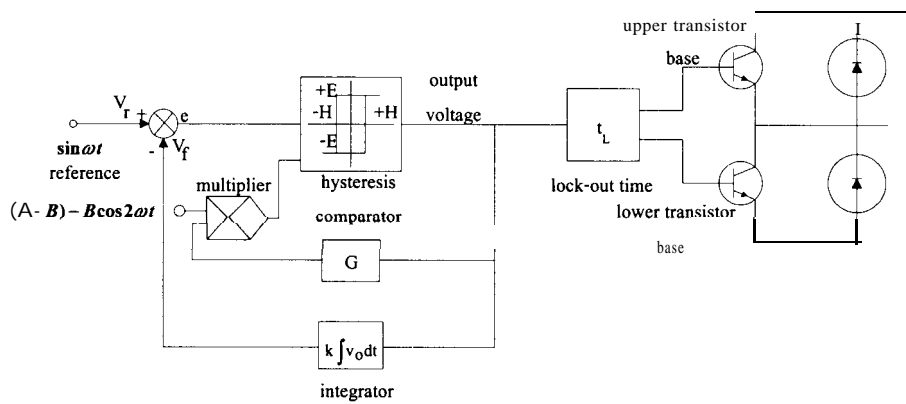
จากสมการที่ 10 จัดรูปสมการใหม่ดังสมการที่ 13

$$H_{eq} = (A - B) - B \cos 2\omega t \tag{13}$$

เมื่อ

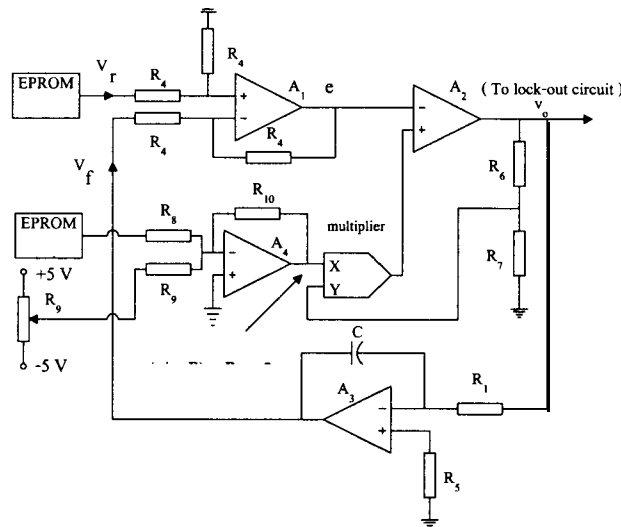
$$A - B = \frac{KE}{4f_c} - \frac{0.5V_r^2 \omega_r^2}{4f_c KE} \tag{14}$$

และ $B = \frac{0.5V_r^2 \omega_r^2}{4f_c KE}$ (15)

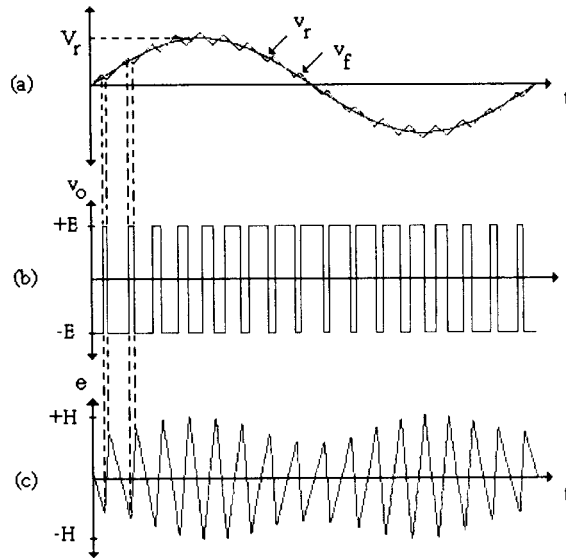


รูปที่ 6 บล็อกไดอะแกรมของเทคนิคเดลด้ามีอดดูเลชั่นที่มีการปรับขอบเขตฮิสเตอร์รีซิส

หลักการทํางานของเทคนิคเดลด้ามีอดดูเลชั่นที่มีการปรับขอบเขตฮิสเตอร์รีซิสสามารถอธิบายด้วยบล็อกไดอะแกรมรูปที่ 6 การทํางานคล้ายกับรูปที่ 1 แต่จะเพิ่มส่วนของอัตราขยาย (Gain) และวงจรรคูณ (Multiplier) แบบ 4 ควอดแดนต์ เพื่อควบคุมให้ฮิสเตอร์รีซิสเปลี่ยนค่าตามสัญญาณ $\cos 2\omega t$ ในสมการที่ 10 จากรูปที่ 6 สามารถออกแบบเป็นวงจรรอนาลอกดังรูปที่ 7



