

บททวนการประเมินสมรรถนะของเทคนิคการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ สองเฟสชนิดพารามิเตอร์ไม่สมมาตร

A Review of Performance Evaluation for Asymmetrical Parameter Type Two-Phase Induction Motor Drive Technique

เวคิน ปิยรัตน์¹ จักรพงษ์ จารุมิตรี²

¹ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยศรีนครินทรวิโรฒ นครนายก

E-mail: wekin@swu.ac.th

²สาขาวิชาวิศวกรรมการวัดและควบคุม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีปทุมวัน กรุงเทพฯ

E-mail: ch_charumit@hotmail.com

บทคัดย่อ

บทความนี้นำเสนอการทบทวนการประเมินสมรรถนะการควบคุมความเร็วและแรงบิดของมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสชนิดพารามิเตอร์ไม่สมมาตร โดยได้ตัดแปลงมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวชนิดหมุนด้วยตัวเก็บประจุให้เป็นมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสที่มีค่าอิมพีแดนซ์ของขดลวดหลักและขดลวดช่วยเริ่มต้นหมุนไม่สมมาตรกัน และในงานวิจัยนี้ได้นำเสนอหลักการควบคุมมอเตอร์แบบอัตราส่วนแรงดันต่อความถี่ (V/f) และการควบคุมแรงบิดโดยตรง (DTC) โดยอินเวอร์เตอร์ที่ใช้เพื่อควบคุมการทำงานของมอเตอร์นั้น ได้อาศัยเทคนิคการสร้างสัญญาณควบคุมแบบสเปซเวกเตอร์พัลส์วิดโมดูเลชันที่ให้แรงดันเอาต์พุตแบบไม่สมมาตร โดยที่ระบบการขับเคลื่อนทั้งหมดนี้ถูกควบคุมด้วยตัวประมวลผลสัญญาณเชิงดิจิทัล DSP เบอร์ TMS320F240 ที่ใช้งานผ่านการดริวอินเวอร์เตอร์เฟสแบบทันเวลา dSPACE DS1104 สำหรับผลลัพธ์จากการทดสอบได้แสดงให้เห็นถึงสมรรถนะของการควบคุมมอเตอร์สองเฟสชนิดพารามิเตอร์ไม่สมมาตรทั้งภายใต้สภาวะคงตัวและสภาวะทางพลวัตด้วยหลักการควบคุมทั้งสองแบบที่นำเสนอ นอกจากนี้ยังได้เปรียบเทียบผลจากการควบคุมมอเตอร์ด้วยเทคนิคทั้งสองอีกด้วย

คำสำคัญ: มอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟส การควบคุมแบบแรงดันต่อความถี่ การควบคุมแรงบิดโดยตรง

ABSTRACT

In this paper, a performance evaluation for asymmetrical parameter type two-phase induction motor drive technique is reviewed. In order to remove the capacitor used in a single-phase induction motor, the single-phase induction motor needs to be modified to two-phase induction motor where the impedances of main windings and auxiliary windings are unsymmetrical. The constant voltage per hertz (V/f) and direct torque control (DTC) techniques are proposed. To generate an unsymmetrical voltage at the output of inverter, the space vector pulse-width modulation technique is applied. The proposed motor drive system is controlled by DSP (TMS320F240) through dSPACE (DS1104). From the experimental results, the performance of asymmetrical two-phase induction motor drive with proposed control techniques is compared at steady-state and dynamic responses.

Keyword: Two-phase induction motor, Constant voltage per hertz, Direct torque control

1. บทนำ

ปัจจุบันมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวถูกประยุกต์ใช้งานอย่างแพร่หลาย กับสิ่งอำนวยความสะดวกต่าง ๆ ตามที่อยู่อาศัย อาทิเช่น เครื่องซักผ้า พัดลมและเครื่องปรับอากาศ หรือในอุตสาหกรรมครัวเรือนที่ใช้ระบบไฟฟ้าหนึ่งเฟส เช่น เครื่องเจาะขนาดเล็ก อย่างไรก็ตามมอเตอร์ดังกล่าวนี้มีความยุ่งยากต่อการควบคุมแรงบิด และการปรับเปลี่ยนความเร็วรอบ และโดยทั่วไปนิยมใช้การปรับทางกล เช่นการใช้เกียร์ทดหรือใช้ชุดสายพานในการปรับความเร็วรอบ มีผลทำให้เครื่องจักรมีขนาดใหญ่ สิ้นเปลืองพลังงานเป็นอย่างมากและไม่สามารถควบคุมการใช้พลังงานไฟฟ้าให้เหมาะสมในขณะที่มีการเปลี่ยนแปลงภาระโหลด นอกจากนี้ยังมีประสิทธิภาพและตัวประกอบกำลังต่ำอีกด้วย [1]-[16] ดังนั้นในช่วงที่ผ่านมาจึงได้มีการวิจัยกันอย่างต่อเนื่องทั้งนี้เพื่อแก้ปัญหาและปรับปรุงสมรรถนะการทำงานของมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว และส่วนใหญ่เป็นการพิจารณาถึงวิธีการควบคุมมอเตอร์และการพัฒนาอินเวอร์เตอร์ที่เหมาะสมสำหรับการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว ดังเห็นได้จากรายงานวิจัยดังต่อไปนี้

D.G. Holmes, และ A. Kotsopoulos (ค.ศ.1991) [1] ได้ศึกษาวิจัยการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวชนิดหมุนด้วยตัวเก็บประจุมาดัดแปลงเป็นมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสแบบไม่สมมาตรทางอิมพีแดนซ์และใช้ชุดอินเวอร์เตอร์สามกึ่งในการควบคุมการทำงาน โดยแรงดันทั้งสองเฟสที่จ่ายให้กับมอเตอร์ต้องมีขนาดที่ต่างกันและทำมุมห่างกัน 90 องศาทางไฟฟ้า ซึ่งแรงดันดังกล่าวนี้กำหนดได้จากอัตราส่วนจำนวนรอบระหว่างขดลวดช่วยเริ่มต้นหมุนและขดลวดหลัก และแรงดันที่จ่ายให้กับขดลวดช่วยเริ่มต้นหมุนต้องมีค่ามากกว่าขดลวดหลักเสมอตามอัตราส่วนจำนวนรอบ ทั้งนี้เพื่อลดผลกระทบเนื่องจากการกระเพื่อมของแรงบิด และเสียงฮัม (Acoustic noise) เทคนิคที่ใช้ของอินเวอร์เตอร์สามกึ่งเป็นแบบ Naturally sampled sine-triangle modulation

C.-M. Young, C.-C. Liu และ C.-H. Liu (ค.ศ.1996) [2] ได้ทำการวิจัยการขับเคลื่อนมอเตอร์

เหนี่ยวนำเฟสเดียว โดยมอเตอร์ที่ใช้ในการทดสอบสมรรถนะเป็นการเปรียบเทียบจากการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวชนิดเริ่มต้นหมุนและหมุนด้วยตัวเก็บประจุกับมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟส (Two-phase asymmetrical capacitor-less motor ;(CLM)) ซึ่งถูกดัดแปลงมาจากมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว โดยอาศัยการควบคุมจากการป้อนแรงดันไซน์ให้กับมอเตอร์ทั้งสองแบบ นอกจากนี้ยังได้ทำการควบคุม CLM จากการป้อนแรงดันด้วยชุดอินเวอร์เตอร์ทั้งแบบสองกึ่งและสี่กึ่งเพื่อใช้ในการเปรียบเทียบสมรรถนะของการควบคุม โดยเทคนิคที่ใช้ควบคุมการทำงานของอินเวอร์เตอร์เป็นแบบ Naturally sampled sine-triangle modulation

E. R. Benedict และ T. A. Lipo (ค.ศ. 2000) [3] ได้นำเสนอฟังก์ชันการมอดูเลตความกว้างพัลส์ที่ใช้กับอินเวอร์เตอร์สามกึ่ง โดยสามารถควบคุมขนาดของแรงดันเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์ให้มีขนาดแรงดันสองเฟสที่แตกต่างกันได้ตามต้องการ ผลของแรงดันสองเฟสที่ได้ถูกจ่ายให้กับมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบ Permanent split-capacitor (PSC) โดยมีการเปรียบเทียบการมอดูเลตสัญญาณแบบเก่าและแบบที่นำเสนอ ผลที่ได้ของหลักการที่นำเสนอทำให้ทางเดินของแรงเคลื่อนแม่เหล็ก(Magneto motive force :MMF) ของขดลวดทั้งสองเข้าใกล้วงกลมเมื่อเทียบกับแบบดั้งเดิม

C. Yuanhai, F. Blaabjerg และ G. Andersen (ค.ศ. 2002) [4] นำเสนอหลักการใหม่สเปซเวกเตอร์พัลส์วิตมอดูเลชันแบบให้แรงดันสองเฟสสมดุล (Balanced phase voltage space vector PWM : B-SVPWM) ใช้กับอินเวอร์เตอร์สามกึ่ง มาประยุกต์เพื่อการควบคุมความเร็วมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสแบบสมมาตร ผลที่ได้เป็นที่น่าพอใจ สามารถลดผลของการกระเพื่อมของแรงบิดได้

Do-Hyun Jang และ Duck-Yong Yoon (ค.ศ. 2003) [5] ได้ศึกษาและนำเสนอเทคนิคสเปซเวกเตอร์พัลส์วิตมอดูเลชันสำหรับอินเวอร์เตอร์สองเฟสเพื่อจ่ายแรงดันให้กับมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว โดยมอเตอร์เหนี่ยวนำดังกล่าวได้พิจารณาให้ขดลวดหลักและขดลวดช่วยเริ่มต้นหมุนมีความสมมาตรทางอิมพีแดนซ์

