


การศึกษาวงจรกรอง EMI ด้านออกแบบพาสซีฟและแอคทีฟสำหรับลดทอนการแทรกสอด  
ทางแม่เหล็กไฟฟ้าโดยการนำในระบบปรับความเร็วรอบมอเตอร์



นางสาว เพ็ญนภา ไพโรจน์อมรชัย

สถาบันวิทยบริการ

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า


คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ปีการศึกษา 2547

ISBN 974-53-1177-4

ลิขสิทธิ์ของจุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

A STUDY ON PASSIVE AND ACTIVE OUTPUT EMI FILTERS FOR SUPPRESSION  
OF CONDUCTED EMI IN ASDS



Miss Pennapa Pairodamonchai

สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย  
A Thesis Submitted in Partial Fulfillment of the Requirements  
for the Degree of Master of Engineering in Electrical Engineering  
Department of Electrical Engineering

Faculty of Engineering  
Chulalongkorn University

Academic Year 2004

ISBN 974-53-1177-4

หัวข้อวิทยานิพนธ์

การศึกษาวงจรกรอง EMI ด้านออกแบบพาสซีฟและแอกทีฟสำหรับ  
ลดทอนการแทรกสอดทางแม่เหล็กไฟฟ้าโดยการนำในระบบปรับ  
ความเร็วรอบมอเตอร์

โดย

นางสาว เพ็ญภา ไพโรจน์อมรชัย

สาขาวิชา

วิศวกรรมไฟฟ้า

อาจารย์ที่ปรึกษา

อาจารย์ ดร. สมบูรณ์ แสงวงศ์วานิชย์

คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย อนุมัติให้บัณฑิตวิทยาลัยเป็นส่วน  
หนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิทยาศาสตรบัณฑิต

..... คณบดีคณะวิศวกรรมศาสตร์

(ศาสตราจารย์ ดร. ดิเรก ลาวัณย์ศิริ)

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์

..... ประธานกรรมการ

(รองศาสตราจารย์ ดร. ยุทธนา กุลวิฑิต)

..... อาจารย์ที่ปรึกษา

(อาจารย์ ดร. สมบูรณ์ แสงวงศ์วานิชย์)

..... กรรมการ

(อาจารย์ ดร. วีระพันธ์ รั้งสีวิจิตรประภา)

เพ็ญญา ไพโรจน์อมรชัย : การศึกษาวงจรกรอง EMI ด้านออกแบบพาสซีฟและแอคทีฟสำหรับลดทอนการแทรกสอดทางแม่เหล็กไฟฟ้าโดยการนำในระบบปรับความเร็วรอบมอเตอร์.

(A STUDY ON PASSIVE AND ACTIVE OUTPUT EMI FILTERS FOR SUPPRESSION OF CONDUCTED EMI IN ASDS) อ. ที่ปรึกษา : อ. ดร.สมบุญณ์ แสงวงศ์วานิชย์, 170 หน้า. ISBN 974-53-1177-4.

การใช้งานอินเวอร์เตอร์แบบมอดูเลตความกว้างพัลส์เพื่อปรับความเร็วรอบมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส ทำให้เกิดกระแสรั่วไหลความถี่สูงในระบบ และวงรอบของกระแสรั่วไหลนี้ทำให้เกิดการรบกวนต่อการทำงานของอุปกรณ์ที่ต่อกรวดีร่วมกับระบบขับเคลื่อนในรูปแบบของการแทรกสอดทางแม่เหล็กไฟฟ้าโดยการนำ วิทยานิพนธ์นี้ได้ศึกษากลไกการเกิดกระแสรั่วไหลรวมถึงวิเคราะห์ลักษณะสมบัติของกระแสรั่วไหลด้วยการใช้แบบจำลองความถี่สูง ในลำดับถัดมาได้ทำการศึกษาถึงคุณสมบัติการกรองกระแสรั่วไหลด้วยวงจรกรองด้านออกแบบพาสซีฟ อาทิเช่น วงจรกรองแบบตัวเหนี่ยวนำโหมดร่วม และวงจรกรองแบบ LC และได้นำเสนอแนวทางการออกแบบวงจรกรองที่มีขั้นตอนการออกแบบที่ชัดเจน ซึ่งจะเป็นเครื่องมือที่ช่วยให้การออกแบบวงจรกรองในทางปฏิบัติทำได้ง่ายขึ้น นอกจากนี้ยังนำเสนอวงจรกรองชนิดไฮบริดแบบใหม่ซึ่งรวมข้อดีของวงจรกรองแบบพาสซีฟและแอคทีฟเข้าไว้ด้วยกัน วงจรกรองชนิดไฮบริดที่นำเสนอมีคุณสมบัติการกรองที่ดีในย่านความถี่สูงจากลักษณะสมบัติของวงจรกรองแบบพาสซีฟ ในขณะที่วงจรกรองแบบแอคทีฟจะทำหน้าที่ในย่านความถี่ที่ต่ำกว่าและแก้ปัญหาเรโซแนนซ์ที่เกิดจากวงจรกรองแบบพาสซีฟได้ ผลการจำลองการทำงานยืนยันถึงความถูกต้องของแนวคิดทางทฤษฎีที่ได้นำเสนอ และผลการทดลองกับระบบขับเคลื่อนมอเตอร์จริงแสดงให้เห็นถึงความเป็นไปได้ในการประยุกต์ใช้งานในทางอุตสาหกรรม

สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ภาควิชา.....วิศวกรรมไฟฟ้า..... ลายมือชื่อนิสิต.....  
สาขาวิชา.....วิศวกรรมไฟฟ้า..... ลายมือชื่ออาจารย์ที่ปรึกษา.....  
ปีการศึกษา...2547.....

# # 4570454321 : MAJOR POWER ELECTRONICS

KEYWORD: ELECTROMAGNETIC INTERFERENCE (EMI) / COMMON-MODE VOLTAGE /  
LEAKAGE CURRENT / PASSIVE AND ACTIVE EMI FILTERS

PENNAPA PAIRODAMONCHAI : A STUDY ON PASSIVE AND ACTIVE OUTPUT EMI  
FILTERS FOR SUPPRESSION OF CONDUCTED EMI IN ASDS. THESIS ADVISOR :  
SOMBOON SANGWONGWANICH, 170 pp. ISBN 974-53-1177-4.

Using the PWM inverters in adjustable speed drives leads to high-frequency leakage current problem. The flowing of the leakage current into the utility network can cause conducted EMI and disturb the nearby equipments which are connected to common ground. In this paper, the mechanism of the occurrence of the leakage current is studied, and the characteristic of the leakage current is analyzed using a high-frequency model. The filtering properties of output passive filters, i.e. the common-mode choke and the LC filter, are investigated, and the design guidelines for these filters are also proposed. The proposed design strategy is systematic and useful in real practice. Furthermore, a novel hybrid filter which possesses the advantages of both the passive and active filters is introduced. The proposed hybrid filter has the good filtering property in the high-frequency range of the passive parts and uses the active parts to alleviate the resonant problem in the lower frequency range. Simulation is carried out to confirm the validity of the theoretical results. Experimental results with real motor drive systems illustrate the feasibility of the filters and their designs in the industry.

Department.....ELECTRICAL ENGINEERING...Student's signature.....

Field of study...ELECTRICAL ENGINEERING...Advisor's signature.....

Academic year....2004.....

## กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์นี้สำเร็จลุล่วงไปได้ ด้วยความเอาใจใส่อย่างดีจากอาจารย์ ดร. สมบูรณ์ แสงวงศ์วานิชย์ อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ ผู้ที่ให้ความรู้ คำแนะนำและความช่วยเหลือด้านต่างๆ ที่เป็นประโยชน์ต่อการทำวิจัยตลอดมา อาจารย์ ดร.สุรพงศ์ สุวรรณภิน ที่ให้คำแนะนำ คำปรึกษาที่เป็นประโยชน์อย่างยิ่ง ขอขอบคุณ บริษัท เอ.พี.วาย.เอ็นจิเนียริง จำกัด ที่ให้ความช่วยเหลือทางด้านอุปกรณ์และเครื่องมือสำหรับใช้ในการทำวิจัย ขอขอบพระคุณอาจารย์ทุกท่านที่ให้ความรู้ตั้งแต่อดีตจนกระทั่งปัจจุบัน ตลอดจนรุ่นพี่ รุ่นน้องและรวมถึงเพื่อนๆทุกคนในห้องปฏิบัติการวิจัยอิเล็กทรอนิกส์กำลัง ที่ได้ให้ความช่วยเหลือ คำแนะนำและกำลังใจเสมอมา

สุดท้ายนี้ข้าพเจ้าขอขอบพระคุณบิดา มารดา ผู้ซึ่งให้โอกาสทางการศึกษาและเป็นกำลังใจอันยิ่งใหญ่แก่ข้าพเจ้าตลอดมา



สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

# สารบัญ

หน้า

|                         |   |
|-------------------------|---|
| บทคัดย่อภาษาไทย .....   | ง |
| บทคัดย่อภาษาอังกฤษ..... | จ |
| กิตติกรรมประกาศ.....    | ฉ |
| สารบัญ .....            | ช |
| สารบัญตาราง.....        | ญ |
| สารบัญภาพ.....          | ฎ |
| รายการสัญลักษณ์.....    | ต |

## บทที่

|  |    |
|--|----|
| 1. บทนำ.....   | 1  |
| 1.1 การแทรกสอดทางแม่เหล็กไฟฟ้า (Electromagnetic interference : EMI)<br>ในระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ด้วยอินเวอร์เตอร์แบบ PWM ..... | 1  |
| 1.2 ผลกระทบของแรงดันด้านออกของอินเวอร์เตอร์ที่มีการมอดูเลตแบบปรับ<br>ความกว้างพัลส์ต่อระบบขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ.....    | 2  |
| 1.2.1 ผลกระทบที่เกิดจากแรงดันโหมดปกติ .....  | 2  |
| 1.2.2 ผลกระทบที่เกิดจากแรงดันโหมดรวม .....   | 4  |
| 1.3 กระแสรั่วไหลในระบบขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำด้วยอินเวอร์เตอร์และวิธีการลดทอน ...   | 7  |
| 1.3.1 พฤติกรรมของกระแสรั่วไหลในระบบขับเคลื่อน.....   | 7  |
| 1.3.2 การลดทอนกระแสรั่วไหลด้วยวงจรกรองที่ด้านออกของอินเวอร์เตอร์ .....   | 7  |
| 2. พฤติกรรมการเกิดกระแสรั่วไหลในระบบปรับความเร็วรอบมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส<br>ขับนำด้วย อินเวอร์เตอร์แบบ PWM .....            | 11 |
| 2.1 ลักษณะแรงดันด้านออกของอินเวอร์เตอร์.....   | 11 |
| 2.2 พฤติกรรมและการไหลของกระแสโหมดรวมภายในระบบปรับความเร็วรอบ<br>มอเตอร์เหนี่ยวนำ .....                                       | 15 |
| 2.3 แบบจำลองและวงจรสมมูลความถี่สูงของระบบปรับความเร็วรอบมอเตอร์เหนี่ยวนำ .....   | 19 |
| 2.3.1 แบบจำลองความถี่สูงของระบบปรับความเร็วรอบมอเตอร์เหนี่ยวนำ.....  | 19 |
| 2.3.2 วงจรสมมูลความถี่สูงของระบบปรับความเร็วรอบมอเตอร์เหนี่ยวนำ .....  | 23 |
| 3. การลดทอนกระแสรั่วไหลด้วยวงจรกรองแบบพาสซีฟที่ด้านออกของอินเวอร์เตอร์ .....   | 26 |
| 3.1 วงจรกรองแบบตัวเหนี่ยวนำโหมดรวม.....  | 28 |
| 3.1.1 หลักการและการออกแบบวงจรกรองแบบตัวเหนี่ยวนำโหมดรวม .....  | 28 |

| บทที่  | หน้า |
|--|------|
| 3.1.2 ผลการทดสอบการลดทอนกระแสรั่วไหลด้วยตัวเหนี่ยวนำหมัดร่วม .....   | 31   |
| 3.2 วงจรกรองแบบ LC (LC filter) .....   | 41   |
| 3.2.1 วงจรกรองแบบ LC ที่มีความถี่เรโซแนนซ์สูงกว่าความถี่การสวิตช์<br>( $f_{cm}, f_{nm} \gg f_{sw}$ ) ..... | 45   |
| 3.2.1.1 การออกแบบวงจรกรองแบบ LC ที่มี $f_{cm}, f_{nm} \gg f_{sw}$ .....                                    | 45   |
| 3.2.1.2 ตัวอย่างการออกแบบวงจรกรองแบบ LC ที่มี $f_{cm}, f_{nm} \gg f_{sw}$<br>และการจำลองผล .....           | 52   |
| 3.2.1.3 ผลการทดสอบการใช้วงจรกรองแบบ LC ที่มี $f_{cm}, f_{nm} \gg f_{sw}$ .....                             | 62   |
| 3.2.2 วงจรกรองแบบ LC ที่มีความถี่เรโซแนนซ์ต่ำกว่าความถี่การสวิตช์<br>( $f_{cm}, f_{nm} < f_{sw}$ ) .....   | 72   |
| 3.2.2.1 การออกแบบวงจรกรองแบบ LC ที่มี $f_{cm}, f_{nm} < f_{sw}$ .....                                      | 73   |
| 3.2.2.2 ตัวอย่างการออกแบบวงจรกรองแบบ LC ที่มี $f_{cm}, f_{nm} < f_{sw}$<br>และการจำลองผล .....             | 84   |
| 3.2.2.3 ผลการทดลองการใช้วงจรกรองแบบ LC ที่มี $f_{cm}, f_{nm} < f_{sw}$ .....                               | 91   |
| 4. การลดทอนกระแสรั่วไหลด้วยวงจรกรองแบบไฮบริด .....   | 101  |
| 4.1 หลักการของวงจรกรองแบบไฮบริด .....  | 101  |
| 4.2 การวิเคราะห์การทำงานของวงจรกรองแบบไฮบริด .....   | 104  |
| 4.3 การออกแบบและทดสอบวงจรกรองแบบไฮบริดในทางปฏิบัติ .....   | 114  |
| 4.3.1 การออกแบบส่วนแยกที่ฟของวงจรกรองแบบไฮบริด .....   | 114  |
| 4.3.1.1 การออกแบบวงจรมายาขยพช-พูลและตัวเก็บประจุเชื่อมตอ $C_{af}$ .....                                    | 115  |
| 4.3.1.2 การออกแบบวงจรถัดเฟสกระแส .....   | 118  |
| 4.3.1.3 การออกแบบหม้อแปลงกระแสสำหรับตรวจจบักระแสรั่วไหล .....  | 120  |
| 4.3.2 ผลการทดลองวงจรถัดเฟสไฮบริด .....   | 125  |
| 4.3.3 ข้อจำกัดในการใช้งานวงจรถัดเฟสไฮบริด .....  | 142  |
| 5. บทสรุปและข้อเสนอแนะ .....   | 144  |
| 5.1 บทสรุปผลการวิจัย .....   | 144  |
| 5.2 ข้อเสนอแนะ .....   | 146  |
| รายการอ้างอิง .....  | 147  |
| ภาคผนวก .....  | 151  |



| บทที่  | หน้า |
|--|------|
| ภาคผนวก ก ตั๋วเหนี่ยวนำโหมคร่วม .....            | 152  |
| ภาคผนวก ข การคำนวณค่ากระแสของวงจรรองแบบ LC ..... | 154  |
| ภาคผนวก ค ข้อมูลของวงจรรองที่ใช้ในการทดสอบ ..... | 163  |
| ประวัติผู้เขียนวิทยานิพนธ์ .....                 | 170  |



สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

## สารบัญตาราง

| ตาราง   | หน้า |
|---|------|
| 2.1 ลักษณะแรงดันด้านออกของอินเวอร์เตอร์ที่ได้จากการเปลี่ยนสถานะการสวิตช์..... | 15   |
| 2.2 ค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ในวงจรสมมูลแบบโหมดร่วมและโหมดปกติ.....               | 24   |
| 3.1 ค่าพารามิเตอร์ของวงจรกรอง .....   | 42   |
| 5.1 ลักษณะสมบัติของวงจรกรองชนิดต่าง ๆ.....                                    | 145  |
| ข.1 ค่าพารามิเตอร์ของวงจรกรอง .....   | 155  |
| ข.2 ลักษณะแรงดันด้านออกของอินเวอร์เตอร์ที่สถานะการสวิตช์ต่างๆ .....           | 156  |
| ค.1 ลักษณะสมบัติของแกนเฟอร์ไรต์ชนิด EE .....                                  | 163  |
| ค.2 ลักษณะสมบัติของแกนเฟอร์ไรต์ชนิด EC .....                                  | 165  |
| ค.3 ลักษณะสมบัติของแกนเฟอร์ไรต์ชนิด UI.....                                   | 166  |
| ค.4 ลักษณะสมบัติของแกนเฟอร์ไรต์ชนิดทอรอยด์ .....                              | 167  |



สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

## สารบัญภาพ

| ภาพประกอบ  | หน้า |
|--|------|
| 1.1 ผลกระทบที่เกิดจากการมอดูเลตความกว้างพัลส์ในระบบปรับความเร็วรอบมอเตอร์เหนี่ยวนำ.....                          | 2    |
| 1.2 แบบจำลองของสายเคเบิลในระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ด้วยอินเวอร์เตอร์.....  | 3    |
| 1.3 ผลกระทบจากแรงดันโหมดปกติในระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ด้วยอินเวอร์เตอร์แบบ PWM.....                                 | 4    |
| 1.4 ตำแหน่งการวัดแรงดันโหมดร่วมในระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ที่ด้านออกของอินเวอร์เตอร์.....                            | 4    |
| 1.5 กระแสรั่วไหลในระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ด้วยอินเวอร์เตอร์แบบ PWM.....   | 5    |
| 1.6 ความจุไฟฟ้าสเตรย์ภายในมอเตอร์เหนี่ยวนำ.....  | 6    |
| 1.7 การติดตั้งวงจรกรองที่ด้านออกของอินเวอร์เตอร์.....  | 8    |
| 2.1 ลักษณะการสวิตช์กับแรงดันโหมดปกติและโหมดร่วมที่ด้านออกของอินเวอร์เตอร์.....                                   | 11   |
| 2.2 ลักษณะของแรงดันโหมดปกติที่ด้านออกของอินเวอร์เตอร์ซึ่งพิจารณาจากแรงดันระหว่างสายและแรงดันเฟส.....             | 12   |
| 2.3 ลักษณะแรงดันโหมดร่วมที่ด้านออกของอินเวอร์เตอร์ ( $v_{cm}$ ) ที่ความถี่การสวิตช์ 5 kHz.....                   | 13   |
| 2.4 ลักษณะแรงดันโหมดร่วมที่เกิดจากการมอดูเลตแบบ PWM ใน 1 คาบการสวิตช์.....                                       | 14   |
| 2.5 แรงดันโหมดร่วมและกระแสรั่วไหลในระบบขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำด้วยอินเวอร์เตอร์ที่ความถี่การสวิตช์ 5 kHz..... | 16   |
| 2.6 ทางเดินของกระแสรั่วไหลภายในระบบปรับความเร็วรอบมอเตอร์เหนี่ยวนำ.....  | 17   |
| 2.7 ภาพขยายทางแกวเวลาของกระแสรั่วไหลที่แบ่งไหลตามเส้นทางต่างๆ ในระบบ.....  | 18   |
| 2.8 วงจรสมมูลของมอเตอร์ที่ความถี่สูงเมื่อพิจารณาตามลักษณะการเกิดกระแสรั่วไหล.....                                | 20   |
| 2.9 การต่อวงจรเพื่อหาค่าความจุไฟฟ้าสเตรย์ของมอเตอร์.....   | 21   |
| 2.10 การเปรียบเทียบสัญญาณกระแสโหมดร่วมในระบบก่อนและหลังจากต่อตัวเก็บประจุเพิ่มที่ขั้วมอเตอร์.....                | 21   |
| 2.11 แบบจำลองความถี่สูงของระบบขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส.....  | 22   |
| 2.12 ผลการจำลองแรงดันและกระแสโหมดร่วม.....   | 23   |
| 2.13 ตัวอย่างทางเดินของกระแสในระบบปรับความเร็วรอบมอเตอร์ขณะที่อินเวอร์เตอร์เกิดการสวิตช์.....                    | 24   |
| 2.14 วงจรสมมูลแบบโหมดร่วมและโหมดปกติที่ความถี่สูงของระบบปรับความเร็วรอบมอเตอร์.....                              | 24   |
| 3.1 วงจรสมมูลแบบโหมดร่วมของระบบก่อนและหลังใส่วงจรกรอง.....   | 27   |

## ภาพประกอบ

หน้า

|      |   |    |
|------|---|----|
| 3.2  | การใช้ตัวเหนี่ยวนำโหมดร่วมเพื่อลดทอนกระแสรั่วไหลในระบบปรับความเร็วยกมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส .....  | 28 |
| 3.3  | วงจรสมมูลแบบโหมดร่วมของระบบที่มีการติดตั้งตัวเหนี่ยวนำโหมดร่วม.....   | 28 |
| 3.4  | การเปรียบเทียบผลตอบสนองเชิงความถี่ของอัตราขยายของกระแสรั่วไหลระหว่างก่อนและหลังใส่วงจรกรองแบบตัวเหนี่ยวนำโหมดร่วม ( $L_{cm} = 1.4\text{mH}$ ) ..... | 30 |
| 3.5  | การเปรียบเทียบสัญญาณแบบโหมดร่วมของระบบในสเกลเวลาของความถี่หลักมูล (45 Hz) ที่ความถี่การสวิตช์ $f_{sw} = 5\text{ kHz}$ .....                         | 32 |
| 3.6  | การเปรียบเทียบสัญญาณแบบโหมดร่วมของระบบในสเกลเวลาของความถี่การสวิตช์ที่ความถี่การสวิตช์ $f_{sw} = 5\text{ kHz}$ .....                                | 32 |
| 3.7  | การเปรียบเทียบสเปกตรัมของสัญญาณแบบโหมดร่วมของระบบที่ความถี่การสวิตช์ $f_{sw} = 5\text{ kHz}$ .....  | 33 |
| 3.8  | การเปรียบเทียบสัญญาณแบบโหมดร่วมของระบบในสเกลเวลาของความถี่หลักมูล (45 Hz) ที่ความถี่การสวิตช์ $f_{sw} = 10\text{ kHz}$ .....                        | 34 |
| 3.9  | การเปรียบเทียบสัญญาณแบบโหมดร่วมของระบบในสเกลเวลาของความถี่การสวิตช์ที่ความถี่การสวิตช์ $f_{sw} = 10\text{ kHz}$ .....                               | 34 |
| 3.10 | การเปรียบเทียบสเปกตรัมของสัญญาณแบบโหมดร่วมของระบบที่ความถี่การสวิตช์ $f_{sw} = 10\text{ kHz}$ .....   | 35 |
| 3.11 | การเปรียบเทียบสัญญาณแบบโหมดปกติของระบบในสเกลเวลาของความถี่หลักมูล(45 kHz) ที่ความถี่การสวิตช์ $f_{sw} = 5\text{ kHz}$ .....                         | 37 |
| 3.12 | การเปรียบเทียบสัญญาณแบบโหมดปกติของระบบในสเกลเวลาของความถี่การสวิตช์ที่ความถี่การสวิตช์ $f_{sw} = 5\text{ kHz}$ .....                                | 37 |
| 3.13 | การเปรียบเทียบสเปกตรัมของสัญญาณแบบโหมดปกติของระบบที่ความถี่การสวิตช์ $f_{sw} = 5\text{ kHz}$ .....  | 38 |
| 3.14 | การเปรียบเทียบสัญญาณแบบโหมดปกติของระบบในสเกลเวลาของความถี่หลักมูล (45 Hz) ที่ความถี่การสวิตช์ $f_{sw} = 10\text{ kHz}$ .....                        | 39 |
| 3.15 | การเปรียบเทียบสัญญาณแบบโหมดปกติของระบบในสเกลเวลาของความถี่การสวิตช์ที่ความถี่การสวิตช์ $f_{sw} = 10\text{ kHz}$ .....                               | 39 |
| 3.16 | รูปที่ 3.16 การเปรียบเทียบสเปกตรัมของสัญญาณแบบโหมดปกติของระบบที่ความถี่การสวิตช์ $f_{sw} = 10\text{ kHz}$ .....                                     | 40 |

| ภาพประกอบ  | หน้า |
|--|------|
| 3.17 การติดตั้งวงจรกรองแบบ LC ในระบบปรับความเร็วรอบมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส.....   | 41   |
| 3.18 วงจรสมมูลแบบโหมดร่วมและโหมดปกติของระบบในรูปที่ 3.17 .....   | 42   |
| 3.19 การพิจารณาย่านความถี่เพื่อใช้ในการออกแบบวงจรกรอง.....   | 44   |
| 3.20 แผนภาพแสดงขั้นตอนการออกแบบวงจรกรองแบบ LC ที่มี $f_{cm}, f_{nm} \gg f_{sw}$ .....  | 52   |
| 3.21 แผนภาพโบเดเปรียบเทียบลักษณะของกระแสรั่วไหลระหว่างก่อนและหลังได้<br>วงจรกรองแบบ LC ที่มี $f_{cm}, f_{nm} \gg f_{sw}$ .....   | 56   |
| 3.22 ผลจำลองการทำงานสัญญาณแบบโหมดร่วมของระบบที่ความถี่การสวิตช์ $f_{sw} = 10$ kHz<br>เมื่อติดตั้งวงจรกรองแบบ LC ที่มี $f_{cm}, f_{nm} \gg f_{sw}$ และใช้ตัวเหนี่ยวนำโหมดร่วมที่มี<br>คุณสมบัติเป็นเชิงเส้น .....   | 58   |
| 3.23 ผลจำลองการทำงานสัญญาณแบบโหมดปกติของระบบที่ความถี่การสวิตช์ $f_{sw} = 10$ kHz<br>เมื่อติดตั้งวงจรกรองแบบ LC ที่มี $f_{cm}, f_{nm} \gg f_{sw}$ และใช้ตัวเหนี่ยวนำโหมดร่วมที่มี<br>คุณสมบัติเป็นเชิงเส้น .....   | 59   |
| 3.24 B-H curve ของแกนเฟอร์ไรต์ในแบบจำลองตัวเหนี่ยวนำโหมดร่วมและ<br>ตัวเหนี่ยวนำโหมดร่วมจริงที่ใช้ทดสอบวงจรกรอง .....   | 60   |
| 3.25 ผลจำลองการทำงานสัญญาณแบบโหมดร่วมของระบบที่ความถี่การสวิตช์ $f_{sw} = 10$ kHz<br>เมื่อติดตั้งวงจรกรองแบบ LC ที่มี $f_{cm}, f_{nm} \gg f_{sw}$ และใช้ตัวเหนี่ยวนำโหมดร่วมที่มี<br>คุณสมบัติไม่เป็นเชิงเส้น..... | 61   |
| 3.26 ผลจำลองการทำงานสัญญาณแบบโหมดปกติของระบบที่ความถี่การสวิตช์ $f_{sw} = 10$ kHz<br>เมื่อติดตั้งวงจรกรองแบบ LC ที่มี $f_{cm}, f_{nm} \gg f_{sw}$ และใช้ตัวเหนี่ยวนำโหมดร่วมที่มี<br>คุณสมบัติไม่เป็นเชิงเส้น..... | 62   |
| 3.27 สัญญาณแบบโหมดร่วมของระบบที่ความถี่การสวิตช์ $f_{sw} = 5$ kHz เมื่อติดตั้ง<br>วงจรกรองแบบ LC ที่มี $f_{cm}, f_{nm} \gg f_{sw}$ .....   | 64   |
| 3.28 สเปกตรัมของสัญญาณแบบโหมดร่วมของระบบที่ความถี่การสวิตช์ $f_{sw} = 5$ kHz<br>เมื่อติดตั้งวงจรกรองแบบ LC ที่มี $f_{cm}, f_{nm} \gg f_{sw}$ .....   | 65   |
| 3.29 สัญญาณแบบโหมดร่วมของระบบที่ความถี่การสวิตช์ $f_{sw} = 10$ kHz เมื่อติดตั้ง<br>วงจรกรองแบบ LC ที่มี $f_{cm}, f_{nm} \gg f_{sw}$ .....  | 66   |
| 3.30 สเปกตรัมของสัญญาณแบบโหมดร่วมของระบบที่ความถี่การสวิตช์ $f_{sw} = 10$ kHz<br>เมื่อติดตั้งวงจรกรองแบบ LC ที่มี $f_{cm}, f_{nm} \gg f_{sw}$ .....  | 67   |

## ภาพประกอบ

หน้า

|   |    |
|---|----|
| 3.31 สัญญาณแบบใหม่คปกติของระบบที่ความถี่การสวิตช์ $f_{sw} = 5$ kHz เมื่อติดตั้ง<br>วงจรรองแบบ LC ที่มี $f_{cm}, f_{nm} \gg f_{sw}$ .....                  | 69 |
| 3.32 สเปกตรัมของสัญญาณแบบใหม่คปกติของระบบที่ความถี่การสวิตช์ $f_{sw} = 5$ kHz<br>เมื่อติดตั้งวงจรรองแบบ LC ที่มี $f_{cm}, f_{nm} \gg f_{sw}$ .....        | 70 |
| 3.33 สัญญาณแบบใหม่คปกติของระบบที่ความถี่การสวิตช์ $f_{sw} = 10$ kHz เมื่อติดตั้ง<br>วงจรรองแบบ LC ที่มี $f_{cm}, f_{nm} \gg f_{sw}$ .....                 | 71 |
| 3.34 สเปกตรัมของสัญญาณแบบใหม่คปกติของระบบที่ความถี่การสวิตช์ $f_{sw} = 10$ kHz<br>เมื่อติดตั้งวงจรรองแบบ LC ที่มี $f_{cm}, f_{nm} \gg f_{sw}$ .....       | 72 |
| 3.35 โครงสร้างของวงจรรองแบบ LC กรณีที่ออกแบบให้ความถี่เรโซแนนซ์ของวงจรรอง<br>อยู่ต่ำกว่าความถี่การสวิตช์ .....  | 74 |
| 3.36 ลักษณะรูปคลื่นของแรงดันใหม่คร่อมที่ด้านออกของอินเวอร์เตอร์เมื่ออินเวอร์เตอร์<br>ทำงานที่ความถี่หลักมูลต่าง ๆ .....                                   | 76 |
| 3.37 ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสและแรงดันที่ตัวเหนี่ยวนำใหม่คปกติของวงจรรองเมื่อ<br>อินเวอร์เตอร์มีสถานะการสวิตช์อยู่ระหว่างสถานะ 000 และ 111 ใน 1 คาบ ..... | 80 |
| 3.38 แผนภาพแสดงขั้นตอนการออกแบบวงจรรองแบบ LC ( $f_{cm}, f_{nm} \gg f_{sw}$ ) .....  | 83 |
| 3.39 แผนภาพโบเดเปรียบเทียบลักษณะของกระแสรั่วไหลระหว่างก่อนและหลังใส่<br>วงจรรองแบบ LC ที่มี $f_{cm}, f_{nm} < f_{sw}$ .....                               | 89 |
| 3.40 ผลการจำลองสัญญาณแบบใหม่คร่อมของระบบที่ความถี่การสวิตช์ $f_{sw} = 5$ kHz<br>เมื่อติดตั้งวงจรรองแบบ LC ที่มี $f_{cm}, f_{nm} < f_{sw}$ .....           | 90 |
| 3.41 ผลการจำลองสัญญาณแบบใหม่คปกติของระบบที่ความถี่การสวิตช์ $f_{sw} = 5$ kHz<br>เมื่อติดตั้งวงจรรองแบบ LC ที่มี $f_{cm}, f_{nm} < f_{sw}$ .....           | 91 |
| 3.42 สัญญาณแบบใหม่คร่อมของระบบที่ความถี่การสวิตช์ $f_{sw} = 5$ kHz เมื่อติดตั้ง<br>วงจรรองแบบ LC ที่มี $f_{cm}, f_{nm} < f_{sw}$ .....                    | 93 |
| 3.43 สเปกตรัมของสัญญาณแบบใหม่คร่อมของระบบที่ความถี่การสวิตช์ $f_{sw} = 5$ kHz<br>เมื่อติดตั้งวงจรรองแบบ LC ที่มี $f_{cm}, f_{nm} < f_{sw}$ .....          | 94 |
| 3.44 สัญญาณแบบใหม่คร่อมของระบบที่ความถี่การสวิตช์ $f_{sw} = 10$ kHz เมื่อติดตั้ง<br>วงจรรองแบบ LC ที่มี $f_{cm}, f_{nm} < f_{sw}$ .....                   | 95 |
| 3.45 สเปกตรัมของสัญญาณแบบใหม่คร่อมของระบบที่ความถี่การสวิตช์ $f_{sw} = 10$ kHz<br>เมื่อติดตั้งวงจรรองแบบ LC ที่มี $f_{cm}, f_{nm} < f_{sw}$ .....         | 96 |

ภาพประกอบ

หน้า

3.46 สัญญาณแบบโหมดปกติของระบบที่ความถี่การสวิตช์  $f_{sw} = 5$  kHz  
 เมื่อติดตั้งวงจรกรองแบบ LC ที่มี  $f_{cm}, f_{nm} < f_{sw}$  .....97

3.47 สเปกตรัมของสัญญาณแบบโหมดปกติของระบบที่ความถี่การสวิตช์  $f_{sw} = 5$  kHz  
 เมื่อติดตั้งวงจรกรองแบบ LC ที่มี  $f_{cm}, f_{nm} < f_{sw}$  .....98

3.48 สัญญาณแบบโหมดปกติของระบบที่ความถี่การสวิตช์  $f_{sw} = 10$  kHz  
 เมื่อติดตั้งวงจรกรองแบบ LC ที่มี  $f_{cm}, f_{nm} < f_{sw}$  .....99

3.49 สเปกตรัมของสัญญาณแบบโหมดปกติของระบบที่ความถี่การสวิตช์  $f_{sw} = 10$  kHz  
 เมื่อติดตั้งวงจรกรองแบบ LC ที่มี  $f_{cm}, f_{nm} < f_{sw}$  .....100

4.1 โครงสร้างของวงจรกรองแบบไฮบริดในระบบปรับความเร็วรอบมอเตอร์ .....102

4.2 วงจรสมมูลแบบโหมดร่วมของระบบที่ติดตั้งวงจรกรองแบบไฮบริด .....104

4.3 การใช้งานวงจรไฮบริดโดยส่วนพาสซีฟเป็นวงจรกรองแบบ LC.....105

4.4 วงจรสมมูลของระบบที่ติดตั้งวงจรกรองแบบไฮบริดในรูปที่ 4.3 .....106

4.5 การเปรียบเทียบสมรรถนะของวงจรกรองไฮบริดที่อัตราขยาย  $P/N$  ค่าต่าง ๆ  
 ด้วยแผนภาพโบเด..... 108-109

4.6 แบบจำลองการทำงานของวงจรกรองแบบไฮบริด .....111

4.7 ผลจำลองการทำงานของสัญญาณแบบโหมดร่วมในสเกลเวลาของความถี่หลักมูล  
 ที่ความถี่การสวิตช์  $f_{sw} = 10$  kHz .....112

4.8 ผลจำลองการทำงานของสัญญาณแบบโหมดร่วมในสเกลเวลาของความถี่การสวิตช์  
 ที่ความถี่การสวิตช์  $f_{sw} = 10$  kHz .....112