รูปที่ 7 วงจรเดลด้ามีอดดูเลชั่นที่มีการปรับขอบเขตฮิสเตอร์รีซิสที่ใช้ในการทดลอง



รูปที่ 8 รูปคลื่นเคลต้ามืดดูเลชันที่มีการปรับขอบเขตฮีสเตอร์รีซิส
 (a) แรงดันโชนอ้างอิง V_r และแรงดันป้อนกลับ V_f
 (b) แรงดันเอาต์พุท
 (c) ผลต่าง (Error) ของ V_r และ V_f

จากรูปที่ 8(b) จะสังเกตว่าคาบเวลาของพัลส์คงที่ตลอดคาบของคลื่นฟันดาเมนทอล เมื่อเทียบกับรูปที่ 3(b) จะเห็นว่าคาบเวลาพัลส์ที่มีค่ามากที่สุดจะมีค่าลดลงด้วยค่าฮีสเตอร์รีซิสน้อยที่สุด ทำนองเดียวกันค่าคาบเวลาของพัลส์รูปที่ 8(b) จะมีค่าเท่ากับค่าคาบเวลาน้อยที่สุดของพัลส์ที่ได้จากรูปที่ 3(b) ซึ่งขอบเขตฮีสเตอร์รีซิสจะมีค่าสูงสุด ค่าฮีสเตอร์รีซิสสูงสุด H_{eq} จะเกิดที่ $\omega_r t = \frac{\pi}{2}, \frac{3\pi}{2}$ เมื่อ $m=0$ และค่าฮีสเตอร์รีซิสน้อยที่สุด H_{eq} จะเกิดขึ้นที่ $\omega_r t = 0, \pi$ เมื่อ m เป็นบวกและลบ ตามลำดับ

ตัวอย่างการออกแบบ

ตัวอย่างการออกแบบในบทความนี้ได้ออกแบบให้ความถี่สวิทช์มีค่า 1 kHz เพื่อให้มีการเปรียบเทียบสมรรถนะระหว่างเทคนิคเคลต้ามืดดูเลชันทั้ง 2 ชนิดเห็นได้ชัดและจะนำค่าที่ได้จากการคำนวณไปปรับพารามิเตอร์ในวงจรเคลต้ามืดดูเลเตอร์ซึ่งพารามิเตอร์ต่างๆ สามารถคำนวณและออกแบบได้ดังนี้

1 เทคนิคเคลต้ามืดดูเลชันที่มีฮีสเตอร์รีซิสคงที่

กำหนดให้ $f_{c \max} = 1 \text{ kHz}$, $V_r = 6 \text{ V}$, $K = 212.77$ ($R_1 = 47 \text{ k}\Omega$, $C = 0.01 \text{ uF}$) และ $E = 13.6 \text{ V}$

จากสมการที่ 5 และสมการความกว้างของฮีสเตอร์รีซิส $\frac{R_2 E}{R_2 + R_3}$ จะได้

$$\frac{R_2 E}{4} \% - \frac{K}{4 f_{c \max}} = \frac{212.77}{4 * 1000} = 0.053 \quad (16)$$

กำหนดค่า $R_2 = 1 \text{ k}\Omega$ เมื่อ $R_3 = 20 \text{ k}\Omega$

จากสมการที่ 6 ความถี่สวิตช์ซึ่งต่ำสุดเท่ากับ

$$f_{c \min} = 1,000 \left[1 - \frac{(6)^2 (2\pi * 50)^2}{(212.77)^2 (13.6)^2} \right]$$

$$= 575.67 \text{ Hz}$$

ความถี่สวิตช์ซึ่งจะไม่คงที่และเปลี่ยนแปลงอยู่ระหว่างความถี่ 575.67 Hz ถึง 1 kHz.