และเรียกว่ามอเตอร์ที่มีความสมมาตรนี้ว่ามอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสสมมาตร สำหรับการดำเนินงานของอินเวอร์เตอร์ด้วยเทคนิคที่นำเสนอมีสถานะการทำงาน 4 สเปซเวเตอร์ของแรงดันและไม่มีเวกเตอร์ศูนย์ อย่างไรก็ตามด้วยวิธีสเปซเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชันเพื่อควบคุมการทำงานของอินเวอร์เตอร์ที่ให้แรงดันเอาต์พุตแบบสมดุลบ้อนให้แก่มอเตอร์นั้นไม่สามารถนำไปใช้ได้กับมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบไม่สมมาตรทางอิมพีแดนซ์ได้ เนื่องจากยังค่าความแตกต่างของอิมพีแดนซ์ในขดลวดทั้งสองขุด นอกจากนี้ด้วยโครงสร้างและหลักการดำเนินงานของอินเวอร์เตอร์แบบ 2 กิ่งที่นำเสนอพบว่าการที่ไม่มีเวกเตอร์ศูนย์ทำให้เกิดความผิดเพี้ยนของกระแสสูงและเทคนิคนี้ยังให้แรงดันเอาต์พุตต่ำอีกด้วย

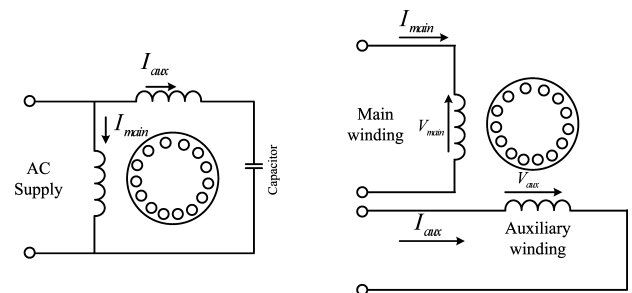
M. A. Jabbar, A. M. Khambadkone และ Z. Yanfeng (ค.ศ.2004) [6] ได้วิจัยการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสแบบสมดุลดขนาดเล็กที่อาศัยเทคนิคการควบคุมแบบสเกลาร์โดยกำหนดเงื่อนไขการควบคุมในย่านกำลังคงที่ (Constant Power Operation) ด้วยหลักการสเปซเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชันที่ให้แรงดันเอาต์พุตสองเฟสแบบสมดุลสำหรับควบคุมการทำงานของอินเวอร์เตอร์แบบ 3 กิ่ง โดยงานวิจัยนี้ได้มุ่งเน้นการแก้ปัญหาที่เกิดขึ้นจากมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสสลับแบบอนุกรม

S. Vaez-Zadeh และ Sh. Reicy H (ค.ศ. 2005) [7] ได้แนะนำการวิจัยการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวแบบไร้ตัวตรวจวัดความเร็วรอบด้วยหลักการควบคุมแบบเวกเตอร์ ซึ่งสามารถทำให้สมรรถนะของมอเตอร์ถูกปรับปรุงให้ดีขึ้น อย่างไรก็ตามโครงสร้างของระบบควบคุมในงานวิจัยดังกล่าวนี้ยังมีข้อด้อยในส่วนในตัวควบคุม ที่มีวงรอบการควบคุมมากและมีความซับซ้อน

V.S. Fating, S.V. Jadhav, R.T. Ugale และ B.N. Chaudhari (ค.ศ.2008) [8] ได้วิจัยการควบคุมสมรรถนะสูงเพื่อควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสทั้งแบบสมมาตรและไม่สมมาตรด้วยวิธีการควบคุมแรงบิดโดยตรง ซึ่งได้กำหนดโครงสร้างของการควบคุมแรงบิดและเส้นแรงแม่เหล็กที่อิสระต่อกัน โดยผลการ

จำลองของระบบควบคุมที่นำเสนอพบว่าการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสไม่สมมาตรนั้นมีแรงบิดกระเพื่อมสูงกว่ามอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสแบบสมมาตร และระบบควบคุมให้ผลตอบสนองต่อการกลับเข้าสู่ภาวะคงตัวชั่วขณะโหลดมีการเปลี่ยนแปลง

Vijit Kinnaras และ Chakrapong Charumit (ค.ศ.2009) [9] ได้แนะนำเทคนิคควบคุมอินเวอร์เตอร์สามกิ่งสำหรับควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสแบบไม่สมดุลด้วยเทคนิคการควบคุมอัตราส่วนแรงดันต่อความถี่คงที่ โดยหลักการควบคุมอินเวอร์เตอร์แบบใหม่ที่นำเสนอแตกต่างไปจากหลักการสเปซเวกเตอร์แบบเดิมที่ให้แรงดันเอาต์พุตสองเฟสแบบสมดุล โดยการพัฒนาแบบแผนการควบคุมอินเวอร์เตอร์แบบสามกิ่ง ที่ให้แรงดันเอาต์พุตสองเฟสแบบไม่สมดุลเพื่อจ่ายให้กับมอเตอร์ ด้วยการสร้างฟังก์ชันรูปแบบใหม่สำหรับการมอดูเลตความกว้างของพัลส์แบบสเปซเวกเตอร์ที่อาศัยคลื่นพาร์โบล ส่งผลให้สมรรถนะของมอเตอร์ถูกปรับปรุงให้ดีขึ้นโดยสามารถลดการกระเพื่อมของแรงบิดลงได้ด้วยการชดเชยความไม่สมมาตรของกระแสสเตเตอร์



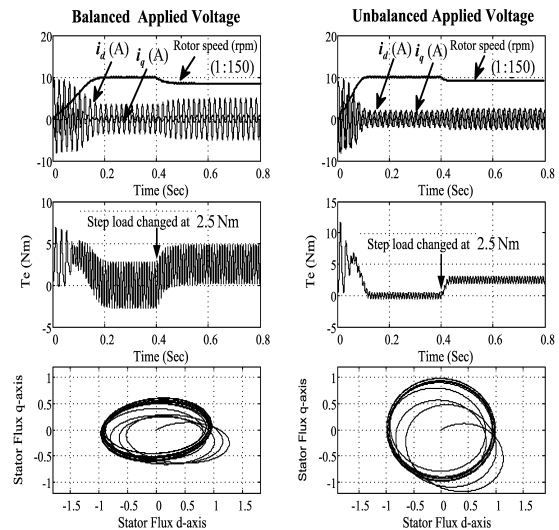
รูปที่ 1 การดัดแปลงมอเตอร์หนึ่งเฟสชนิดหมุนด้วยตัวเก็บประจุไปเป็นมอเตอร์สองเฟส

สำหรับงานวิจัยนี้เป็นการทบทวนเกี่ยวกับการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวที่มีการติดตั้งใช้งานจริงอยู่แล้ว แต่ไม่สามารถทำการปรับเปลี่ยนความเร็วรอบได้ จากบทความวิจัยต่างๆพบว่าการควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวไม่สามารถบ่อนแรงดันหนึ่งเฟสที่มีความถี่ต่างๆได้โดยตรง เนื่องจากจะเกิดผลกระทบโดยตรงกับตัวเก็บ

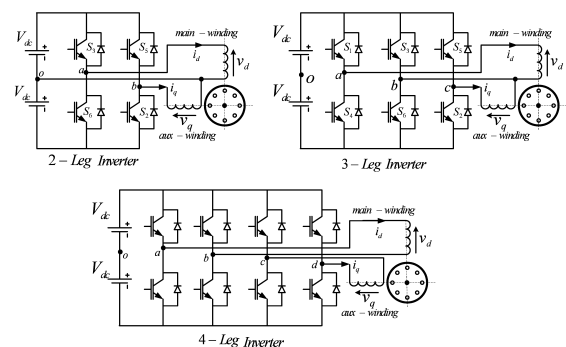
ประจุที่ต่ออยู่ภายในตัวมอเตอร์ ซึ่งเป็นขีดจำกัดในการควบคุมความเร็วรอบด้วยวิธีนี้ ดังนั้นจึงต้องมีการตัดแปลงมอเตอร์ให้เป็นแบบสองเฟส โดยมอเตอร์ที่ใช้ต้องเป็นชนิดหมุนด้วยตัวเก็บประจุ หรือชนิดเริ่มหมุนและหมุนด้วยตัวเก็บ เนื่องจากขดลวดช่วยเริ่มต้นหมุนของมอเตอร์เหล่านี้ถูกต่อใช้งานอยู่ตลอดเวลา ดังรูปที่ 1 [9]

จากหลักการควบคุมมอเตอร์ที่ตัดแปลงเป็นมอเตอร์สองเฟสตามรูปที่ 1 การจ่ายแรงดันให้กับขดลวดทั้งสองของมอเตอร์สองเฟสแบบไม่สมมาตรนี้มีขนาดแรงดันในแต่ละขดที่ไม่เท่ากัน อันเป็นผลสืบเนื่องมาจากความไม่เท่ากันของอิมพีแดนซ์ที่เกิดจากการออกแบบของผู้ผลิต ดังนั้นจึงจำเป็นอย่างยิ่งที่จะต้องควบคุมแรงดันในแต่ละขดลวดให้ได้แรงดันที่เหมาะสมเพื่อให้เกิดความสมมาตรของฟลักซ์แม่เหล็กของขดลวดทั้งสองโดยการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟส ที่มีค่าอิมพีแดนซ์และจำนวนรอบของขดลวดทั้งสองมีค่าไม่เท่ากัน เมื่อทำการจ่ายแรงดันสองเฟสที่ห้ามุมห่างกัน 90 องศาทางไฟฟ้าและมีขนาดเท่ากันให้กับขดลวดทั้งสองทำให้เกิดความไม่สมมาตรของสนามแม่เหล็กหมุน MMF ที่เกิดขึ้นจากขดลวดทั้งสอง โดยถูกแบ่งแยกออกเป็นสองส่วน คือสนามแม่เหล็กหมุนไปข้างหน้า (Forward rotating field) และสนามแม่เหล็กหมุนถอยหลัง (Backward rotating field) ที่มีทิศทางการหมุนตรงข้ามกัน เป็นผลทำให้เกิดสนามแม่เหล็กที่กระเพื่อม (Pulsating field) เป็นสาเหตุหลักของการเกิดการกระเพื่อมของแรงบิด และแรงบิดเริ่มต้นต่ำ โดยที่มอเตอร์ไม่สามารถรับภาระโหลดที่พิกัดได้และจากรูปที่ 2 ที่ซึ่งเป็นการจำลองการจ่ายแรงดันให้กับมอเตอร์สองเฟส [9]-[10],[12] โดยแบ่งออกเป็น 2 เงื่อนไข คือ กรณีที่จ่ายแรงดันให้กับขดลวดหลักและขดลวดช่วยเริ่มต้นหมุนเท่ากัน และในกรณีที่ 2 จ่ายแรงดันให้กับสองขดลวดที่ไม่เท่ากัน ซึ่งพบว่าการให้แรงดันที่เหมาะสมกับขดลวดทั้งสองนั้นสามารถลดผลของแรงบิดกระเพื่อมลงได้ เนื่องจากเกิดการสมมาตรของฟลักซ์แม่เหล็กที่เกิดจากขดลวดทั้งสองชุด