4.9 การเปรียบเทียบสเปกตรัมของสัญญาณแบบโหมดร่วม .....113

4.10 โครงสร้างของวงจรกรองแยกที่พีที่ใช้ในวงจรกรองแบบไฮบริด .....115

4.11 วงจรขยายพหุ-พูล์ขึ้นเอบี.....116

4.12 วงจรแสดงหลักการพื้นฐานของการใช้วงจรเลื่อนเฟสกระแส.....119

4.13 วงจรสมมูลความถี่สูงของวงจรขยายพหุ-พูล์ทรานซิสเตอร์ .....120

4.14 วงจรเลื่อนเฟสกระแสที่พิจารณาอิมพีแดนซ์ขาเข้าของทรานซิสเตอร์.....120

4.15 วงจรสมมูลของหม้อแปลงกระแส .....121

4.16 วงจรสมมูลของหม้อแปลงกระแสเมื่อมีด้านทุติยภูมิต่อเรียงกับวงจรเลื่อนเฟส.....123

4.17 วงจรกรองส่วนแยกที่พีที่ได้จากการออกแบบ .....123

4.18 ผลการทดสอบวงจรกรองส่วนแยกที่พีในรูปที่ 4.17.....124

| ภาพประกอบ   | หน้า |
|---|------|
| 4.19 ลักษณะสมบัติค่า $h_{FE}$ เมื่อเทียบกับกระแสด้านออกของทรานซิสเตอร์<br>ที่ใช้ในวงจรขยายพหุ-พูล .....                                   | 125  |
| 4.20 สัญญาณแบบใหม่คร่อมของระบบก่อนใส่วงจรกรองในกรณีที่ใช้<br>อินเวอร์เตอร์แบบด้านเข้า 1 เฟส .....   | 126  |
| 4.21 ภาพขยายสัญญาณแบบใหม่คร่อมของระบบก่อนใส่วงจรกรองในกรณีที่ใช้<br>อินเวอร์เตอร์แบบด้านเข้า 1 เฟส .....                                  | 126  |
| 4.22 สเปกตรัมของสัญญาณแบบใหม่คร่อมของระบบก่อนใส่วงจรกรองในกรณีที่ใช้<br>อินเวอร์เตอร์แบบด้านเข้า 1 เฟส .....                              | 127  |
| 4.23 สัญญาณแบบใหม่คปกติของระบบก่อนใส่วงจรกรองในกรณีที่ใช้<br>อินเวอร์เตอร์แบบด้านเข้า 1 เฟส .....   | 128  |
| 4.24 ภาพขยายสัญญาณแบบใหม่คปกติของระบบก่อนใส่วงจรกรองในกรณีที่ใช้<br>อินเวอร์เตอร์แบบด้านเข้า 1 เฟส .....                                  | 128  |
| 4.25 สเปกตรัมของสัญญาณแบบใหม่คปกติของระบบก่อนใส่วงจรกรองในกรณีที่ใช้<br>อินเวอร์เตอร์แบบด้านเข้า 1 เฟส .....                              | 129  |
| 4.26 การเปรียบเทียบสัญญาณแบบใหม่คร่อมของระบบในสเกลเวลาของความถี่หลักมูล<br>ระหว่างกรณีที่ใช้วงจรกรองแบบพาสซีฟและวงจรกรองแบบไฮบริด .....   | 130  |
| 4.27 การเปรียบเทียบสัญญาณแบบใหม่คร่อมของระบบในสเกลเวลาของความถี่การสวิตช์<br>ระหว่างกรณีที่ใช้วงจรกรองแบบพาสซีฟและวงจรกรองแบบไฮบริด ..... | 131  |
| 4.28 สเปกตรัมของสัญญาณแบบใหม่คร่อมของระบบเมื่อใช้วงจรกรองแบบพาสซีฟ .....  | 132  |
| 4.29 สเปกตรัมของสัญญาณแบบใหม่คร่อมของระบบเมื่อใส่วงจรกรองแบบไฮบริด .....  | 133  |
| 4.30 กระแสแบบใหม่คร่อมที่ผ่านวงจรกรองในส่วนต่าง ๆ เมื่อใช้วงจรกรองแบบไฮบริด .....   | 135  |
| 4.31 สเปกตรัมของกระแสแบบใหม่คร่อมที่ผ่านวงจรกรองในส่วนต่าง ๆ<br>เมื่อใช้วงจรกรองแบบไฮบริด .....   | 136  |
| 4.32 การเปรียบเทียบสัญญาณแบบใหม่คปกติของระบบตามสเกลของความถี่หลักมูล<br>เมื่อใช้วงจรกรองแบบพาสซีฟและแบบไฮบริด .....                       | 138  |
| 4.33 การเปรียบเทียบสัญญาณแบบใหม่คปกติของระบบในสเกลเวลาของความถี่การสวิตช์<br>เมื่อใช้วงจรกรองแบบพาสซีฟและแบบไฮบริด .....                  | 139  |
| 4.34 การเปรียบเทียบสเปกตรัมของสัญญาณแบบใหม่คปกติของระบบ<br>เมื่อใช้วงจรกรองแบบพาสซีฟ .....  | 140  |



| ภาพประกอบ   | หน้า |
|---|------|
| 4.35 การเปรียบเทียบสเปกตรัมของสัญญาณแบบโหมดปกติของระบบเมื่อใช้<br>วงจรรองแบบไฮบริด.....   | 141  |
| ก.1 ลักษณะทางกายภาพของตัวเหนี่ยวนำโหมดร่วม .....  | 152  |
| ก.2 ลักษณะการไหลของฟลักซ์ของตัวเหนี่ยวนำร่วม .....  | 153  |
| ข.1 การติดตั้งวงจรรองแบบ LC ในระบบปรับความเร็วรอบมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส<br>(ละเลยอิมพีแดนซ์ของมอเตอร์และสายเคเบิล).....   | 154  |
| ข.2 วงจรสมมูลแบบโหมดร่วมและโหมดปกติของระบบในรูปแบบที่ ข.1 .....   | 154  |
| ข.3 ลักษณะรูปคลื่นแรงดัน $v_{a0}, v_{b0}, v_{c0}, v_{ab}, v_{no}$ และ $v_{an}$ ( $E_d = 540$ V ที่ความถี่หลักมูล<br>50 Hz และความถี่การสวิตช์ 5 kHz).....                           | 156  |
| ข.4 ลักษณะรูปคลื่นแรงดัน $v_{a0}, v_{b0}, v_{c0}, v_{ab}, v_{no}$ และ $v_{an}$ เมื่อขยายภาพทางแกนเวลา<br>( $E_d = 540$ V ที่ความถี่หลักมูล 50 Hz และความถี่การสวิตช์ 5 kHz).....    | 157  |
| ข.5 การต่อวงจรรองแบบ LC ที่มี $f_{cm}, f_{fm} < f_{sw}$ ที่ด้านออกของอินเวอร์เตอร์.....   | 159  |
| ข.6 ลักษณะรูปคลื่นของแรงดันโหมดร่วมที่ด้านออกของอินเวอร์เตอร์เมื่ออินเวอร์เตอร์<br>ทำงานที่ความถี่หลักมูลต่าง ๆ .....   | 160  |
| ข.7 การเปรียบเทียบระหว่างแรงดัน $v_{an}, v_{L_{nf}}, v_{C_{nf}}$ และ $i_{L_{nf}}$ ( $E_d = 540$ V ที่ความถี่หลักมูล<br>50 Hz และความถี่การสวิตช์ 5 kHz).....                        | 160  |
| ข.8 การเปรียบเทียบระหว่างแรงดัน $v_{an}, v_{L_{nf}}, v_{C_{nf}}$ และ $i_{L_{nf}}$ เมื่อขยายภาพทางแกนเวลา<br>( $E_d = 540$ V ที่ความถี่หลักมูล 50 Hz และความถี่การสวิตช์ 5 kHz)..... | 161  |
| ค.1 B-H Curve ของแกน EE ที่ใช้วัสดุ N87 .....   | 164  |
| ค.2 ภาพถ่ายของตัวเหนี่ยวนำโหมดปกติขนาด 0.86 mH .....  | 164  |
| ค.3 B-H Curve ของแกน EE ที่ใช้วัสดุ N27 .....   | 165  |
| ค.4 ภาพถ่ายของตัวเหนี่ยวนำโหมดปกติขนาด 0.5 mH .....   | 166  |
| ค.5 ภาพถ่ายของตัวเหนี่ยวนำโหมดปกติขนาด 4 mH .....   | 167  |
| ค.6 ภาพถ่ายของตัวเหนี่ยวนำโหมดร่วมขนาด 1.4 mH (12 รอบต่อเฟส) .....  | 168  |
| ค.7 ภาพถ่ายของตัวเหนี่ยวนำโหมดร่วมขนาด 88.6 mH (70 รอบต่อเฟส) .....   | 168  |
| ค.8 ภาพถ่ายของวงจรรองแอกทีฟ .....   | 169  |

## รายการสัญลักษณ์

- $\theta$  : มุมล้าหลังระหว่างกระแสรั่วไหลและกระแสส่วนแยกที่ฟของวงจรรอง
- $\zeta_{cm}$  : ตัวประกอบการหน่วงแบบโหมดร่วม
- $\zeta_{cm}$  : ตัวประกอบการหน่วงแบบโหมดปกติ
- $\mu$  : ความซึมซาบได้ (permeability)
- $A_L$  : ค่าตัวประกอบความเหนียวนำของแกนทอรอยด์
- $A_C$  : พื้นที่หน้าตัดของแกนทอรอยด์
- $A_w$  : พื้นที่หน้าตัดของแกนทอรอยด์
- Attenuation* : ค่าอัตราการลดทอนกระแสรั่วไหล
- $B_S$  : ความหนาแน่นฟลักซ์ขั้ว
- $C_I$  : ชุดตัวเก็บประจุที่ใช้ต่อขนานกับมอเตอร์เพื่อหาค่าพารามิเตอร์ของระบบ
- $C_{af}$  : ตัวเก็บประจุเชื่อมต่อระหว่างวงจรรองแยกที่ฟและระบบ
- $\tilde{C}_{af}$  : ค่าความจุไฟฟ้าเสมือนของกิ่งวงจรรองแยกที่ฟ
- $C_{cm}$  : ค่าความจุไฟฟ้าสมมูลแบบโหมดร่วมของวงจรรอง
- $C_{cf}$  : ตัวเก็บประจุไฟฟ้าโหมดร่วมของวงจรรอง
- $C_{nf}$  : ตัวเก็บประจุไฟฟ้าโหมดปกติของวงจรรอง
- $C_n$  : ค่าความจุไฟฟ้าสมมูลแบบโหมดปกติของระบบปรับความเร็วรอบมอเตอร์
- $C_{nm}$  : ค่าความจุไฟฟ้าสมมูลแบบโหมดปกติของวงจรรอง
- $C_O$  : ค่าความจุไฟฟ้าสมมูลแบบโหมดร่วมของระบบปรับความเร็วรอบมอเตอร์
- $C_O'$  : ค่าความจุไฟฟ้าสเตรย์ต่อเฟสของมอเตอร์
- $C_{RF}$  : ตัวเก็บประจุไฟฟากรองอาร์เอฟ
- $C_S$  : ค่าความจุไฟฟ้าสเตรย์ที่เกิดระหว่างระนาบผิวสัมผัสของอุปกรณ์สวิตช์กำลังและตัวระบายความร้อน
- $E_d$  : แรงแดันบัลไฟตรง
- $f_1$  : ความถี่หลักมูลของระบบ
- $f_o$  : ความถี่เรโซแนนซ์ระหว่าง  $L_o$  และ  $C_o$
- $f_{cm}$  : ความถี่เรโซแนนซ์ระหว่าง  $L_{cm}$  และ  $C_{cm}$
- $f_n$  : ความถี่เรโซแนนซ์
- $f_{sw}$  : ความถี่การสวิตช์

- $i_{af}$  : กระแสของวงจรกรองแยกที่ฟ  
 $i_b$  : กระแสขั้วนำทราวนซิสเตอร์  
 $i_{C_o}$  : กระแสรั่วไหลที่ผ่านมอเตอร์  
 $i'_{C_o}$  : กระแสรั่วไหลที่ผ่านมอเตอร์เมื่อต่อตัวเก็บประจุ  $C_I$  ขนานกับมอเตอร์  
 $i_{C_s}$  : กระแสรั่วไหลที่ไหลผ่านตัวระบายความร้อน  
 $i_{cm}$  : กระแสโหมดร่วมของวงจรกรองแบบ LC  
 $i_{C_{RF}}$  : กระแสรั่วไหลที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุกรองอาร์เอฟ  
 $i'_{C_{0.1nF}}$  : กระแสรั่วไหลผ่านตัวเก็บประจุ  $C_I$   
 $i_{filter(phase)}$  : กระแสเฟสของวงจรกรองแบบ LC  
 $i_{inv}$  : กระแสโหมดร่วมที่จ่ายออกจากอินเวอร์เตอร์  
 $i_{inv(phase)}$  : กระแสเฟสที่จ่ายออกจากอินเวอร์เตอร์  
 $i_{L_g}$  : กระแสซาร์จประจุที่ไหลลงกราวด์  
 $i_{L_{nf}}$  : กระแสของตัวเหนี่ยวนำโหมดปกติ  
 $i_{mot(phase)}$  : กระแสเฟสของมอเตอร์  
 $i_{C_n}$  : กระแสโหมดปกติที่ไหลผ่านมอเตอร์  
 $i_{nm}$  : กระแสโหมดปกติของวงจรกรองแบบ LC  
 $i_o$  : กระแสด้านออกของวงจรขยายพวซ-พูล  
 $i_p$  : กระแสด้านปฐมภูมิของหม้อแปลงกระแส  
 $i_s$  : กระแสด้านทุติยภูมิของหม้อแปลงกระแส  
 $J$  : ความหนาแน่นกระแสของสายตัวนำ  
 $k_w$  : ตัวประกอบขดขดลวด (winding factor)  
 $L_{cm}$  : ค่าความเหนี่ยวนำสมมูลแบบโหมดร่วมของวงจรกรอง  
 $L_{cf}$  : ตัวเหนี่ยวนำโหมดร่วมของวงจรกรอง  
 $L_g$  : ค่าความเหนี่ยวนำของสายกราวด์  
 $L_m$  : ค่าความเหนี่ยวนำทำแม่เหล็กภายในหม้อแปลง  
 $L_n$  : ค่าความเหนี่ยวนำสมมูลแบบโหมดปกติของระบบปรับความเร็วรอบมอเตอร์  
 $L_{nf}$  : ตัวเหนี่ยวนำโหมดปกติของวงจรกรอง  
 $L_{nm}$  : ค่าความเหนี่ยวนำสมมูลแบบโหมดปกติของวงจรกรอง  
 $L_o$  : ค่าความเหนี่ยวนำสมมูลแบบโหมดร่วมของระบบปรับความเร็วรอบมอเตอร์

- $L_o'$  : ค่าความเหนี่ยวนำต่อเฟสของสายเคเบิล  
 $L_p$  : ตัวเหนี่ยวนำในวงจรเลื้อนเฟส  
 $N$  : เป็นอัตราส่วนจำนวนรอบของหม้อแปลงกระแส  
 $N_p$  : จำนวนรอบของขดลวดด้านปฐมภูมิของหม้อแปลงกระแส  
 $N_s$  : จำนวนรอบของขดลวดด้านทุติยภูมิของหม้อแปลงกระแส  
 $P$  : อัตราขยายของวงจขยายพวช-พวล  
 $R_1, R_2$  : ตัวต้านทานในวงจรขยายพวช-พวลชั้นเอบี  
 $\tilde{R}_{af}$  : ค่าความต้านทานเสมือนของกิ่งวงจรรองแอกทีฟ  
 $R_g$  : ค่าความต้านทานของสายกราวด์  
 $R_{cf}$  : ตัวต้านทานโหมดร่วมของวงจรรองแบบ LC  
 $R_n$  : ความความต้านทานสมมูลแบบโหมดปกติของระบบปรับความเร็วรอบมอเตอร์  
 $R_{nf}$  : ตัวต้านทานโหมดปกติของวงจรรองแบบ LC  
 $R_o$  : ความความต้านทานสมมูลแบบโหมดร่วมของระบบปรับความเร็วรอบมอเตอร์  
 $R_o'$  : ค่าความความต้านทานต่อเฟสของสายเคเบิลด้วย  
 $R_p$  : ตัวต้านทานในวงจรเลื้อนเฟส  
 $R_{wp}$  : ความต้านทานขดลวดด้านปฐมภูมิของหม้อแปลงกระแส  
 $v_{ab}, v_{bc}, v_{ac}$  : แรงดันระหว่างสาย  
 $v_{an}, v_{bn}, v_{cn}$  : แรงดันที่เฟส a, b และ c เทียบกับจุดนิวทรัลของระบบ  
 $V_{BE}$  : แรงดันตัดข้ามของทรานซิสเตอร์  
 $v_{L_{nf}}$  : แรงดันตกคร่อมที่ตัวเหนี่ยวนำโหมดปกติ  
 $v_{cm}$  : แรงดันโหมดร่วมที่ด้านออกของอินเวอร์เตอร์  
 $v_{Cn}$  : แรงดันโหมดปกติที่ขั้วมอเตอร์  
 $v_{Co}$  : แรงดันโหมดร่วมที่ขั้วมอเตอร์  
 $v_{nm}$  : แรงดันโหมดปกติที่ด้านออกของอินเวอร์เตอร์  
 $v_{on}$  : องค์ประกอบความถี่ต่ำของแรงดันโหมดร่วมที่เกิดจากระลอกของวงจเรียงกระแส  
 $Z_{in}$  : อิมพีแดนซ์ด้านเข้าของทรานซิสเตอร์  
 $Z_s$  : อิมพีแดนซ์แหล่งจ่ายของหม้อแปลงกระแสด้านปฐมภูมิ  
 $Z_L$  : อิมพีแดนซ์โหลดของหม้อแปลงกระแสด้านทุติยภูมิ

# บทที่ 1

## บทนำ

### 1.1 การแทรกสอดทางแม่เหล็กไฟฟ้า (Electromagnetic Interference) ในระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ด้วยอินเวอร์เตอร์แบบ PWM

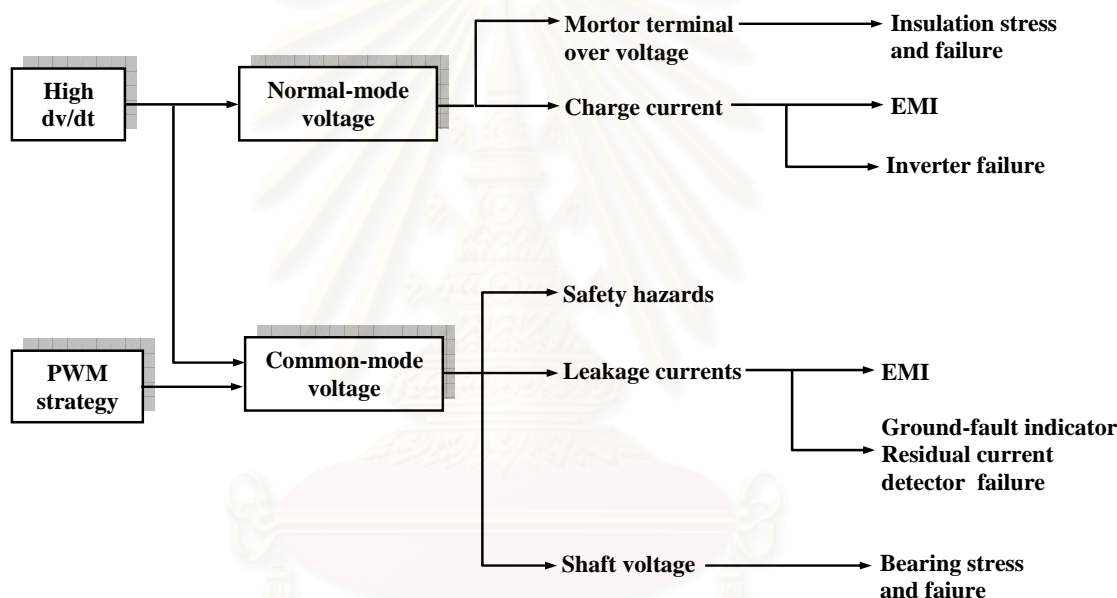
ในปัจจุบันปัญหาการเกิดการแทรกสอดทางแม่เหล็กไฟฟ้า (Electromagnetic interference : EMI) ในงานอุตสาหกรรมที่ใช้ระบบขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำด้วยอินเวอร์เตอร์แบบมอดูเลตความกว้างพัลส์ (PWM) ถือเป็นประเด็นที่นักวิจัยให้ความสนใจเป็นอย่างมาก [1] ทั้งนี้เนื่องจากระบบขับเคลื่อนโดยส่วนใหญ่จะมีการใช้อุปกรณ์รายรอบอื่นๆ ควบคู่อยู่ในระบบ อาทิเช่น ตัวตรวจรู้ (sensors) หรืออุปกรณ์อัตโนมัติอื่น ๆ เช่น PLC (Programmable Logic Controller) และคอมพิวเตอร์ เป็นต้น อุปกรณ์เหล่านี้อาจทำงานผิดพลาดได้เมื่อถูกรบกวนจาก EMI ที่อินเวอร์เตอร์สร้างขึ้นในระดับสูง ในขณะที่เดียวกัน EMI ที่เกิดขึ้นนี้ยังสามารถทำให้เกิดการรบกวนต่ออุปกรณ์อื่น ๆ ที่เชื่อมต่อกับสายกำลังในระบบไฟฟ้าเดียวกันได้

โดยทั่วไปเราสามารถจำแนกชนิดของ EMI ได้ 2 ประเภทโดยพิจารณาจากช่วงความถี่ คือ การแทรกสอดทางแม่เหล็กไฟฟ้าโดยการนำ (conducted EMI) ซึ่งพิจารณาในช่วงความถี่ 150kHz-30MHz และการแทรกสอดทางแม่เหล็กไฟฟ้าโดยการแผ่ (radiated EMI) ที่พิจารณาในช่วงความถี่ 30 MHz ขึ้นไป ทั้งนี้ปัญหาของ EMI ที่เกิดขึ้นในระบบขับเคลื่อนด้วยอินเวอร์เตอร์โดยส่วนใหญ่จะเป็นแบบการแทรกสอดทางแม่เหล็กไฟฟ้าโดยการนำ

การเกิด EMI ดังกล่าวข้างต้นมีสาเหตุมาจากการพัฒนาอินเวอร์เตอร์ให้สามารถเพิ่มความถี่การสวิตช์ได้สูงขึ้นเพื่อประโยชน์ในเชิงฮาร์มอนิกส์ของสัญญาณแรงดันที่จ่ายให้กับมอเตอร์ ทั้งนี้แรงดันที่ด้านออกของอินเวอร์เตอร์ที่จ่ายให้กับมอเตอร์จะมีรูปคลื่นแบบมอดูเลตความกว้างพัลส์ที่มีอัตราการเปลี่ยนแปลงแรงดัน (dv/dt) สูง อัตราการเปลี่ยนแปลงแรงดันสูงนี้ประกอบกับองค์ประกอบปรสิติก (parasitic element) ภายในสายไฟและมอเตอร์ ได้แก่ ค่าความจุไฟฟ้าสเตรย์ (stray capacitance) และค่าความเหนี่ยวนำสเตรย์ (stray inductance) เป็นเหตุปัจจัยในการกระตุ้นให้เกิดองค์ประกอบของกระแสและแรงดันความถี่สูงซึ่งทำให้เกิดปัญหา EMI ในระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ในที่สุด นอกเหนือไปจากผลกระทบที่เกิดจาก EMI แล้วองค์ประกอบของกระแสและแรงดันที่ความถี่สูง นี้ยังสามารถทำให้เกิดความเสียหายแก่มอเตอร์และอินเวอร์เตอร์ได้อีกด้วย [2]-[5]

## 1.2 ผลกระทบของแรงดันด้านออกของอินเวอร์เตอร์ที่มีการมอดูเลตแบบปรับความกว้างพัลส์ต่อระบบขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ

ในระบบที่มีการใช้อินเวอร์เตอร์แบบมอดูเลตความกว้างพัลส์ควบคุมแรงดันที่จ่ายให้กับมอเตอร์เหนี่ยวนำเพื่อปรับความเร็วรอบ เราสามารถแบ่งแรงดันด้านออกของอินเวอร์เตอร์ได้เป็นสองโหมด ได้แก่แรงดันโหมดปกติ (normal-mode voltage) และแรงดันโหมดร่วม (common-mode voltage) แผนภาพในรูปที่ 1.1 แสดงให้เห็นถึงผลกระทบต่อระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ที่เกิดจากแรงดันแต่ละโหมด ซึ่งเราจะอธิบายถึงลักษณะของแต่ละปัญหาที่เกิดขึ้นดังนี้

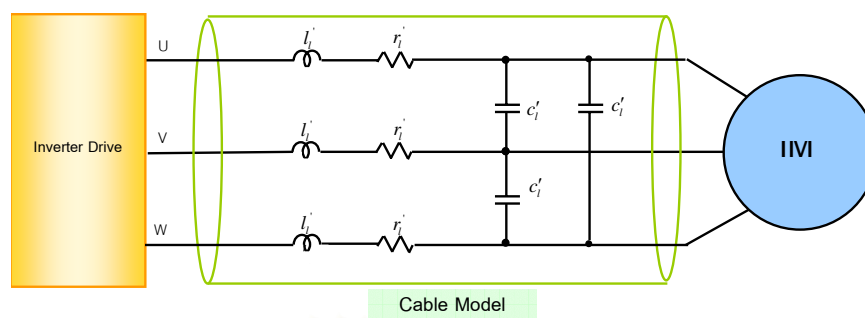


รูปที่ 1.1 ผลกระทบที่เกิดจากการมอดูเลตความกว้างพัลส์

ในระบบปรับความเร็วรอบมอเตอร์เหนี่ยวนำ

### 1.2.1 ผลกระทบที่เกิดจากแรงดันโหมดปกติ

แรงดันโหมดปกติของอินเวอร์เตอร์คือแรงดันระหว่างสายที่ประกอบด้วยองค์ประกอบหลักๆ คือ 1) องค์ประกอบแรงดันหลักมูล (0-50 Hz) ซึ่งใช้สำหรับปรับความเร็วของมอเตอร์ 2) องค์ประกอบแรงดันที่ความถี่การสวิตช์ 3) องค์ประกอบแรงดันความถี่สูง (เกิดจากการเปลี่ยนแปลงแรงดันแบบขั้น) ซึ่งผลกระทบจากแรงดันโหมดปกติจะเกิดจากองค์ประกอบนี้ เมื่อพิจารณาองค์ประกอบประจุ  $L_i$ ,  $C_i$  ของสายไฟดังแสดงในรูปที่ 1.2 เราสามารถอธิบายผลกระทบจากแรงดันโหมดปกติดังนี้



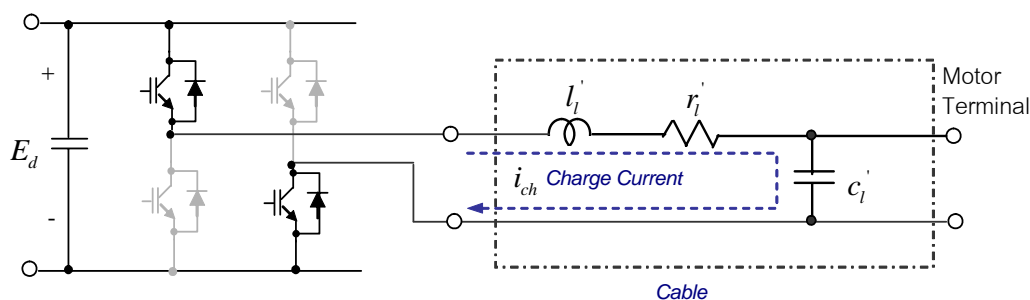
รูปที่ 1.2 แบบจำลองของสายเคเบิลในระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ด้วยอินเวอร์เตอร์

ก) การเกิดแรงดันเกินที่ปลายขั้วของมอเตอร์ (Over Voltage at Motor Terminal)

แรงดันเกินที่ปลายขั้วมอเตอร์จะเกิดขึ้นเมื่อมีการใช้สายเคเบิลยาว (>30m) ที่ด้านออกของมอเตอร์ [6]-[9] เนื่องจากองค์ประกอบประสิทธิของสายเคเบิลจะมีวงจรสมมูลเป็นแบบ LC ดังรูปที่ 1.2 เมื่อได้รับการกระตุ้นจากแรงดันด้านออกของอินเวอร์เตอร์เกิดเป็นองค์ประกอบแรงดันความถี่สูง จะทำให้เกิดปรากฏการณ์การสะท้อนของคลื่น (reflected wave) ในสายเคเบิล และทำให้ผลตอบสนองชั่วครู่ของแรงดันที่ปลายขั้วของมอเตอร์มีขนาดสูง โดยอาจเพิ่มขึ้นถึง 2 เท่าได้ในกรณีที่ใช้สายเคเบิลที่ยาวมาก ๆ (>100m) ยังผลให้ฉนวนของมอเตอร์ได้รับความเค้นมากขึ้นและเสื่อมสภาพได้ก่อนเวลาอันควร

ข) กระแสชาร์จระหว่างสาย (Charge Current)

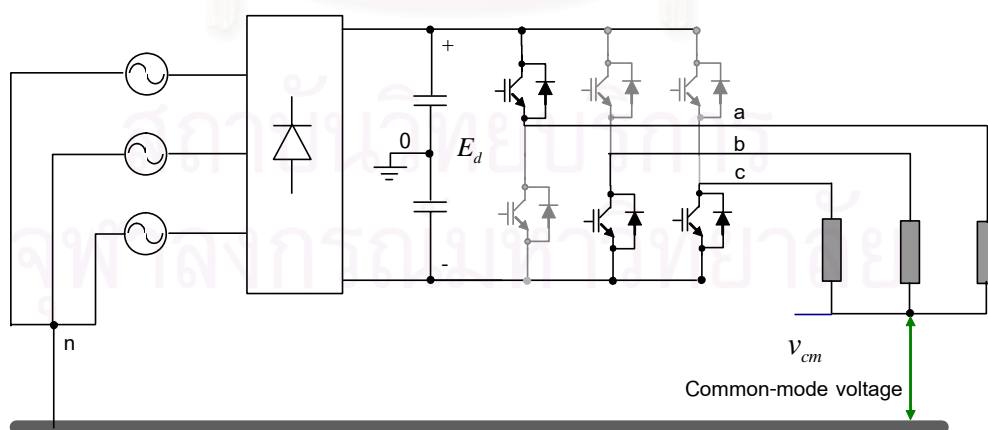
แรงดันโหมดปกติที่มีค่า  $dv/dt$  สูงทำให้เกิดกระแสชาร์จผ่านค่าตัวเก็บประจุประจุที่เชื่อมร่วมระหว่างสาย ( $c_i'$ ) และเกิดเป็นวงรอบกระแสดังแสดงในรูปที่ 1.3 ส่วนใหญ่กระแสชาร์จระหว่างสายจะมีความถี่สูงและเป็นสาเหตุให้เกิด EMI ที่รบกวนการทำงานของอินเวอร์เตอร์เอง [1] แต่หากสายเคเบิลที่ต่ออยู่ระหว่างอินเวอร์เตอร์และมอเตอร์มีความยาวมาก ๆ หรือมีการต่อขนานกันอยู่หลายชุดสำหรับกรณีที่ใช้อินเวอร์เตอร์หนึ่งตัวขับเคลื่อนมอเตอร์หลายตัวและค่าตัวเก็บประจุเชื่อมร่วมระหว่างสายจะมีค่าสูงมากจนเกิดกระแสชาร์จประจุขนาดใหญ่ และทำให้อินเวอร์เตอร์เสียหายได้ในที่สุด [10]



รูปที่ 1.3 ผลกระทบจากแรงดันโหมดปกติในระบบขับเคลื่อนมอเตอร์  
ด้วยอินเวอร์เตอร์แบบ PWM

### 1.2.2 ผลกระทบที่เกิดจากแรงดันโหมดร่วม

แรงดันโหมดร่วมในระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ 3 เฟสด้วยอินเวอร์เตอร์จะเกิดจากแรงดันลำดับศูนย์ (Zero Sequence Voltage) ดังแสดงในรูปที่ 1.4 ซึ่งสามารถแบ่งองค์ประกอบได้เป็น 3 ประเภทคือ 1) องค์ประกอบความถี่ต่ำของแรงดันลำดับศูนย์ (150 Hz) ที่เกิดจากระลอกคลื่นที่แรงดันบัสไฟตรงของอินเวอร์เตอร์ [1] 2) องค์ประกอบของแรงดันฮาร์มอนิกที่มีความถี่  $3n$  เท่าขององค์ประกอบหลักมูลที่แรงดันด้านออกอินเวอร์เตอร์ และ 3) องค์ประกอบแรงดันที่ความถี่การสวิตช์และไซด์แบนด์ (sideband) ซึ่งรวมถึงความถี่สูงที่เกิดจากการทำงานของสวิตช์กำลังของอินเวอร์เตอร์ โดยรูปคลื่นแรงดันจะมีลักษณะแบบขั้นบันไดที่เปลี่ยนแปลงตามรูปแบบของการสวิตช์ องค์ประกอบของแรงดันลำดับศูนย์ที่ความถี่สูงนี้มีบทบาทสำคัญในการกระตุ้นองค์ประกอบปรสิตในระบบและทำให้เกิดผลกระทบต่างๆ ดังต่อไปนี้



รูปที่ 1.4 ตำแหน่งการวัดแรงดันโหมดร่วมในระบบขับเคลื่อนมอเตอร์  
ที่ด้านออกของอินเวอร์เตอร์

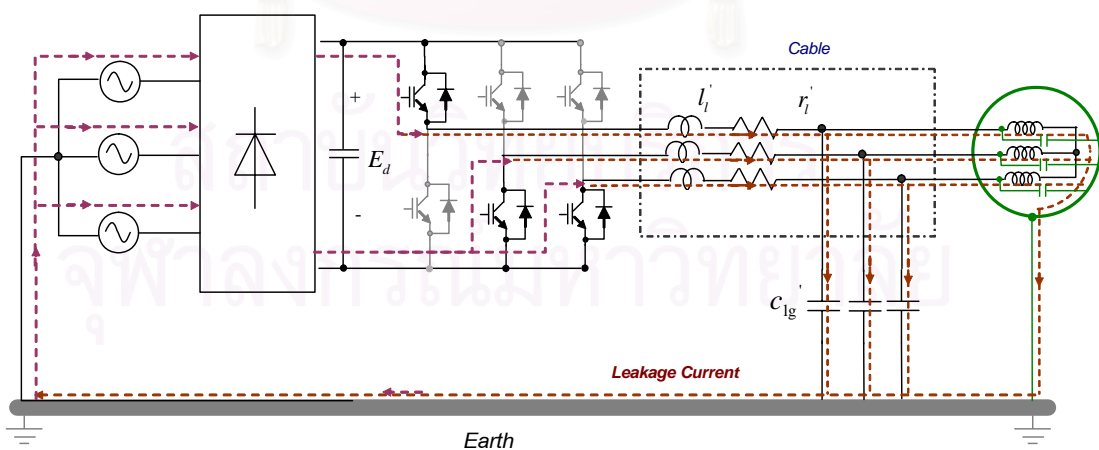


### ก) ความปลอดภัย (Safety hazard)

ส่วนหนึ่งของแรงดันโหมตร่วมจะตกคร่อมอยู่ที่โครงของมอเตอร์ ทำให้เกิดความต่างศักย์เมื่อเทียบกับกราวด์ของระบบ หากไม่มีการต่อโครงเหล็กของมอเตอร์ลงกราวด์ จะทำให้เกิดอันตรายได้เมื่อสัมผัสตู้โครงของมอเตอร์