2 เทคนิคเดลต้ามีอดดูเลชันที่มีการปรับขอบเขตฮีสเตอร์รีซิส

ในการเปรียบเทียบสมรรถนะของเทคนิคเดลต้ามีอดดูเลชันนี้ได้กำหนดให้ความถี่สวิตช์ซึ่งมีค่าเท่ากับความถี่สวิตช์สูงสุดของเทคนิคเดลต้ามีอดดูเลชันที่มีฮีสเตอร์รีซิสคงที่ซึ่งมีค่าเท่ากับ 1 kHz

$$H_{eq} = \frac{(212.77)(13.6) - (0.5)(6)^2 (2\pi * 50)^2 (1 + \cos 2\omega_r t)}{4 * 1,000 \quad 4 * 1,000 * 212.77 * 13.6}$$

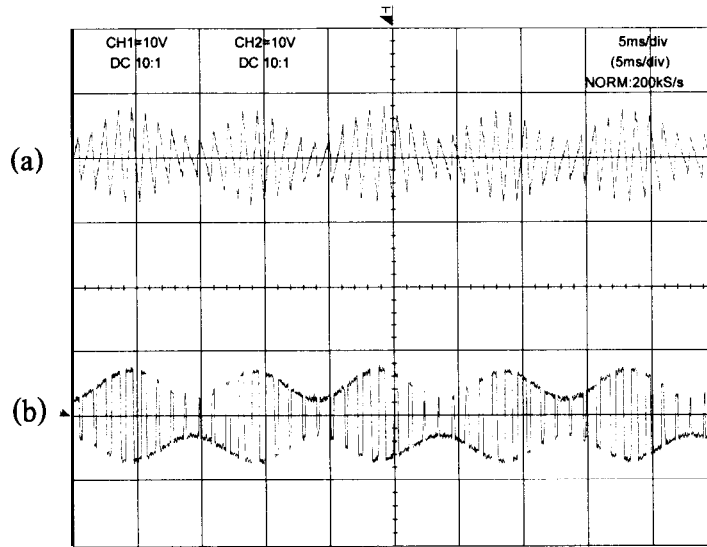
$$= 0.5699 - 0.15348 \cos 2q.t$$

นำค่าที่ได้เปรียบเทียบกับสมการที่ 10 จะได้ $A=0.7234$ และ $B=0.15348$ แล้วนำค่าที่ได้ไปปรับแต่งวงจรดังรูปที่ 6 เพื่อควบคุมให้ความถี่สวิตช์ซึ่งคงที่เท่ากับ 1 kHz

ผลการจำลองและทดลอง

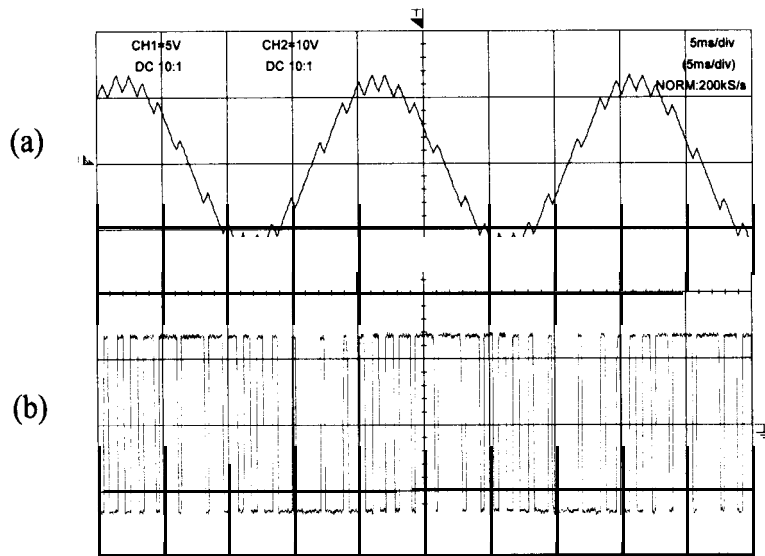
การเปรียบเทียบการทำงานของเทคนิคเดลต้ามีอดดูเลชันทั้ง 2 ชนิดโดยใช้อินเวอร์เตอร์แบบฮาล์ฟบริดจ์ (Half Bridge Inverter) ที่มีอุปกรณ์สวิตช์ IGBT, แรงดัน DC Link $V_d = 100 \text{ V}$, จ่ายโหลด RL ที่ประกอบด้วย $R = 20 \text{ }\Omega$ และ $L = 15 \text{ mH}$ สำหรับการจำลองได้ใช้โปรแกรมสำเร็จ PSpice