การสร้างแรงดันเอาต์พุตสองเฟสที่มีขนาดไม่เท่ากันเพื่อจ่ายแรงดันให้กับมอเตอร์นั้น ปัจจุบันได้ใช้เทคนิค SPWM [9] ที่ใช้ช่วงจรอนาล็อก ซึ่งมีข้อเสียมากในด้านความเสถียรภาพของวงจรและคุณภาพของสัญญาณ จากปัญหานี้เองในงานวิจัยนี้ จึงได้คิดค้นวิธีการสร้างสัญญาณขับด้วยหลักการแบบดิจิทัลของ SVPWM แบบใหม่ที่สามารถปรับขนาดแรงดันเอาต์พุตทั้งสองให้มีขนาดไม่เท่ากันตามอัตราส่วนจำนวนรอบของขดลวด ซึ่งเลือกใช้ชุดอินเวอร์เตอร์ชนิดสามกึ่งตามรูปที่ 3 [9]-[12]



รูปที่ 2 การจำลองการจ่ายแรงดันให้กับมอเตอร์สองเฟสที่มีอิมพีแดนซ์ไม่สมมาตร



รูปที่ 3 รูปแบบวงจรกำลังอินเวอร์เตอร์แบบ 2, 3 และ 4 กึ่ง ตามลำดับ

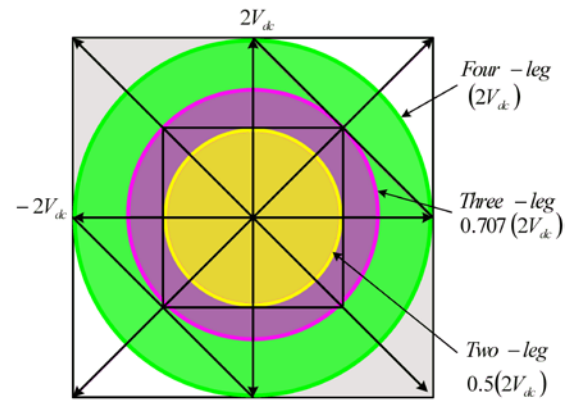
โดยการเปรียบเทียบรูปแบบระหว่างอินเวอร์เตอร์สองกึ่ง สามกึ่ง สี่กึ่งที่ใช้ SVPWM [9] และแบบที่นำเสนอแสดงได้ตามตารางที่ 1 และจากตารางที่ 1 พบว่าอินเวอร์เตอร์แบบสามกึ่งซึ่งอาศัยวิธีการสร้างสัญญาณขับแบบ SVPWM ที่นำเสนอเหมาะสมที่สุด ทั้งนี้เนื่องจากชุดอินเวอร์เตอร์ สองกึ่งไม่มีเวกเตอร์แรงดันศูนย์ และมีการใช้ประโยชน์จากแรงดันดีซีได้ต่ำ อีกทั้งยังมีปัญหาเรื่องของการไม่สมมาตรของแรงดันดีซี อันเนื่องมาจากตัวเก็บประจุทั้งสองที่แรงดัน DC-Link [5] ทำให้แรงดันและกระแสเอาต์พุตมีความผิดเพี้ยนไปอย่างมาก และการใช้ประโยชน์จากแรงดันดีซีบัส ดังแสดงไว้ตามรูปที่ 4 โดยชุดอินเวอร์เตอร์สามกึ่งให้แรงดันเอาต์พุตประมาณ 70% [15]-[16] และเมื่อเทียบกับชุดอินเวอร์เตอร์สี่กึ่งที่ใช้ประโยชน์จากแรงดันดีซีบัสได้สูงแต่มีราคาสูงกว่า ทำให้ไม่คุ้มกับการลงทุน อย่างไรก็ตามในงานวิจัยนี้เลือกใช้ชุดอินเวอร์เตอร์สามกึ่งในการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟส

ตารางที่ 1 เปรียบเทียบรูปแบบของอินเวอร์เตอร์ที่นำเสนอเทียบกับอินเวอร์เตอร์สามชนิด

Type of inverters	2-leg SVPWM	3-leg SVPWM	4-leg SVPWM	Proposed USVPWM
No. of IGBTs	4	6	8	6
Max. output voltage	$\frac{DC - Link}{2}$	$\frac{DC - Link}{\sqrt{2}}$	$DC - Link$	$\frac{DC - Link}{\sqrt{2}}$
No. of caps in DC bus	2	1	1	1
Switching states	4	8	16	8
Active states	4	6	12	6
Zero states	0	2	4	2
Output phase voltage pattern	Bipolar pattern	Unipolar pattern	Unipolar pattern	Unipolar pattern
Output voltage	Balanced voltage	Balanced voltage	Balanced voltage	Unbalanced voltage

สำหรับการนำเสนอในงานวิจัยนี้ การควบคุมมอเตอร์ให้มีสมรรถนะที่ดีได้นั้น จำเป็นต้องสร้างแรงดันเอาต์พุตสองเฟสที่มีขนาดไม่สมดุลจ่ายให้กับมอเตอร์ โดยในการวิจัยได้นำเสนอหลักการสร้างแรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ด้วยหลักการสเปซเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชัน เพื่อใช้เป็นแหล่งจ่ายแรงดันให้กับมอเตอร์สองเฟส และนำหลักการสร้างแรงดันที่ได้นี้

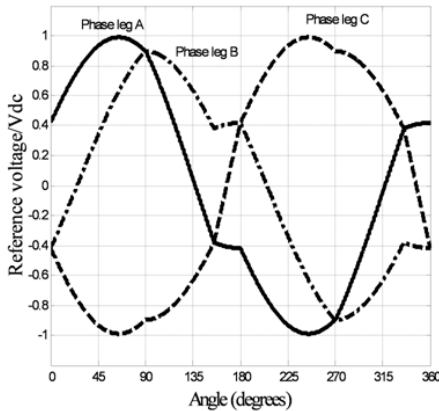
นำมาควบคุมมอเตอร์แบบแรงดันต่อความถี่คงที่ และการควบคุมแรงบิดโดยตรง โดยได้ทำการวิเคราะห์ผลของการจ่ายแรงดันที่เหมาะสมให้กับมอเตอร์และนำเสนอผลจากการควบคุมแรงบิดของมอเตอร์ ภายใต้เงื่อนไขของแรงดันและความถี่ที่ค่าต่าง ๆ



รูปที่ 4 เปรียบเทียบขอบเขตของแรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์แบบ 2, 3 และ 4 กึ่ง

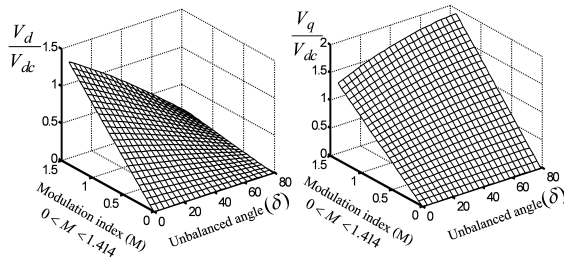
2. สเปซเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชันแบบแรงดันเฟสไม่สมดุล

หลักการ SVPWM แบบที่ให้แรงดันทางด้านเอาต์พุตสองเฟสที่มีขนาดไม่เท่ากัน [9]-[11] มีการตัดแปลงมาจากการลดและเพิ่มขนาดของเวกเตอร์แรงดันแอคทีฟ (Active voltage space vectors) ด้วยแฟคเตอร์แรงดัน $|A|$ และ $|B|$ ที่เหมาะสมตามความต้องการของการปริมาณแรงดันที่ตกรวมโวลต์ V_d และ V_q ที่แสดงในรูปที่ 5 โดยที่การคำนวณแฟคเตอร์แรงดัน $|A|$ และ $|B|$ แสดงหลักการในรูปตรีโกณมิติ ซึ่งกำหนดให้แรงดันอ้างอิงทั้งสามเฟส \tilde{V}_a, \tilde{V}_b และ \tilde{V}_c ทำมุมตั้งฉากกันและมีขนาดความยาวเท่ากันคือ $1/\sqrt{2}$ หน่วย และแรงดันเอาต์พุตอ้างอิงคือแรงดัน \tilde{V}_{ab} และ \tilde{V}_{cb} จะมีขนาดเท่ากันและทำมุมห่างกัน 90 องศา เมื่อมุม δ มีค่าเป็นศูนย์ ทำให้ขนาดของแฟคเตอร์แรงดัน $|A|$ และ $|B|$ มีขนาดเท่ากับหนึ่งหน่วย และเมื่อปรับมุม δ เพิ่มขึ้นในทิศทางบวก(หมายถึงการเลื่อนตำแหน่งของเวกเตอร์แรงดัน \tilde{V}_b) ตามรูปที่ 5 ทำให้ขนาดของแฟคเตอร์แรงดัน $|A|$ และ $|B|$ ไม่เท่ากัน ส่งผลทำให้ขนาดผลรวมแรงดันเอาต์พุตอ้างอิง \tilde{V}_{ab} และ \tilde{V}_{cb} มี