### ข) กระแสรั่วไหล (Leakage current)

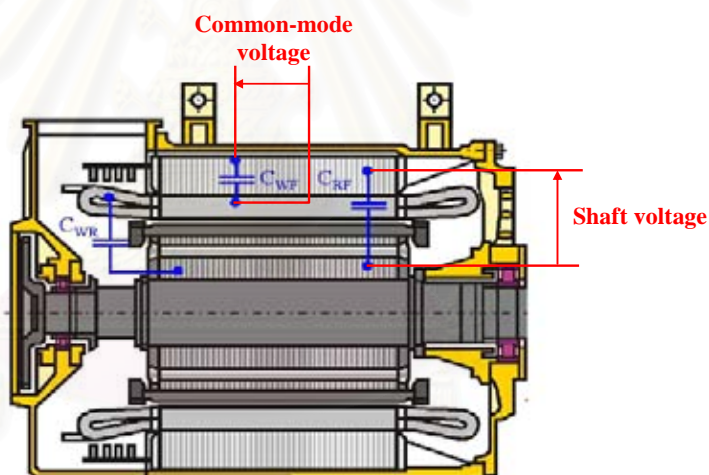
ในกรณีที่มีการต่อโครงของมอเตอร์ลงกราวด์เพื่อป้องกันอันตรายจากการสัมผัสตู้โครงของมอเตอร์ องค์ประกอบความถี่สูงของแรงดันโหมตร่วมสามารถทำให้เกิดกระแสโหมตร่วม (common-mode current) หรือกระแสรั่วไหลลงกราวด์ผ่านค่าความจุไฟฟ้าสแตตริคของมอเตอร์และสายเคเบิลดังแสดงในรูปที่ 1.5 โดยกระแสรั่วไหลนี้จะเกิดขึ้นตามจังหวะการสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์ ทั้งนี้กระแสดังกล่าวอาจมีค่ายอดสูงถึง 10 % ของกระแสพิกัดมอเตอร์ การทำงานของอินเวอร์เตอร์มีผลต่อลักษณะของกระแสรั่วไหลดังนี้คือ ค่า  $dv/dt$  ของแรงดันด้านออกที่สูง ทำให้ขนาดค่ายอดของกระแสรั่วไหลมีค่าสูงขึ้น และการเพิ่มความถี่การสวิตช์ทำให้ผลรวมของกระแสรั่วไหลมากขึ้นตามจำนวนครั้งของการสวิตช์ เมื่อพิจารณาจากวงจรการไหลของกระแสรั่วไหลที่ผ่านกราวด์กลับเข้าสู่ระบบจะเห็นได้อย่างชัดเจนว่ากระแสรั่วไหลลงกราวด์นี้สามารถทำให้เกิด EMI และส่งผลกระทบต่ออุปกรณ์อื่นๆ ที่ต่อร่วมอยู่ในระบบไฟฟ้าเดียวกันได้เช่น ตัวตรวจจับกระแสรั่วไหล (Earth Leakage Current Breaker) เกิดการตัดตอน สัญญาณจากตัวตรวจจู้ในระบบถูกรบกวน เป็นต้น



รูปที่ 1.5 กระแสรั่วไหลในระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ด้วยอินเวอร์เตอร์แบบ PWM

### ค) แรงดันเพลลา (Shaft voltage)

แรงดันเพลลามอเตอร์คือแรงดันระหว่างเพลลาของโรเตอร์ (rotor) เทียบกับโครงของมอเตอร์ (ซึ่งต่ออยู่กับกราวด์) เกิดจากโครงสร้างของมอเตอร์ที่มีทั้งความจุไฟฟ้าสเตรย์ระหว่างขดลวดสเตเตอร์ (stator winding) กับโครงเหล็ก, ระหว่างขดลวดสเตเตอร์กับโรเตอร์ และค่าความจุที่เกิดในช่องอากาศ (air gap) ระหว่างโรเตอร์กับโครงเหล็กดังแสดงในรูปที่ 1.6 เมื่อแรงดันโหมดรวมเกิดขึ้นที่ขดลวดสเตเตอร์เทียบกับกราวด์ ทำให้มีแรงดันที่เป็นสัดส่วนกับแรงดันโหมดรวมตกคร่อมที่เพลลา ผลกระทบที่ตามมาก็คือตัวรองลื่น (bearing) ที่เพลลาจะได้รับความเค้นจากแรงดันดังกล่าว และในกรณีที่แรงดันที่เพลลามอเตอร์มีค่ายอดมากกว่าแรงดันเสียหายฉาบปล้น (breakdown) ของฉนวน (3 – 30 V) ความเป็นฉนวนของสารหล่อลื่นในตัวรองลื่นจะเกิดการเสียหายฉาบปล้น ยังผลให้เกิดกระแสความถี่สูงไหลผ่านตัวรองลื่น (bearing current) และทำให้ตัวรองลื่นได้รับความเสียหาย [3],[5] และ [11]



$C_{WS}$  Capacitance between stator winding and frame

$C_{WR}$  Capacitance between stator winding and rotor shaft

$C_{RF}$  Capacitance between rotor shaft and frame

รูปที่ 1.6 ความจุไฟฟ้าสเตรย์ภายในมอเตอร์เหนี่ยวนำ

โดยสรุปแล้วจากที่กล่าวมาในข้างต้นจะเห็นว่าประเด็นปัญหา EMI ที่เกิดขึ้นในระบบขับเคลื่อนมอเตอร์นี้จะเกิดขึ้นจากสาเหตุ 2 ประการคือ 1) กระแสรั่วไหลที่ถูกกระตุ้นจากแรงดันโหมดรวมและ 2) กระแสซาร์จระหว่างสายที่เกิดจากแรงดันโหมดปกติ และเมื่อเปรียบเทียบวงรอบระหว่างกระแสทั้ง 2 ประเภทนี้จากรูปที่ 1.3 และ 1.5 จะเห็นได้ว่าวงรอบของกระแสรั่วไหลจะมี

อาณาบริเวณที่กว้างกว่าวงรอบของกระแสขั้วระหว่างสายที่จำกัดทางเดินอยู่ระหว่างสายเคเบิลเท่านั้น ด้วยเหตุนี้ EMI ที่เกิดจากกระแสรั่วไหลจึงมีผลกระทบมากกว่าผลกระทบจากกระแสขั้วระหว่างสาย และวิทยานิพนธ์นี้จะศึกษาผลกระทบรวมทั้งวิธีการแก้ไขปัญหาที่เกิดจากกระแสรั่วไหลนี้

### 1.3 กระแสรั่วไหลในระบบขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำด้วยอินเวอร์เตอร์และวิธีการลดทอน

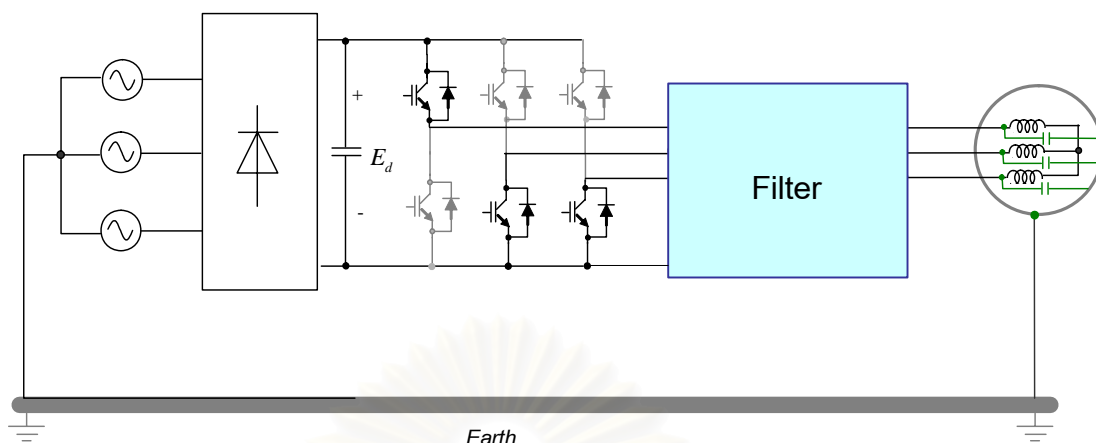
#### 1.3.1 พฤติกรรมของกระแสรั่วไหลในระบบขับเคลื่อน

ในการลดทอนกระแสรั่วไหล เราจำเป็นต้องเข้าใจถึงพฤติกรรมของกระแสรั่วไหลว่ามีเส้นทางการไหลในระบบอย่างไร ทั้งนี้รูปลักษณะของการต่อสายกราวด์จะมีผลต่อเส้นทางการไหลของกระแสรั่วไหลด้วย AKagi [2] และ Mutoh [12] ได้พิจารณาโดยละเอียดถึงกระแสรั่วไหลที่ไหลระหว่างตัวระบายความร้อนของอินเวอร์เตอร์และกราวด์ของระบบ Kempski [13] อาศัยผลการทดลองในการพิจารณาถึงกระแสรั่วไหลระหว่างสายเคเบิลทั้ง 3 เฟสกับสายกราวด์ที่เชื่อมต่อกันระหว่างมอเตอร์และอินเวอร์เตอร์ ลักษณะสมบัติทางพลวัตก็เป็นประเด็นหนึ่งที่สำคัญสำหรับการศึกษาพฤติกรรมของกระแสรั่วไหล ซึ่งเราสามารถอธิบายด้วยวงจรสมมูล Ogasawara [14] เสนอแบบจำลองความถี่สูงแบบก้อน (Lump) สำหรับกระแสรั่วไหลด้วยวงจรสมมูลเรโซแนนซ์อนุกรม

#### 1.3.2 การลดทอนกระแสรั่วไหลด้วยวงจรกรองที่ด้านออกของอินเวอร์เตอร์

การลดทอนกระแสรั่วไหลที่นำเสนอในงานวิจัยในอดีตที่ผ่านมา [1]-[2], [7]-[9] และ [14]-[27] จะอาศัยการติดตั้งวงจรกรองไว้ที่ด้านออกของอินเวอร์เตอร์ดังรูปที่ 1.7

โดยในที่นี้เราจะพิจารณาการติดตั้งวงจรกรองทางด้านออกของอินเวอร์เตอร์เนื่องจากวงจรกรองด้านออกนอกจากจะสามารถแก้ไขปัญหาเรื่องกระแสรั่วไหลที่เป็นวัตถุประสงค์หลักของโครงการวิจัยนี้แล้วยังสามารถพัฒนาแนวทางการออกแบบให้เกิดการลดทอนขนาดของแรงดันโหมคร่วมที่ขั้วมอเตอร์ได้ด้วย โดยเราสามารถจำแนกวงจรกรองออกเป็น 2 ประเภทใหญ่ๆ คือ 1) วงจรกรองแบบพาสซีฟ และ 2) วงจรกรองแบบแอกทีฟ



รูปที่ 1.7 การติดตั้งวงจรกรองที่ด้านออกของอินเวอร์เตอร์

#### ก) passive filter

บทความ [12],[14] และ [17] เสนอวงจรกรองแบบพาสซีฟที่ใช้เพียงตัวเหนี่ยวนำร่วม (common-mode inductor) ซึ่งย่านความถี่ของการลดทอนกระแสรั่วไหลของวิธีนี้จะแปรตามค่าตัวเหนี่ยวนำร่วม ในขณะที่บทความ [2], [6], [7], [9], [15], [18], [24] และ [26] นำเสนอวงจรกรองที่ใช้ทั้งตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุร่วมกัน (LC filter) เพื่อให้ตัวเหนี่ยวนำร่วมที่ใช้มีค่าเล็กลงและยังคงมีย่านความถี่ของการกรองเท่ากับแบบที่ใช้เพียงตัวเหนี่ยวนำร่วมได้อย่างไรก็ตามอุปสรรคที่สำคัญอันหนึ่งในการประยุกต์ใช้วงจรกรองพาสซีฟข้างต้นก็คือการขาดแนวทางการออกแบบที่ชัดเจนสำหรับวงจรกรอง

#### ข) active filter

วงจรกรองแบบพาสซีฟข้างต้นมีข้อเสียคือวงจรกรองมักมีขนาดใหญ่ และที่สำคัญคือการเกิดปัญหาเรโซแนนซ์ในระบบ เพื่อแก้ข้อจำกัดของวงจรกรองแบบพาสซีฟจึงได้มีการเสนอวงจรกรองแบบแอกทีฟ Son [22-23] และ Takahashi [25] เสนอวงจรกรองแอกทีฟชนิดขนานที่สร้างกระแสมาชดเชยกระแสรั่วไหล ในขณะที่ Ogasawara [19] และ Yanshu [27] นำเสนอวงจรกรองแอกทีฟชนิดอนุกรมที่สร้างแรงดันชดเชยแรงดันโหมคร่วม เพื่อกีดกันการไหลของกระแสรั่วไหล อย่างไรก็ตามวิธีวงจรกรองแบบแอกทีฟมีลักษณะสมบัติการกรองที่ย่านความถี่สูงไม่ดีเนื่องจากแบนด์วิดท์ที่จำกัดของสวิตช์กำลังและวงจรวีเล็กทรอนิกส์ที่ใช้

วิทยานิพนธ์นี้จะศึกษาพฤติกรรมการเกิดกระแสรั่วไหลในระบบขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำด้วยอินเวอร์เตอร์ โดยอาศัยแนวทางที่นำเสนอใน [14] รวมทั้งศึกษาวิธีการลดทอน

กระแสรั่วไหลด้วยวงจรกรอง EMI แบบพาสซีฟและแอคทีฟ ในส่วนของวงจรกรองแบบพาสซีฟนั้น จะนำเสนอวิธีการออกแบบวงจรกรองที่ชัดเจนอย่างเป็นขั้นตอน และเพื่อเป็นการลดข้อจำกัดของ วงจรกรองแบบแอคทีฟ วิทยานิพนธ์นี้จะนำเสนอวงจรกรองไฮบริดแบบใหม่ที่รูปลักษณะของวงจร เป็นการทำงานร่วมกันระหว่างวงจรกรองแบบพาสซีฟและแอคทีฟ วงจรกรองแบบไฮบริดนี้มี คุณสมบัติในการลดทอนกระแสรั่วไหลที่ดีขึ้นและสามารถแก้ปัญหาเรโซแนนซ์ที่เกิดขึ้นจากวงจร กรองแบบพาสซีฟได้

### วัตถุประสงค์ของการวิจัย

1. เพื่อศึกษาปรากฏการณ์การแทรกสอดทางแม่เหล็กไฟฟ้าที่เกิดจากกระแสรั่วไหล ภายในระบบปรับความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำที่ขับเคลื่อนด้วยอินเวอร์เตอร์
2. ศึกษาคุณสมบัติของวงจรกรองแบบพาสซีฟและแอคทีฟในแง่การลดทอนกระแสรั่วไหล เพื่อลดการแทรกสอดทางแม่เหล็กไฟฟ้าโดยการนำ

### ขอบเขตของการวิจัย

1. ศึกษาพฤติกรรมกรเกิดแรงดันโหมดร่วมและกระแสรั่วไหลในระบบปรับความเร็วรอบ มอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟสที่ขับเคลื่อนด้วยอินเวอร์เตอร์แบบ PWM
2. ศึกษาคุณสมบัติและแนวทางการออกแบบวงจรกรองแบบพาสซีฟและแอคทีฟเพื่อ ลดทอนกระแสรั่วไหลในระบบปรับความเร็วรอบมอเตอร์เหนี่ยวนำ โดยมีจุดประสงค์ เพื่อแก้ไขปัญหาการเกิดการแทรกสอดทางแม่เหล็กไฟฟ้าโดยการนำ

### ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

1. เกิดความเข้าใจเกี่ยวกับกระบวนการเกิดแรงดันโหมดร่วมและกระแสรั่วไหลในระบบ ปรับความเร็วรอบมอเตอร์เหนี่ยวนำและผลกระทบที่เกิดขึ้นต่อระบบและอุปกรณ์ ช่างเคียง และเข้าใจหลักการแก้ปัญหาโดยการใช่วงจรกรองแบบต่าง ๆ
2. วงจรกรองที่ได้ศึกษาสามารถนำไปใช้ลดปัญหา EMI ที่เกิดในระบบปรับความเร็วรอบ มอเตอร์เหนี่ยวนำได้จริง

### วิธีดำเนินการวิจัย

1. ศึกษาและค้นคว้าเกี่ยวกับการเกิดแรงดันโหมดร่วมและกระแสรั่วไหลในระบบปรับความเร็วรอบมอเตอร์ 3 เฟส รวมทั้งการวิเคราะห์วงจรมูลของระบบ
2. วิเคราะห์และจำลองการเกิดกระแสรั่วไหลในระบบปรับความเร็วรอบมอเตอร์เหนี่ยวนำ ด้วยโปรแกรม Orcad 9.1 และเปรียบเทียบผลที่ได้จากการจำลองกับผลที่ได้จากระบบจริง
3. ศึกษาและเปรียบเทียบคุณสมบัติ ลักษณะการทำงานของวงจรรองแบบต่าง ๆ ที่ใช้ลดทอนกระแสและแรงดันโหมดร่วมในระบบปรับความเร็วรอบมอเตอร์เหนี่ยวนำ
4. หาแนวทางในการพัฒนางจรรองเพื่อให้ได้คุณสมบัติที่ดีขึ้น
5. สร้างและทดสอบการทำงานของวงจรรองที่ศึกษาบางส่วน และวงจรรองที่พัฒนาขึ้น
6. ปรับปรุงและแก้ไขข้อบกพร่องของวงจรรอง
7. ประเมินผลและสรุป



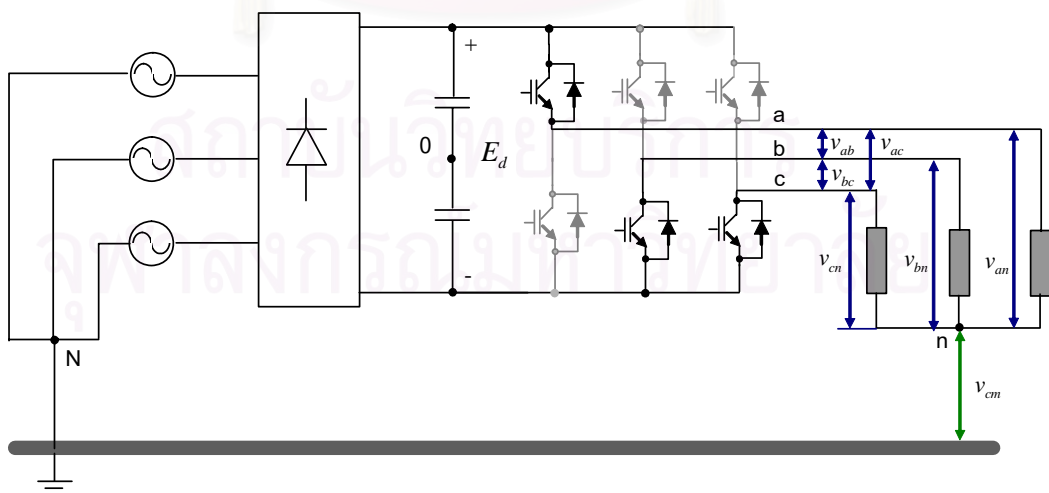
สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

## บทที่ 2

### พฤติกรรมและการเกิดกระแสรั่วไหลในระบบปรับความเร็วรอบมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟสขับเคลื่อนด้วยอินเวอร์เตอร์แบบ PWM

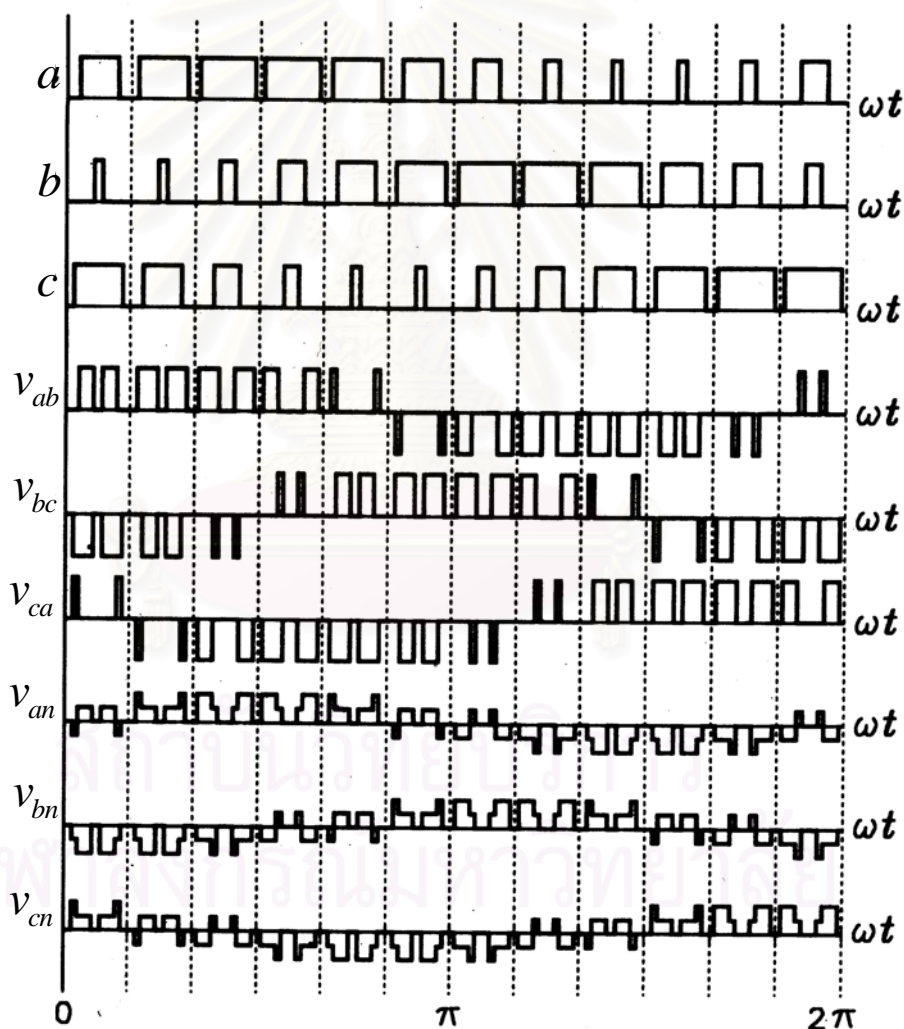
จากวัตถุประสงค์ที่ต้องการแก้ปัญหา EMI ที่เกิดจากระบบขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ ด้วยการลดทอนกระแสรั่วไหลในระบบโดยการใช้วงจรกรองที่ติดตั้งทางด้านออกของอินเวอร์เตอร์ และเพื่อให้วงจรกรองที่ออกแบบมีประสิทธิภาพที่ดีในการลดทอนกระแสดังกล่าว จึงมีความจำเป็นอย่างยิ่งที่จะต้องมีการศึกษาพฤติกรรมของกระแสรั่วไหลที่เกิดขึ้นในระบบ ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงประเด็นต่าง ๆ ที่เกี่ยวข้องกับพฤติกรรมของกระแสรั่วไหลคือ 1) ลักษณะแรงดันด้านออกของอินเวอร์เตอร์ โดยจะแสดงความสัมพันธ์ระหว่างรูปลักษณะการสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์กับแรงดันโหมดปกติและแรงดันโหมดรวมซึ่งเป็นแหล่งกำเนิดกระแสรั่วไหล 2) พฤติกรรมและการเกิดและทิศทางการไหลของกระแสรั่วไหลภายในระบบปรับความเร็วรอบมอเตอร์ 3 เฟสซึ่งขึ้นอยู่กับ การเชื่อมต่อเชิงความจุ (Capacitive Coupling) และองค์ประกอบภายในระบบ และ 3) การพิจารณาวงจรสมมูลของส่วนต่าง ๆ ในระบบ ซึ่งจะนำไปสู่การแทนระบบด้วยวงจรสมมูลอย่างง่ายที่ทำให้สามารถคำนวณและวิเคราะห์ผลของกระแสรั่วไหลโดยรวมได้ง่ายขึ้น

#### 2.1 ลักษณะแรงดันด้านออกของอินเวอร์เตอร์



รูปที่ 2.1 ลักษณะการสวิตช์กับแรงดันโหมดปกติและโหมดรวมที่ด้านออกของอินเวอร์เตอร์

แรงดันด้านออกของอินเวอร์เตอร์แบบ PWM ที่จ่ายให้กับมอเตอร์นั้นจะได้มาจากการตัดต่อแรงดันบัสไฟตรงด้วยสวิทช์กำลัง ทำให้ได้ลักษณะของรูปคลื่นที่แรงดันด้านออกเป็นชบวนพัลส์ที่เปลี่ยนแปลงค่าตามจังหวะการสวิทช์ รูปที่ 2.1 แสดงให้เห็นถึงแรงดันแบบโหมดร่วม ( $v_{cm}$ ) และแรงดันโหมดปกติ ซึ่งอธิบายได้ว่าแรงดันโหมดปกติเป็นแรงดันที่เกิดขึ้นระหว่างสายคือ  $v_{ab}, v_{bc}, v_{ca}$  และเป็นผลต่างของแรงดันเฟสคือ  $v_{ab} = v_{an} - v_{bn}, v_{bc} = v_{bn} - v_{cn}, v_{ca} = v_{cn} - v_{an}$  ซึ่งลักษณะของแรงดันระหว่างสายและแรงดันเฟสจะมีความสัมพันธ์กับรูปแบบการสวิทช์ของอินเวอร์เตอร์แสดงได้ดังรูปที่ 2.2 เมื่อ  $a, b$  และ  $c$  แทนสัญญาณขับนำสวิทช์แต่ละเฟส



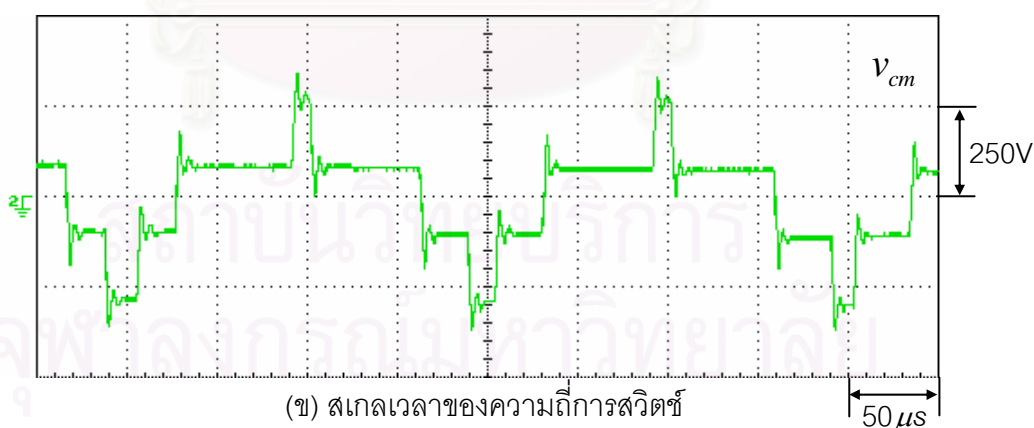
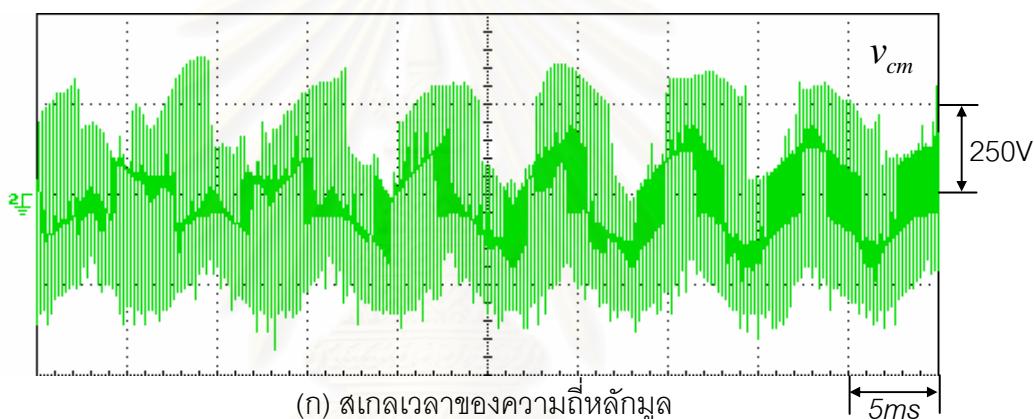
รูปที่ 2.2 ลักษณะของแรงดันโหมดปกติที่ด้านออกของอินเวอร์เตอร์

ซึ่งพิจารณาจากแรงดันระหว่างสายและแรงดันเฟส



ส่วนแรงดันแบบโหมดรวมที่ด้านออกของอินเวอร์เตอร์ซึ่งได้กล่าวในบทที่ 1 ว่าเกิดจากแรงดันลำดับศูนย์ จะเป็นค่าแรงดันระหว่างจุดนิวทรัล  $n$  ของโหลดที่ด้านออกของอินเวอร์เตอร์เทียบกับกราวด์ ดังแสดงในรูปที่ 2.1 และมีลักษณะรูปคลื่นดังแสดงเป็นตัวอย่างในรูปที่ 2.3 Rendusara [8] ได้แสดงการคำนวณหาค่าแรงดันโหมดรวมที่ด้านออกของอินเวอร์เตอร์ดังในสมการที่ (2.1)

$$v_{cm} = \frac{v_{ao} + v_{bo} + v_{co}}{3} - v_{oN} \quad (2.1)$$

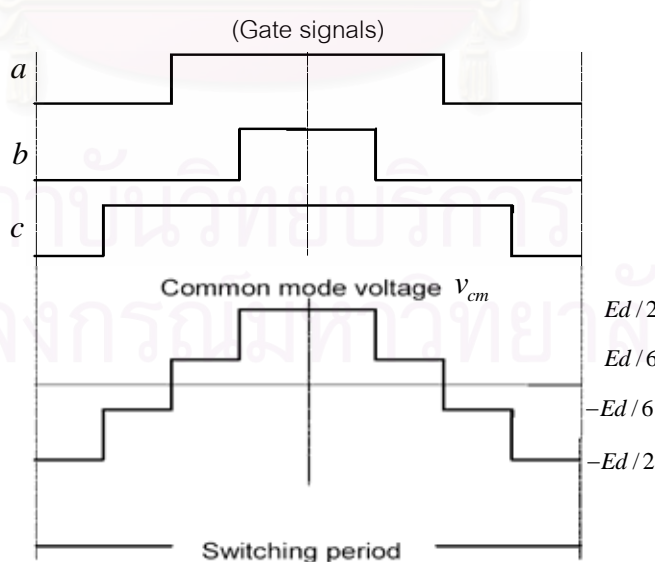


รูปที่ 2.3 ลักษณะแรงดันโหมดรวมที่ด้านออกของอินเวอร์เตอร์ ( $v_{cm}$ )  
ที่ความถี่การสวิตช์ 5 kHz

จะเห็นได้ว่าแรงดันโหมตร่วมในสมการที่ (2.1) จะประกอบด้วยแรงดัน 2 ส่วนซึ่งเราสามารถอธิบายลักษณะสมบัติของแรงดันแต่ละส่วนได้ดังนี้

1)  $v_{oN}$  คือองค์ประกอบความถี่ต่ำของแรงดันโหมตร่วม (150Hz) ซึ่งสะท้อนมาจากระลอกคลื่นของแรงดันบัสไฟตรงของอินเวอร์เตอร์ที่เกิดจากการทำงานของวงจรเรียงกระแสด้านเข้าของอินเวอร์เตอร์ ทั้งนี้เราสามารถสังเกตองค์ประกอบของแรงดันโหมตร่วมดังกล่าวได้อย่างชัดเจนดังที่ได้แสดงในรูปที่ 2.3 (ก)

2) สำหรับเทอม  $\frac{v_{a0} + v_{b0} + v_{c0}}{3}$  เป็นแรงดันโหมตร่วมที่เกิดจากการทำงานของอินเวอร์เตอร์ ซึ่งประกอบด้วย องค์ประกอบของแรงดันฮาร์มอนิกที่มีความถี่  $3n$  เท่า (Triple Harmonics) ขององค์ประกอบหลักมูลที่ด้านออกของอินเวอร์เตอร์ และองค์ประกอบแรงดันที่มีความถี่การสวิตช์และไซด์แบนด์ ซึ่งครอบคลุมถึงองค์ประกอบความถี่สูงที่เกิดจากการเปลี่ยนแปลงแบบขั้นบันไดเมื่อมีการเปลี่ยนสถานะของสวิตช์กำลังของอินเวอร์เตอร์ดังแสดงในรูปที่ 2.3 (ข) ลักษณะของแรงดันโหมตร่วมส่วนนี้มีความสัมพันธ์กับสถานะการสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์ดังการแสดงตัวอย่างในรูปที่ 2.4 ซึ่งแสดงอย่างชัดเจนว่าความถี่หลักของแรงดันโหมตร่วมส่วนนี้จะตรงกับความถี่การสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์ และตารางที่ 2.1สรุปผลเปรียบเทียบให้เห็นถึงแรงดันโหมตปกติและแรงดันโหมตร่วมที่สถานะการสวิตช์ต่างๆ



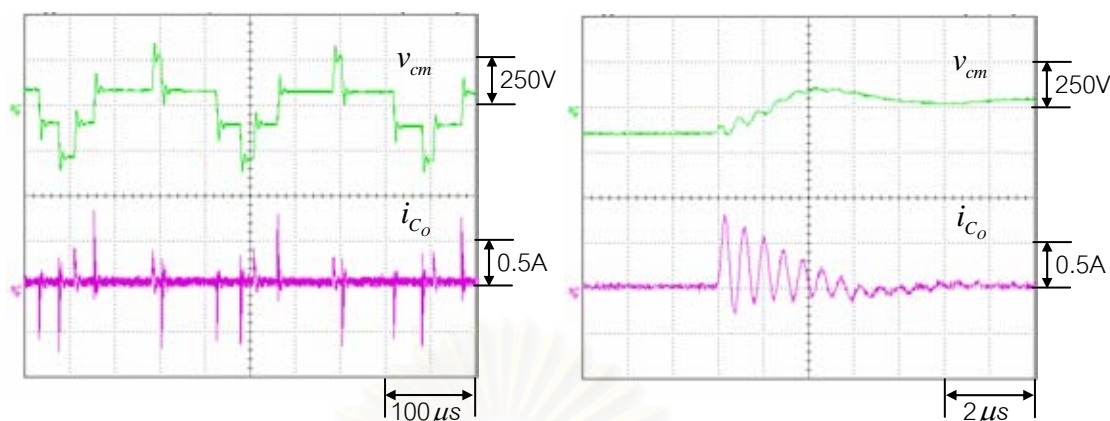
รูปที่ 2.4 ลักษณะแรงดันโหมตร่วมที่เกิดจากการมอดูเลตแบบ PWM ใน 1 คาบการสวิตช์