รูปที่ 9(a) และ 9(b) แสดงรูปคลื่นสัญญาณผลต่าง (Error) และเอาต์พุตวงจรคูล์ที่ได้จากการทดลองของเทคนิคเดลต้ามีอดดูเลชันที่มีการปรับขอบเขตฮีสเตอร์รีซิสตามลำดับ



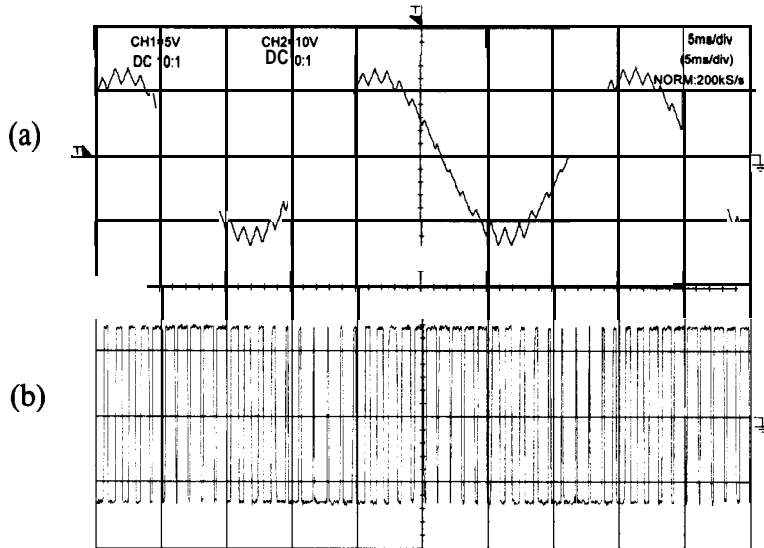
รูปที่ 9 รูปคลื่นจากการทดลองเตลดำมือคตุเลชั่นที่มีการปรับขอบเขตฮีสเตอร์รีซิส

- (a) สัญญาณผลต่าง (Error) สเกล x:5 ms/DIV, y:1 V/div
- (b) เอาท์พุทวงจรถุน สเกล x:5 ms/DIV, y:1 V/div



รูปที่ 10 ผลการทดลองสำหรับเตลดำมือคตุเลชั่นที่มีฮีสเตอร์รีซิสคงที่

- (a) สัญญาณบ็อนกลับ (Vf) สเกล x:5 ms/DIV, y:5 V/div
- (b) สัญญาณ PWM สเกล x:5 ms/DIV, y:10 V/div