(ข) แร้งดันเฟสอ้างอิงทั้ง 3 กิ่งเฟส

รูปที่ 7 การคำนวณเวลา และแรงดันอ้างอิงทั้งสามกิ่ง
เฟสที่ $\delta = 40^\circ$



รูปที่ 8 แร้งดันเอาต์พุต V_d และ V_q

จากสมการที่ (5) และ (6) เป็นการคำนวณเวลาของการสวิตช์ในเซ็กเตอร์ที่ 1 โดยนำมาพล็อตกราฟทั้ง 6 เซ็กเตอร์ได้ตามรูปที่ 7(ก) และแปลงมาเป็นแรงดันอ้างอิงตามรูปที่ 7(ข) รูปที่ 8 เป็นกราฟความสัมพันธ์ระหว่างแรงดัน และดัชนีการมอดูเลต U-SVPWM ที่นำเสนอเมื่อทำการปรับแรงดันเอาต์พุตให้มีค่าแตกต่างกัน สามารถลดขนาดของแรงดันเอาต์พุตทั้งสองได้โดยการปรับดัชนีการมอดูเลตให้มีค่าต่ำลง ซึ่งเหมาะสมอย่างมากในการควบคุมแบบ V/F คงที่

3. แบบจำลองของมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟส

สำหรับแบบจำลองทางพลวัตของมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสชนิดพารามิเตอร์ไม่สมมาตรนั้น ได้พิจารณาจากแบบจำลองของมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟส

เดียวที่มีขดลวดหลักและขดลวดช่วยเริ่มหมุนวางอยู่ในแกน d และแกน q ตามลำดับ โดยขดลวดทั้งสองมีมุมต่างเฟสกัน 90 องศา และความสัมพันธของสมการทางพลวัตบนกรอบแกนนิ่ง (stationary reference frame) [11]-[12] กำหนดได้ดังนี้

$$v_{sd}^s = R_{sd} i_{sd}^s + \frac{d\lambda_{sd}^s}{dt} \quad (7)$$

$$v_{sq}^s = R_{sq} i_{sq}^s + \frac{d\lambda_{sq}^s}{dt} \quad (8)$$

$$0 = R_r i_{rd}^s + \frac{d\lambda_{rd}^s}{dt} + \omega_r \lambda_{rq}^s \quad (9)$$

$$0 = R_r i_{rq}^s + \frac{d\lambda_{rq}^s}{dt} - \omega_r \lambda_{rd}^s \quad (10)$$

$$\lambda_{sd}^s = L_{sd} i_{sd}^s + M_{srd} i_{rd}^s \quad (11)$$

$$\lambda_{sq}^s = L_{sq} i_{sq}^s + M_{srq} i_{rq}^s \quad (12)$$

$$\lambda_{rd}^s = L_r i_{rd}^s + M_{srd} i_{sd}^s \quad (13)$$

$$\lambda_{rq}^s = L_r i_{rq}^s + M_{srq} i_{sq}^s \quad (14)$$

$$T_e = P (i_{sq}^s i_{rd}^s M_{srq} - i_{sd}^s i_{rq}^s M_{srd}) \quad (15)$$

$$P(T_e - T_L) = J \frac{d\omega_r}{dt} + B\omega_r \quad (16)$$

เมื่อ $v_{sd}^s, v_{sq}^s, i_{sd}^s, i_{sq}^s$ คือ แร้งดัน และกระแสสเตเตอร์ $\lambda_{sd}^s, \lambda_{sq}^s, \lambda_{rd}^s, \lambda_{rq}^s$ คือ สเตเตอร์ฟลักซ์ และโรเตอร์ L_{sd}, L_{sq}, L_r คือ ความเหนี่ยวนาสเตเตอร์และโรเตอร์ M_{srd}, M_{srq} คือ ค่าความเหนี่ยวนำร่วม R_{ds}, R_{qs}, R_r คือ ความต้านทานสเตเตอร์และโรเตอร์ ω_r, T_e, T_L คือ ความเร็วมอเตอร์ แรงบิดทางแม่เหล็กไฟฟ้าและแรงบิดโหลด โดยที่ P, J, B คือ คู่ขั้วแม่เหล็ก ความเฉื่อยและสัมประสิทธิ์ความหนืด โดยที่สัญลักษณ์ s บนค่าพารามิเตอร์ต่างๆ หมายถึงกรอบอ้างอิงแกนนิ่ง

4. หลักการควบคุมแบบแรงดันต่อความถี่คงที่

จากการนำเสนอการสร้างแรงดันเอาต์พุตสองเฟสที่สามารถปรับขนาดแรงดันเอาต์พุตได้ตามความต้องการที่ได้นำเสนอในหัวข้อที่ผ่านมา ได้ถูกนำมาประยุกต์ใช้ในการขับเคลื่อนมอเตอร์สองเฟสที่ถูกดัดแปลงมาจากมอเตอร์หนึ่งเฟส โดยนำเสนอหลักการ

ควบคุมแรงดันต่อความถี่คงที่สำหรับมอเตอร์สองเฟสแบบไม่สมมาตรทางอิมพีแดนซ์ ดังแสดงตามรูปที่ 9 และบล็อกไดอะแกรมระบบควบคุมแสดงได้ดังรูปที่ 10 และจากรูปที่ 10 เมื่อพิจารณาให้แรงบิดทางแม่เหล็กไฟฟ้าเป็นสัดส่วนโดยตรงกับความเร็วสลิป ดังนั้นฟังก์ชันถ่ายโอนของระบบควบคุมวงเปิดในกรณีค่า B และ T_L เท่ากับศูนย์ แสดงได้ดังนี้ [10],[12] คือ

$$T_e = k_t \omega_{sl} \quad (17)$$

เมื่อ $k_t = \frac{T_{rated}}{\omega_{sl,rated}}$

จากสมการที่ (17) เขียนให้อยู่ในรูปลาปลาซทรานส์ฟอร์มได้ดังนี้ คือ

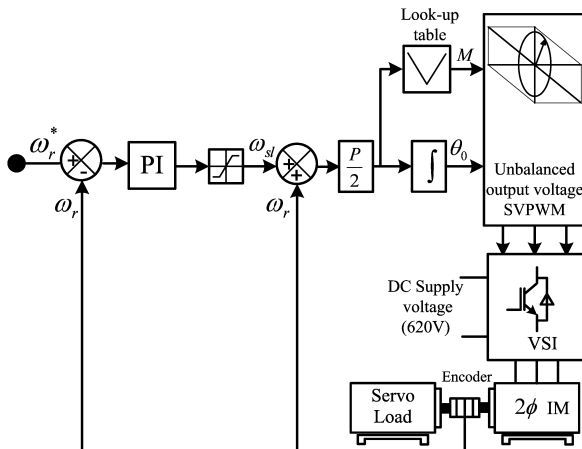
$$T_e(s) = k_t \omega_{sl}(s) \quad (18)$$

และ

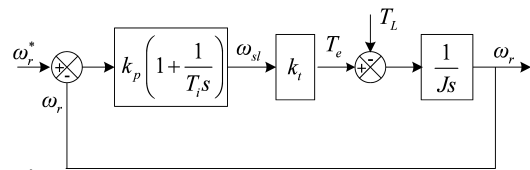
$$\omega_r(s) = \frac{T_e(s)}{Js} \quad (19)$$

โดยที่ฟังก์ชันถ่ายโอนระหว่างความเร็วโรเตอร์และความเร็วสลิปมีค่าเท่ากับ

$$\frac{\omega_r(s)}{\omega_{sl}(s)} = \frac{k_t}{Js} \quad (20)$$



รูปที่ 9 โครงสร้างการควบคุมแรงดันต่อความถี่คงที่



รูปที่ 10 บล็อกไดอะแกรมระบบควบคุมอย่างง่ายตามหลักการควบคุมแรงดันต่อความถี่คงที่

สำหรับฟังก์ชันถ่ายโอนสมการที่(20) เมื่อรวมกับตัวควบคุม PI แล้วนั้นสามารถเขียนเป็นความสัมพันธ์ของระบบควบคุมวงเปิดได้ดังนี้ คือ

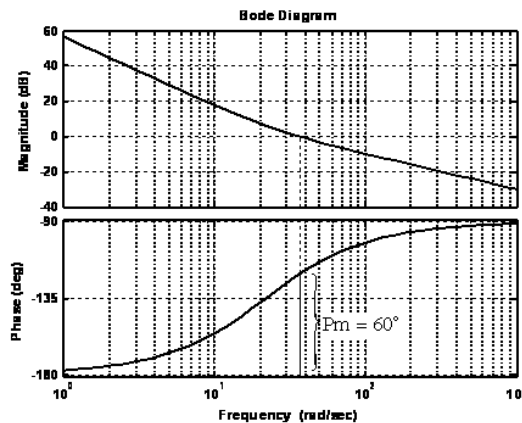
$$H(s) = k_p \left(1 + \frac{1}{T_i s}\right) \cdot \left(\frac{k_t}{Js}\right) = \frac{k_p k_t (1 + T_i s)}{(T_i s)(Js)} \quad (21)$$