ตารางที่ 2.1 ลักษณะแรงดันด้านออกของอินเวอร์เตอร์ที่ได้จากการเปลี่ยนสถานะการสวิตช์

| Voltage<br>Vector | สถานะการสวิตช์ |   |   | แรงดันโหมดปกติ |          |          |           |           |           | แรงดันโหมดรวม |
|-------------------|----------------|---|---|----------------|----------|----------|-----------|-----------|-----------|---------------|
|                   | a              | b | c | $v_{ab}$       | $v_{bc}$ | $v_{ca}$ | $v_{an}$  | $v_{bn}$  | $v_{cn}$  | $v_{cm}$      |
| V0                | 0              | 0 | 0 | 0              | 0        | 0        | 0         | 0         | 0         | $-E_d/2$      |
| V1                | 1              | 0 | 0 | $E_d$          | 0        | $-E_d$   | $2E_d/3$  | $-E_d/3$  | $-E_d/3$  | $-E_d/6$      |
| V2                | 1              | 1 | 0 | 0              | $E_d$    | $-E_d$   | $E_d/3$   | $E_d/3$   | $-2E_d/3$ | $E_d/6$       |
| V3                | 0              | 1 | 0 | $-E_d$         | $E_d$    | 0        | $-E_d/3$  | $2E_d/3$  | $-E_d/3$  | $-E_d/6$      |
| V4                | 0              | 1 | 1 | $-E_d$         | 0        | $E_d$    | $-2E_d/3$ | $E_d/3$   | $E_d/3$   | $E_d/6$       |
| V5                | 0              | 0 | 1 | 0              | $-E_d$   | $E_d$    | $-E_d/3$  | $-E_d/3$  | $2E_d/3$  | $-E_d/6$      |
| V6                | 1              | 0 | 1 | $E_d$          | $-E_d$   | 0        | $E_d/3$   | $-2E_d/3$ | $E_d/3$   | $E_d/6$       |
| V7                | 1              | 1 | 1 | 0              | 0        | 0        | 0         | 0         | 0         | $E_d/2$       |

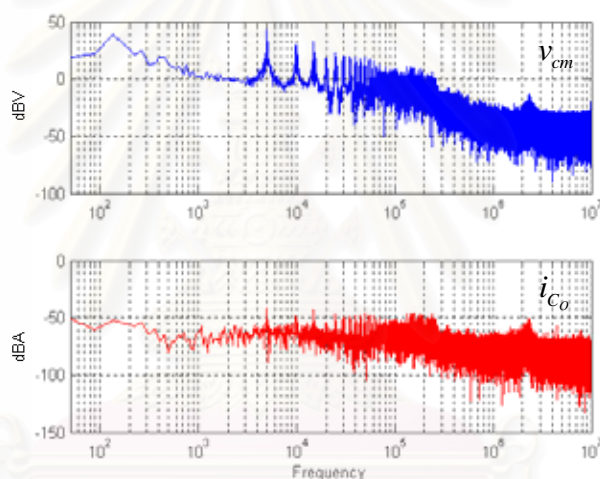
## 2.2 พฤติกรรมและการไหลของกระแสโหมดรวมภายในระบบปรับความเร็วรอบมอเตอร์เหนี่ยวนำ

กลไกการเกิดกระแสรั่วไหลในระบบปรับความเร็วรอบมอเตอร์เหนี่ยวนำเกิดจากการเปลี่ยนสถานะของสวิตช์ในอินเวอร์เตอร์ที่ทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงแรงดันโหมดรวมที่ตกคร่อมที่ค่าความจุไฟฟ้าสเตรย์ระหว่างขดลวดและโครงเหล็กของมอเตอร์ จึงเกิดการเก็บและคายประจุกลายเป็นกระแสรั่วไหลจากค่าความจุไฟฟ้าสเตรย์ลงสู่กราวด์ อาจกล่าวได้ว่า การต่อโครงของมอเตอร์ลงกราวด์สำหรับระบบขับเคลื่อนมอเตอร์โดยทั่วไป เพื่อป้องกันไม่ให้เกิดการช็อกทางไฟฟ้า (electric shock) จากการสัมผัสผู้ถูกตัวโครงเหล็กของมอเตอร์นั้น ทำให้เกิดวงรอบทางเดินของกระแสรั่วไหลได้ รูปที่ 2.5 แสดงให้เห็นถึงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันโหมดรวมซึ่งวัดจากจุดนิวทรัลของขดลวดสเตเตอร์เทียบกับโครงมอเตอร์ ( $v_{cm}$ ) และกระแสรั่วไหลที่ไหลในสายตัวนำที่ต่อโครงเหล็กลงกราวด์ ( $i_{Co}$ ) ที่ความถี่การสวิตช์ ( $f_{sw}$ ) ของอินเวอร์เตอร์เท่ากับ 5 kHz โดยรูปที่ 2.5(ก) แสดงให้เห็นว่ากระแสรั่วไหลจะเกิดขึ้นตามจังหวะการเปลี่ยนแปลงแบบขั้นบันไดของแรงดันโหมดรวม และรูปที่ 2.5(ข) แสดงผลตอบสนองของกระแสรั่วไหลที่สังเกตได้ว่าจะมีความถี่อยู่ที่ประมาณ 2 MHz ซึ่งอยู่ในย่านความถี่ในย่านที่ทำให้เกิดการแทรกสอดทางแม่เหล็กไฟฟ้าแบบนำ เมื่อพิจารณาจากสเปกตรัมของแรงดันโหมดรวม ( $v_{cm}$ ) และกระแสรั่วไหล ( $i_{Co}$ ) ในรูปที่ 2.5(ค) จะเห็นว่าความถี่ของกระแสรั่วไหลที่ปรากฏในรูปที่ 2.5(ข) จะตรงกับความถี่เรโซแนนซ์ของระบบ



(ก) สเกลเวลาของความถี่การสวิตช์

(ข) ภาพขยายทางแกนเวลา



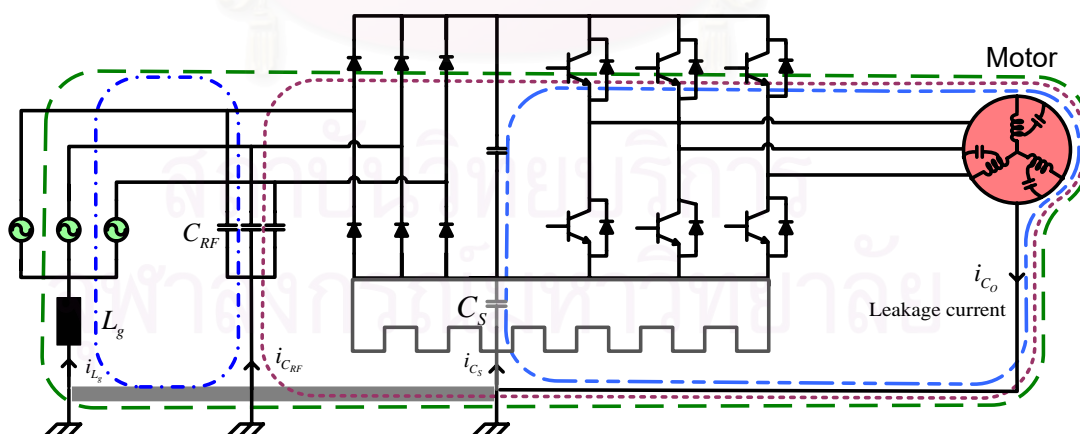
(ค) สเปกตรัมของสัญญาณโหมตร่วมและกระแสรั่วไหล

รูปที่ 2.5 แรงดันโหมตร่วมและกระแสรั่วไหลในระบบขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ  
ด้วยอินเวอร์เตอร์ที่มีความถี่การสวิตช์ 5kHz

กระแสรั่วไหลนี้จะมีทิศทางไหลผ่านจุดต่าง ๆ ในวงจรได้หลายรูปแบบขึ้นอยู่กับ การเชื่อมต่อเชิงความจุ (capacitive coupling) ภายในระบบ รวมถึงลักษณะของอุปกรณ์ที่ต่ออยู่ ภายในระบบ ดังเช่นบทความของ Mutoh [12] และ Akagi [28] ที่เสนอให้เห็นว่า นอกจากวงจร ของกระแสรั่วไหลที่ไหลผ่านค่าความจุไฟฟ้าสเตรย์ของมอเตอร์ลกราวด์และกลับเข้าสู่ระบบทาง แหล่งจ่ายไฟ 3 เฟสและอินเวอร์เตอร์ตามลำดับแล้ว การเชื่อมต่อเชิงความจุนระหว่างอุปกรณ์สวิตช์ กำลังและตัวระบายความร้อนก็สามารถทำให้เกิดทางไหลของกระแสรั่วไหลได้เมื่อมีการต่อตัว ระบายความร้อนของอินเวอร์เตอร์ลกราวด์ ( $C_s$ ) โดยจะเกิดเป็นวงจรของกระแสรั่วไหลจาก

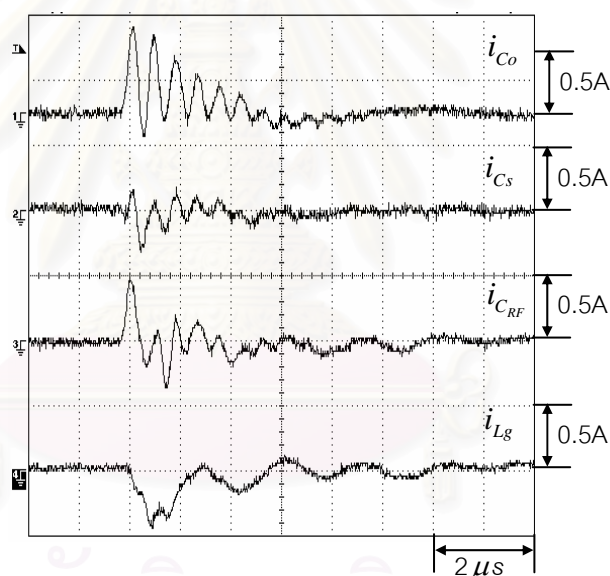
มอเตอร์ลึงส์กราวด์และกลับเข้าสู่อินเวอร์เตอร์ผ่านทาง การเชื่อมต่อเชิงความจุระหว่างอุปกรณ์ สวิตช์กำลังและตัวระบายความร้อน และนอกจากนี้ยังเกิดวงรอบกระแสรั่วไหลอีกจำนวนหนึ่ง ไหลวนจากแหล่งจ่ายไฟ 3 เฟสผ่านการเชื่อมต่อเชิงความจุระหว่างอุปกรณ์สวิตช์กำลังและตัว ระบายความร้อนลงสู่กราวด์ด้วย ในขณะที่ Kempski [13] ศึกษากระแสรั่วไหลระหว่างสายเคเบิล และสายกราวด์ จากผลการทดลองที่แสดงให้เห็นถึงนัยสำคัญของการเชื่อมต่อเชิงความจุระหว่าง สายเคเบิลและสายกราวด์เมื่อมีการใช้สายเคเบิลแบบหลายแกน (multi-core) ที่รวมถึงสายกราวด์ ทั้งนี้จะมีการแบ่งการไหลของกระแสรั่วไหลระหว่างการเชื่อมต่อเชิงความจุในตำแหน่งต่าง ๆ ของ สาย และเมื่อวัดกระแสรั่วไหลที่ต้นทางและปลายทางของสายจะได้ขนาดกระแสที่ปลายทาง มากกว่าที่ต้นทางตามลักษณะการกระจายของการเชื่อมต่อเชิงความจุ

สำหรับระบบปรับความเร็วรอบมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟสที่ใช้ทดลองในวิทยานิพนธ์นี้ มี โครงสร้างดังรูปที่ 2.6 โดยมีการลดผลจากการเชื่อมต่อเชิงความจุระหว่างสายเคเบิลและสาย กราวด์ระหว่างอินเวอร์เตอร์และมอเตอร์ด้วยการแยกสายทั้งสองชนิดไม่ให้อยู่ในเปลือกนอก (Jacket) เดียวกัน ทำให้เราสามารถอนุโลมให้กระแสรั่วไหลในสายกราวด์มีค่าเท่ากันตลอดทั่วทั้ง ความยาวของสายกราวด์ อิมพีแดนซ์ของสายกราวด์สามารถแทนได้ด้วยตัวเหนี่ยวนำ  $L_g$  สำหรับ ชุดตัวเก็บประจุ  $C_{RF}$  ขนาด 2.2 nF ต่อเฟสที่ต่ออยู่ที่ด้านหน้าของวงจรเรียงกระแสจะทำหน้าที่เป็น วงจรกรองอาร์เอฟ (RF Filter) ส่วน  $C_s$  นั้นเป็นค่าความจุไฟฟ้าสเตรย์ที่เกิดระหว่างระนาบ ผิวสัมผัสของอุปกรณ์สวิตช์กำลังและตัวระบายความร้อน



รูปที่ 2.6 ทางเดินของกระแสรั่วไหลภายในระบบปรับความเร็วรอบมอเตอร์เหนี่ยวนำ

เมื่อพิจารณาจากวงรอบของกระแสรั่วไหลในรูปที่ 2.6 จะเห็นได้ว่ากระแสรั่วไหลที่ออกจากมอเตอร์จะไหลกลับไปที่อินเวอร์เตอร์ได้ 3 เส้นทางคือ ผ่านค่าความจุไฟฟ้าสเตรย์ที่ตัวระบายความร้อน ( $i_{C_s}$ ), ชุดตัวเก็บประจุ  $C_{RF}$  ( $i_{C_{RF}}$ ) และอีกส่วนหนึ่งจะไหลลงไปที่กราวด์ของระบบแล้วกลับเข้ามาที่วงจรอินเวอร์เตอร์ผ่านทางแหล่งจ่ายไฟ 3 เฟส ( $i_{L_g}$ ) โดยกระแสรั่วไหลที่ออกจากมอเตอร์ส่วนใหญ่จะไหลผ่านตัวระบายความร้อนและชุดตัวเก็บประจุ  $C_{RF}$  มากกว่าส่วนที่ไหลลงกราวด์ เนื่องจากที่ความถี่สูงค่าอิมพีแดนซ์ของสายกราวด์ซึ่งมีลักษณะเป็นความเหนี่ยวนำจะมีค่ามากกว่าอิมพีแดนซ์ที่มีลักษณะเป็นความจุไฟฟ้าทั้งจาก  $C_{RF}$  และ  $C_s$  ในขณะเดียวกันการเกิดเรโซแนนซ์ระหว่าง  $L_g$  และ  $C_{RF}$  ก็จะทำให้เกิดวงรอบกระแสที่ไหลระหว่างแหล่งจ่ายไฟ 3 เฟสและชุดตัวเก็บประจุ  $C_{RF}$  ได้เช่นกัน อย่างไรก็ตามองค์ประกอบของกระแสส่วนนี้ใน  $i_{L_g}$  จะไม่มีส่วนเกี่ยวข้องกับการทำงานของอินเวอร์เตอร์



รูปที่ 2.7 ภาพขยายทางแกนเวลาของกระแสรั่วไหลที่แบ่งไหลตามเส้นทางต่างๆ ในระบบ

รูปที่ 2.7 แสดงถึงลักษณะสมบัติของกระแสรั่วไหลที่ตรวจวัดได้จากตำแหน่งต่าง ๆ ในระบบ สังเกตได้ว่ากระแสรั่วไหลที่วัดได้นี้จะมีองค์ประกอบทางความถี่ 2 ส่วนคือ 1) องค์ประกอบที่ความถี่สูงประมาณ 2 MHz ซึ่งเป็นกระแสรั่วไหลจากมอเตอร์  $i_{C_o}$  โดยจะแยกไหลผ่านทั้งตัวระบายความร้อน  $i_{C_s}$  และชุดตัวเก็บประจุ  $C_{RF}$ ,  $i_{C_{RF}}$  กลับเข้าไปที่อินเวอร์เตอร์ดังแสดงในวงรอบของกระแสในรูปที่ 2.6 และ 2) องค์ประกอบของกระแสรั่วไหลความถี่ต่ำ ( $\approx 600$  kHz) ซึ่งปรากฏเฉพาะที่  $i_{L_g}$  และ  $i_{C_{RF}}$  แสดงถึงลักษณะสมบัติของกระแสที่เกิดจากรีโซแนนซ์ระหว่าง  $L_g$  และ  $C_{RF}$  อย่างไรก็ตามจะสังเกตเห็นได้อย่างชัดเจนว่ากระแสส่วนที่ไหลผ่านกราวด์  $i_{L_g}$  จะมี

องค์ประกอบความถี่สูงน้อยมากเมื่อเทียบกับกระแสที่ไหลผ่านส่วนอื่น ๆ ดังนั้นในการวิเคราะห์ผลตอบสนองที่ความถี่สูงเราจะละเลยอิมพีแดนซ์ในส่วนนี้ได้

การศึกษาพฤติกรรมและทิศทางการไหลของกระแสรั่วไหลข้างต้นจะนำไปสู่การจำลองระบบเพื่อใช้วิเคราะห์และคำนวณผล โดยการแทนส่วนต่างๆ ของระบบที่เป็นทางผ่านของกระแสรั่วไหลด้วยวงจรสมมูลความถี่สูงดังที่จะนำเสนอในหัวข้อ 2.3

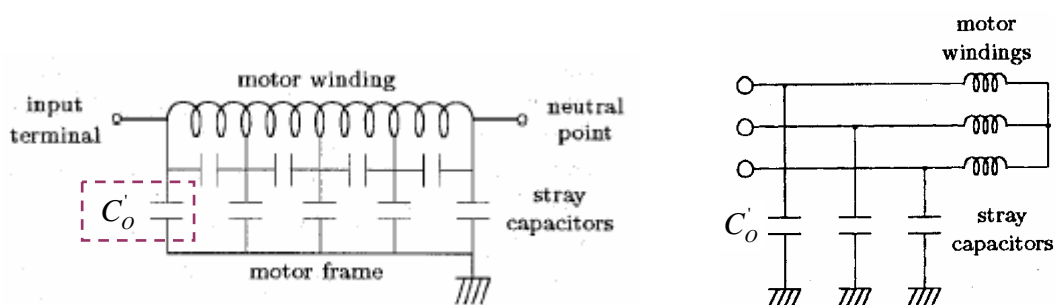
## 2.3 แบบจำลองและวงจรสมมูลความถี่สูงของระบบปรับความเร็วรอบมอเตอร์เหนี่ยวนำ

### 2.3.1 แบบจำลองความถี่สูงของระบบปรับความเร็วรอบมอเตอร์เหนี่ยวนำ

เพื่อให้การวิเคราะห์ผลจากแบบจำลองของระบบมีความสอดคล้องกับผลที่ได้จากการทดลอง การจำลององค์ประกอบต่าง ๆ ของระบบจึงใช้แบบจำลองความถี่สูงซึ่งสอดคล้องกับลักษณะกระแสรั่วไหลที่เป็นสัญญาณความถี่สูง โดยแบบจำลองความถี่สูงของอุปกรณ์ต่าง ๆ โดยมากจะได้รับการพิจารณาองค์ประกอบปรกติภายในอุปกรณ์เหล่านั้น ดังเช่นที่ Zhu [29] ได้กล่าวถึงแบบจำลองของส่วนต่าง ๆ ในระบบ ซึ่งส่วนใหญ่จะเป็นค่าความจุไฟฟ้าหรือเป็นแบบวงจรข่ายบันไดแบบ LC อย่างไรก็ตามในวิทยานิพนธ์นี้จะพิจารณาเฉพาะแบบจำลองขององค์ประกอบปรกติที่มีนัยสำคัญต่อกระแสรั่วไหลดังแสดงในรูปที่ 2.6

#### ก) แบบจำลองของมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟสและสายเคเบิลระหว่างมอเตอร์และอินเวอร์เตอร์

บทความวิจัยที่ผ่านมามีการเสนอการจำลองมอเตอร์เพื่อศึกษาลักษณะของกระแสรั่วไหลไว้หลายรูปแบบด้วยกัน [4], [8], [13]-[14], [18] และ [30] ซึ่งโดยทั่วไปจะพิจารณาจากแบบจำลองของขดลวดแต่ละเฟสภายในมอเตอร์ดังรูปที่ 2.8 (ก) [14] ที่ความถี่สูงอิมพีแดนซ์ของขดลวดในมอเตอร์จะมีขนาดใหญ่กว่าอิมพีแดนซ์ที่เกิดจากค่าความจุไฟฟ้าสแตตีย์ ดังนั้นกระแสรั่วไหลโดยส่วนใหญ่จะไหลผ่านค่าความจุไฟฟ้าสแตตีย์ โดยเฉพาะอย่างยิ่งความจุไฟฟ้าสแตตีย์ที่อยู่บริเวณช่วงต้น ๆ ของปลายขั้วด้านเข้าของขดลวดสเตเตอร์ โดยค่าความจุไฟฟ้าสแตตีย์ส่วนที่มีผลต่อกระแสมากที่สุดคือส่วนที่เกิดขึ้นระหว่างขดลวดสเตเตอร์และโครงเหล็กของมอเตอร์ สำหรับการศึกษานี้จะประมาณแบบจำลองโดยพิจารณาเฉพาะค่าความจุไฟฟ้าสแตตีย์ระหว่างขดลวดสเตเตอร์และโครงเหล็กของมอเตอร์ที่ปลายขั้วด้านเข้าเพียงค่าเดียว ( $C_0$ ) ทำให้เราได้วงจรสมมูลของมอเตอร์ 3 เฟสสำหรับการวิเคราะห์กระแสรั่วไหลเป็นดังรูปที่ 2.8 (ข)



(ก) แบบจำลองขดลวดแต่ละเฟสของมอเตอร์

(ข) วงจรสมมูลของมอเตอร์ 3 เฟส

รูปที่ 2.8 วงจรสมมูลของมอเตอร์ที่ความถี่สูงเมื่อพิจารณาตามลักษณะการเกิดกระแสรั่วไหล

สำหรับแบบจำลองของสายเคเบิลที่ความถี่สูงจะมีลักษณะเป็นวงจรแบบข่ายบันได แต่เนื่องจากการทดลองในวิทยานิพนธ์นี้ใช้สายเคเบิลระหว่างอินเวอร์เตอร์และมอเตอร์ที่มีระยะสั้น (ยาวประมาณ 3 เมตร) รวมทั้งมีการแยกสายเคเบิลกับสายกราวด์ไม่ให้อยู่ในเปลือกนอกเดียวกัน เพื่อป้องกันการเชื่อมต่อเชิงความจุระหว่างสาย ทำให้เราสามารถประมาณแบบจำลองของสายไฟให้เป็นตัวเหนี่ยวนำต่ออนุกรมกับตัวต้านทานได้

### การทดลองหาค่าความจุไฟฟ้าสแตตริค

การหาค่าความจุไฟฟ้าสแตตริคของมอเตอร์และอิมพีแดนซ์ของสายเคเบิลในวิทยานิพนธ์นี้ จะได้จากการทดลองโดยใช้ตัวเก็บประจุขนาด 0.1nF ต่อขานานระหว่างขั้วของมอเตอร์และกราวด์ ดังรูปที่ 2.9 และวัดค่าความถี่เรโซแนนซ์ของระบบที่เปลี่ยนไปและอัตราส่วนของกระแสรั่วไหลระหว่างส่วนที่ไหลผ่านมอเตอร์และส่วนที่ไหลผ่านชุดตัวเก็บประจุ กระแสที่วัดได้แสดงในรูปที่ 2.10 เมื่อกำหนดให้กระแสรั่วไหลที่ผ่านมอเตอร์ก่อนและหลังการต่อขานานตัวเก็บประจุแทนด้วย  $i_{C_0}$  และ  $i'_{C_0}$  และกระแสรั่วไหลผ่านตัวเก็บประจุแทนด้วย  $i'_{C_{0.1nF}}$  เมื่อนิยามค่าความจุไฟฟ้าสแตตริคต่อเฟสของมอเตอร์ด้วย  $C_0'$  และนิยามอิมพีแดนซ์ต่อเฟสของสายด้วย  $R_0'$  และ  $L_0'$  เราสามารถอธิบายการคำนวณค่าพารามิเตอร์ได้ดังนี้ ก่อนที่เราจะต่อตัวเก็บประจุขนาด 0.1nF ขนานเข้าไปที่ปลายขั้วของมอเตอร์ ระบบจะเกิดเรโซแนนซ์ระหว่าง  $C_0'$  และ  $L_0'$  ที่ความถี่  $f_0 = 1/(2\pi\sqrt{L_0'C_0'})$  และเมื่อทำการต่อเพิ่มชุดตัวเก็บประจุ ( $C_1$ ) จะทำให้ความถี่เรโซแนนซ์ของระบบเปลี่ยนไปเป็น  $f_1 = 1/(2\pi\sqrt{L_0'(C_0' + C_1)})$  เราสามารถคำนวณค่า  $C_0'$  ได้จากอัตราส่วนของความถี่เรโซแนนซ์ที่เปลี่ยนไปดังสมการ

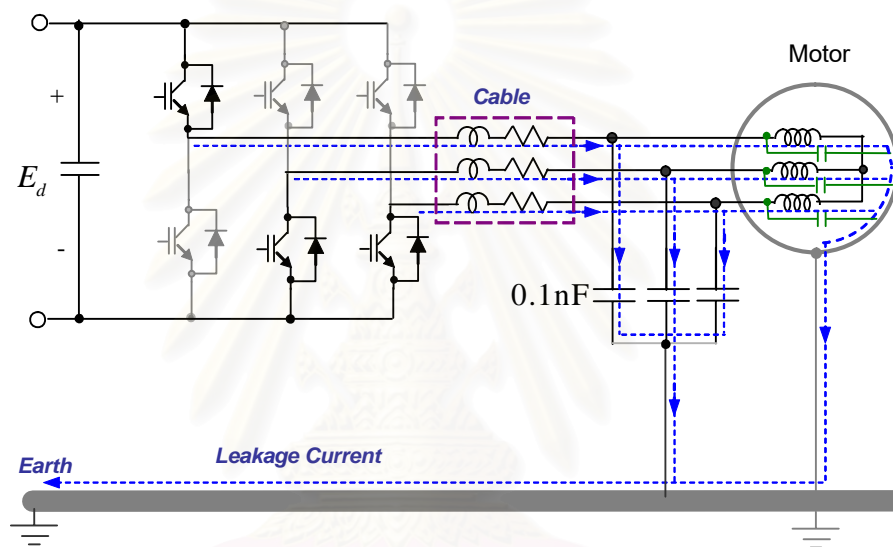


$$\frac{f_o}{f_1} = \sqrt{\frac{C_o' + C_1}{C_o'}} \tag{2.1}$$

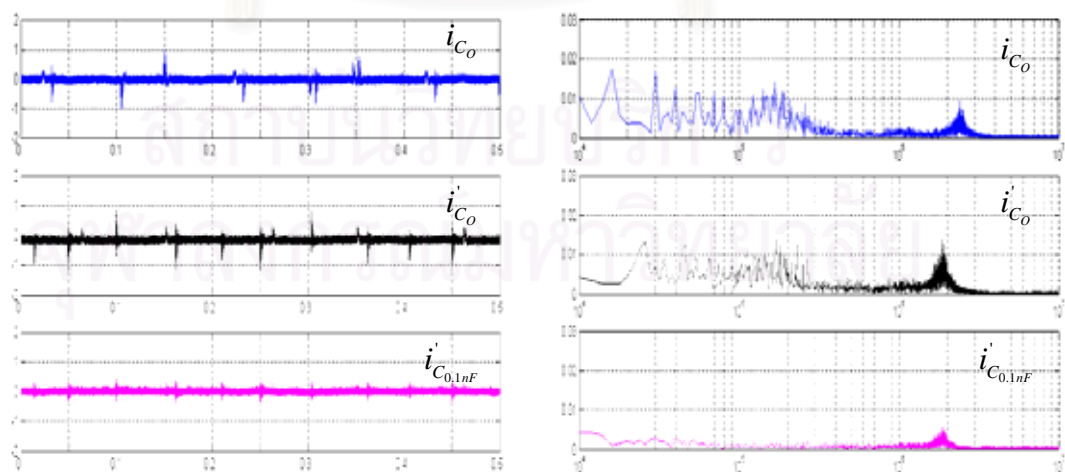
และสามารถคำนวณค่า  $L_o$  จากความถี่เรโซแนนซ์ ( $f_o, f_1$ ) ได้

จากรูปที่ 2.10  $f_o \cong 2.4MHz$  และ  $f_1 \cong 1.9MHz$  ดังนั้นเราจะคำนวณได้ว่า

$$C_o' = 0.168nF \text{ และ } L_o' = 26 \mu H \tag{2.2}$$



รูปที่ 2.9 การต่อวงจรเพื่อหาค่าความจุไฟฟ้าสแตตริคซ์ของมอเตอร์



(ก) ผลตอบสนองเชิงเวลา

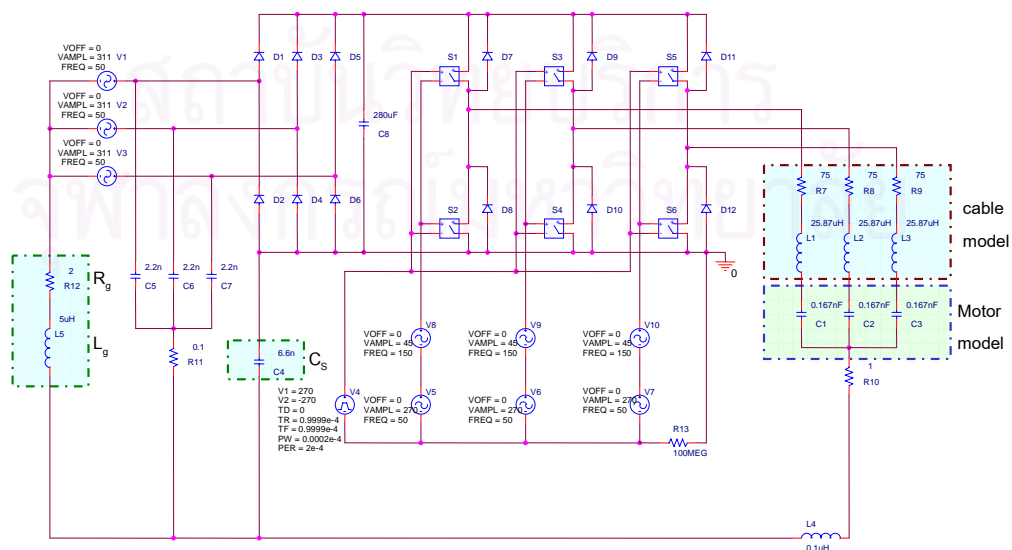
(ข) ผลตอบสนองเชิงความถี่

รูปที่ 2.10 การเปรียบเทียบสัญญาณกระแสไหลรวมในระบบก่อน

และหลังจากต่อตัวเก็บประจุเพิ่มที่ขั้วมอเตอร์

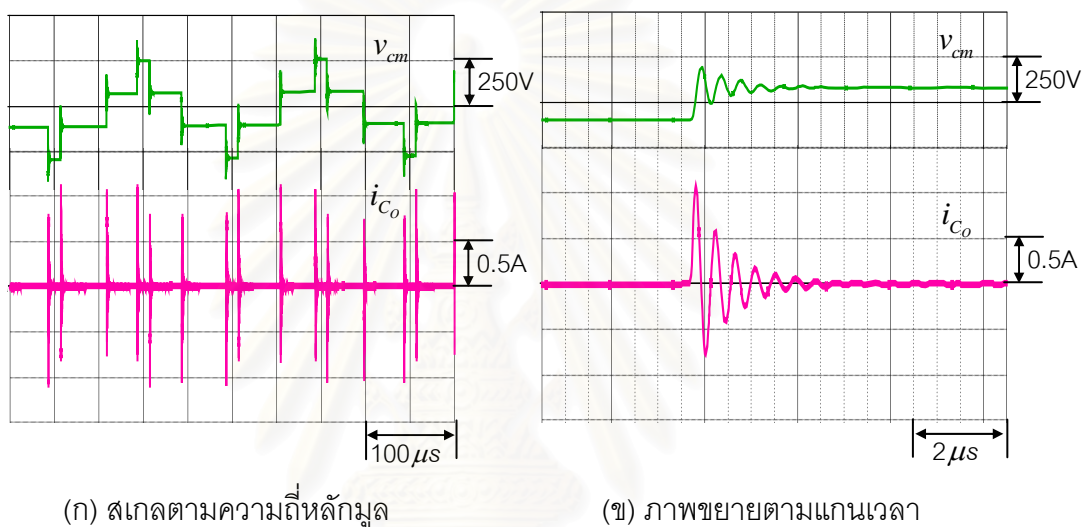
## ข) แบบจำลองของอินเวอร์เตอร์

เป็นที่ทราบกันดีว่าอินเวอร์เตอร์สามารถจำลองให้เป็นแหล่งจ่ายแรงดันได้ในฐานะที่เป็นตัวสร้างแรงดันแบบโหมตปกติและโหมตร่วม แต่ในแง่ของการพิจารณาอิมพีแดนซ์ของอินเวอร์เตอร์ที่ความถี่สูงยังเป็นปัญหาที่คลุมเครืออยู่ เนื่องจากมีอุปกรณ์หลายตัวต่อรวมกันจึงส่งผลต่อความซับซ้อนของการเชื่อมต่อเชิงความจุ รวมทั้งการทำงานแบบไม่เชิงเส้นของไดโอดและอุปกรณ์สวิตช์กำลังก็ทำให้การวิเคราะห์ห้วงจรทำได้ค่อนข้างยาก อย่างไรก็ตามได้มีบทความให้ความสนใจในประเด็นนี้และมีการนำเสนอที่ต่างกันคือ Mutoh [12] และ Akagi [28] นำเสนอว่าเราสามารถแทนอิมพีแดนซ์ของอินเวอร์เตอร์ได้ด้วยค่าความจุไฟฟ้าเชื่อมต่อร่วมระหว่างอุปกรณ์การสวิตช์และตัวระบายความร้อน โดยสถานะการสวิตช์ของไดโอดและอุปกรณ์สวิตช์กำลังจะไม่มีผลต่อการไหลของกระแสรั่วไหล ในขณะที่ Shen [31] ไม่ได้กล่าวถึงค่าความจุไฟฟ้าเชื่อมต่อร่วมระหว่างอุปกรณ์ แต่อธิบายถึงลักษณะการนำกระแสรั่วไหลภายในอินเวอร์เตอร์ที่ขึ้นอยู่กับสถานะการนำกระแสและหยุดนำกระแสของไดโอดและอุปกรณ์สวิตช์กำลัง สำหรับในวิทยานิพนธ์นี้เราจะพิจารณาอิมพีแดนซ์ของอินเวอร์เตอร์ด้วยการแทนให้เป็นค่าความจุไฟฟ้าในสถานะที่ทำให้เกิดการแยกไหลของกระแสรั่วไหล โดยจะประมาณค่าความจุไฟฟ้าส่วนนี้จากการเปรียบเทียบลักษณะกระแสรั่วไหลระหว่างส่วนที่ไหลเข้าสู่อินเวอร์เตอร์ผ่านทางตัวระบายความร้อนและส่วนที่ไหลผ่าน  $C_{RF}$  เมื่อพิจารณาจากรูปที่ 2.7 จะเห็นได้ว่ากระแสทั้งสองส่วนมีองค์ประกอบความถี่สูง (2MHz) ในปริมาณที่ใกล้เคียงกัน ดังนั้นค่าความจุไฟฟ้า  $C_S$  ซึ่งเป็นอิมพีแดนซ์ความถี่สูงของอินเวอร์เตอร์จึงประมาณได้ว่ามีค่าเท่ากับค่าความจุสมมูลของวงจรกรอง RF ( $C_{RF}$ ) สำหรับองค์ประกอบลำดับศูนย์ (เท่ากับ  $3C_{RF}$ ) จึงกำหนดให้  $C_S$  มีค่าเท่ากับ 6.6 nF



รูปที่ 2.11 แบบจำลองความถี่สูงของระบบขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส