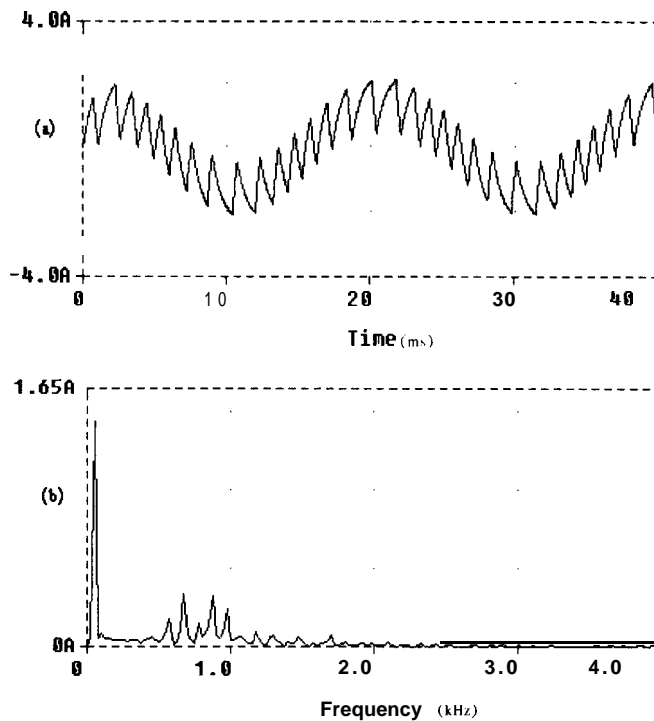


รูปที่ 11 ผลการทดลองสำหรับเตลตำมอดดที่มีการปรับขอบเขตอีสเดอรรีซซ

(a) $E_m - \omega^3 \gg \frac{1}{A} V$ สเกล x:5 ms/DIV, y:5 V/div

(b) สัญญาณ PWM สเกล x:5 ms/DIV, y:10 V/div

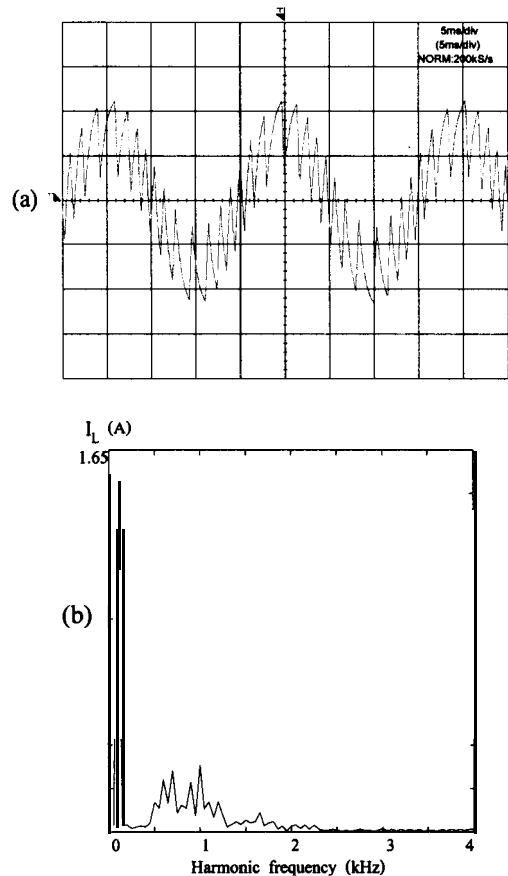
จากรูปที่ 10 และ 11 เป็นผลการทดลองที่ค่าพารามิเตอร์เดียวกันจะสังเกตเห็นได้ชัดเจนว่า ความถี่ สวิตซิ่งของเทคนิคเตลตำมอดดที่มีการปรับขอบเขตอีสเดอรรีซซจะมีค่าค่อนข้างคงที่เมื่อเทียบกับอีสเดอรรีซซคงที่