โดยที่ฟังก์ชันถ่ายโอนจากสมการที่(21) ตามโครงสร้างของระบบควบคุมรูปที่10 สามารถนำไปออกแบบหาค่าคงที่ของตัวควบคุม PI โดยที่ค่าคงที่ k_p และ T_i คำนวณได้เมื่อกำหนดให้ขนาดและเฟสของฟังก์ชันถ่ายโอนโดยพิจารณาจากเงื่อนไขของการควบคุมดังต่อไปนี้ คือ $|H(s)| = |H(j\omega_c)| = 1$ และ $\varphi_M = 180^\circ + \tan^{-1}(\omega_c T_i) - 90^\circ - 90^\circ$ ดังนั้น

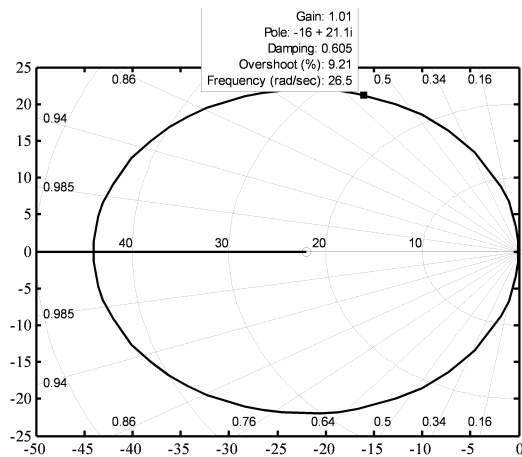
$$T_i = \frac{\tan \varphi_M}{\omega_c} \quad (22)$$

เมื่อแทน $s = j\omega_c$ ดังนั้นค่า k_p คำนวณได้ตามสมการที่ (23)

$$k_p = \frac{T_i J s^2}{k_t + k_t T_i s} = \frac{T_i J (\omega_c)^2}{k_t \sqrt{1 + (T_i \omega_c)^2}} \quad (23)$$



รูปที่ 11 ผลตอบเชิงสนองความถี่ของระบบวงเปิด



รูปที่ 12 ทางเดินรากของระบบควบคุมวงปิด

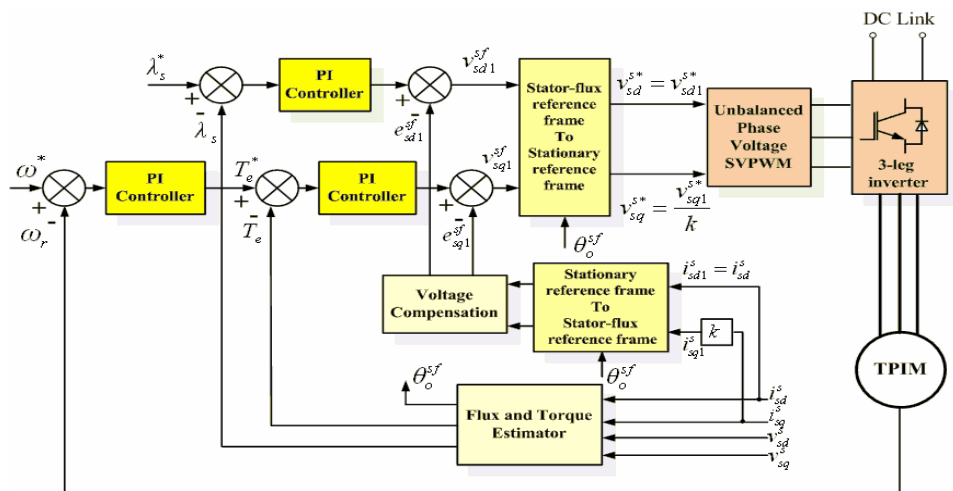
จากสมการที่ (21) เมื่อออกแบบระบบควบคุมวงเปิดโดยอาศัยโพลีทอพอโลยีซึ่งให้ผลตอบสนองดังรูปที่ 11 นั้นมีค่าความถี่หักมุม (Cut-off frequency: ω_c) เท่ากับ 36.9 rad/s และถ้าเลือกเฟสเมื่อเท่ากับ 60° ส่งผลให้ $k_t = 0.196$, $T_i = 0.047$, $k_p = 1.65$ และ $k_f = 35.1$ ซึ่งทางเดินรากของระบบควบคุมวงปิดแสดงดังรูปที่ 12 นั้น มีโพลอยู่ทางด้านซ้ายมือแสดงถึงเสถียรภาพของระบบที่ดี โดยมีค่า damping factor (ζ) ประมาณ 0.6 Overshoot ประมาณ 9.2 % และ natural frequency (ω_n) อยู่ที่ประมาณ 26.5 rad/s

5. หลักการควบคุมแรงบิดโดยตรง

การควบคุมแรงบิดโดยตรงในงานวิจัยนี้เป็นการพิจารณาโครงสร้างการควบคุมสเตเตอร์ฟลักซ์และแรงบิดที่แยกอิสระต่อกัน โดยที่แรงบิดคำสั่งถูกกำหนด

จากวงรอบของการควบคุมความเร็ว (speed loop) มอเตอร์ ดังรูปที่ 13 [11] ซึ่งแสดงโครงสร้างระบบควบคุมที่นำเสนอสำหรับวงรอบการควบคุมสเตเตอร์ฟลักซ์ (flux loop) และแรงบิด (torque loop) เป็นการควบคุมที่ปราศจากวงรอบการควบคุมกระแส (current loop) แต่จะกำหนดการควบคุมจากความสัมพันธ์ของสเตเตอร์ฟลักซ์กับแรงดันสเตเตอร์ตามแนวแกน d และแรงบิดกับแรงดันสเตเตอร์ตามแนวแกน q ซึ่งแรงดันทั้งสองได้ถูกกำหนดบนกรอบอ้างอิงสเตเตอร์ฟลักซ์ (stator-flux reference frame) นอกจากนี้ยังได้พิจารณาแบบจำลองทางพลวัตของมอเตอร์ที่สมมาตรกันด้วยการชดเชยกระแสบนแกน q

จากที่กล่าวมาข้างต้นการชดเชยกระแสบนแกน q เพื่อให้มอเตอร์หนึ่งเฟสชนิดหมุนด้วยตัวเก็บประจุทำงานเป็นมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสที่มีความสมมาตรทางอิมพีแดนซ์นั้นมีความสำคัญอย่างมากต่อสมรรถนะการทำงานสำหรับมอเตอร์ และหากพิจารณา (15) ในกรณีของมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวพบว่าค่าความเหนี่ยวนำรวม $M_{srd} \neq M_{srq}$ เนื่องจากขดลวดหลักและขดลวดช่วยมีค่าอิมพีแดนซ์ต่างกัน ซึ่งส่งผลให้เกิดการแกว่งหรือการกระเพื่อมในทอมของแรงบิดทางแม่เหล็กไฟฟ้าอันเนื่องมาจากความไม่สมมาตรดังกล่าว ดังนั้นเพื่อให้ง่ายต่อการวิเคราะห์ในการแก้ไขปัญหาความไม่สมมาตรจึงต้องกำจัดทอมไฟสลับของแรงบิดทางแม่เหล็กไฟฟ้าด้วยการควบคุมกระแสที่สเตเตอร์อย่างเหมาะสม [8],[19]



รูปที่ 13 โครงสร้างการควบคุมแรงบิดโดยตรง

สำหรับแบบจำลองทางพลวัตจากสมการที่ (7) ถึง (16) สามารถแสดงความสัมพันธ์ในเทอมของเส้นแรงสเตเตอร์ แรงดันสเตเตอร์และแรงบิดทางแม่เหล็กไฟฟ้าบนพื้นฐานการควบคุมแบบ DTC ที่มอเตอร์มีความสมมาตรกันทางอิมพีแดนซ์ เมื่อกำหนดให้ $i_{sd}^s = i_{sd1}^s$ $i_{sq}^s = ki_{sq1}^s$ ($k = M_{srd} / M_{srq}$) เมื่ออาศัยสมการที่ (7),(11)และ(13) ดังนั้นแรงดันสเตเตอร์และเส้นแรงแม่เหล็กตามแนวแกน d จึงเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

$$v_{sd1}^s = \frac{R_{sd}}{L_{sd}\sigma_{sd}} \lambda_{sd1}^s + \frac{d\lambda_{sd1}^s}{dt} - \frac{R_{sd}M_{srd}}{L_{sd}L_r\sigma_{sd}} \left[\frac{L_r}{M_{srd}} \lambda_{sd1}^s - \frac{L_{sd}L_r}{M_{srd}} \sigma_{sd} i_{sd1}^s \right] \quad (24)$$

เมื่อกำหนดให้ $\sigma_{sd} = \left[1 - \frac{M_{srd}^2}{L_{sd}L_r} \right]$ และเทอมที่สามในสมการที่(11) คือ ส่วนการชดเชยแรงดันจากความไม่สมมาตรบนแกน d (e_{sd1}^s) ดังนั้น

$$v_{sd1}^s = \frac{R_{sd}}{L_{sd}\sigma_{sd}} \lambda_{sd1}^s + \frac{d\lambda_{sd1}^s}{dt} + e_{sd1}^s \quad (25)$$

จาก(8),(12)และ(14)แรงดันสเตเตอร์ตามแนวแกน q คือ

$$v_{sq1}^s = R_{sd}i_{sq1}^s + L_{sq}\sigma_{sd} \frac{di_{sq1}^s}{dt} + \frac{M_{srd}}{L_r} \left[\frac{R_r L_{sd}}{M_{srd}} \right] i_{sq1}^s \quad (26)$$

โดยเทอมที่สามในสมการที่(26) คือส่วนการชดเชยแรงดันจากความไม่สมมาตรบนแกน q (e_{sq1}^s) ดังนั้น

$$v_{sq1}^s = R_{sd}i_{sq1}^s + L_{sq}\sigma_{sd} \frac{di_{sq1}^s}{dt} + e_{sq1}^s \quad (27)$$