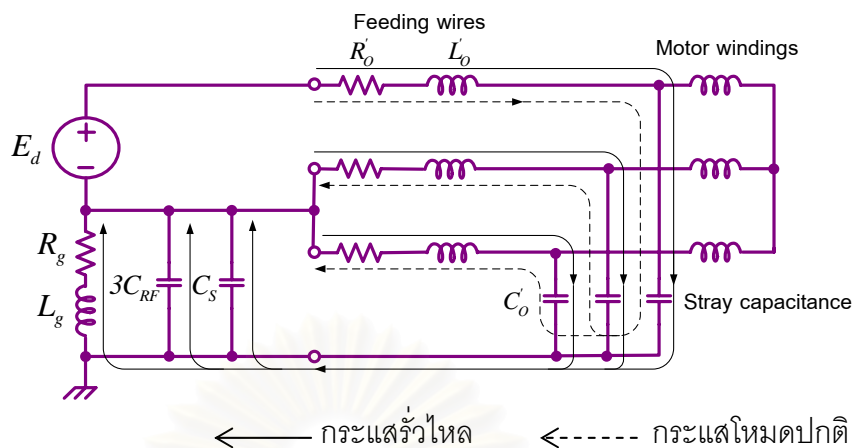
รูปที่ 2.11 แสดงถึงแบบจำลองของระบบที่ได้จากการแทนแบบจำลองในส่วนต่าง ๆ โดยกำหนดให้ค่าอิมพีแดนซ์ต่อเฟส  $L_o' = 26 \mu H$ ,  $C_o' = 0.168 nF$  และ  $C_s = 6.6 nF$  ทั้งนี้เราจะทำการปรับค่าความต้านทานของสายเคเบิลต่อเฟส  $R_o'$  เพื่อให้ได้รูปคลื่นของผลจำลองการทำงานที่ใกล้เคียงกับผลการทดลอง โดยการปรับให้  $R_o' = 75 \Omega$  ทำให้เราได้ผลการจำลองการทำงานในรูปที่ 2.12 ที่มีผลสอดคล้องกับผลการทดลองในรูปที่ 2.5 ซึ่งเป็นการยืนยันความถูกต้องของแบบจำลอง



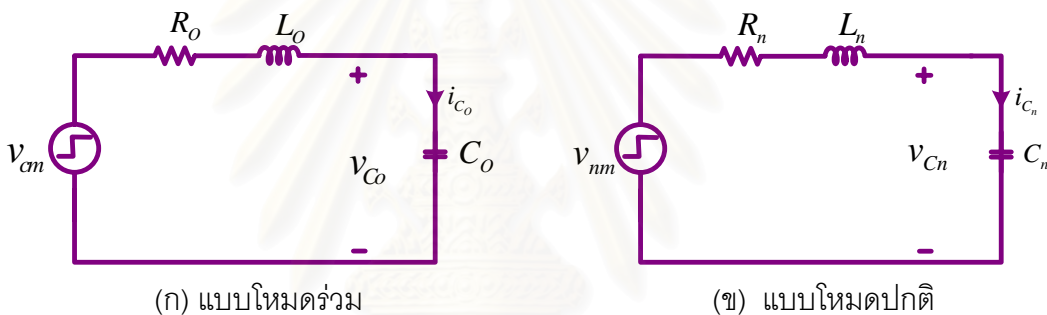
รูปที่ 2.12 ผลการจำลองแรงดันและกระแสไหลรวม

### 2.3.2 วงจรสมมูลความถี่สูงของระบบปรับความเร็วรอบมอเตอร์เหนี่ยวนำ

การศึกษาวงจรสมมูลในหัวข้อนี้จะอ้างอิงจากบทความของ Ogasawara [14] ที่พิจารณา วงจรสมมูลของระบบทั้งแบบไหลรวมและไหลคปคิตจากการไหลของกระแสแต่ละไหลตามสถานะการสวิตช์ของอุปกรณ์สวิตช์กำลังดังรูปที่ 2.13 โดยเราสามารถเขียนเป็นวงจรสมมูลเทวินินแบบไหลรวมและไหลคปคิตได้ดังรูปที่ 2.14 เมื่อละเลยอิมพีแดนซ์ของสายกราวด์ ( $L_g$  และ  $R_g$ ) เนื่องจากถือว่าอิมพีแดนซ์ดังกล่าวมีผลต่อกระแสรั่วไหลน้อยมากดังที่ได้อธิบายในหัวข้อที่ 2.2 เราสามารถคำนวณค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ในวงจรสมมูล ได้ดังแสดงในตารางที่ 2.2 โดยที่  $v_{Co}$  และ  $v_{Cn}$  แทนแรงดันไหลรวมและไหลคปคิตที่ด้านออกของอินเวอร์เตอร์ตามลำดับ



รูปที่ 2.13 ตัวอย่างทางเดินของกระแสในระบบปรับความเร็วรอบมอเตอร์  
ขณะที่อินเวอร์เตอร์เกิดการสวิตช์



รูปที่ 2.14 วงจรสมมูลแบบโหมดร่วมและโหมดปกติที่ความถี่สูง  
ของระบบปรับความเร็วรอบมอเตอร์

ตารางที่ 2.2 ค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ในวงจรสมมูลแบบโหมดร่วมและโหมดปกติ

|             | Voltage  | Resistance              | Inductance              | Capacitance   |
|-------------|----------|-------------------------|-------------------------|---|
| Common-mode | $v_{cm}$ | $R_o = \frac{R'_o}{3}$  | $L_o = \frac{L'_o}{3}$  | $C_o = \frac{3C'_o \cdot (C_S + 3C_{RF})}{3C'_o + (C_S + 3C_{RF})}$ |
| Normal-mode | $v_{nm}$ | $R_n = 3\frac{R'_o}{2}$ | $L_n = 3\frac{L'_o}{2}$ | $C_n = 2\frac{C'_o}{3}$   |

วงจรสมมูลในรูปที่ 2.14 (ก) เป็นวงจรอนุกรม RLC ซึ่งความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันโหมดร่วมและกระแสรั่วไหล ( $i_{c_o}$ ) สามารถแสดงได้ด้วยฟังก์ชันโอนย้ายในสมการที่ (2.2) และเรา

สามารถประมาณค่าคุณสมบัติของผลตอบสนองเชิงเวลาของรูปคลื่นกระแสรั่วไหล ได้แก่ขนาดค่ายอด ( $i_p$ ), ความถี่เรโซแนนซ์ ( $f_n$ ) และตัวประกอบการหน่วง (damping factor:  $\zeta_{cm}$ ) ได้ดังแสดงในสมการที่ (2.3) ในทำนองเดียวกันการวิเคราะห์ลักษณะสมบัติของวงจรแบบโหมดปกติก็สามารถทำได้ในทำนองเดียวกันกับวงจรแบบโหมดร่วม โดยเปลี่ยนพารามิเตอร์ที่ใช้คำนวณเป็น  $R_n$ ,  $L_n$  และ  $C_n$  (ตารางที่ 2.2)

$$\frac{i_{Co}}{v_{cm}} = \frac{sC_o}{s^2L_oC_o + sR_oC_o + 1} \quad (2.2)$$

$$i_p = \frac{E_d/3}{\sqrt{L_o/C_o}}, f_n = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_oC_o}}, \zeta_{cm} = \frac{R_o}{2} \sqrt{\frac{C_o}{L_o}} \quad (2.3)$$

จากพารามิเตอร์ของแบบจำลองในหัวข้อที่ 2.2.1 เราสามารถคำนวณค่าพารามิเตอร์ของวงจรสมมูลแบบโหมดร่วมได้คือ  $R_o = 25 \Omega$ ,  $L_o = 26 \mu H$  และ  $C_o = 0.166 nF$  ในขณะที่ วงจรสมมูลแบบโหมดปกติมีค่าพารามิเตอร์  $R_n = 112.5 \Omega$ ,  $L_n = 39 \mu H$  และ  $C_n = 0.501 nF$  วงจรสมมูลที่พัฒนาขึ้นนี้จะใช้ในการวิเคราะห์พฤติกรรมโดยรวมของระบบเมื่อมีการติดตั้งวงจรรองที่ด้านออกของอินเวอร์เตอร์ในบทต่อไป

### บทที่ 3

## การลดทอนกระแสรั่วไหลด้วยวงจรกรองแบบพาสซีฟ ที่ด้านออกของอินเวอร์เตอร์

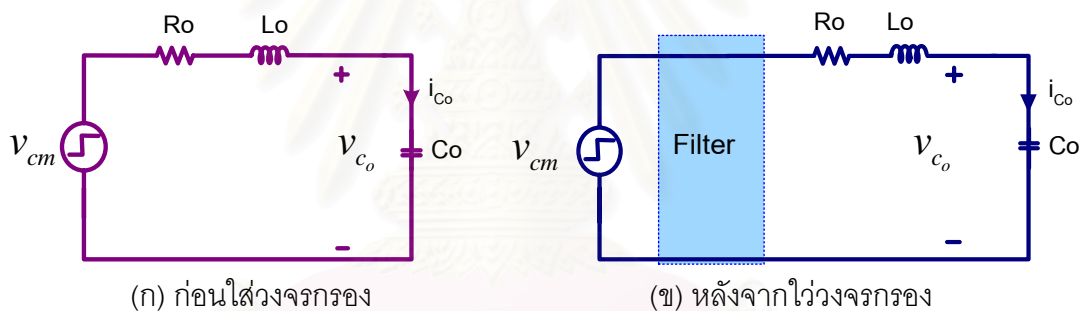
วงจรกรองแบบพาสซีฟที่ใช้สำหรับลดทอนกระแสรั่วไหลในระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ โดยส่วนใหญ่มักจะเป็นวงจรกรองแบบผ่านต่ำ ซึ่งจะทำหน้าที่กรองสัญญาณความถี่สูงที่เป็นสาเหตุของการเกิดกระแสรั่วไหลทิ้งไป โดยวงจรกรองจะใช้ตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุเป็นอุปกรณ์หลัก และติดตั้งอยู่ที่ด้านออกของอินเวอร์เตอร์ ตัวเหนี่ยวนำที่ต่ออนุกรมกับมอเตอร์จะทำหน้าที่กีดกันกระแสรั่วไหลโดยจะประพฤติตัวเป็นอิมพีแดนซ์ค่าสูงสำหรับสัญญาณความถี่สูง ในขณะที่ตัวเก็บประจุที่ต่อขนานกับมอเตอร์มีหน้าที่เบี่ยงเบนกระแสความถี่สูงให้ไหลผ่านตัวเก็บประจุของวงจรกรองเพื่อการลดทอนกระแสรั่วไหลที่มอเตอร์

ในงานวิจัยก่อนหน้าที่นำเสนอการใช้วงจรกรอง EMI ด้านออกแบบพาสซีฟที่ด้านออกของอินเวอร์เตอร์ สามารถแบ่งโครงสร้างของวงจรกรองได้เป็น 2 ประเภทคือวงจรกรองแบบตัวเหนี่ยวนำโหมดร่วม (common-mode choke, common-mode inductor) และวงจรกรองแบบ LC ประเด็นสำคัญที่ต้องพิจารณาสำหรับวงจรกรองทั้ง 2 ประเภทนี้คือ การออกแบบวงจรกรองที่ต้องคำนึงถึงสมรรถนะในการลดทอนกระแสรั่วไหลควบคู่ไปกับขนาดทางกายภาพของวงจรกรอง Ogasawara [14] และ Mei [17] ได้เสนอการใช้วงจรกรองแบบตัวเหนี่ยวนำโหมดร่วมและแสดงถึงความสัมพันธ์การลดทอนกระแสรั่วไหลและขนาดของตัวเหนี่ยวนำโหมดร่วมที่ใช้ในวงจรกรอง ซึ่งจะใช้อ้างอิงในวิทยานิพนธ์นี้ สำหรับวงจรกรองแบบ LC นั้นมีบทความที่เสนอการออกแบบไว้ 2 กรณีคือ Akagi [2], [15], Murai [18], Steinke [24] และ Xiyu [26] เสนอวงจรกรองที่ออกแบบให้ความถี่เรโซแนนซ์ของวงจรกรองอยู่ต่ำกว่าความถี่การสวิตช์ ( $f_{sw}$ ) ซึ่งสามารถลดทอนกระแสรั่วไหลได้ดีแต่วงจรกรองจะมีขนาดใหญ่ เมื่ออินเวอร์เตอร์ทำงานที่ความถี่การสวิตช์ค่าสูง อย่างไรก็ตามวิธีการที่ได้มีการนำเสนอในบทความดังกล่าวข้างต้นนี้ยังขาดความชัดเจนในการออกแบบวงจรกรองที่สะท้อนถึงความสัมพันธ์ระหว่างอัตราการลดทอนกระแสรั่วไหลและพารามิเตอร์ของวงจรกรอง รวมถึงข้อจำกัดที่พิจารณาให้อินเวอร์เตอร์ทำงานที่ความถี่การสวิตช์คงที่ค่าหนึ่ง ซึ่งในทางปฏิบัติแล้วความถี่การสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์จะแปรค่าอยู่ในช่วง 2-15 kHz เป็นเหตุให้คุณสมบัติในการกรองของวงจรกรองไม่เป็นไปตามที่ได้ออกแบบไว้หรือเกิดข้อจำกัดในการใช้งานเมื่อต้องแปรค่าความถี่การสวิตช์ ในขณะที่ Kim [7], Rendusara [8] และ Von Jouanne [9] ออกแบบให้วงจรกรองมีความถี่เรโซแนนซ์อยู่สูงกว่าความถี่การสวิตช์ โดยมุ่งเน้นถึงการแก้ปัญหา

การเกิดแรงดันเกินที่ขั้วมอเตอร์เป็นสำคัญ ถึงแม้ว่าวงจรกรองที่ออกแบบจะมีขนาดเล็กแต่ผลการลดทอนกระแสรั่วไหลจะน้อยกว่าเมื่อเทียบกับกรณีแรก

จากที่กล่าวมาข้างต้นจะเห็นว่างานวิจัยในอดีตยังขาดความชัดเจนในการออกแบบวงจรกรองที่สะท้อนโดยตรงถึงการลดทอนกระแสรั่วไหล โดยเฉพาะอย่างยิ่งในกรณีของวงจรกรองแบบ LC ดังนั้นเป้าหมายหนึ่งของงานวิจัยนี้ก็คือ การพัฒนาแนวทางการออกแบบวงจรกรองพาสซีฟชนิดต่าง ๆ ที่มีขั้นตอนการออกแบบที่ชัดเจน โดยพิจารณาอัตราการลดทอนกระแสรั่วไหลด้วยผลตอบสนองเชิงความถี่

เนื้อหาในบทนี้จะเริ่มต้นด้วยการศึกษาลักษณะสมบัติของวงจรกรองแบบพาสซีฟทั้ง 2 ประเภท โดยใช้วงจรสมมูลของระบบในหัวข้อที่ 2.2.3 เป็นพื้นฐานในการวิเคราะห์ (รูปที่ 3.1 (ก)) ซึ่งเราสามารถแสดงวงจรสมมูลเมื่อมีการติดตั้งวงจรกรองที่ด้านออกของอินเวอร์เตอร์ได้ดังรูปที่ 3.1(ข)



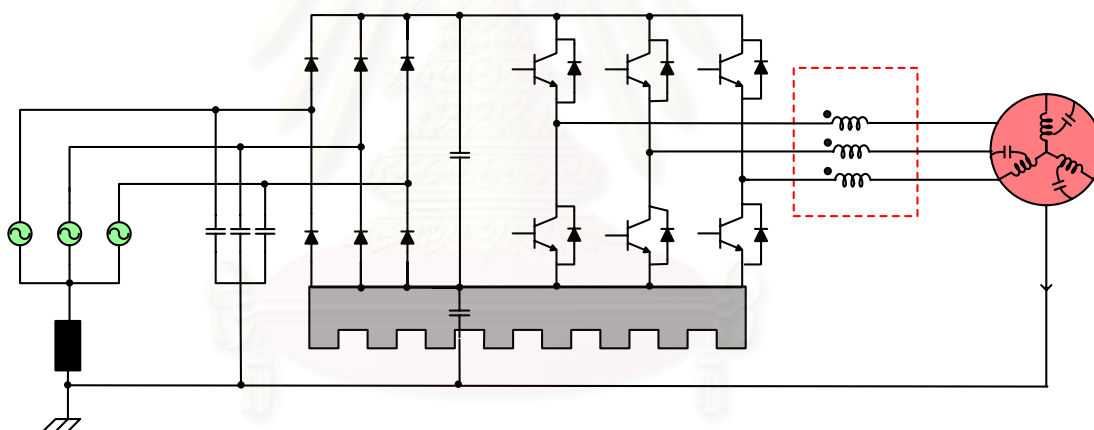
รูปที่ 3.1 วงจรสมมูลแบบโหมดร่วมของระบบก่อนและหลังใส่วงจรกรอง

ในลำดับถัดมาจะนำเสนอถึงการออกแบบวงจรกรอง ซึ่งมีเงื่อนไขสำคัญในการออกแบบคือ 1) อัตราการลดทอนกระแสรั่วไหลเป็นไปตามที่กำหนด 2) การติดตั้งวงจรถูกต้องจะต้องไม่มีผลกระทบต่อองค์ประกอบความถี่หลักมูล ( $f_1$ ) ที่มอเตอร์ทำงาน ซึ่งอยู่ในย่านประมาณ 0-300 Hz และ 3) การทำงานของวงจรกรองต้องไม่กระตุ้นให้เกิดอัตราขยายขนาดใหญ่ที่ความถี่การสวิตช์  $f_{sw}$  หรือไซด์แบนด์ ซึ่งเป็นองค์ประกอบของแรงดันแบบโหมดร่วมและโหมดปกติที่ด้านออกของอินเวอร์เตอร์ เงื่อนไขที่กล่าวข้างต้นจะนำไปสู่การออกแบบที่มีขั้นตอนอย่างเป็นระบบ โดยสามารถพิจารณาตามการใช้งานอินเวอร์เตอร์ทั่วไปที่มีการเปลี่ยนแปลงความถี่การสวิตช์ โดยจะแยกกล่าวเป็นหัวข้อตามลำดับ

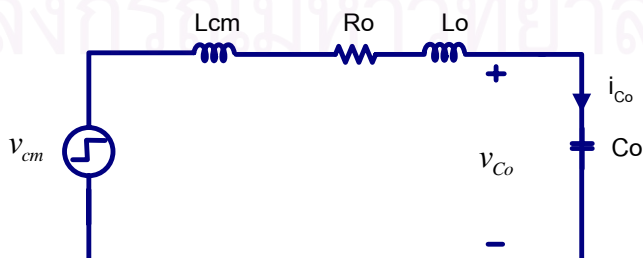
### 3.1 วงจรกรองแบบตัวเหนี่ยวนำโหมคร่วม

#### 3.1.1 หลักการและการออกแบบวงจรกรองแบบตัวเหนี่ยวนำโหมคร่วม

การติดตั้งตัวเหนี่ยวนำโหมคร่วม  $L_{CF}$  ที่ด้านออกของอินเวอร์เตอร์เพื่อลดทอนกระแสรั่วไหลในระบบปรับความเร็วรอบมอเตอร์เหนี่ยวนำ ทำได้โดยการต่อขดลวดแต่ละเฟสของตัวเหนี่ยวนำโหมคร่วมอนุกรมกับมอเตอร์ดังแสดงในแบบจำลองรูปที่ 3.2 ในทางอุดมคติตัวเหนี่ยวนำโหมคร่วมจะมีผลตอบสนองต่อวงจรแบบโหมคร่วมเท่านั้น อย่างไรก็ตามในทางปฏิบัติในตัวเหนี่ยวนำโหมคร่วมจะมีค่าความเหนี่ยวนำรั่วไหล (Leakage inductance) ซึ่งทำให้วงจรแบบโหมคร่วมและโหมคปกติมีค่าความเหนี่ยวนำเพิ่มขึ้นจากค่าความเหนี่ยวนำรั่วไหลนี้ เนื่องจากโดยทั่วไปค่าความเหนี่ยวนำรั่วไหลนี้จะมีขนาดเล็กและสามารถละเลยได้ เราจึงสามารถวิเคราะห์ผลของตัวเหนี่ยวนำโหมคร่วมที่มีต่อระบบโดยพิจารณาเฉพาะวงจรสมมูลแบบโหมคร่วมเท่านั้น รูปที่ 3.3 แสดงถึงวงจรสมมูลแบบโหมคร่วมของระบบที่มีตัวเหนี่ยวนำโหมคร่วม



รูปที่ 3.2 การใช้ตัวเหนี่ยวนำโหมคร่วมเพื่อลดทอนกระแสรั่วไหลในระบบปรับความเร็วรอบมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส



รูปที่ 3.3 วงจรสมมูลแบบโหมคร่วมของระบบที่มีการติดตั้งตัวเหนี่ยวนำโหมคร่วม



จากวงจรสมมูลในรูปที่ 3.3 จะเห็นว่าวงจรแบบใหม่โดยรวมยังคงมีลักษณะเป็นวงจรอนุกรม RLC เรโซแนนซ์เหมือนกับระบบก่อนใส่วงจรรอง เพียงแต่ค่าความเหนี่ยวนำในระบบจะเพิ่มขึ้น โดยฟังก์ชันโอนย้ายของกระแสรั่วไหลสามารถแสดงได้ด้วยสมการ (3.1)

$$\frac{i_{co}}{v_{cm}} = \frac{sC_o}{s^2(L_o + L_{cm})C_o + sR_oC_o + 1} \quad (3.1)$$

เมื่อพิจารณาค่าความเหนี่ยวนำของระบบที่เพิ่มขึ้นเทียบกับค่าความเหนี่ยวนำก่อนใส่วงจรรองดังสมการ (3.2) เราสามารถแสดงได้ว่าค่ายอดของกระแสรั่วไหล, ความถี่เรโซแนนซ์และตัวประกอบการหน่วงของระบบจะลดลงเป็น  $1/\sqrt{n}$  เท่าของระบบก่อนใส่ตัวเหนี่ยวนำใหม่ดังสมการ (3.3) Ogasawara [14]

$$L_o + L_{cm} = nL_o, \quad n \gg 1 \quad (3.2)$$

$$i_p = \frac{Ed/3}{\sqrt{nL_o/C_o}}, \quad f_n = \frac{1}{2\pi\sqrt{nL_oC_o}}, \quad \zeta_{cm} = \frac{R_o}{2} \sqrt{\frac{C_o}{nL_o}} \quad (3.3)$$

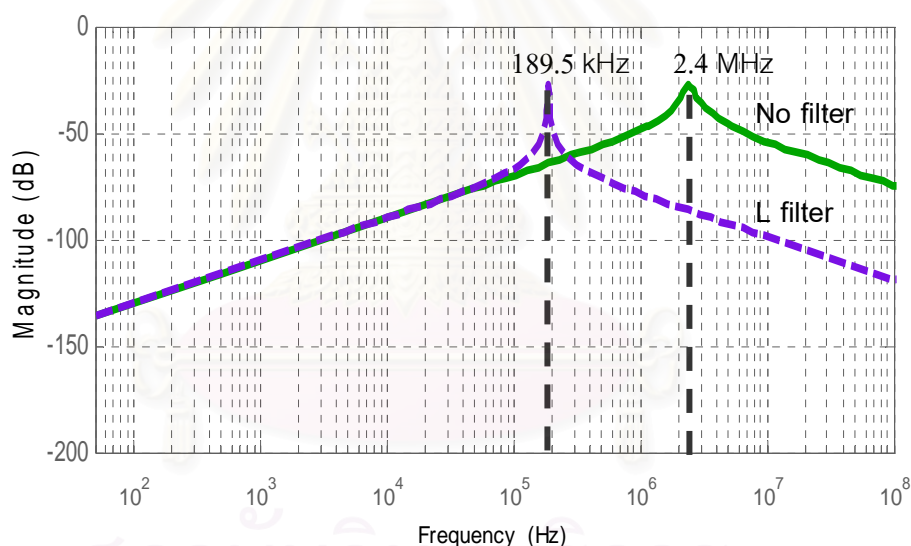
อย่างไรก็ตามการคำนวณค่ายอดของกระแสรั่วไหลในสมการ (3.3) เป็นการคำนวณโดยการประมาณให้แรงดันใหม่รวมเป็นแรงดันแบบขั้นบันได และละเลยองค์ประกอบที่ความถี่การสวิตช์รวมถึงไซด์แบนด์อันดับต่ำของแรงดันใหม่รวม ซึ่งการประมาณนี้จะมีความถูกต้องเมื่อความถี่เรโซแนนซ์ของระบบ  $f_n$  มีค่าสูงกว่าความถี่การสวิตช์  $f_{sw}$  มาก ๆ เพราะองค์ประกอบของแรงดันใหม่รวมในส่วนนี้จะมีนัยสำคัญน้อยในการกระตุ้นให้เกิดกระแสรั่วไหล แต่หากเราออกแบบให้ตัวเหนี่ยวนำใหม่รวมของวงจรรองมีขนาดใหญ่ ( $n$  มีค่าสูง) จะทำให้ความถี่เรโซแนนซ์ของระบบ  $f_n$  เลื่อนลงมาอยู่ใกล้กับความถี่การสวิตช์ และทำให้องค์ประกอบของแรงดันใหม่รวมที่ความถี่การสวิตช์และไซด์แบนด์อันดับต่ำมีนัยสำคัญต่อการกระตุ้นให้เกิดกระแสรั่วไหล ยังผลให้การคำนวณค่ายอดของกระแสรั่วไหลเกิดความคลาดเคลื่อนได้

จากความสัมพันธ์ระหว่างค่ายอดของกระแสรั่วไหลและค่าความเหนี่ยวนำใหม่รวมของระบบ เพื่อให้สามารถลดทอนกระแสรั่วไหลได้ดี ควรให้ค่าตัวเหนี่ยวนำใหม่รวมของวงจรรองมีค่ามากเมื่อเทียบกับความเหนี่ยวนำเดิมของระบบ ( $L_o$ ) จากค่าพารามิเตอร์ของวงจรสมมูลในหัวข้อที่ 2.3.1 ที่มีค่า  $R_o = 25 \Omega$ ,  $L_o = 8.62 \mu H$  และ  $C_o = 0.501 nF$  ในกรณีที่เราต้องการให้

กระแสรั่วไหลมีค่ายอดลดลงมากกว่า 10 เท่า เราจะกำหนดค่าตัวเหนี่ยวนำใหม่รวมได้จากเงื่อนไขในสมการที่ (3.2) และ (3.3) ว่า

$$L_{cm} > 100L_o = 0.862 \text{ mH} \quad (3.4)$$

ในการทดสอบวงจรกรองแบบตัวเหนี่ยวนำใหม่รวมเราได้เลือกใช้ตัวเหนี่ยวนำใหม่รวมขนาด 1.4 mH จากสมการที่ (3.3) เราสามารถคำนวณความถี่เรโซแนนซ์ของระบบได้เท่ากับ 189.5 kHz และประมาณค่ายอดของกระแสรั่วไหลได้เท่ากับ 0.107 A สำหรับอัตราการลดทอนกระแสรั่วไหลจะพิจารณาจากผลตอบสนองเชิงความถี่โดยการเปรียบเทียบอัตราขยายของกระแสรั่วไหล ( $i_{Co}$ ) ต่อแรงดันใหม่รวม ( $v_{cm}$ ) ระหว่างกรณีก่อนใส่วงจรกรองและหลังใส่วงจรกรอง ดังแสดงด้วยแผนภาพโบเด (Bode plot) ในรูปที่ 3.4



รูปที่ 3.4 การเปรียบเทียบผลตอบสนองเชิงความถี่ของอัตราขยายของกระแสรั่วไหลระหว่างก่อนและหลังใส่วงจรกรองแบบตัวเหนี่ยวนำใหม่รวม ( $L_{cm} = 1.4\text{mH}$ )

รูปที่ 3.4 แสดงให้เห็นว่าวงจรกรองแบบตัวเหนี่ยวนำใหม่รวม สามารถลดทอนกระแสรั่วไหลได้เฉพาะในย่านความถี่ที่สูงกว่าความถี่เรโซแนนซ์ของระบบ  $f_n$  (189.5kHz) ทั้งนี้ อัตราขยายที่บริเวณค่าความถี่เรโซแนนซ์จะมีขนาดเพิ่มขึ้นเมื่อเทียบกับกรณีที่ไม่ใส่วงจรกรอง

### 3.1.2 ผลการทดสอบการลดทอนกระแสรั่วไหลด้วยตัวเหนี่ยวนำโหมคร่วม

เพื่อแสดงผลการลดทอนกระแสรั่วไหลด้วยการใช้ตัวเหนี่ยวนำโหมคร่วม ตามค่าที่ได้ ออกแบบค่าไว้คือ  $L_{cm} = 1.4$  mH เราจะแสดงผลการทดลองโดยเปรียบเทียบในกรณีที่ไม่มีวงจรรองและในกรณีที่ติดตั้งวงจรรองแบบตัวเหนี่ยวนำโหมคร่วม และเพื่อแสดงให้เห็นถึงผลตอบสนองต่อความถี่การสวิตช์เราจะทำการทดลองระบบโดยให้อินเวอร์เตอร์ทำงานที่ความถี่การสวิตช์ 5 kHz และ 10 kHz รูปที่ 3.5 - 3.15 แสดงถึงผลการทดลองซึ่งนอกจากจะแสดงถึงสมรรถนะของวงจรรองต่อระบบแบบโหมคร่วมแล้วยังได้พิจารณาถึงผลตอบสนองของระบบในโหมดปกติอีกด้วย

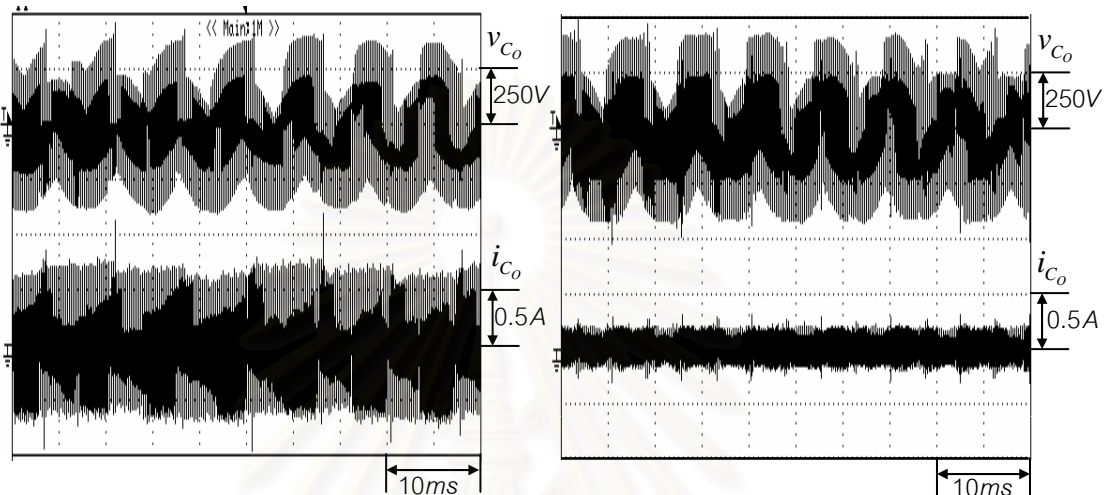
#### การวิเคราะห์สัญญาณแบบโหมคร่วม

จากผลการทดลองในรูปที่ 3.5 และ 3.6 จะเห็นว่าการติดตั้งวงจรรองแบบตัวเหนี่ยวนำโหมคร่วมทำให้กระแสรั่วไหล ( $i_{c_o}$ ) มีขนาดและความถี่ลดลงอย่างชัดเจน โดยความถี่ที่ลดลงสะท้อนให้เห็นถึงความถี่เรโซแนนซ์ที่ลดลงเมื่อความเหนี่ยวนำของระบบเพิ่มขึ้น สำหรับแรงดันโหมคร่วมที่ขั้วของมอเตอร์ ( $v_{c_o}$ ) จะมีการเปลี่ยนแปลงเฉพาะองค์ประกอบที่ความถี่สูงโดยค่ายอดของแรงดันเกินชั่วคราว (transient overvoltage) จะมีค่าเพิ่มขึ้นและมีการแกว่งด้วยความถี่เรโซแนนซ์โหมคร่วมของระบบ  $f_n$

สำหรับการเปรียบเทียบผลตอบสนองของการติดตั้งตัวเหนี่ยวนำโหมคร่วมในเชิงความถี่สามารถอธิบายได้จากรูปที่ 3.7 จะเห็นได้ว่าในกรณีที่ไม่มีวงจรรอง ระบบจะมีความถี่เรโซแนนซ์ในย่านความถี่สูงอยู่ที่ประมาณ 2 MHz ซึ่งสอดคล้องกับผลตอบสนองในรูปที่ 3.4 และเมื่อพิจารณาในย่านความถี่สูง ( $> 200$  kHz) โดยเปรียบเทียบผลกับกรณีที่ติดตั้งวงจรรองจะเห็นว่าตัวเหนี่ยวนำโหมคร่วมสามารถลดทอนกระแสรั่วไหลได้เป็นอย่างดี ในส่วนขององค์ประกอบที่ความถี่ต่ำ ( $\geq 100$  kHz) นั้นผลตอบสนองเชิงความถี่ที่ได้ยังคงคล้ายคลึงกันสำหรับกรณีที่มีและไม่มีวงจรรอง สำหรับองค์ประกอบบริเวณความถี่ 100 kHz แรงดันโหมคร่วมที่ขั้วมอเตอร์ ( $v_{c_o}$ ) และกระแสรั่วไหล ( $i_{c_o}$ ) จะมีขนาดเพิ่มขึ้นเมื่อติดตั้งตัวเหนี่ยวนำโหมคร่วม ซึ่งแสดงถึงภาวะการถูกกระตุ้นของสัญญาณจากความถี่เรโซแนนซ์ที่ต่ำลง กล่าวได้ว่าลักษณะสมบัติเชิงความถี่ของสัญญาณจากการทดลองสอดคล้องกับทฤษฎีในรูปที่ 3.4 ทั้งนี้ความถี่เรโซแนนซ์  $f_n$  ที่ได้จากการทดลองที่คลาดเคลื่อนจากการคำนวณนั้นสันนิษฐานว่าเกิดจากคุณสมบัติความไม่เชิงเส้นของตัวเหนี่ยวนำโหมคร่วมที่ใช้

รูปที่ 3.8- 3.10 แสดงผลการทดลอง ของระบบในกรณีที่ความถี่การสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์มีค่าเท่ากับ 10 kHz กล่าวได้ว่าผลการทดลองมีพฤติกรรมที่เป็นไปในแนวทาง

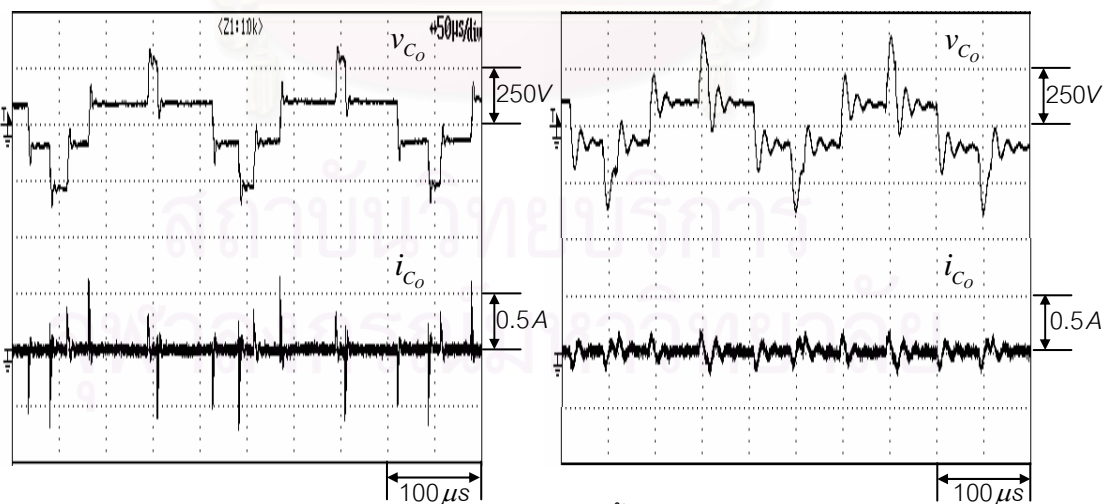
เดียวกันกับในกรณีความถี่การสวิตช์ 5 kHz ในรูปที่ 3.5-3.7 แต่จะสังเกตได้ว่ากระแสรั่วไหลในกรณีที่มีความถี่การสวิตช์เป็น 10 kHz จะมีค่ามากกว่าเล็กน้อยเนื่องจากความถี่การสวิตช์มีค่าที่ใกล้กับความถี่เรโซแนนซ์ของระบบ  $f_n$  มากขึ้นเมื่อเทียบกับในกรณีที่ความถี่การสวิตช์เท่ากับ 5 kHz