รูปที่ 12 ผลการจำลองสำหรับเทคนิคเตลตำมอดดที่มีอีสเดอรรีซซคงที่

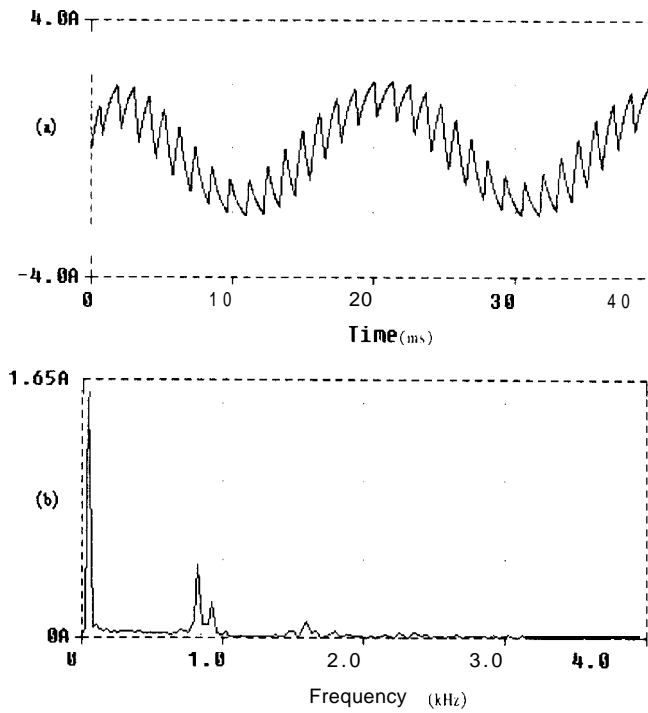
(a) กระแสที่ไหลผ่านโหลด

(b) สเปคตรัมของกระแส



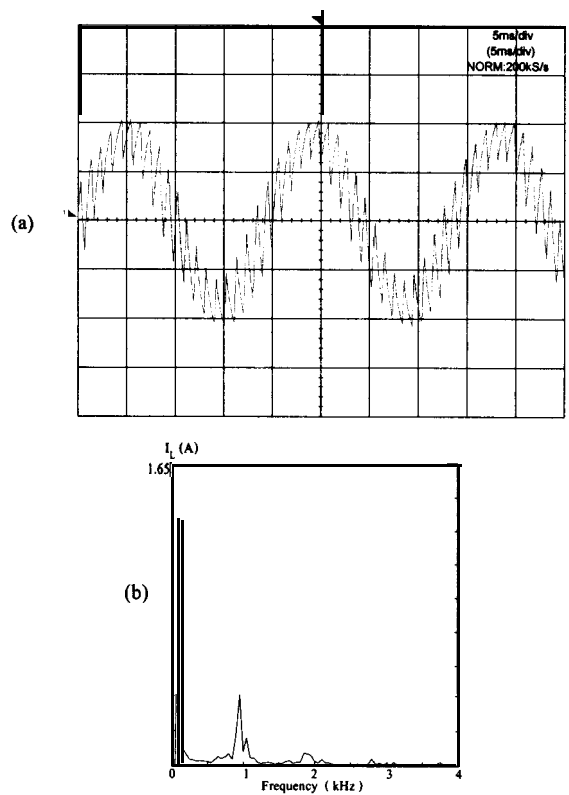
รูปที่ 13 ผลการทดลองสำหรับเทคนิคเดลด้ามอดที่มีฮีสเตอร์รีซิสคงที่
 (a) กระแสที่ไหลผ่านโหลด สเกล x:5 ms/DIV, y:1 A/div
 (b) สเปกตรัมของกระแส

รูปที่ 12 และ 13 แสดงกระแสโหลดและสเปกตรัมสำหรับเทคนิคเดลด้ามอดดูเลขชี้ที่มีฮีสเตอร์รีซิสคงที่ซึ่งทั้งการจำลองและการทดลองจะมีค่าใกล้เคียงกันมาก จากรูปสังเกตเห็นว่ากระแสเกิดริบเปิ้ลมากที่บริเวณเพ็คบนและล่างของรูปคลื่นเนื่องจากความถี่สวิทซึ่งต่ำสุด โดยความถี่สวิทซึ่งจะเปลี่ยนแปลงจาก 575.67 Hz ถึง 1 kHz สเปกตรัมของฮาร์โมนิคจะเกิดการกระจายเป็นฮาร์โมนิคย่อยที่ความถี่สวิทซึ่ง 1 kHz และค่า THD ของกระแสโหลดมีค่าเท่ากับ 42.11%



รูปที่ 14 ผลการจำลองสำหรับเทคนิคเซลล์ด้ามืดที่มีการปรับขอบเขตฮิสเตอร์รีซิส

- (a) กระแสที่ไหลผ่านโหลด
- (b) สเปกตรัมของกระแส



รูปที่ 15 ผลการทดลองสำหรับเทคนิคเซลล์ด้ามืดที่มีการปรับขอบเขตฮิสเตอร์รีซิส

- (a) กระแสที่ไหลผ่านโหลด สเกล x:5 ms/DIV, y:1 A/div
- (b) สเปกตรัมของกระแส

รูปที่ 14 และ 15 แสดงกระแสโหลดและสเปคตรัมสำหรับเทคนิคเดลต้ามอดดูเลชันที่มีการปรับขอบเขตฮีสเตอร์รีซิสซึ่งทั้งการจำลองและการทดลองจะมีค่าใกล้เคียงกันมาก จากรูปจะสังเกตเห็นว่าเกิดกระแสรีปเปลน้อยกว่าเมื่อเทียบกับรูปที่ 12 และ 13 เนื่องจากความถี่สวิตชิ่งค่อนข้างคงที่ที่ 1 kHz สเปคตรัมของฮาร์โมนิกจะเกิดขึ้นช่วงๆ ความถี่สวิตชิ่ง 1 kHz ซึ่งฮาร์โมนิกย่อยจะถูกกลดทอนไป คุณสมบัติเช่นนี้คล้ายกับไซน์ PWM และค่า THD ของกระแสโหลดมีค่าเท่ากับ 33.41% ซึ่งมีค่าน้อยกว่าค่า THD ของรูปที่ 12 และ 13