และแรงบิดทางแม่เหล็กไฟฟ้าที่กำหนดได้จากความสัมพันธ์ของสมการที่(15) แสดงได้ดังนี้ คือ

$$T_e = P \left(\left(\frac{i_{sq}^s M_{srq} \lambda_{sd}^s}{M_{srd}} - \frac{i_{sd}^s i_{sq}^s M_{srq} L_{sd}}{M_{srd}} \right) - \left(\frac{i_{sd}^s M_{srd} \lambda_{sq}^s}{M_{srq}} - \frac{i_{sd}^s i_{sq}^s M_{srd} L_{sq}}{M_{srq}} \right) \right) \quad (28)$$

จากสมการที่(15) เมื่อทำการชดเชยความไม่สมมาตรทางอิมพีแดนซ์ สมการแรงบิดทางแม่เหล็กไฟฟ้าในฟังก์ชันของเส้นแรงและกระแสสเตเตอร์ กำหนดได้ดังนี้ คือ

$$T_e = P \left[i_{sq1}^s \lambda_{sd1}^s - i_{sd1}^s \lambda_{sq1}^s \right] \quad (29)$$

สมการที่(25),(27)และ (29) ถ้าพิจารณาบนกรอบอ้างอิงสเตเตอร์ฟลักซ์ และกำหนดให้ $\lambda_{sd} = \lambda_s$ โดยที่ $\lambda_{sq} = 0$ ดังนั้นสมการแรงดันสเตเตอร์และแรงบิดแม่เหล็กไฟฟ้า จึงเขียนเป็นสมการใหม่ได้ตามสมการที่(30) ถึง(32) โดยที่สัญลักษณ์ sf แสดงกรอบอ้างอิงสเตเตอร์ฟลักซ์

$$v_{sd1}^{sf} = \frac{R_{sd}}{L_{sd}\sigma_{sd}} \lambda_{sd} + \frac{d\lambda_s}{dt} + e_{sd1}^{sf} \quad (30)$$

$$v_{sq1}^{sf} = R_{sd}i_{sq1}^{sf} + L_{sq}\sigma_{sd} \frac{di_{sq1}^{sf}}{dt} + e_{sq1}^{sf} \quad (31)$$

$$T_e = P \left[i_{sq1}^{sf} \lambda_s \right] \quad (32)$$

ตารางที่ 2 อัตราขยายของตัวควบคุมสำหรับ DTC

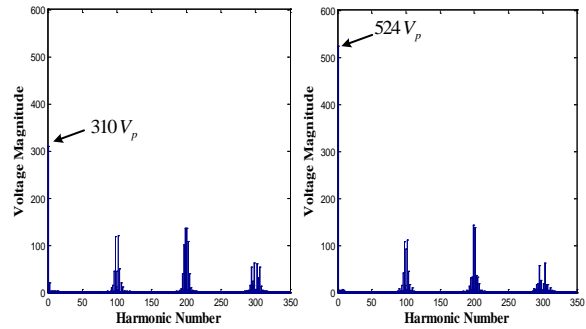
ตัวควบคุม PI	k_p	T_i (sec)
วงรอบการควบคุมเส้นแรง	109	0.049
วงรอบการควบคุมแรงบิด	5.7	0.0132
วงรอบการควบคุมความเร็ว	1.3	0.0718

6. ผลการทดลอง

ในบทความนี้ได้นำเสนอผลการทดสอบการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสแบบไม่สมมาตรด้วยวิธีการควบคุมแบบสเตเตอร์ฟลักซ์ให้คงที่ หรือแรงดันต่อความถี่คงที่ กับวิธีการควบคุมแรงบิดโดยตรง โดยทั้งสองวิธีที่นำเสนอนี้ ใช้หลักการสเปซเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชัน ที่สามารถควบคุมแรงดันเฟสเอาต์พุตที่เหมาะสมในการจ่ายแหล่งแรงดันให้กับมอเตอร์สองเฟส ในการทดสอบเน้นให้เห็นถึงสมรรถนะของการควบคุมแบบแรงดันต่อความถี่คงที่ และการควบคุมแรงบิดโดยตรง ในระบบควบคุมและการสร้างสัญญาณขับสวิตซ์ของซิดอินเวอร์เตอร์ อาศัย

ชุด DSP controller board รุ่น DS1104 ของบริษัท dSPACE ที่ประกอบไปด้วยตัวประมวลผลสัญญาณเชิงดิจิทัล (Digital Signal Processor: DSP) เบอร์ TMS320F240 โดยใช้งานผ่านการ์ดอินเตอร์เฟส DS1104 ดังแสดงตามรูปที่ 15 ซึ่งวงจรกำลังประกอบด้วยอินเวอร์เตอร์แบบสามกึ่งที่เลือกใช้ IGBT 1200V IPM รุ่น PM25RSB120 เป็นอุปกรณ์สวิตช์กำลังและกำหนดให้ความถี่ในการสวิตช์เท่ากับ 5 kHz โดยใช้เวลาในการสุ่มสัญญาณ (Sampling time) ของ DSP เท่ากับ $75 \mu\text{s}$ โดยที่พิกัดของมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสชนิดพารามิเตอร์ไม่สมมาตรที่ใช้ในการทดสอบมีขนาด 0.37kW, 220V, 2.7A, 50Hz, 4 Pole และ ความเร็วรอบ 1370 rpm และมีค่าพารามิเตอร์แสดงดังตารางที่ 3 การทดสอบตามเงื่อนไขของการควบคุมด้วยหลักการแรงดันต่อความถี่คงที่นั้นเป็นการประมาณค่าแรงบิดด้วยความสัมพันธ์ของความเร็วสลิปตามสมการที่ (17) และนำความเร็วสลิปที่ได้ออกมาพร้อมกับความเร็วมอเตอร์เพื่อนำไปใช้ในการเปิดตารางสำหรับป้อนแรงดันและความถี่ที่เหมาะสมให้กับมอเตอร์ โดยไม่จำเป็นต้องทราบพารามิเตอร์ของมอเตอร์ ซึ่งในการทดสอบได้กำหนดให้มุมที่สร้างแรงดันไม่สมดุล (δ) ให้มีค่าคงที่เท่ากับ 28 องศา เพื่อให้พิกัดแรงดันค่ายอดของขดลวดหลักเท่ากับ 310V

และพิกัดแรงดันค่ายอดของขดลวดช่วยเริ่มต้นหมุนเท่ากับ 527V ที่ความถี่พิกัด 50Hz ดังเห็นได้จากสเปกตรัมของแรงดันรูปที่ 14

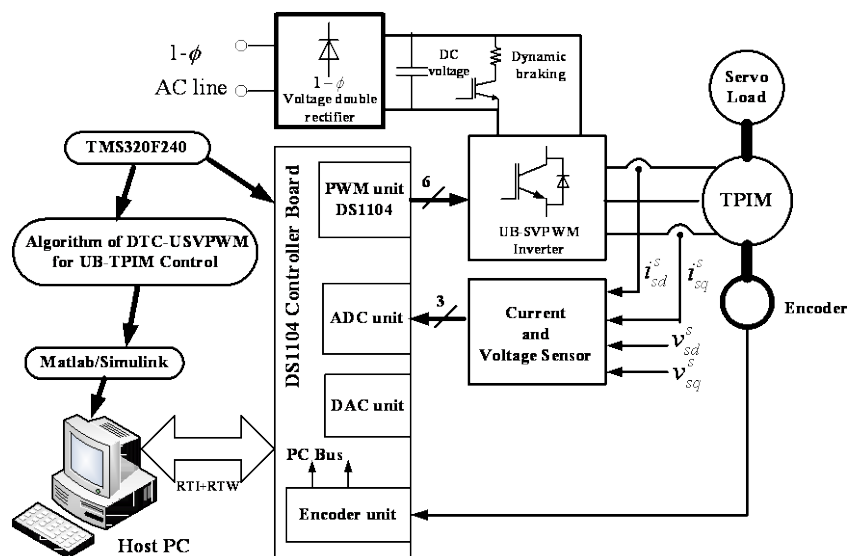


(ก) ขดลวดหลัก

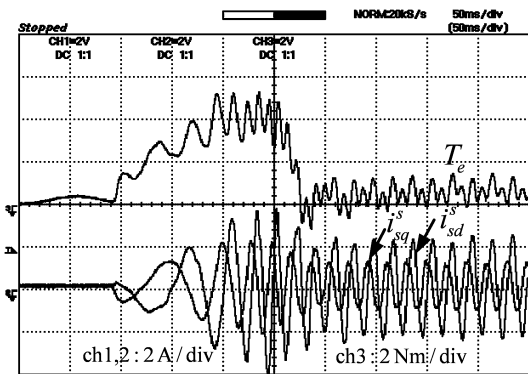
(ข) ขดลวดช่วย

รูปที่ 14 สเปกตรัมของแรงดันเอาต์พุตที่จ่ายให้กับขดลวดหลักและขดลวดช่วยเริ่มต้นหมุนที่พิกัดที่ความถี่ 50Hz

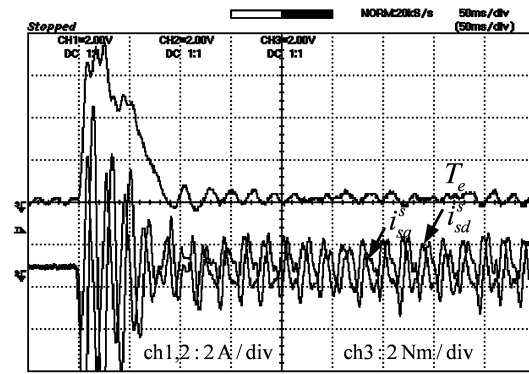
สำหรับการทดสอบด้วยหลักการควบคุมแรงบิดโดยตรง การประมาณค่าแรงบิดนั้นได้จากการคำนวณพารามิเตอร์ต่างๆของมอเตอร์ ทำให้อัตราการมีสมรรถนะที่ดี ดังนั้นเงื่อนไขในการทดสอบจึงเน้นสมรรถนะที่แสดงถึงการตอบสนองของความเร็วรอบ กระแสเสเตอร์ แรงบิดแม่เหล็ก และเสเตอร์ฟลักซ์ของการควบคุมทั้งสองแบบ