(ก) ไม่มีวงจรรอง

(ข) ติดตั้งวงจรรองแบบตัวเหนี่ยวนำไหมดร่วม

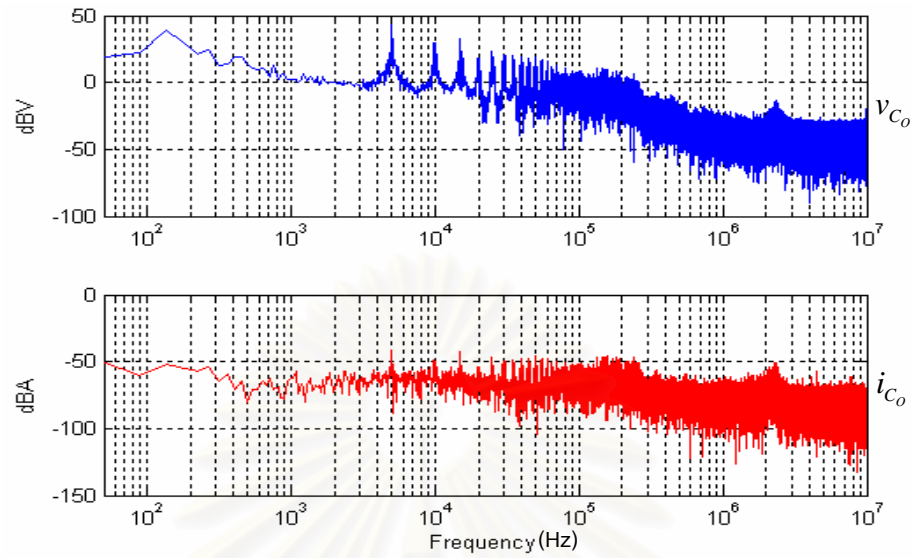
รูปที่ 3.5 การเปรียบเทียบสัญญาณแบบไหมดร่วมของระบบในสเกลเวลาของความถี่หลักมูล (45 Hz) ที่ความถี่การสวิตช์  $f_{sw} = 5$  kHz



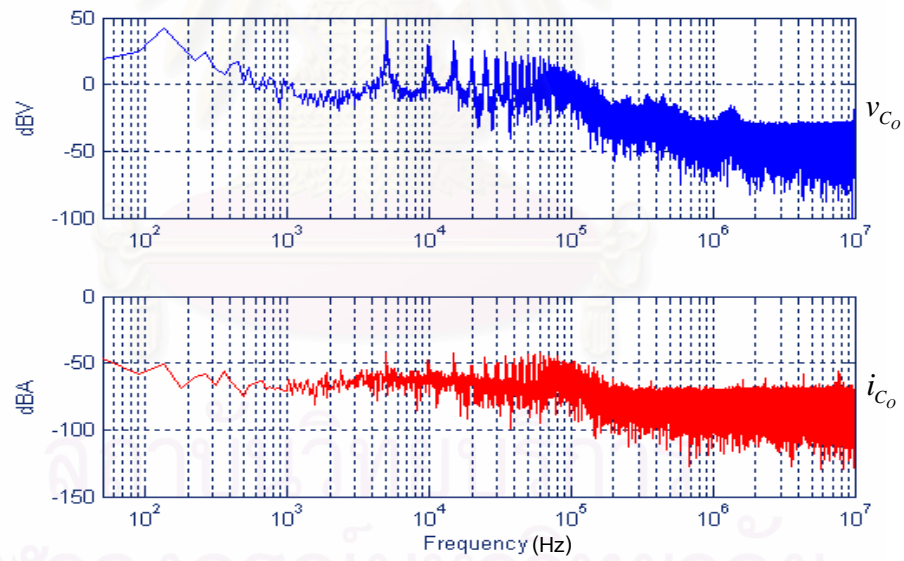
(ก) ไม่มีวงจรรอง

(ข) ติดตั้งวงจรรองแบบตัวเหนี่ยวนำไหมดร่วม

รูปที่ 3.6 การเปรียบเทียบสัญญาณแบบไหมดร่วมของระบบในสเกลเวลาของความถี่การสวิตช์ ที่ความถี่การสวิตช์  $f_{sw} = 5$  kHz

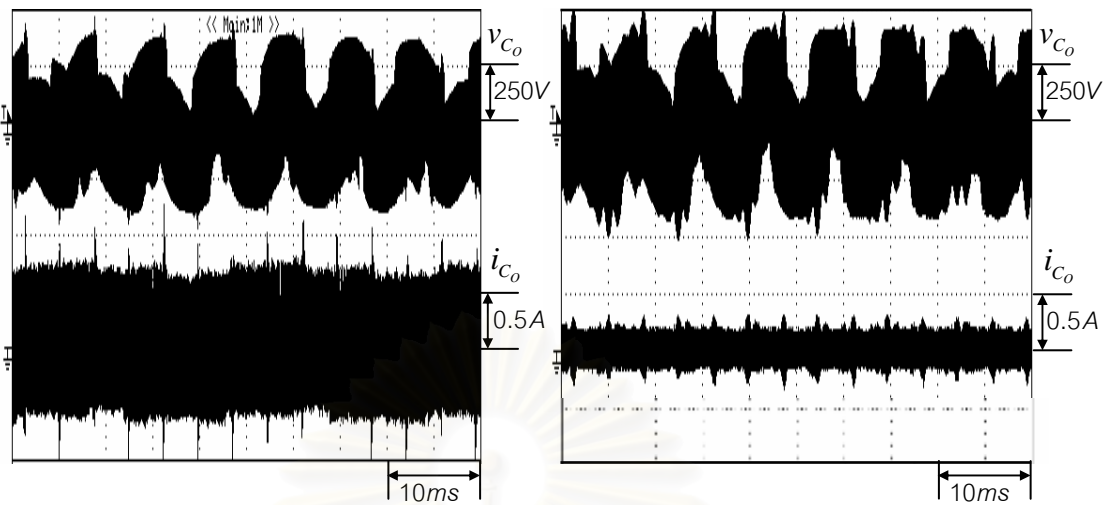


(ก) ไม่มีวงจรรอง



(ข) ติดตั้งวงจรรองแบบตัวเหนี่ยวนำโหมดร่วม

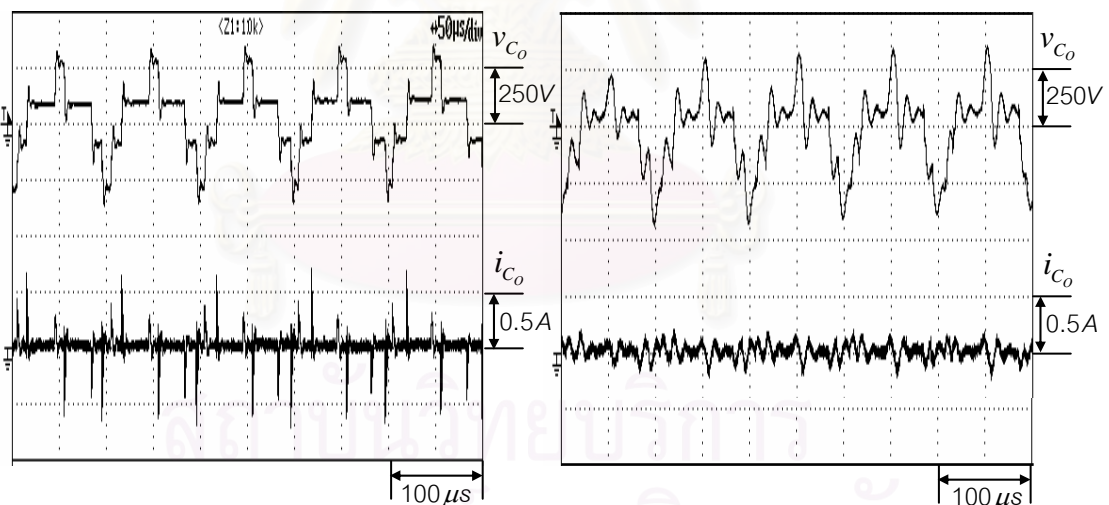
รูปที่ 3.7 การเปรียบเทียบสเปกตรัมของสัญญาณแบบโหมดร่วมของระบบ  
ที่ความถี่การสวิตช์  $f_{sw} = 5$  kHz



(ก) ไม่มีวงจรรอง

(ข) วงจรรองแบบตัวเหนี่ยวนำโหมดร่วม

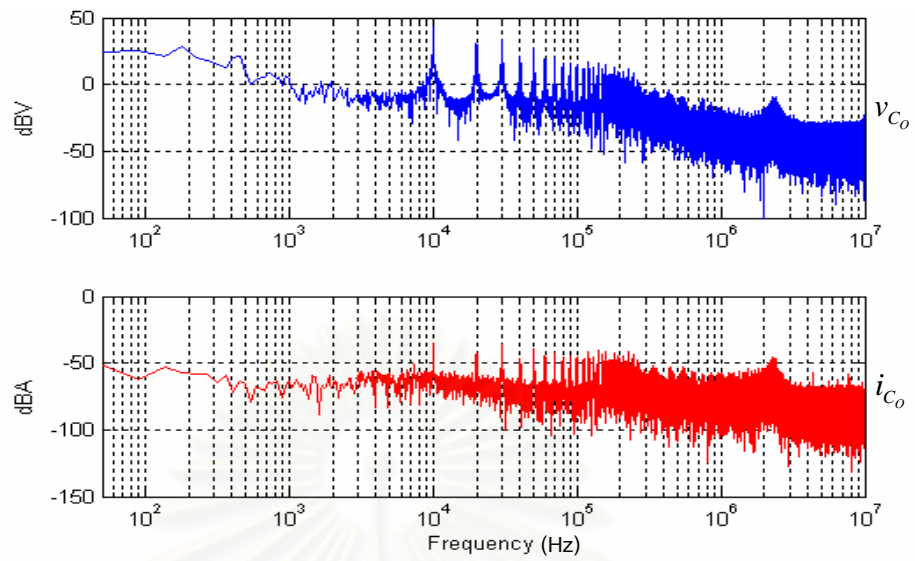
รูปที่ 3.8 การเปรียบเทียบสัญญาณแบบโหมดร่วมของระบบในสเกลเวลาของความถี่หลักมูล (45 Hz) ที่ความถี่การสวิตช์  $f_{sw} = 10$  kHz



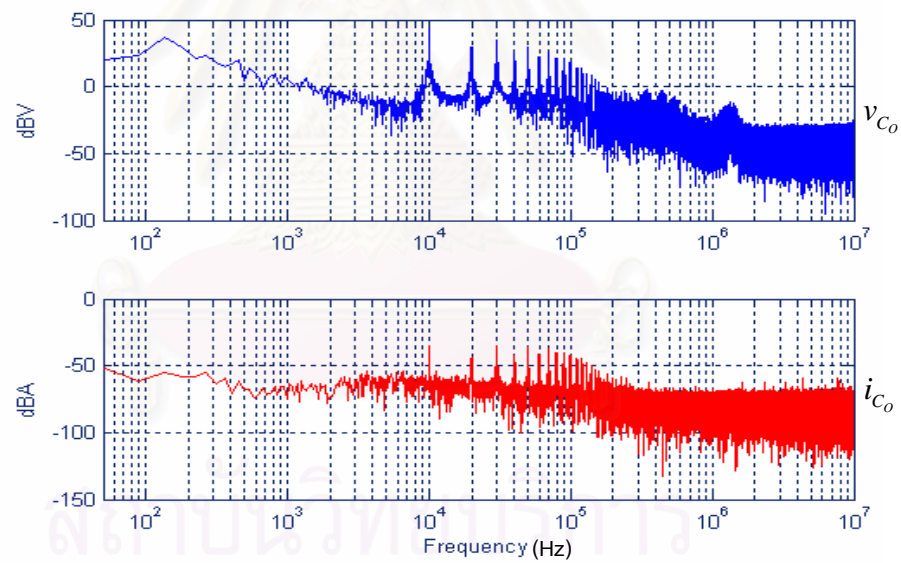
(ก) ไม่มีวงจรรอง

(ข) วงจรรองแบบตัวเหนี่ยวนำโหมดร่วม

รูปที่ 3.9 การเปรียบเทียบสัญญาณแบบโหมดร่วมของระบบในสเกลเวลาของความถี่การสวิตช์ ที่ความถี่การสวิตช์  $f_{sw} = 10$  kHz



(ก) ไม่มีวงจรรอง



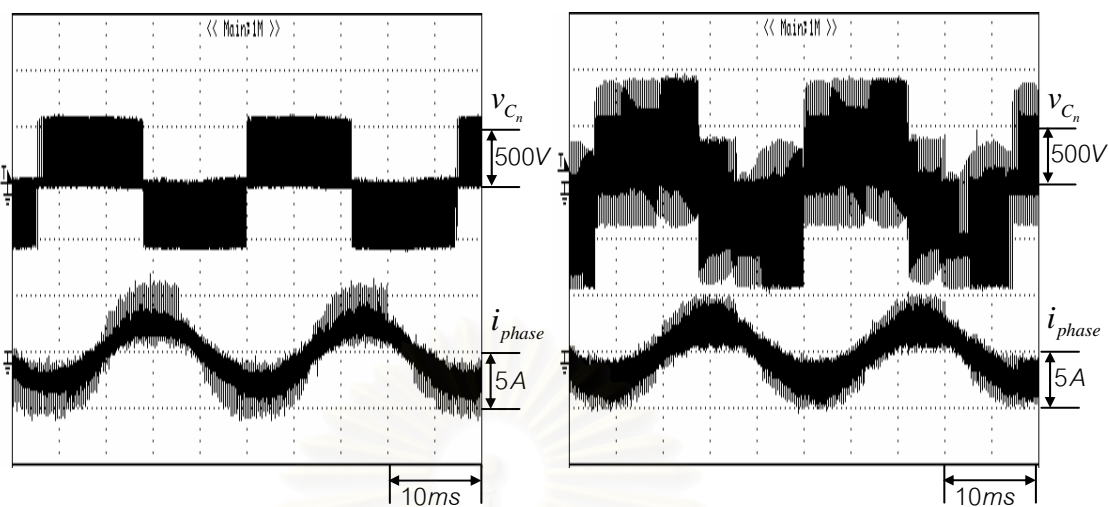
(ข) วงจรรองแบบตัวเหนี่ยวนำโหมดร่วม

รูปที่ 3.10 การเปรียบเทียบสเปกตรัมของสัญญาณแบบโหมดร่วมของระบบ  
ที่ความถี่การสวิตช์  $f_{sw} = 10$  kHz

### การวิเคราะห์สัญญาณแบบโหมดปกติ

จากหลักการที่ได้กล่าวไว้ในตอนต้นของหัวข้อว่า การใส่ตัวเหนี่ยวนำใหม่พร้อมเพิ่มเข้าไปในระบบนั้น จะไม่เกิดผลกระทบต่อระบบแบบโหมดปกติ เมื่อละเลยความเหนี่ยวนำรั่วไหลของตัวเหนี่ยวนำใหม่ด้วย อย่างไรก็ตาม ผลการทดลองในรูปที่ 3.11 – 3.16 แสดงให้เห็นผลการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณแบบโหมดปกติ ที่เกิดจากความเหนี่ยวนำรั่วไหลดังกล่าว โดยความเหนี่ยวนำรั่วไหลนี้ค่อนข้างมีนัยสำคัญต่อระบบในโหมดปกติ จากผลตอบสนองของสัญญาณในเชิงเวลาในรูปที่ 3.11-3.12 และ 3.14-3.15 แสดงให้เห็นว่าผลของความเหนี่ยวนำรั่วไหลทำให้แรงดันระหว่างสายซึ่งเป็นแรงดันแบบโหมดปกติ ( $v_{C_n}$ ) มีขนาดเพิ่มขึ้นในช่วงผลตอบสนองชั่วคราว ส่วนกระแสเฟส ( $i_{phase}$ ) ที่ได้จะมีองค์ประกอบความถี่สูงลดลง และเมื่อพิจารณาจากสเปกตรัมของสัญญาณในรูปที่ 3.13 และ 3.16 จะเห็นว่าความถี่เรโซแนนซ์ของวงจรแบบโหมดปกติจะมีค่าลดลงจาก 2.3 MHz เป็น 1.3 MHz แสดงว่าความเหนี่ยวนำรั่วไหลจะมีพฤติกรรมเสมือนกับเป็นการเพิ่มความเหนี่ยวนำโหมดปกติให้แก่ระบบทำให้สามารถลดทอนองค์ประกอบของกระแสโหมดปกติที่ความถี่สูงกว่าความถี่เรโซแนนซ์ (1.3 MHz) ให้มีค่าลดลง แต่ขนาดสเปกตรัมของกระแสโหมดปกติที่ความถี่เรโซแนนซ์ถูกขยายให้มีขนาดใหญ่ขึ้น สัญญาณบริเวณพฤติกรรมที่เกิดขึ้นนี้สามารถอธิบายได้ในทำนองเดียวกันกับพฤติกรรมของวงจรแบบโหมดร่วมที่มีความเหนี่ยวนำเพิ่มขึ้นจากการติดตั้งวงจรรองแบบตัวเหนี่ยวนำใหม่ด้วย

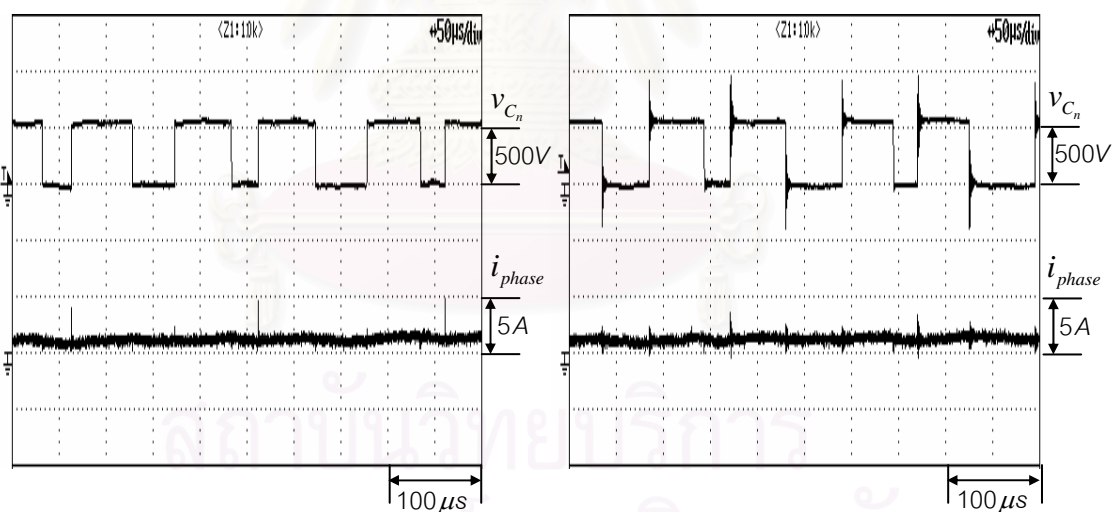




(ก) ไม่มีวงจรรอง

(ข) ติดตั้งวงจรรองแบบตัวเหนี่ยวนำใหม่คร่อม

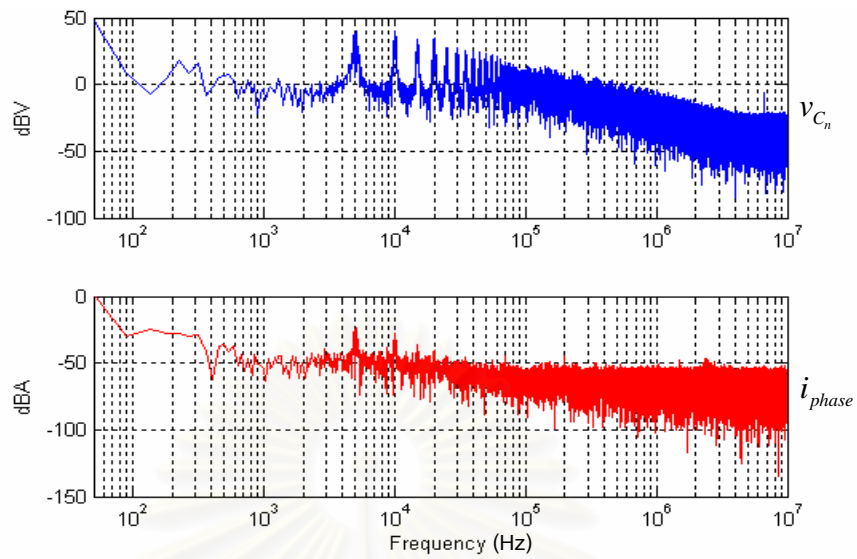
รูปที่ 3.11 การเปรียบเทียบสัญญาณแบบใหม่ดปกติของระบบในสเกลเวลาของความถี่หลักมูล (45 kHz) ที่ความถี่การสวิตช์  $f_{sw} = 5$  kHz



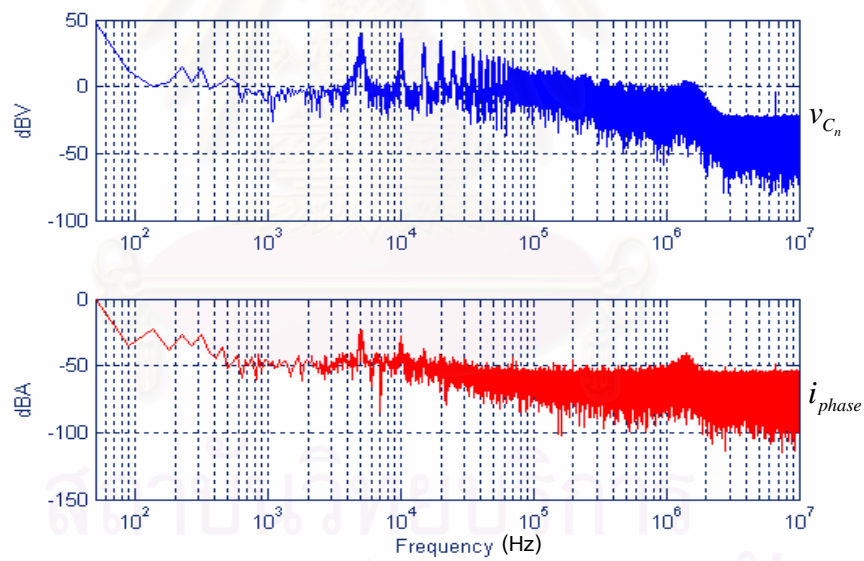
(ก) ไม่มีวงจรรอง

(ข) ติดตั้งวงจรรองแบบตัวเหนี่ยวนำใหม่คร่อม

รูปที่ 3.12 การเปรียบเทียบสัญญาณแบบใหม่ดปกติของระบบในสเกลเวลาของความถี่การสวิตช์ ที่ความถี่การสวิตช์  $f_{sw} = 5$  kHz

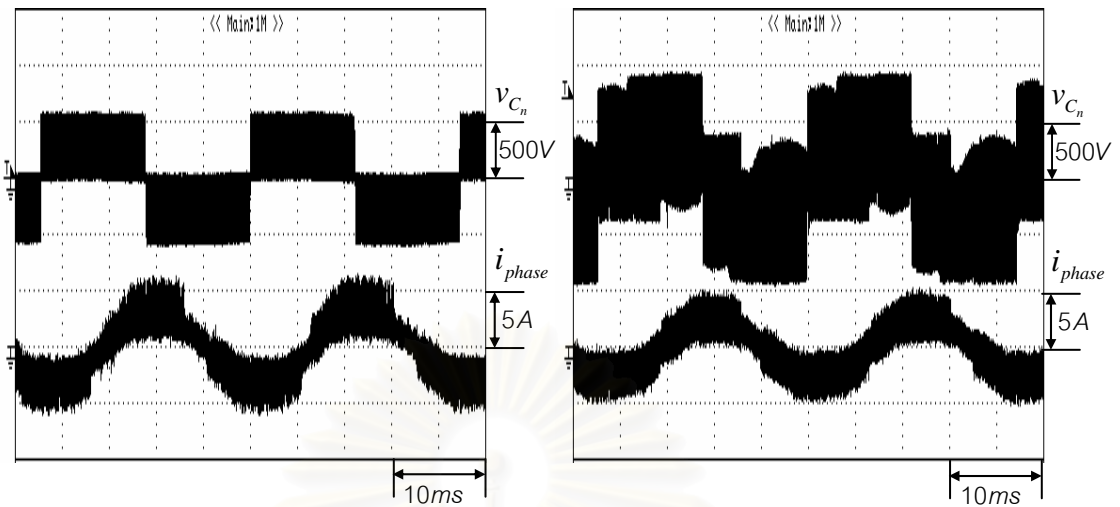


(ก) ไม่มีวงจรรอง



(ข) ติดตั้งวงจรรองแบบตัวเหนี่ยวนำโหมดร่วม

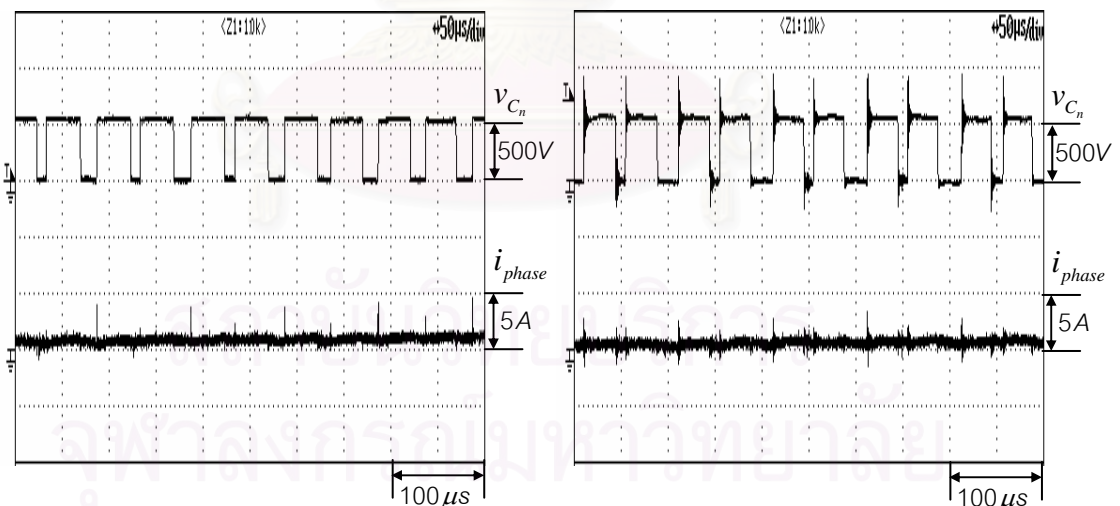
รูปที่ 3.13 การเปรียบเทียบสเปกตรัมของสัญญาณแบบโหมดปกติของระบบ  
ที่ความถี่การสวิตช์  $f_{sw} = 5$  kHz



(ก) ไม่มีวงจรรอง

(ข) ติดตั้งวงจรรองแบบตัวเหนี่ยวนำไหม้คร่อม

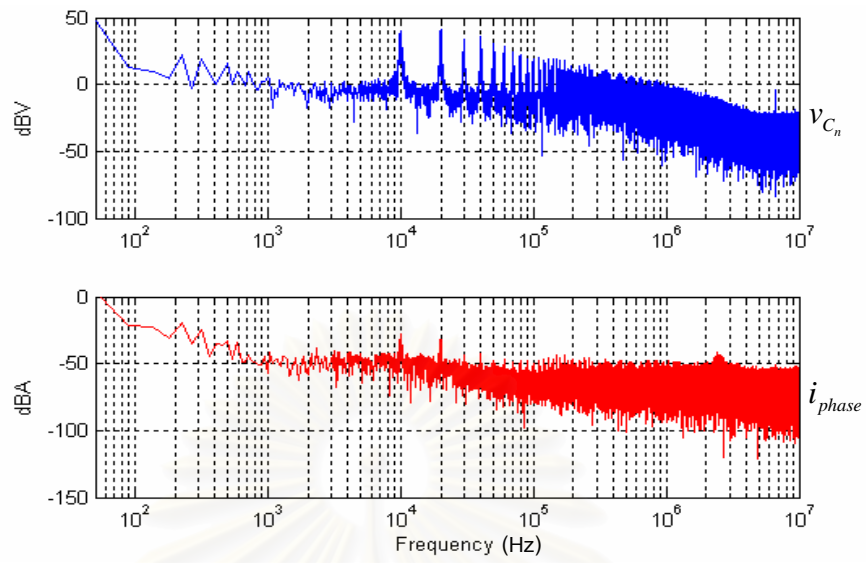
รูปที่ 3.14 การเปรียบเทียบสัญญาณแบบโหมดปกติของระบบในสเกลเวลาของความถี่หลักมูล (45 Hz) ที่ความถี่การสวิตช์  $f_{sw} = 10$  kHz



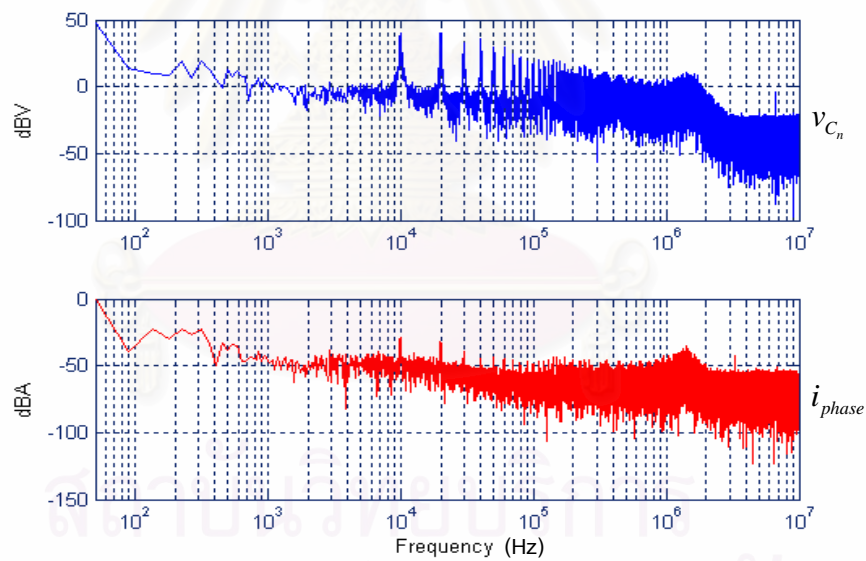
(ก) ไม่มีวงจรรอง

(ข) ติดตั้งวงจรรองแบบตัวเหนี่ยวนำไหม้คร่อม

รูปที่ 3.15 การเปรียบเทียบสัญญาณแบบโหมดปกติของระบบในสเกลเวลาของความถี่การสวิตช์ ที่ความถี่การสวิตช์  $f_{sw} = 10$  kHz



(ก) ไม่มีวงจรรอง



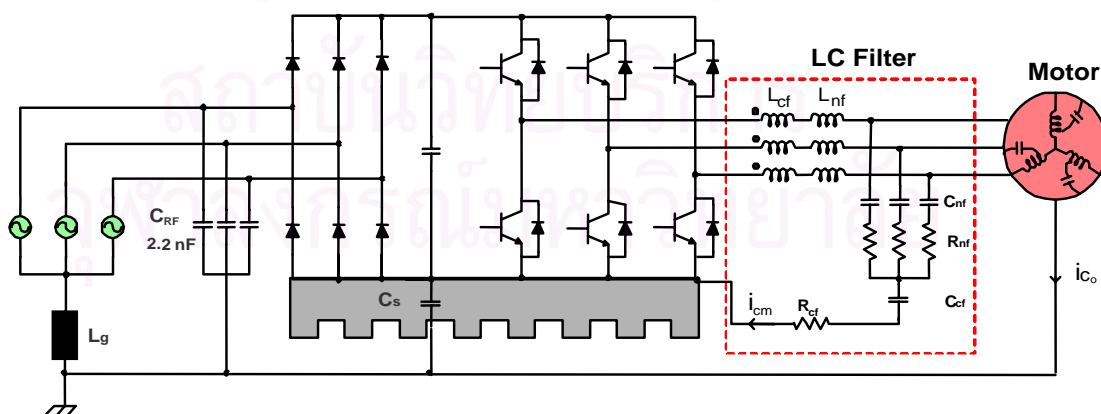
(ข) ติดตั้งวงจรรองแบบตัวเหนี่ยวนำโหมดร่วม

รูปที่ 3.16 การเปรียบเทียบสเปกตรัมของสัญญาณแบบโหมดปกติของระบบ  
ที่ความถี่การสวิตช์  $f_{sw} = 10$  kHz

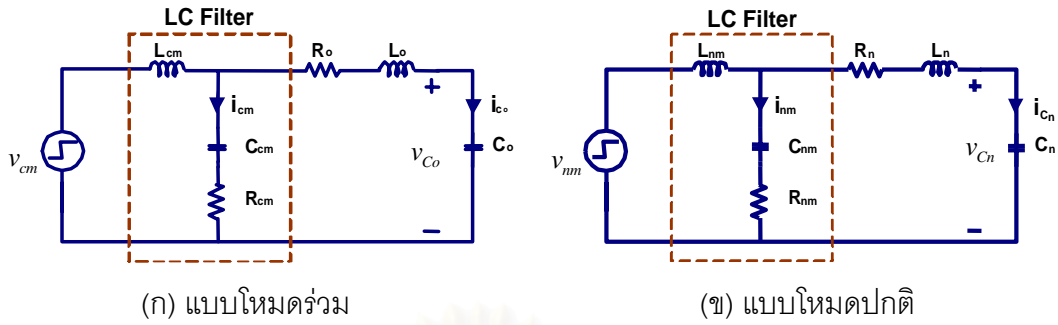
### 3.2 วงจรกรองแบบ LC (LC filter)

วงจรกรองแบบ LC ดังแสดงในรูปที่ 3.17 ประกอบด้วยตัวเหนี่ยวนำโหมดปกติ ( $L_{nf}$ ), ตัวเหนี่ยวนำโหมดร่วม ( $L_{cf}$ ) และตัวเก็บประจุ ( $C_{nf}, C_{cf}$ ) ตัวต้านทาน ( $R_{nf}, R_{cf}$ ) ตัวเหนี่ยวนำโหมดร่วม ( $L_{cf}$ ) และตัวเก็บประจุ ( $C_{nf}, C_{cf}$ ) จะทำหน้าที่ลดทอนองค์ประกอบที่มีความถี่สูงของแรงดันและกระแสโหมดร่วมที่ปลายขั้วมอเตอร์โดยตรง ส่วนการเพิ่มตัวเหนี่ยวนำแบบปกติเข้ามาก็เพื่อจำกัดกระแสระหว่างเฟสที่อินเวอร์เตอร์จะต้องจ่ายเพิ่มเติมให้แก่ตัวเก็บประจุของวงจรกรอง ในขณะที่การต่อตัวต้านทาน ( $R_{nf}, R_{cf}$ ) เพิ่มในวงจรกรองมีจุดประสงค์เพื่อเพิ่มการหน่วงให้แก่วงจรกรองจากปรากฏการณ์เรโซแนนซ์ ซึ่งอาจจะต่อร่วมอยู่ด้วยหรือไม่ขึ้นอยู่กับการออกแบบวงจรกรองดังกล่าวในหัวข้อถัดไป