ปัญหา

อย่างไรก็ตามปัญหาที่เกิดขึ้นในการทดลองคือ การปรับค่าพารามิเตอร์เพื่อควบคุมให้ความถี่สวิตชิ่งมีค่าคงที่ทำได้ค่อนข้างยากเนื่องจากการปรับค่าฮีสเตอร์รีซิสซึ่งเป็นสัญญาณขนาดเล็ก และจะเป็นปัญหาสำคัญในการนำไปประยุกต์ใช้งาน อย่างไรก็ตามสำหรับงานวิจัยต่อไปจะได้นำไมโครคอนโทรลเลอร์มาควบคุมการทำงานแทนวงจรการปรับขอบเขตฮีสเตอร์รีซิสที่ใช้ในงานวิจัยนี้เพื่อให้เหมาะสมกับการใช้งานที่มีสมรรถนะดีกว่า และงานอื่นๆ เช่น แหล่งจ่ายไฟสำรอง (UPS) และในงานขับเคลื่อนเครื่องจักรไฟฟ้า

สรุปผลการทดลอง

บทความนี้ได้ออกแบบการสร้างวงจรเดลต้ามอดดูเลชันที่มีการปรับขอบเขตฮีสเตอร์รีซิสซึ่งเป็นวงจรที่สร้างได้ง่าย มีสมรรถนะที่ดีกว่าเทคนิคเดลต้ามอดดูเลชันที่มีฮีสเตอร์รีซิสคงที่ และสามารถควบคุมความถี่สวิตชิ่งให้มีค่าคงที่ ด้วยคุณสมบัตินี้จะทำให้ไม่เกิดการมอดทางความถี่ รีปเปลของกระแสโหลดมีค่าลดลงและฮาร์โมนิกย่อยถูกกลดทอนไปทำให้ THD มีค่าน้อยลง สมรรถนะของวงจรมอดดูเลเตอร์ที่ออกแบบขึ้นได้ถูกตรวจสอบด้วยผลการจำลองและทดลองซึ่งให้ผลเป็นที่น่าพอใจมาก

เอกสารอ้างอิง

1. Bows, S.R. and Lai, E.S., 1996, "Investigation into Optimising High Switching Frequency Regular Sampled PWM Control for Drives and Static Power Converters", *IEEE Trans. on PE.*, Vol. 143, No. 4, pp. 281-293
2. Abdel-Rahim, N. and Quicoe, J.E., 1993, "A Single-Phase Delta-Modulated Inverter for UPS Application", *IEEE Trans. On Ind. Electronics.*, Vol. 40, No. 3, pp. 347-354
3. Rahman, M.A., Quicoe, J.E. and Choundhury, M.A., 1987, "Performance Analysis of Delta PWM Inverters", *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. PE-2, pp. 227-233
4. Rahman, M.A., Quicoe, J.E. and Choundhury, M.A., 1988, "Harmonic Minimization in Delta Modulated Inverter Using Tuned Filters", *PESC'88 Record*, pp. 462-468

5. Ziogas, P.D., 1981, "The Delta Modulation Technique in Static PWM Inverters," IEEE Trans. Ind. *Applicat.*, Vol. IA-17, pp. 199-204
6. Christiansen, C.F., Valla, M.I., and Rivetta, C.H., 1988, "A synchronization technique for static delta PWM inverters" IEEE *Trans. Ind. Electron.*, Vol. 35, No. 4, pp. 502-507
7. Kinnares, V., 1991, "3- ϕ Delta Modulated PWM Inverter for Induction Motor Drives," *Master* thesis, KMITL., pp. 46-74