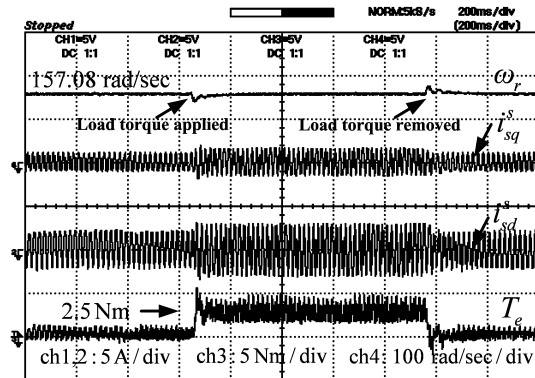
รูปที่ 15 โครงสร้างการควบคุมทางฮาร์ดแวร์สำหรับการทดสอบด้วยหลักการที่นำเสนอ



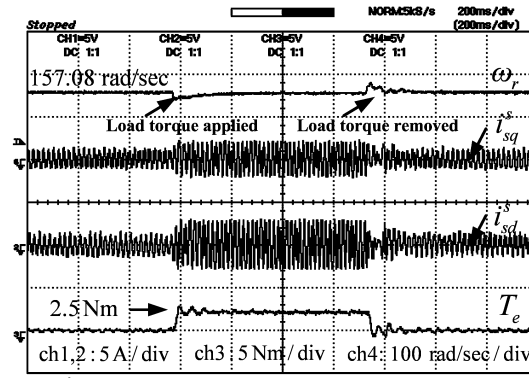
รูปที่ 16 ผลตอบสนองของแรงบิดและกระแสขณะเริ่มหมุนมอเตอร์ การควบคุมแบบ V/F คงที่



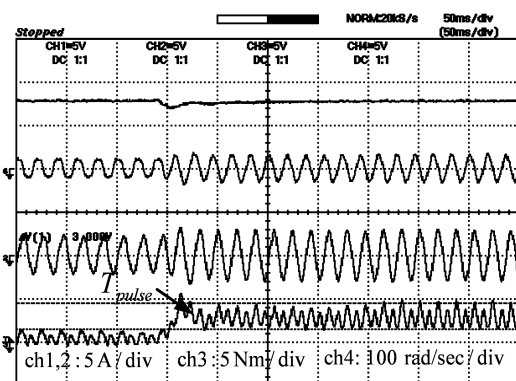
รูปที่ 21 ผลตอบสนองของแรงบิดและกระแสขณะเริ่มหมุนมอเตอร์ การควบคุมแบบ DTC



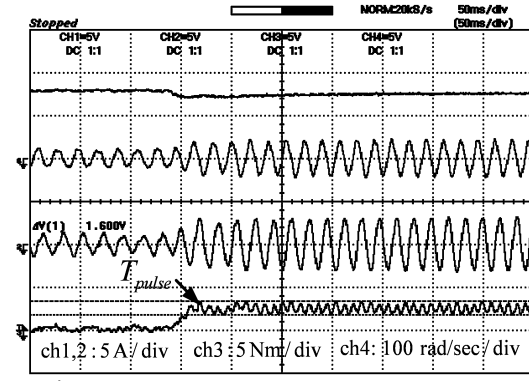
รูปที่ 17 กระแสเตเตอร์ และแรงบิดทางแม่เหล็กไฟฟ้าขณะขับโหลด 2.5 Nm. การควบคุม V/F คงที่



รูปที่ 22 กระแสเตเตอร์ และแรงบิดทางแม่เหล็กไฟฟ้าขณะขับโหลด 2.5 Nm. การควบคุม DTC



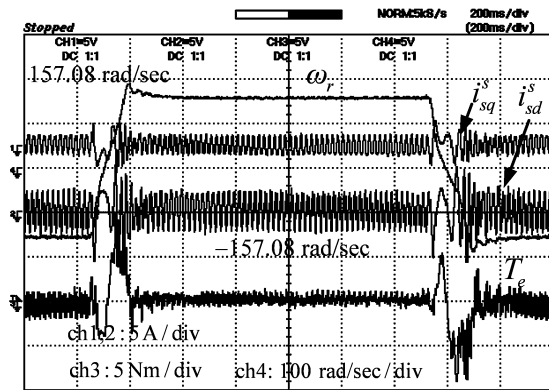
รูปที่ 18 ภาพขยายกระแสเตเตอร์ และแรงบิดทางแม่เหล็กไฟฟ้าขณะขับโหลด 2.5 Nm. (V/F คงที่)



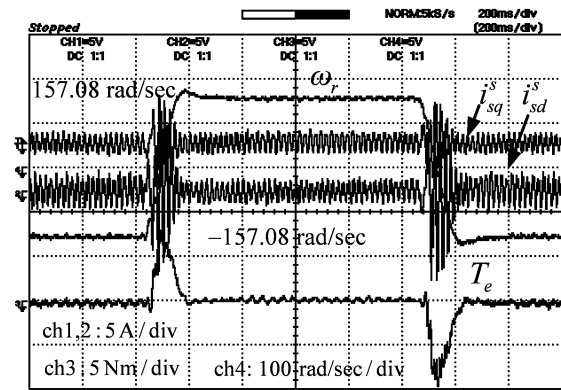
รูปที่ 23 ภาพขยายกระแสเตเตอร์ และแรงบิดทางแม่เหล็กไฟฟ้าขณะขับโหลด 2.5 Nm. (DTC)

จากรูปที่ 16 และ 21 แสดงการเปรียบเทียบผลตอบสนองของมอเตอร์ขณะทำงานช่วงเริ่มต้นหมุนระหว่างการควบคุมแบบแรงดันต่อความถี่คงที่ และหลักการควบคุมแรงบิดโดยตรงซึ่งเห็นได้ว่าหลักการควบคุมแรงบิดโดยตรงนั้น ให้ผลตอบสนองที่รวดเร็ว

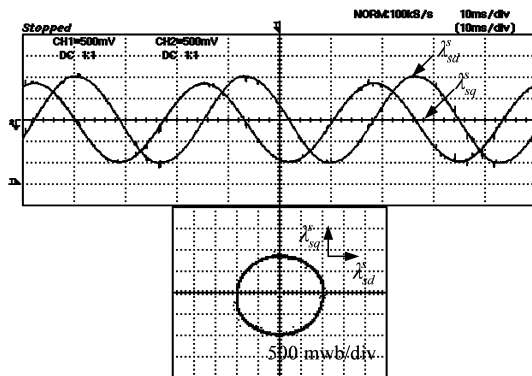
โดยใช้เวลาเพียง 0.1 วินาที ต่อการกลับเข้าสู่สภาวะคงตัว ที่ความเร็วรอบเท่ากับ 1500rpm ในขณะที่การควบคุมแบบแรงดันต่อความถี่คงที่ใช้เวลาจนถึง 0.175 วินาที ต่อการตอบสนองในช่วงเริ่มต้นหมุน และรูปที่ 17 และ 22 เป็นการควบคุมความเร็วของมอเตอร์



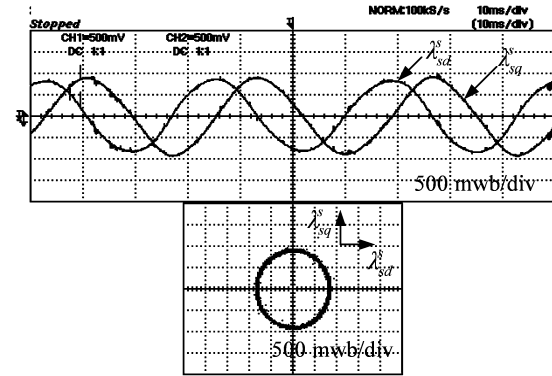
รูปที่ 19 กระแสสเตเตอร์ และแรงบิดทางแม่เหล็กไฟฟ้าระหว่างการทำงานโดยการกลับทางหมุนอย่างต่อเนื่อง การควบคุมแบบ V/F คงที่



รูปที่ 24 กระแสสเตเตอร์ และแรงบิดทางแม่เหล็กไฟฟ้าระหว่างการทำงานโดยการกลับทางหมุนอย่างต่อเนื่อง การควบคุมแบบ DTC



รูปที่ 20 รูปคลื่นและทางเดินของสเตเตอร์ฟลักซ์ภายใต้การควบคุมแบบ V/F คงที่ ขณะมีโหลด



รูปที่ 25 รูปคลื่นและทางเดินของเส้นสเตเตอร์ฟลักซ์ภายใต้การควบคุมแบบ DTC ขณะมีโหลด

ที่ 1500rpm จากนั้นใส่โหลด 2.5N.m อย่างทันทีทันใด พบว่าการควบคุมทั้งสองสามารถตอบสนองกับโหลดที่เพิ่มขึ้น และความเร็วรอบสามารถฟื้นคืนได้อย่างรวดเร็ว ซึ่งจะสังเกตได้จากกระแสที่สเตเตอร์ที่เพิ่มขึ้นและแรงบิดแม่เหล็ก โดยผลของแรงบิดกระพือมของการควบคุมแบบแรงดันต่อความถี่คงที่มีค่าสูงกว่าเมื่อเทียบกับการควบคุมแรงบิดโดยตรง และเมื่อพิจารณาจากภาพขยายรูปที่ 20 และ 23 การควบคุมแบบแรงดันต่อความถี่คงที่มีการกระพือมของแรงบิดที่สูงถึง 3.0 Nm. ในขณะที่การกระพือมของการควบคุมแรงบิดโดยตรงมีค่าประมาณ 1.6 Nm. เนื่องจากการควบคุมแรงบิดโดยตรงนั้นสามารถชดเชยความไม่สมมาตรทางอิมพีแดนซ์เนื่องจากขดลวดของมอเตอร์ได้สมบูรณ์กว่าหลักการควบคุมแบบแรงดันต่อ