ถึงแม้ว่าการติดตั้งวงจรกรองนี้จะมีจุดประสงค์เพื่อลดแรงดันและกระแสโหมดร่วมที่มอเตอร์ แต่เนื่องจากโครงสร้างของวงจรกรองทำให้เกิดผลกระทบต่อแรงดันและกระแสโหมดปกติด้วย ดังนั้นในการวิเคราะห์เราจึงต้องพิจารณาวงจรทั้งแบบโหมดร่วมและโหมดปกติควบคู่กัน โดยเน้นที่การวิเคราะห์ผลการลดทอนกระแสรั่วไหลด้วยวงจรแบบโหมดร่วมเป็นหลัก ส่วนการวิเคราะห์ทั้งวงจรแบบโหมดปกติจะให้ความสำคัญแก่การจำกัดขนาดกระแสที่ผ่านวงจรกรอง ทั้งนี้เพื่อมิให้อินเวอร์เตอร์มีพิกัดกระแสสูงเกินความจำเป็น วงจรสมมูลแบบโหมดร่วมและโหมดปกติที่ใช้ในการวิเคราะห์แสดงได้ดังรูปที่ 3.18 โดยนิยามให้กระแสที่ผ่านตัวเก็บประจุของวงจรกรองแบบโหมดร่วมและโหมดปกติแทนด้วย  $i_{cm}$  และ  $i_{nm}$  ตามลำดับสำหรับค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของวงจรกรองแบบ LC สามารถแสดงได้ดังตารางที่ 3.1



รูปที่ 3.17 การติดตั้งวงจรกรองแบบ LC ในระบบปรับความเร็วรอบมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส



รูปที่ 3.18 วงจรสมมูลแบบโหมดร่วมและโหมดปกติของระบบในรูปที่ 3.17

ตารางที่ 3.1 ค่าพารามิเตอร์ของวงจรกรอง

|             | Resistance                           | Inductance                           | Capacitance  |
|-------------|--------------------------------------|--------------------------------------|--|
| Common-mode | $R_{cm} = R_{cf} + \frac{R_{nf}}{3}$ | $L_{cm} = L_{cf} + \frac{L_{nf}}{3}$ | $C_{cm} = \frac{3C_{nf} \cdot C_{cf}}{3C_{nf} + C_{cf}}$ |
| Normal-mode | $R_{nm} = \frac{3R_{nf}}{2}$         | $L_{nm} = \frac{3L_{nf}}{2}$         | $C_{nm} = \frac{2C_{nf}}{3}$                             |

จากวงจรสมมูลในรูปที่ 3.18 เราสามารถวิเคราะห์ลักษณะสมบัติของวงจรกรองโดยรวมได้ด้วยฟังก์ชันโอนย้าย ในที่นี้ในการคำนวณฟังก์ชันโอนย้ายได้ละเลยค่าความต้านทานของวงจรกรองเนื่องจากเมื่อเปรียบเทียบกับอิมพีแดนซ์ส่วนอื่นของวงจรกรองแล้วมีค่าน้อยมาก ฟังก์ชันโอนย้ายของระบบแบบโหมดร่วมและโหมดปกติแสดงได้ดังสมการที่ (3.5)-(3.6) และ (3.7)-(3.8) ตามลำดับ

ฟังก์ชันโอนย้ายของวงจรแบบโหมดร่วม

$$\frac{i_{C_o}}{v_{cm}} = \frac{sC_o}{s^4 L_o C_o L_{cm} C_{cm} + s^3 R_o C_o L_{cm} C_{cm} + s^2 (L_o C_o + L_{cm} C_o + L_{cm} C_{cm}) + sR_o C_o + 1} \quad (3.5)$$

$$\frac{i_{cm}}{v_{cm}} = \frac{s^3 C_{cm} L_o C_o + s^2 C_{cm} R_o C_o + sC_{cm}}{s^4 L_o C_o L_{cm} C_{cm} + s^3 R_o C_o L_{cm} C_{cm} + s^2 (L_o C_o + L_{cm} C_o + L_{cm} C_{cm}) + sR_o C_o + 1} \quad (3.6)$$

ฟังก์ชันโอนย้ายของวงจรแบบโหมดปกติ

$$\frac{i_{C_n}}{v_{nm}} = \frac{sC_n}{s^4 L_n C_n L_{nm} C_{nm} + s^3 R_n C_n L_{nm} C_{nm} + s^2 (L_n C_n + L_{nm} C_n + L_{nm} C_{nm}) + sR_n C_n + 1} \quad (3.7)$$

$$\frac{i_{nm}}{v_{nm}} = \frac{s^3 C_{nm} L_n C_n + s^2 C_{nm} R_n C_n + s C_{nm}}{s^4 L_n C_n L_{nm} C_{nm} + s^3 R_n C_n L_{nm} C_{nm} + s^2 (L_n C_n + L_{nm} C_n + L_{nm} C_{nm}) + s R_n C_n + 1} \quad (3.8)$$

จากฟังก์ชันโอนย้าย (3.5)-(3.8) สามารถประมาณได้ว่าวงจรแบบโหมดร่วมจะเกิดขั้วที่ความถี่เรโซแนนซ์

$$f_{cm} = 1/(2\pi\sqrt{L_{cm} \cdot C_{cm}})$$

และ

$$f_o = 1/(2\pi\sqrt{L_o \cdot C_o}) \quad (3.9)$$

ทั้งนี้ความถี่เรโซแนนซ์จากวงจรกรอง  $f_{cm}$  จะมีนัยสำคัญมากกว่าความถี่เรโซแนนซ์จากระบบเดิมก่อนติดตั้งวงจรกรอง  $f_o$  เนื่องจากโดยทั่วไปแล้วเราจะออกแบบวงจรกรองให้  $L_{cm} \cdot C_{cm} \gg L_o \cdot C_o$  สำหรับวงจรแบบโหมดร่วมก็สามารถอธิบายได้ในทำนองเดียวกันคือเมื่อพิจารณาจากฟังก์ชันโอนย้าย (3.7)-(3.8) เราสามารถประมาณความถี่เรโซแนนซ์ของวงจรแบบโหมดปกติได้เป็น

$$f_{nm} = 1/(2\pi\sqrt{L_{nm} \cdot C_{nm}})$$

และ

$$f_n = 1/(2\pi\sqrt{L_n \cdot C_n}) \quad (3.10)$$

โดย  $f_{nm}$  มีนัยสำคัญมากกว่า  $f_n$  กล่าวโดยสรุปก็คือในการวิเคราะห์ลักษณะสมบัติของวงจรกรอง เราจะพิจารณาเฉพาะขั้วเด่นของระบบที่ความถี่เรโซแนนซ์  $f_{cm}$  และ  $f_{nm}$  สำหรับวงจรแบบโหมดร่วมและโหมดปกติ

### แนวคิดในการออกแบบวงจรกรอง

สิ่งที่ต้องคำนึงถึงลำดับแรกในการออกแบบวงจรกรองคืออัตราการลดทอนกระแสรั่วไหลจากฟังก์ชันโอนย้ายของกระแสรั่วไหลต่อแรงดันโหมดร่วม (3.5) เราสามารถคำนวณอัตราการลดทอนของกระแสรั่วไหล ซึ่งอยู่ในรูปของอัตราส่วนของกระแสรั่วไหลหลังจากใส่วงจรกรองต่อกระแสรั่วไหลก่อนใส่วงจรกรองดังสมการที่ (3.11)

$$\text{Attenuation} = \frac{i_{c_o}(\text{filter})}{i_{c_o}(\text{no filter})} \quad (3.11)$$

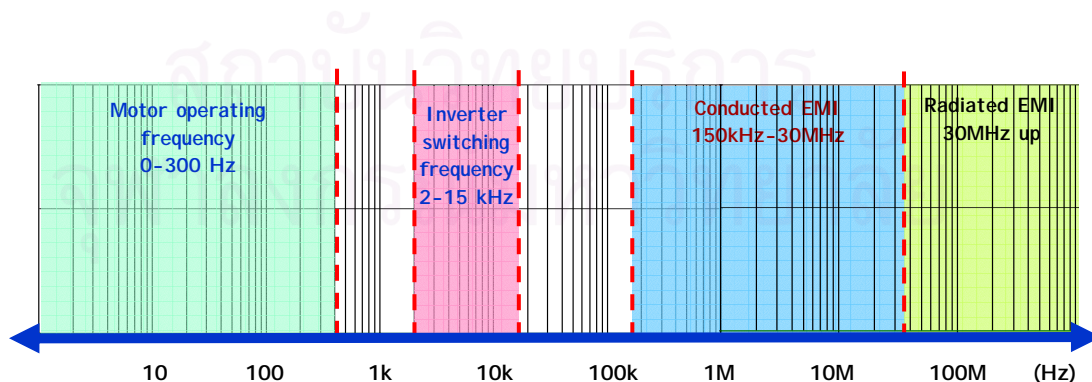
$$= \frac{s^2 L_o C_o + s R_o C_o + 1}{s^4 L_o C_o L_{cm} C_{cm} + s^3 R_o C_o L_{cm} C_{cm} + s^2 (L_o C_o + L_{cm} C_o + L_{cm} C_{cm}) + s R_o C_o + 1}$$

เพื่อเป็นการเบี่ยงเบนกระแสรั่วไหลที่ไหลไปยังมอเตอร์ ให้ไหลผ่านตัวเก็บประจุของวงจรกรองแทน เราจะออกแบบให้ตัวเก็บประจุแบบโหมดรวม  $C_{cm}$  มีค่ามากกว่าความจุไฟฟ้าสเตรย์ของมอเตอร์ มอเตอร์  $C_o$  ด้วยเหตุนี้เราสามารถประมาณอัตราการลดทอนได้จากสมการที่ (3.11) ด้วยสมการที่ (3.12) และแสดงในหน่วยเดซิเบลได้ดังสมการที่ (3.13)

$$Attenuation \approx \frac{1}{s^2 L_{cm} \cdot C_{cm} + 1} \quad (3.12)$$

$$Attenuation_{dB} \approx 20 \text{Log} \left( \frac{1}{s^2 L_{cm} \cdot C_{cm} + 1} \right) \quad (3.13)$$

ในการออกแบบวงจรกรองจะใช้สมการที่ (3.13) ในการพิจารณาค่าการลดทอนกระแสรั่วไหลต่อไป จากสมการที่ (3.12) และ (3.13) จะเห็นว่าอัตราการลดทอนกระแสรั่วไหลนั้นจะขึ้นอยู่กับเทอม  $L_{cm} \cdot C_{cm}$  ซึ่งสะท้อนถึงค่าความถี่เรโซแนนซ์แบบโหมดรวมของวงจรกรอง  $f_{cm}$  ดังนั้นเพื่อหลีกเลี่ยงการกระตุ้นจากภาวะเรโซแนนซ์ ในการออกแบบวงจรกรองแบบ LC เราต้องออกแบบให้ความถี่เรโซแนนซ์ของวงจรกรอง  $f_{cm}$  และ  $f_{nm}$  อยู่ห่างจากองค์ประกอบของแรงดันในแต่ละโหมด ซึ่งจะประกอบด้วยความถี่หลักมูลของระบบ (0-300 Hz) และความถี่การสวิตช์ (2-15 kHz) และไซด์แบนด์ ดังนั้นเมื่อพิจารณาจากย่านความถี่การใช้งานอินเวอร์เตอร์ดังรูปที่ 3.19 จะเห็นว่าเราสามารถเลือกออกแบบให้ความถี่เรโซแนนซ์ของวงจรกรอง อยู่ต่ำกว่าหรือสูงกว่าความถี่การสวิตช์ ในงานวิจัยนี้เราจะนำเสนอการออกแบบวงจรกรองโดยแยกพิจารณาตำแหน่งของความถี่เรโซแนนซ์ของวงจรกรองแต่ละกรณี



รูปที่ 3.19 การพิจารณาย่านความถี่เพื่อใช้ในการออกแบบวงจรกรอง



นอกจากอัตราการลดทอนและการกำหนดความถี่เรโซแนนซ์ของวงจรอยู่แล้ว ในการออกแบบเรายังต้องคำนึงถึงขนาดของวงจรกรองที่ใช้ รวมทั้งผลของการติดตั้งวงจรกรองต่อระบบในด้านอื่น ๆ ด้วย เช่น กระแสความถี่สูงที่ไหลผ่านกิ่งของตัวเก็บประจุในวงจรกรอง ( $C_{nf}, C_{cf}$ ) แรงดันตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำโหมดปกติ (voltage drop) ค่ากำลังสูญเสียในตัวต้านทานของวงจรกรอง ( $R_{nf}, R_{cf}$ ) เป็นต้น ประเด็นต่าง ๆ เหล่านี้จะเป็นเงื่อนไขที่ใช้กำหนดค่าพารามิเตอร์  $R, L$  และ  $C$  ของวงจรกรอง ซึ่งสามารถจะพิจารณาได้แตกต่างกันสำหรับวงจรกรองแต่ละกรณีดังต่อไปนี้

### 3.2.1 วงจรกรองแบบ LC ที่มีความถี่เรโซแนนซ์สูงกว่าความถี่การสวิตช์ ( $f_{cm}, f_{nm} \gg f_{sw}$ )

เพื่อหลีกเลี่ยงการกระตุ้นจากภาวะเรโซแนนซ์ การออกแบบให้ความถี่เรโซแนนซ์ของวงจรกรอง ( $f_{cm}, f_{nm}$ ) อยู่สูงกว่าความถี่การสวิตช์  $f_{sw}$  จะทำให้ความถี่เรโซแนนซ์ของระบบอยู่ห่างจากความถี่หลักมูลและความถี่การสวิตช์ นอกจากนี้เมื่อพิจารณาที่ความถี่ไซด์แบนด์ของความถี่การสวิตช์ที่มีช่วงความถี่ค่อนข้างกว้าง เราจะเลือกให้ความถี่เรโซแนนซ์ของวงจรกรอง ( $f_{cm}, f_{nm}$ ) มีค่าสูงกว่าความถี่การสวิตช์มาก เพื่อหลีกเลี่ยงการกระตุ้นจากไซด์แบนด์ที่มีองค์ประกอบแรงดันขนาดใหญ่ ด้วยเงื่อนไขดังกล่าววงจรกรองจะทำหน้าที่กรองเฉพาะองค์ประกอบแรงดันโหมดรวมในย่านความถี่สูงกว่าไซด์แบนด์ที่เกิดจากความถี่การสวิตช์ ดังนั้นสมรรถนะในการกรองจึงค่อนข้างต่ำเนื่องจากอัตราการลดทอนในย่านความถี่สูงที่ต่ำ (มากกว่า 150 kHz) และไม่สามารถลดทอนองค์ประกอบแรงดันโหมดรวมในย่านความถี่การสวิตช์ที่มีขนาดใหญ่ได้ นอกจากนี้ผลของเรโซแนนซ์ยังอาจทำให้แรงดันโหมดรวมและโหมดปกติมีขนาดเพิ่มขึ้นจากสภาวะแรงดันเกินชั่วคราวได้อีกด้วย อย่างไรก็ตามข้อดีของวงจรกรองนี้ก็คือ วงจรกรองจะมีขนาดเล็กซึ่งจะเหมาะกับการประยุกต์ใช้กับงานบางประเภทที่ไม่ต้องการสมรรถนะในการกรองที่สูงแต่มีข้อจำกัดในเรื่องเนื้อที่ของการติดตั้ง

#### 3.2.1.1 การออกแบบวงจรกรองแบบ LC ที่มี $f_{cm}, f_{nm} \gg f_{sw}$

นอกเหนือไปจากความถี่เรโซแนนซ์ของวงจรกรองดังกล่าวข้างต้นแล้ว ยังมีประเด็นที่เราต้องพิจารณาสำหรับการออกแบบวงจรกรองดังนี้คือ

1) ผลการลดทอนกระแสรั่วไหล ซึ่งสะท้อนถึงสมรรถนะของวงจรกรองในการแก้ไขปัญหา EMI ที่มีผลต่อการรบกวนการทำงานของระบบขับเคลื่อนและอุปกรณ์ภายนอกที่เชื่อมต่อยู่กับกราวด์เดียวกัน ทั้งนี้เราจะพิจารณาอัตราการลดทอนกระแสรั่วไหลตามย่านความถี่ โดยที่อัตราการลดทอนนี้จะสัมพันธ์กับความถี่เรโซแนนซ์แบบโหมดรวม  $f_{cm}$  ดังสมการที่ (3.12) และ

(3.13) นอกจากนี้เรายังจะกำหนดค่ายอดสูงสุดของกระแส  $i_{cm}$  ที่พิจารณาจากการเปลี่ยนแปลงแบบขั้นบันไดของแรงดันโหมตร่วมเกิดที่ขึ้นสองครั้งในช่วงเวลาที่เกือบจะซ้อนทับกัน ( $2E_d/3$ )

2) ขนาดของกระแสที่ผ่านวงจรรอง ( $i_{filter(phase)}$ ) เนื่องจากโครงสร้างของวงจรรองที่มีตัวเก็บประจุ  $C_{nf}$  ต่อขนานอยู่กับมอเตอร์ที่ปลายสายเคเบิลด้านออกของอินเวอร์เตอร์ เพื่อทำหน้าที่เบี่ยงเบนทางไหลของกระแสรั่วไหลด้วยการดึงกระแสโหมตร่วม  $i_{cm}$  ให้ไหลผ่านตัวเก็บประจุ กระแสที่ผ่านวงจรรองจะมีทั้งแบบโหมตร่วมและโหมตปกติ ( $i_{filter(phase)} = i_{nm} + i_{cm}/3$ ) ทำให้อินเวอร์เตอร์ต้องรับภาระในการจ่ายกระแสมากขึ้น ดังนั้นเพื่อให้อินเวอร์เตอร์ยังสามารถทำงานได้ตามปกติโดยไม่จำเป็นต้องเพิ่มพิกัดกระแสของสวิตช์กำลัง จึงต้องมีการจำกัดค่ากระแสโหมตร่วมและโหมตปกติที่ผ่านวงจรรอง ( $i_{cm}$  และ  $i_{nm}$ ) และจากพฤติกรรมของระบบที่เมื่อความถี่การสวิตช์สูงขึ้นและอยู่ใกล้กับความถี่เรโซแนนซ์ของวงจรรองมากขึ้น องค์ประกอบของแรงดันที่ความถี่การสวิตช์และไซด์แบนด์ในอันดับต้น ๆ จะเป็นตัวกระตุ้นให้เกิดกระแส  $i_{cm}$  และ  $i_{nm}$  มากยิ่งขึ้น ประเด็นนี้จึงเป็นที่มาของการกำหนดให้ในการออกแบบวงจรรองจะต้องพิจารณาที่สถานะการทำงานที่ความถี่การสวิตช์สูงสุดในการใช้งานอินเวอร์เตอร์

3) ขนาดแรงดันเกินชั่วคราวของแรงดันโหมตร่วมและโหมตปกติที่ปลายขั้วด้านเข้าของมอเตอร์ ( $v_{cm}$  และ  $v_{nm}$ ) การติดตั้งวงจรรองแบบ LC อาจมีผลให้  $v_{cm}$  และ  $v_{nm}$  มีค่าเพิ่มขึ้นได้ถึง 2 เท่าเมื่อเทียบกับก่อนใส่วงจรรอง เนื่องจากปรากฏการณ์เรโซแนนซ์ที่ถึงแม้ว่าเราจะได้พยายามหลีกเลี่ยงแล้วก็ตาม เราสามารถลดทอนปัญหานี้ได้โดยทำการเพิ่มความต้านทานของวงจรรอง  $R_{nf}$  และ  $R_{cf}$  เพื่อเพิ่มค่าการหน่วงให้แก่ระบบ แต่ทั้งนี้วิธีการดังกล่าวจะทำให้เกิดกำลังสูญเสียที่ความต้านทานของวงจรรอง

จากข้อกำหนดและเงื่อนไขในการออกแบบข้างต้นนี้เราสามารถแสดงขั้นตอนการออกแบบวงจรรองดังต่อไปนี้

**ขั้นตอนที่ 1** กำหนดช่วงความถี่การสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์ ( $f_{sw}$ ) ค่าการลดทอนกระแสรั่วไหล ( $Attenuation_{dB}$ ) และคำนวณความถี่เรโซแนนซ์แบบโหมตร่วมสูงสุด ( $f_{cm\_max}$ )

เริ่มต้นเราจะกำหนดช่วงความถี่การสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์ [ $f_{sw\_min} - f_{sw\_max}$ ] และจากความสัมพันธ์ที่ (3.13) คือ

$$Attenuation_{dB} \approx 20 \log \left( \frac{1}{s^2 L_{cm} \cdot C_{cm} + 1} \right)$$

เมื่อกำหนดอัตราการลดทอนกระแสรั่วไหลต่ำสุดที่ความถี่หนึ่ง ๆ จะได้ค่าต่ำสุดของ  $L_{cm} \cdot C_{cm}$  และเราสามารถคำนวณค่าความถี่เรโซแนนซ์ของวงจรสูงสุดแบบโหมตร่วมจากสมการที่ (3.14) คือ

$$f_{cm\_max} = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_{cm}C_{cm})_{min}}} \quad (3.14)$$

**ขั้นตอนที่ 2** ตรวจสอบเงื่อนไข  $f_{cm\_max} \geq kf_{sw\_max}$  และกำหนดค่า  $f_{cm\_max}$

เพื่อหลีกเลี่ยงจากการถูกกระตุ้นของภาวะเรโซแนนซ์ ความถี่เรโซแนนซ์ที่ออกแบบจะต้องอยู่ห่างจากความถี่การสวิตช์ โดยกำหนดเป็นจำนวน  $k$  เท่าดังนี้

$$f_{cm\_max} \geq k \cdot f_{sw\_max}, \quad k > 2 \quad (3.15)$$

ในกรณีที่เงื่อนไขในสมการที่ (3.15) เป็นจริง เราจะมีอิสระในการเลือกค่าความถี่เรโซแนนซ์แบบโหมตร่วม  $f_{cm}$  จากขอบเขต  $f_{cm\_max} \geq k \cdot f_{sw\_max}$  แต่หากว่าสมการที่ (3.15) ไม่เป็นจริงจะเราจะจำกัดให้  $f_{cm}$  เท่ากับ  $k \cdot f_{sw\_max}$  ซึ่งเป็นการจำกัดอัตราการลดทอนกระแสรั่วไหล

**ขั้นตอนที่ 3** คำนวณค่า  $L_{cm} \cdot C_{cm}$  และอัตราการลดทอนจากความถี่เรโซแนนซ์แบบโหมตร่วมที่กำหนด ( $f_{cm}$ )

จากความถี่เรโซแนนซ์ที่กำหนด  $f_{cm}$  เราสามารถคำนวณค่า  $L_{cm} \cdot C_{cm}$  ได้จากสมการที่ (3.16)

$$L_{cm} \cdot C_{cm} = \frac{1}{(2\pi f_{cm})^2} \quad (3.16)$$

ส่วนอัตราการลดทอนสามารถคำนวณได้จากสมการที่ (3.13) ซึ่งนำมาแสดงใหม่ดังนี้

$$Attenuation_{dB} \approx 20\text{Log}\left(\frac{1}{s^2 L_{cm} \cdot C_{cm} + 1}\right) \quad (3.17)$$

**ขั้นตอนที่ 4** กำหนดค่ายอดของกระแสไหลรวมสูงสุดที่ผ่านวงจรกรอง  $i_{cm\_max}$  และตัวประกอบภาระหน่วง  $\zeta_{cm}$  ของวงจรสมมูลแบบไหลรวมเพื่อคำนวณค่าพารามิเตอร์  $L_{cm}$ ,  $C_{cm}$  และ  $R_{cm}$  ในวงจรสมมูล

การกำหนดค่ากระแสไหลรวมสูงสุดที่ผ่านวงจรกรองจะพิจารณาจากพิกัดของอินเวอร์เตอร์คือ

$$i_{cm\_max} \leq a \cdot i_{inv\_rate} \quad (3.18)$$

ซึ่งโดยทั่วไปการกำหนดค่า  $a$  มักจะพิจารณาจากการกำหนดให้  $i_{cm\_max}$  มีค่าน้อยกว่า 10% ของกระแสพิกัดอินเวอร์เตอร์ เมื่อประมาณให้แรงดันไหลรวมเป็นขั้นบันไดที่มีขนาดเท่ากับ  $2E_d/3$  (พิจารณาขั้นบันไดของแรงดันไหลรวมเกิดขึ้นในเวลาทีใกล้เคียงจนทำให้ระดับการเปลี่ยนแปลงแรงดันเพิ่มเป็น 2 เท่า) อาศัยวงจรสมมูลในรูปที่ 3.18 (ก) เราจะได้ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสไหลรวมของวงจรกรอง ( $i_{cm}$ ) และพารามิเตอร์ต่าง ๆ ดังในสมการที่ (3.19) และ (3.20) และจากความสัมพันธ์ของ  $L_{cm} \cdot C_{cm}$  ในขั้นตอนที่ 3 เราสามารถแก้สมการหาค่า  $L_{cm}$ ,  $C_{cm}$  และ  $R_{cm}$  ได้

$$i_{cm\_max} = \frac{2E_d/3}{\sqrt{1-\zeta_{cm}^2} \cdot \sqrt{\frac{L_{cm}}{C_{cm}}}} \quad (3.19)$$

$$\zeta_{cm} = \frac{R_{cm}}{2} \sqrt{\frac{C_{cm}}{L_{cm}}} \quad (3.20)$$

การเลือกค่าตัวประกอบภาระหน่วง  $\zeta_{cm}$  จะเป็นการกำหนดค่าพุ่งเกิน (over shoot) ของแรงดันไหลรวม

**ขั้นตอนที่ 5** ตรวจสอบเงื่อนไข  $C_{cm} \geq 10C_o$

เนื่องจากการคำนวณอัตราการลดทอนในสมการที่ (3.13) เป็นการประมาณค่าให้  $C_{cm}$  มีค่ามากกว่า  $C_o$  ดังนั้นหากค่า  $C_{cm}$  ที่ได้จากขั้นตอนที่ 4 ไม่สอดคล้องกับเงื่อนไขในขั้นตอนนี้ ค่าอัตราการลดทอนที่คำนวณได้ในขั้นตอนที่ 3 ก็จะไม่มีความคลาดเคลื่อนไป เราสามารถคำนวณอัตราการลดทอนที่ถูกต้องด้วยสมการที่ (3.11)

**ขั้นตอนที่ 6** กำหนดค่าความถี่เรโซแนนซ์สำหรับวงจรแบบโหมดปกติ  $f_{nm}$

เพื่อหาค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ที่เหมาะสมสำหรับวงจรแบบโหมดปกติ ในเบื้องต้นเราจะกำหนดค่าความถี่เรโซแนนซ์แบบโหมดปกติโดย  $f_{nm}$  โดยมีหลักการที่คล้ายคลึงกับในกรณีของวงจรแบบโหมดร่วม เพียงแต่ว่าสำหรับโหมดปกตินี้เราจะกำหนดให้ค่าความถี่เรโซแนนซ์มีค่ามากกว่า เนื่องจากเหตุผลในด้านขนาดของวงจร ดังนั้นเราจะได้เงื่อนไขการกำหนดค่าความถี่เรโซแนนซ์ของวงจรแบบโหมดปกติดังแสดงในสมการที่ (3.21)

$$f_{nm} \geq m \cdot f_{sw\_max} ; m \geq k \quad (3.21)$$

**ขั้นตอนที่ 7** คำนวณค่า  $L_{cm} \cdot C_{cm}$  ของวงจรสมมูลแบบโหมดปกติ

ในการทำงานเกี่ยวกับวงจรแบบโหมดร่วมเมื่อกำหนดค่าความถี่เรโซแนนซ์แบบโหมดปกติ  $f_{nm}$  แล้วเราสามารถคำนวณค่า  $L_{cm} \cdot C_{cm}$  ได้จาก

$$L_{nm} \cdot C_{nm} = \frac{1}{(2\pi f_{nm})^2} \quad (3.22)$$

**ขั้นตอนที่ 8** คำนวณค่าความเหนี่ยวนำแบบโหมดปกติสูงสุด  $L_{nm\_max}$  ของวงจรแบบโหมดปกติ จากแรงดันตกคร่อม (voltage drop) สูงสุดที่ความถี่หลักมูล ( $f_1$ )

แรงดันตกคร่อมที่ตัวเหนี่ยวนำแบบโหมดปกติของวงจรจะทำให้เกิดขนาดของแรงดันที่ความถี่หลักมูลของมอเตอร์ขาดหายไป ดังนั้นเราจะกำหนดให้องค์ประกอบของแรงดันที่ความถี่หลักมูลที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำโหมดปกติมีค่าไม่เกิน 5% ของพิกัดแรงดันด้านออกของอินเวอร์เตอร์ จากเงื่อนไขดังกล่าวทำให้เราสามารถคำนวณค่าสูงสุดของความเหนี่ยวนำแบบโหมดปกติ  $L_{nm\_max}$  ซึ่งคำนวณจากสมการที่ (3.23)

$$L_{nm\_max} \leq \frac{0.05 \times V_{inv\_rate} (phase)}{2\pi f_1 \times i_{motor\_rate}} \times \frac{3}{2} \quad (3.23)$$

**ขั้นตอนที่ 9** กำหนดค่ายอดของกระแสโหมดปกติสูงสุดที่ผ่านวงจร  $i_{nm\_max}$  และตัวประกอบการหน่วง  $\zeta_{nm}$  ของวงจรวงจรแบบโหมดปกติเพื่อคำนวณค่าพารามิเตอร์  $L_{nm}$ ,  $C_{nm}$  และ  $R_{nm}$

ค่ากระแสโหมดปกติสูงสุดที่ผ่านวงจรจะพิจารณาจากพิกัดของอินเวอร์เตอร์คือ

$$i_{nm\_max} \leq b \cdot i_{inv\_rate} \quad (3.24)$$

ซึ่งโดยทั่วไปการกำหนดค่า  $b$  มักจะพิจารณาจากการกำหนดให้  $i_{nm\_max}$  มีค่าน้อยกว่า 10% ของกระแสฟัดอินเวอร์เตอร์ เมื่อประมาณให้แรงดันโหมดปกติเป็นขั้นบันไดที่มีขนาดเท่ากับ  $E_d$  จะสามารถแก้สมการหาค่า  $L_{nm}$ ,  $C_{nm}$  และ  $R_{nm}$  ได้จากสมการที่ (3.25) และ (3.26) ร่วมกับค่า  $L_{cm} \cdot C_{cm}$  จากขั้นตอนที่ 7

$$i_{nm\_max} = \frac{E_d}{\sqrt{1 - \zeta_{nm}^2} \cdot \sqrt{\frac{L_{nm}}{C_{nm}}}} \quad (3.25)$$

$$\zeta_{nm} = \frac{R_{nm}}{2} \sqrt{\frac{C_{nm}}{L_{nm}}} \quad (3.26)$$

การเลือกค่าตัวประกอบการหน่วง  $\zeta_{nm}$  จะเป็นการกำหนดค่าพุ่งเกิน (over shoot) ของแรงดันโหมดปกติ

**ขั้นตอนที่ 10** ตรวจสอบความสอดคล้องของค่าพารามิเตอร์วงจรสมมูลระหว่างแบบโหมดร่วมและโหมดปกติ

เนื่องจากค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของวงจรโหมดร่วมและวงจรโหมดปกติมีความเชื่อมโยงกัน เราจึงต้องตรวจสอบความสอดคล้องของความสัมพันธ์ระหว่างค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของวงจรรอกกับวงจรสมมูลโดยอาศัยตารางที่ 3.1 แสดงเป็นเงื่อนไขดังสมการที่ (3.27)-(3.29)

$$L_{nm} \leq L_{nm\_max}, L_{nm} \leq 9L_{cm} / 2 \quad (3.27)$$

$$R_{nm} \leq 9R_{cm} / 2 \quad (3.28)$$

$$C_{nm} \geq 2C_{cm} / 9 \quad (3.29)$$

ในกรณีที่ค่าพารามิเตอร์ของวงจรรอกไม่สอดคล้องกับเงื่อนไข (3.27)-(3.29) เราจะต้องย้อนกลับไปคำนวณค่าพารามิเตอร์ของวงจรสมมูลแบบโหมดปกติใหม่ โดยปรับให้ความถี่เรโซแนนซ์แบบโหมดปกติ  $f_{nm}$  มีค่าสูงขึ้น (ขั้นตอนที่ 6)

**ขั้นตอนที่ 11** คำนวณค่าพารามิเตอร์ของวงจรกรองทั้งแบบโหมดร่วมและโหมดปกติ

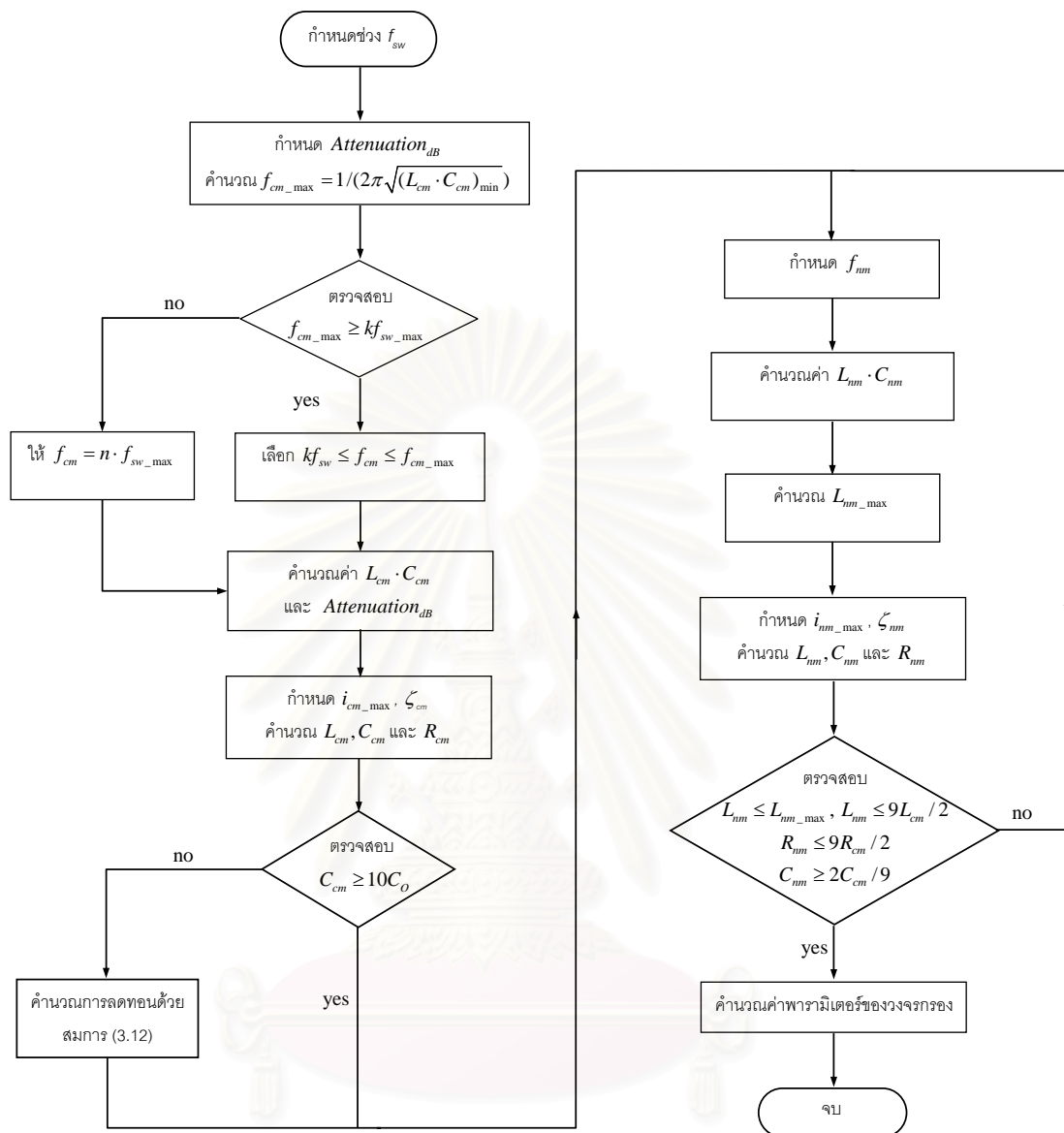
เมื่อค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของวงจรกรองที่ออกแบบมีความสอดคล้องกับเงื่อนไขการสร้างวงจรกรองจริง (3.27)-(3.29) เราสามารถคำนวณค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของวงจรกรอง ตามตารางที่ 3.1 ได้ดังนี้

$$L_{nf} = \frac{2L_{nm}}{3}, C_{nf} = \frac{3C_{nm}}{2}, R_{nf} = \frac{2R_{nm}}{3} \quad (3.30)$$

$$L_{cf} = L_{cm} - \frac{L_{nf}}{3}, C_{cf} = \frac{3C_{nf} \cdot C_{cm}}{3C_{nf} - C_{cm}}, R_{cf} = R_{cm} - \frac{R_{nf}}{3} \quad (3.31)$$