ความถี่คงที่ และด้วยเหตุผลนี้จึงส่งผลให้กระพือมของแรงบิดต่ำถึง 53.33 เปอร์เซ็นต์เมื่อเปรียบเทียบกับการควบคุมแบบแรงดันต่อความถี่คงที่

รูปที่ 19 และ 24 แสดงการควบคุมมอเตอร์ให้กลับทางหมุนจาก 1500 rpm ไปเป็น -1500 rpm ซึ่งการควบคุมทั้งสองแบบที่นำเสนอสามารถทำงานใน 4 ควอดแดนต์ได้อย่างสมบูรณ์ โดยสังเกตได้จากการเปลี่ยนแปลงของแรงบิด สำหรับรูปที่ 20 และ 25 แสดงให้เห็นรูปคลื่นและทางเดินของสเตเตอร์ฟลักซ์ภายใต้การควบคุมบนพื้นฐาน V/f และ DTC ขณะมีโหลดในสภาวะคงตัว ซึ่งพบว่าการสมดุลของสเตเตอร์ฟลักซ์ นั้นหมายความว่าหลักการควบคุมทั้งสองแบบสามารถควบคุมแรงดันที่เหมาะสมส่งผลทำให้เกิดการสมดุลของ MMF ในขดลวดทั้งสองชุด

7. สรุป

การขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสแบบไม่สมมาตรตามหลักการควบคุมทั้งสองแบบที่นำเสนอโดยอาศัยการสร้างสัญญาณควบคุมอินเวอร์เตอร์ด้วยเทคนิคสเปซเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชันที่ให้แรงดันเอาต์พุตสองเฟสแบบไม่สมมาตรนั้น เห็นได้ว่าสามารถแก้ไขปัญหาการกระเพื่อมของแรงบิดที่เกิดขึ้นเนื่องจากความไม่สมมาตรทางอิมพีแดนซ์ให้ลดลงได้ และระบบควบคุมทั้งกรณีการควบคุมแบบ V/f และ DTC ยังให้ผลตอบสนองขณะมีการเปลี่ยนแปลงของโหลดได้เป็นอย่างดี อีกทั้งใช้เวลาต่อการกลับเข้าสู่สภาวะคงตัวได้อย่างรวดเร็ว ซึ่งผลลัพธ์จากการทดสอบระบบควบคุมที่นำเสนอดังกล่าวมาแล้วข้างต้นนั้นยืนยันให้เห็นถึงความเหมาะสม สมรรถนะการทำงานที่สูงและประสิทธิภาพของการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสชนิดพารามิเตอร์ไม่สมมาตรได้เป็นอย่างดี อย่างไรก็ตามหากเปรียบเทียบผลจากการควบคุมด้วยหลักการ V/f กับ DTC แล้วนั้นพบว่าระบบควบคุมการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสชนิดพารามิเตอร์ไม่สมมาตรบนพื้นฐานการควบคุมแบบ DTC ให้ผลตอบสนองทั้งในสภาวะคงตัวและสภาวะทางพลวัตที่ดีและรวดเร็วกว่าการควบคุมแบบ V/f นอกจากนี้หากพิจารณาในแง่ของการลดผลกระทบจากการกระเพื่อมของแรงบิดที่เกิดขึ้นในมอเตอร์ชนิดดังกล่าวนี้ ด้วยเทคนิคการควบคุมแบบ DTC สามารถลดการกระเพื่อมของแรงบิดได้มากกว่าการควบคุมแบบ V/f อีกด้วย ดังนั้นกล่าวโดยสรุปได้ว่าการควบคุมตามหลักการ DTC นั้นให้สมรรถนะและประสิทธิภาพสูงในการทำงานเมื่อเปรียบเทียบกับระบบควบคุมแบบ V/f

ตารางที่ 3 พารามิเตอร์ของมอเตอร์ที่ใช้ในการทดสอบ

R_{sd}	8.97 Ω	R_{sq}	48.80 Ω
L_{sd}	511.2 mH	L_{sq}	1637.804 mH
M_{srd}	466.171 mH	M_{srq}	1452.224 mH
L_{rd}	511.2 mH	L_{rq}	1637.804 mH
α	1.75	P	4
J	0.01 kgm^2	B	0 kgm^2/s

เอกสารอ้างอิง

- [1] D. G.Holmes , A.Kotsopoulos “Variable Speed control of Single and Two Phase Induction Motors Using a Three Phase Voltage Source Inverter” *Proc.,IAS93*, pp.613-620, 1991.
- [2] C.-M. Young, C.-C.Lui and C.-H. Lui, “New inverter-driven design and control method for two-phase induction motor drives,” *IEE Proc. on Electric Power Applications*, vol.143, no.6, pp.458-466, 1996.
- [3] E.R. Benedict and T. A. Lipo, “Improved PWM Modulation for a Permanent-Split Capacitor Motor”, in *Proc. IEEE, IAS, Conf.*, vol.3 pp. 2004-2010, 2000.
- [4] C. Yuanhai, F. Blaabjerg, G. Andersen, “An Asymmetrical Space Vector Method for Single Phase Induction Motor”, in *Proc., IEEE ISIE 2002*, Vol.4, 8-11 July, pp.1276-1278 , 2002.
- [5]Do-Hyun Jang and Duck-Yong Yoon, “Space-vector PWM Technique for Two-Phase Inverter-Fed Two-Phase Induction Motors”, *IEEE Trans. on Industry Applications*, Vol.39, No. 2 pp. 542-549, 2003.
- [6] M.A.Jabbar, A.M. Khambadkone, Z. Yanfeng, “Space-vector modulation in a two phase induction motor drive for constant- power operation” *IEEE Trans. Ind. Electr.* 51(5) pp. 1081-1088, 2004.
- [7] S. Vaez - Zadeh and Sh. Reicy, “Sensorless Vector Control of Single – Phase Induction Motor Drives” *Proceedings of the Eighth International Conference on Electrical Machines and Systems*, Vol. 3, pp. 1838 – 1842, 2005.
- [8] V.S. Fating, S.V. Jadhav, R.T. Ugale, and B.N. Chaudhari “Direct Torque Control of Symmetrical and Asymmetrical Single Phase Induction Motor”, *IEEE Power India Conf.*,

- pp.1–4, 2008.
- [9] V. Kinnares and C. Charumit, "Modulating Functions of Space Vector PWM for Three-Leg VSI-Fed Unbalanced Two-Phase Induction Motors", *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol.24, pp.1135-1139, 2009.
- [10] C. Charumit and V. Kinnares, "Carrier-Based Unbalanced Phase Voltage Space Vector PWM Strategy for Asymmetrical Parameter Type Two-Phase Induction Motor Drives", *Science Direct, Electric Power Systems Research*, Vol. 79, No. 7 pp. 1127-1135, July 2009.
- [11] Wekin piyarat Chakrapong Charumit and Vijit Kinnares, "Direct Torque Control Based on Unbalanced Phase Voltage Space Vector PWM for an Asymmetrical Parameter Type Two – Phase Induction Motor Drive" 32nd Electrical Engineering Conference EECON, Vol. 1, pp. 531-534, October 2009.
- [12] W. Piyarat and V. Kinnares "Performance Evaluation and Slip Regulation Control of an Asymmetrical Parameter Type Two - Phase Induction Motor Drive Using a Three - Leg Voltage Source Inverter", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 30, issue 7, pp. 858-867, July 2010.
- [13] Ali S. Ba-thunya, Rahul Khopkar, Kexin Wei and Hamid A. Toliyat, "Single Phase Induction Drives-A Literature Survey," *Electric Machines and Drives Conference*, 2001. IEMDC 2001. IEEE International, pp. 911-916, 2001.
- [14] D. G. Holmes, Thomas A. Lipo: "Pulse Width Modulation for Power Converters", Wiley Interscience, IEEE Press, pp.259-270, 2003.
- [15] M.B.R. Correa, C.B. Jacobina, P.M. Santos, E.C. dos Santos and A.M.N. Lima "Sensorless Control Strategies for Single-Phase Induction Motor Drive System" *PESC '05. IEEE 36th*, pp.707-713, 2005.
- [16] Frede Blaabjerg, Florin Lungeanu, Kenneth Skaug, and Michael Tonnes, "Evaluation of Low-Cost Topologies for Two Phase Induction Motor Drives, in *Industrial Applications*," *IEEE Proc. PCC -2002 Conf.*, pp.2358 – 2365, 2002.
- [17] Mauricio Beltrao de Rossiter Correa, Cursino Brandao Jacobina, Antonio Marcus Nogueira Lima and Edison Roberto Cabral da Silva "A three-leg voltage source inverter for two-phase ac motor drive Systems" *IEEE Trans. on Power Electronics*, 17(4) (2002) 517-523.
- [18] Denizar C. Martins, Luis C. Tomaselli, Telles B.Lazzarin, and Ivo Barbi, "Drive for a Symmetrical Two-phase Induction Machine Using Vector Modulation", *IEEE Trans. on Industrial Application*, vol.126, No.7, pp. 853-840, 2006.
- [19] Francisco A. S. Neves and Regis P. Landim, "Single-Phase Induction Motor Drives with Direct Torque Control", *Electrical Machines and System; Proceedings of the Eighth International conference*, Vol 1, 5-8 Nov., 2002.
- [20] Oh, C.L.; Idris, N.R.N.; Yatim, A.H.M. "Constant and High Switching Frequency Torque Controller for DTC Drives," *IEEE Power Electronics Letters* 2005, Vol.3, pp. 76-80, 2005.