จากขั้นตอนการออกแบบวงจรกรองข้างต้น เราสามารถสรุปด้วยแผนภาพในรูปที่ 3.20

สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



รูปที่ 3.20 แผนภาพแสดงขั้นตอนการออกแบบวงจรแบบ LC ที่มี  $f_{cm}, f_{nm} \gg f_{sw}$

### 3.2.1.2 ตัวอย่างการออกแบบวงจรแบบ LC ที่มี $f_{cm}, f_{nm} \gg f_{sw}$

จากขั้นตอนการออกแบบวงจรที่ได้แสดงในหัวข้อที่ 3.2.1.1 ในหัวข้อนี้เราจะแสดงตัวอย่างการออกแบบวงจรสำหรับระบบที่มีพิกัดดังนี้คือ

อินเวอร์เตอร์ : 2.2 kW, 6.2 A<sub>rms</sub>,  $f_o = 50$  Hz และ  $f_{sw} = 5-10$  kHz

มอเตอร์ : 1.5 kW, 380 V, 3.6 A<sub>rms</sub>



และพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของวงจรสมมูลความถี่สูงของมอเตอร์และสายเคเบิล (จากบทที่ 2)  $R_o = 15.6 \Omega$ ,  $L_o = 8.623 \mu H$  และ  $C_o = 0.501 nF$  เราสามารถทำการออกแบบวงจรรองตามขั้นตอนดังนี้

ขั้นตอนที่ 1 กำหนดค่า  $Attenuation_{dB} \geq -40 dB$  ที่ความถี่ 150 kHz

$$\text{จาก } Attenuation_{dB} = 20 \log \left[ \frac{1}{s^2 L_{cm} C_{cm} + 1} \right]$$

$$\text{จะได้ค่า } L_{cm} C_{cm} \geq 1.115 \times 10^{-10}$$

คำนวณค่าความถี่เรโซแนนซ์แบบโหมดร่วมจะได้ว่า

$$f_{cm\_max} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_{cm} C_{cm}}} = \frac{1}{2\pi \sqrt{1.1145 \times 10^{-10}}} = 15 kHz$$

ขั้นตอนที่ 2 ตรวจสอบเงื่อนไข  $f_{cm\_max} \geq n \cdot f_{sw\_max}$ ,  $k > 2$

ดังนั้นเงื่อนไขจึงไม่เป็นจริง เราจึงกำหนดให้  $f_{cm} = 40 kHz$  ( $n = 4$ )

ขั้นตอนที่ 3 จากค่า  $f_{cm}$  ที่กำหนดในขั้นตอนที่ 2 เราสามารถคำนวณ  $L_{cm} \cdot C_{cm}$  ได้จาก

$$L_{cm} \cdot C_{cm} = \frac{1}{(2\pi f_{cm})^2} = 1.583 \times 10^{-11}$$

และค่าอัตราการลดทอนกระแสรั่วไหลจะถูกจำกัดไว้เท่ากับ -23 dB (0.066 เท่า) ที่ความถี่ 150 kHz (ไม่ใช่ -40 dB) หมายความว่าอัตราการลดทอนที่กำหนดไม่สามารถทำให้เป็นจริงได้

ขั้นตอนที่ 4 เมื่อกำหนดให้กระแสแบบโหมดร่วมที่ผ่านวงจรรองมีค่าไม่เกิน 10 % ของค่ากระแสพิคของอินเวอร์เตอร์จะได้ว่า

$$i_{cm\_max} \leq 0.1 \times 6.2 = 0.62 A_{rms} = 0.88 A_{peak}$$

และกำหนดให้ค่าตัวประกอบภาระหน่วง  $\zeta_{cm} = 0.1$

จากสมการที่ (3.19)-(3.20) สามารถคำนวณค่า  $L_{cm}$ ,  $C_{cm}$  และ  $R_{cm}$  ได้จากความสัมพันธ์

$$i_{cm\_max} = 0.88 = \frac{2E_d/3}{\sqrt{1-\zeta_{cm}^2} \cdot \sqrt{\frac{L_{cm}}{C_{cm}}}} ; E_d = 540V$$

$$\zeta_{cm} = 0.1 = \frac{R_{cm}}{2} \sqrt{\frac{C_{cm}}{L_{cm}}}$$

และ  $L_{cm} \cdot C_{cm} = 1.583 \times 10^{-11}$

จะได้ว่า  $L_{cm} = 1.636 mH$ ,  $C_{cm} = 9.676 nF$  และ  $R_{cm} = 82.24 \Omega$

ขั้นตอนที่ 5 ตรวจสอบเงื่อนไข  $C_{cm} \geq 10C_o$

จากค่า  $C_{cm} = 9.736 nF$  และ  $C_o = 0.501 nF$  ซึ่งสอดคล้องกับเงื่อนไขข้างต้น ลำดับถัดไปจึงเป็นการออกแบบวงจรกรองสำหรับโหมดร่วม โดยเริ่มต้นจากขั้นตอนที่ 6

ขั้นตอนที่ 6 จากเงื่อนไขการกำหนดค่าความถี่เรโซแนนซ์แบบโหมดปกติ  $f_{nm} \geq m \cdot f_{sw\_max}$  ;  $m \geq k$  ในที่นี้จะกำหนดให้  $f_{nm} = 70 kHz$  ( $m = 7$  ในขณะที่  $k = 4$ )

ขั้นตอนที่ 7 จากค่าความถี่เรโซแนนซ์แบบโหมดร่วม  $f_{nm}$  ทำให้คำนวณค่า  $L_{cm} \cdot C_{cm}$  ได้คือ

$$L_{nm} \cdot C_{nm} = \frac{1}{(2\pi f_{nm})^2} = \frac{1}{(2\pi \times 80 \times 10^3)^2} = 5.169 \times 10^{-12}$$

ขั้นตอนที่ 8 คำนวณหาค่าความเหนี่ยวนำแบบโหมดปกติสูงสุด  $L_{nm\_max}$  ได้จากแรงดันตกคร่อมสูงสุดที่ความถี่หลักมูล ( $f_1$ )

$$\begin{aligned} L_{nm\_max} &= \frac{0.05 \times V_{inv\_rate} (phase)}{2\pi f_1 \times i_{motor\_rate}} \times \frac{3}{2} \\ &= \frac{0.05 \times 220}{2\pi \times 50 \times 3.6} \times \frac{3}{2} = 14.59 mH \end{aligned}$$

ขั้นตอนที่ 9 เพื่อให้กระแสเฟสที่ผ่านวงจรรอง  $i_{filter(phase)}$  มีค่าไม่เกิน 10% ของค่ากระแสพิกัดของอินเวอร์เตอร์ ( $0.88 A_{peak}$ ) เมื่อพิจารณาจากความสัมพันธ์ของกระแสไหลรวมและโหมดปกติ  $i_{filter(phase)} = i_{nm} + i_{cm} / 3$  ดังนั้นเราจะกำหนดให้

$$i_{nm\_max} = 0.59 A_{peak}$$

และกำหนดให้ค่าตัวประกอบการหน่วง  $\zeta_{nm} = 0.1$

สามารถคำนวณค่า  $L_{nm}$ ,  $C_{nm}$  และ  $R_{nm}$  ได้จากความสัมพันธ์ในสมการ (3.25)-(3.26)

$$i_{nm\_max} = 0.59 = \frac{E_d}{\sqrt{1 - \zeta_{nm}^2} \cdot \sqrt{\frac{L_{nm}}{C_{nm}}}} ; E_d = 540$$

$$\zeta_{nm} = 0.1 = \frac{R_{nm}}{2} \sqrt{\frac{C_{nm}}{L_{nm}}}$$

และ  $L_{nm} C_{nm} = 5.169 \times 10^{-12}$

จะได้ว่า  $L_{nm} = 2.091 mH$ ,  $C_{nm} = 2.472 nF$  และ  $R_{nm} = 183.94 \Omega$

ขั้นตอนที่ 10 ตรวจสอบความสัมพันธ์จากความเชื่อมโยงของค่าพารามิเตอร์ในโหมดปกติและโหมดรวมจากเงื่อนไข

$$L_{nm} \leq L_{nm\_max}, L_{nm} \leq 9L_{cm} / 2, R_{nm} \leq 9R_{cm} / 2 \text{ และ } C_{nm} \geq 2C_{cm} / 9$$

จากการแทนค่าพารามิเตอร์ปรากฏว่าวงจรรองที่ออกแบบสอดคล้องกับเงื่อนไข และสามารถคำนวณค่าองค์ประกอบต่าง ๆ ของวงจรรองได้ดังนี้

ขั้นตอนที่ 11

$$L_{nf} = \frac{2L_{nm}}{3} = \frac{2 \times 2.091 \times 10^{-3}}{3} = 1.394 mH$$

$$C_{nf} = \frac{3C_{nm}}{2} = \frac{3 \times 2.472 \times 10^{-9}}{2} = 3.708 nF$$

$$R_{nf} = \frac{2R_{nm}}{3} = 122.62 \Omega$$

$$L_{cf} = L_{cm} - \frac{L_{nf}}{3} = 1.636 \times 10^{-3} - \frac{1.394 \times 10^{-3}}{3} = 1.171 \text{ mH}$$

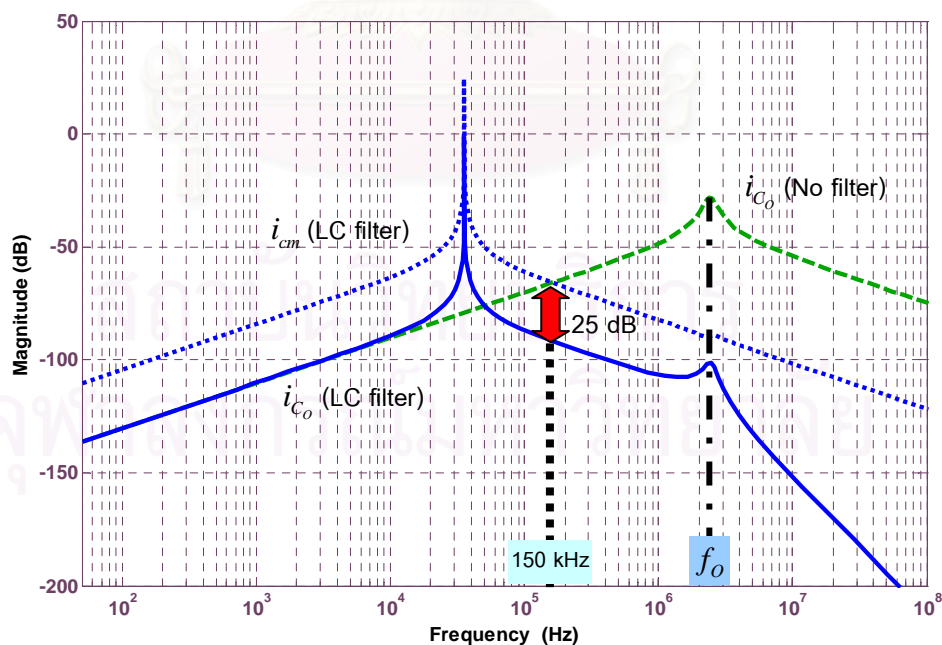
$$C_{cf} = \frac{3C_{nf} \cdot C_{cm}}{3C_{nf} - C_{cm}} = \frac{3 \times 3.708 \times 10^{-9} \times 9.676 \times 10^{-9}}{3 \times 3.708 \times 10^{-9} - 9.676 \times 10^{-9}} = 74 \text{ nF}$$

$$R_{cf} = R_{cm} - \frac{R_{nf}}{3} = 82.24 - \frac{122.62}{3} = 41.37 \Omega$$

จากค่าพารามิเตอร์ในวงจรกรองที่ได้จากขั้นตอนที่ 11 เราจะทำปรับละเอียดค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของวงจรกรองเพื่อความเหมาะสมในทางปฏิบัติดังนี้

$L_{nf} = 1.6 \text{ mH}$  ,  $C_{nf} = 3.3 \text{ nF}$  ,  $R_{nf} = 125 \Omega$  ,  $L_{cf} = 1.4 \text{ mH}$  ,  $R_{cf} = 42 \Omega$  โดยไม่มีการใช้  $C_{cf}$  เนื่องจาก  $C_{nf}$  มีค่ามากกว่า  $C_{cf}$  หลายเท่า ( $C_{nf} \gg C_{cf}$ ) ทำให้สามารถละเลยค่า  $C_{cf}$  ได้ และเมื่อคำนวณย้อนกลับเพื่อแสดงผลจากพารามิเตอร์ของวงจรกรองจะได้

$f_{cm} = 36.4 \text{ kHz}$  ,  $i_{cm\_max} = 0.819 \text{ A}_{peak}$  ,  $f_{nm} = 69.3 \text{ kHz}$  และ  $i_{nm\_max} = 0.52 \text{ A}_{peak}$  โดยมีอัตราการลดทอนเท่ากับ  $-25 \text{ dB}$  (0.056 เท่า)



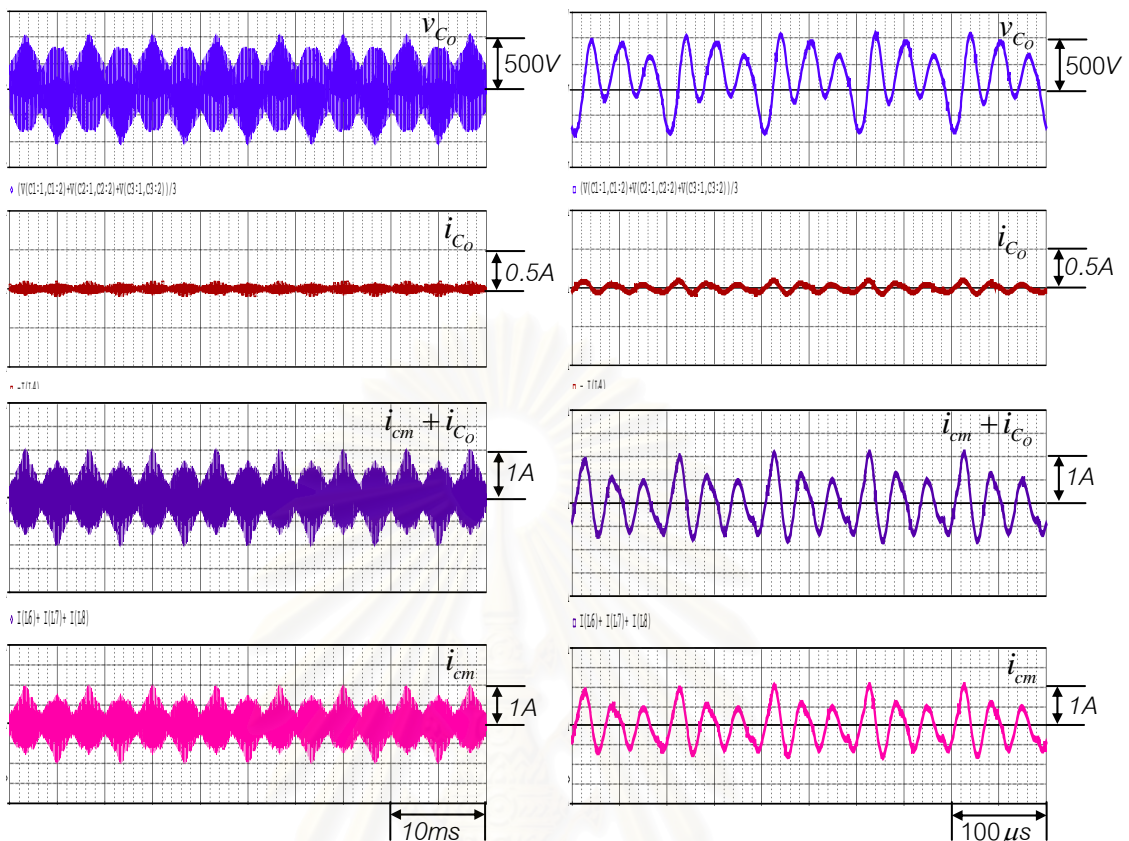
รูปที่ 3.21 แผนภาพโบเดเปรียบเทียบลักษณะของกระแสรั่วไหลระหว่างก่อนและหลัง

ใส่วงจรกรองแบบ LC ที่มี  $f_{cm}, f_{nm} \gg f_{sw}$

เราสามารถพิจารณาการทำงานของวงจรรองและผลลดทอนกระแสรั่วไหลเมื่อติดตั้งวงจรรองได้จากแผนภาพโบเดในรูปที่ 3.21 ซึ่งจะเห็นว่ากระแสรั่วไหลส่วนหนึ่งจะถูกเบี่ยงเบนให้ไหลผ่านวงจรรอง ( $i_{cm}$ ) เพื่อให้กระแสรั่วไหลไปเข้ามอเตอร์ ( $i_{c_o}$ ) มีค่าลดลง (พิจารณาที่ความถี่สูง) โดยอัตราส่วนระหว่างกระแสทั้งสองส่วนนี้จะขึ้นอยู่กับขนาดของ  $C_{cf}$  เมื่อเทียบกับ  $C_o$  และตำแหน่งขั้วของระบบที่  $f_o$  เมื่อ  $f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_o C_o}}$  (ดังในรูปที่ 3.21 จะเห็นว่าที่ความถี่สูงกว่า  $f_o$  อัตราส่วนระหว่าง  $i_{cm}$  และ  $i_{c_o}$  จะมีค่ามากกว่าค่า  $C_{cf}/C_o$ ) สำหรับอัตราการลดทอนนั้น เมื่อเปรียบเทียบกันระหว่างผลของกระแสรั่วไหลก่อนและหลังติดตั้งวงจรรองแล้ว พิจารณาได้เช่นเดียวกับวงจรรองแบบตัวเหนี่ยวนำโหมดร่วม จะเห็นว่าวงจรรองแบบ LC จะให้ผลการลดทอนในย่านความถี่ที่สูงกว่าความถี่เรโซแนนซ์ขึ้นไป ทั้งนี้ที่ความถี่ 150 kHz อัตราการลดทอนเท่ากับ -25 dB ซึ่งสอดคล้องกับผลการคำนวณ โดยอัตราการลดทอนจะยังมีค่าเพิ่มขึ้นในย่านความถี่ที่สูง

นอกจากผลการลดทอนซึ่งพิจารณาจากผลตอบสนองเชิงความถี่ในรูปที่ 3.21 แล้ว เราสามารถตรวจสอบผลจากการออกแบบโดยอาศัยการจำลองการทำงานที่  $f_{sw} = 10\text{kHz}$  โดยในขั้นต้นของการจำลองการทำงานจะสมมติให้ตัวเหนี่ยวนำในวงจรรองมีคุณสมบัติเชิงเส้น แสดงผลจำลองการทำงานได้ในรูปที่ 3.22 และ 3.23

จากขั้นตอนในการออกแบบที่มีการกำหนดค่ายอดสูงสุดของกระแสในส่วนต่าง ๆ คือ  $i_{cm\_max} = 0.819A_{peak}$ ,  $i_{filter(phase)} = 0.80A_{peak}$  และ  $i_{nm\_max} = 0.52A_{peak}$  ซึ่งผลการจำลองที่ได้แสดงผลสัญญาณกระแสที่มีค่าใกล้เคียงกับที่กำหนด และสังเกตได้ว่าองค์ประกอบความถี่สูงของกระแสรั่วไหลมีค่าลดลงอย่างมากเมื่อเทียบกับระบบเมื่อก่อนใส่วงจรรอง ผลการจำลองการทำงานนี้ยืนยันให้เห็นถึงความถูกต้องของทฤษฎีและสามารถนำแนวทางการออกแบบข้างต้นไปประยุกต์ในทางปฏิบัติได้



(ก) สเกลเวลาตามความถี่หลักมูล

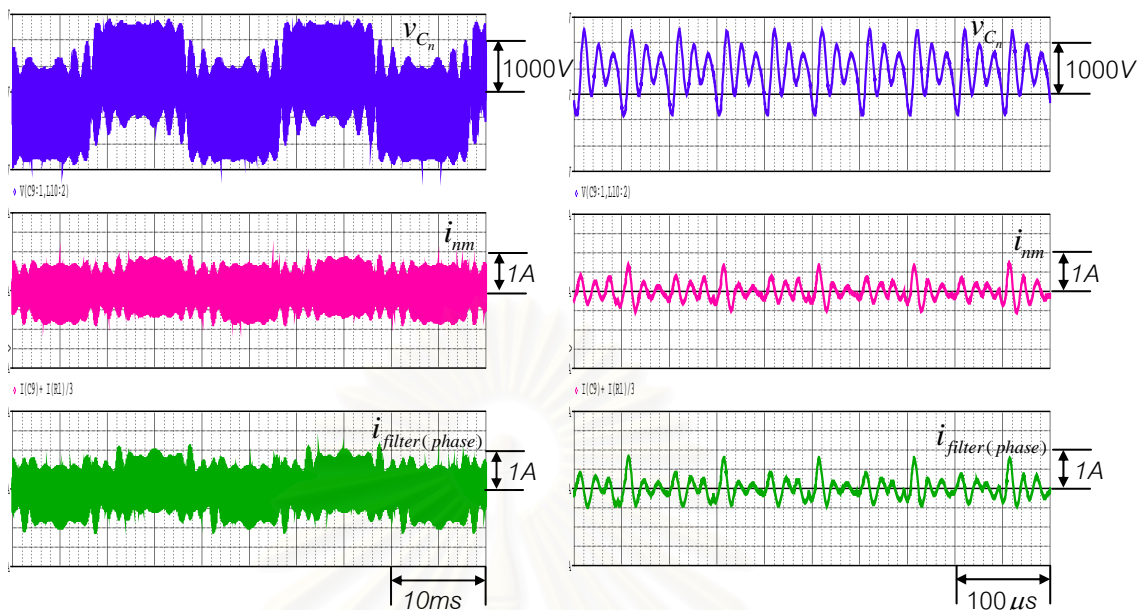
(ข) สเกลเวลาตามความถี่การสวิตช์

รูปที่ 3.22 ผลจำลองการทำงานสัณญาณแบบโหมดร่วมของระบบที่ความถี่การสวิตช์

$f_{sw} = 10 \text{ kHz}$  เมื่อติดตั้งวงจรแบบ LC ที่มี  $f_{cm}, f_{nm} \gg f_{sw}$

และใช้ตัวเหนี่ยวนำโหมดร่วมที่มีคุณสมบัติเป็นเชิงเส้น

สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



(ก) สเกลเวลาตามความถี่หลักมูล

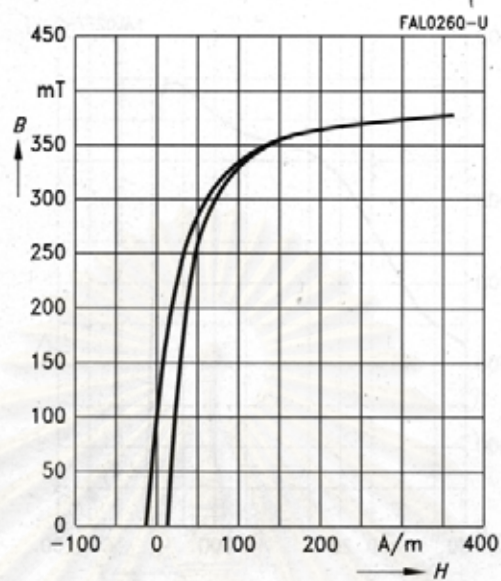
(ข) สเกลเวลาตามความถี่การสวิตช์

รูปที่ 3.23 ผลจำลองการทำงานสัญญาณแบบใหม่ดปกติของระบบที่ความถี่การสวิตช์

$f_{sw} = 10 \text{ kHz}$  เมื่อติดตั้งวงจรแบบ LC ที่มี  $f_{cm}, f_{nm} \gg f_{sw}$   
 และใช้ตัวเหนี่ยวนำใหม่พร้อมที่มีคุณสมบัติเป็นเชิงเส้น

อย่างไรก็ตามเนื่องจากในทางปฏิบัติ คุณสมบัติของตัวเหนี่ยวนำที่ใช้โดยทั่วไปจะมีความไม่เป็นเชิงเส้น จากลักษณะสมบัติของแกนเฟอร์ไรต์ (Ferrite) ซึ่งทำให้ผลการทดลองที่ได้ อาจจะมี ความคลาดเคลื่อนไปจากผลที่ได้แบบไว้ ดังนั้นเพื่อให้ได้ผลที่มีความสอดคล้องกับภาคปฏิบัติ เราจะจำลองตัวเหนี่ยวนำใหม่พร้อมของวงจรที่รวมเอาคุณสมบัติความไม่เป็นเชิงเส้นจาก ลักษณะสมบัติของแกนเฟอร์ไรต์ไว้ด้วย ได้แก่ BH-curve , พื้นที่หน้าตัดของแกน ( $A_c$ ) และ ความ ยาวแกน ( $l_c$ ) จากข้อมูลของแกนที่ใช้ในทางปฏิบัติกำหนดค่าพื้นที่หน้าตัดของแกนเท่ากับ  $305.9 \text{ mm}^2$  , ค่าความยาวแกนเท่ากับ  $152.1 \text{ mm}$  และมี B-H curve ดังรูปที่ 3.24 ผลจำลองการทำงานใน รูปที่ 3.25 และ 3.26 แสดงให้เห็นว่าความไม่เป็นเชิงเส้นของตัวเหนี่ยวนำใหม่พร้อมจะมีผลกระทบ อย่างมากต่อค่ายอดของกระแสรั่วไหล ( $i_{Co}$ ) และกระแสใหม่พร้อมที่ผ่านวงจร ( $i_{cm}$ ) คือค่า ยอดของกระแสทั้งสองส่วนจากการจำลองผลในกรณีนี้จะมีค่ามากกว่ากรณีที่ใช้ตัวเหนี่ยวนำใหม่ พร้อมที่มีคุณสมบัติเป็นเชิงเส้นในรูปที่ 3.22

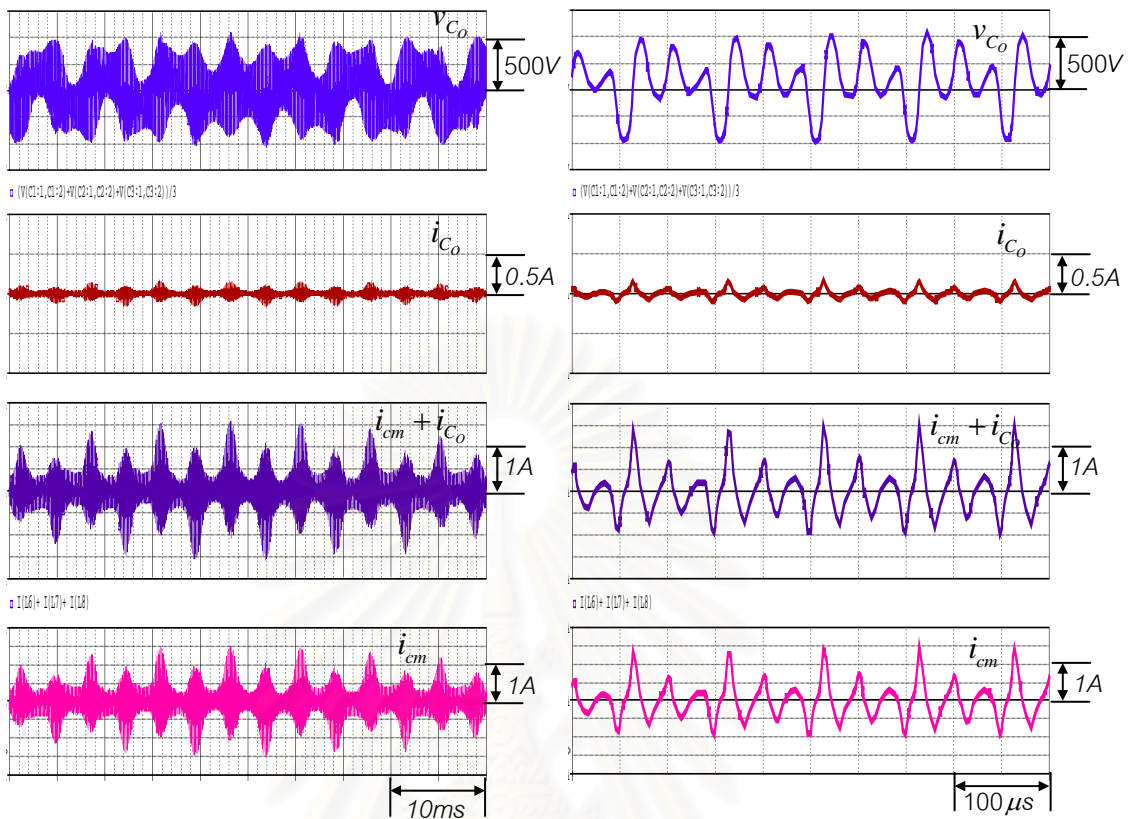
Dynamic magnetization curves  
(typical values)  
( $f = 10 \text{ kHz}$ ,  $T = 25 \text{ }^\circ\text{C}$ )



รูปที่ 3.24 B-H curve ของแกนเฟอร์ไรต์ในแบบจำลองตัวเหนี่ยวนำโหมตรงร่วม และตัวเหนี่ยวนำโหมตรงร่วมจริงที่ใช้ทดสอบวงจรกรอง

สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย





(ก) สเกลเวลาตามความถี่หลักมูล

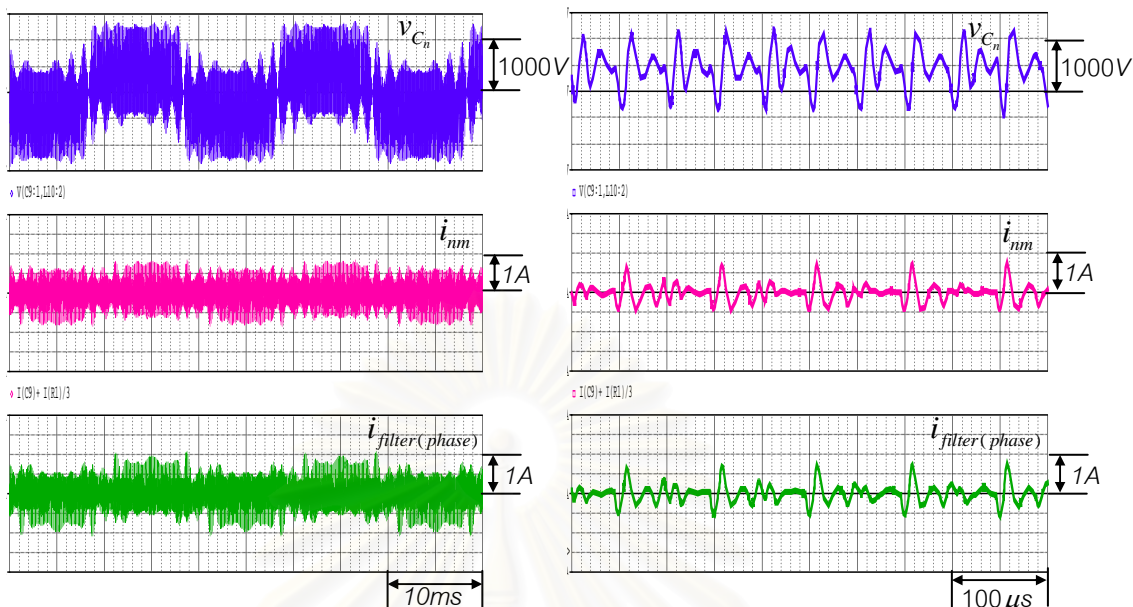
(ข) สเกลเวลาตามความถี่การสวิตช์

รูปที่ 3.25 ผลจำลองการทำงานสัญญาณแบบโหมดร่วมของระบบที่ความถี่การสวิตช์

$$f_{sw} = 10 \text{ kHz} \text{ เมื่อติดตั้งวงจรกรองแบบ LC ที่มี } f_{cm}, f_{nm} \gg f_{sw}$$

และใช้ตัวเหนี่ยวนำโหมดร่วมที่มีคุณสมบัติไม่เป็นเชิงเส้น

สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



(ก) สเกลเวลาตามความถี่หลักมูล

(ข) สเกลเวลาตามความถี่การสวิตช์

รูปที่ 3.26 ผลจำลองการทำงานสัญญาณแบบโหมดปกติของระบบที่ความถี่การสวิตช์

$f_{sw} = 10 \text{ kHz}$  เมื่อติดตั้งวงจรกรองแบบ LC ที่มี  $f_{cm}, f_{nm} \gg f_{sw}$   
และใช้ตัวเหนี่ยวนำใหม่ร่วมกันที่มีคุณสมบัติไม่เป็นเชิงเส้น

### 3.2.1.3 ผลการทดสอบการใช้วงจรกรองแบบ LC ที่มี $f_{cm}, f_{nm} \gg f_{sw}$

#### การเปรียบเทียบสัญญาณแบบโหมดร่วม

จากผลการทดลองในรูปที่ 3.27 -3.30 จะเห็นว่าสัญญาณของระบบแบบโหมดร่วมที่ได้จากการใช้วงจรกรองจะมีลักษณะและขนาดของรูปคลื่นที่สอดคล้องกับผลการจำลองเมื่อใช้ตัวเหนี่ยวนำแบบไม่เชิงเส้นในรูปที่ 3.25 เราสามารถอธิบายผลจากการใช้วงจรกรองแบบ LC ที่มี  $f_{cm}, f_{nm} \gg f_{sw}$  ตามเงื่อนไขการออกแบบได้ดังนี้

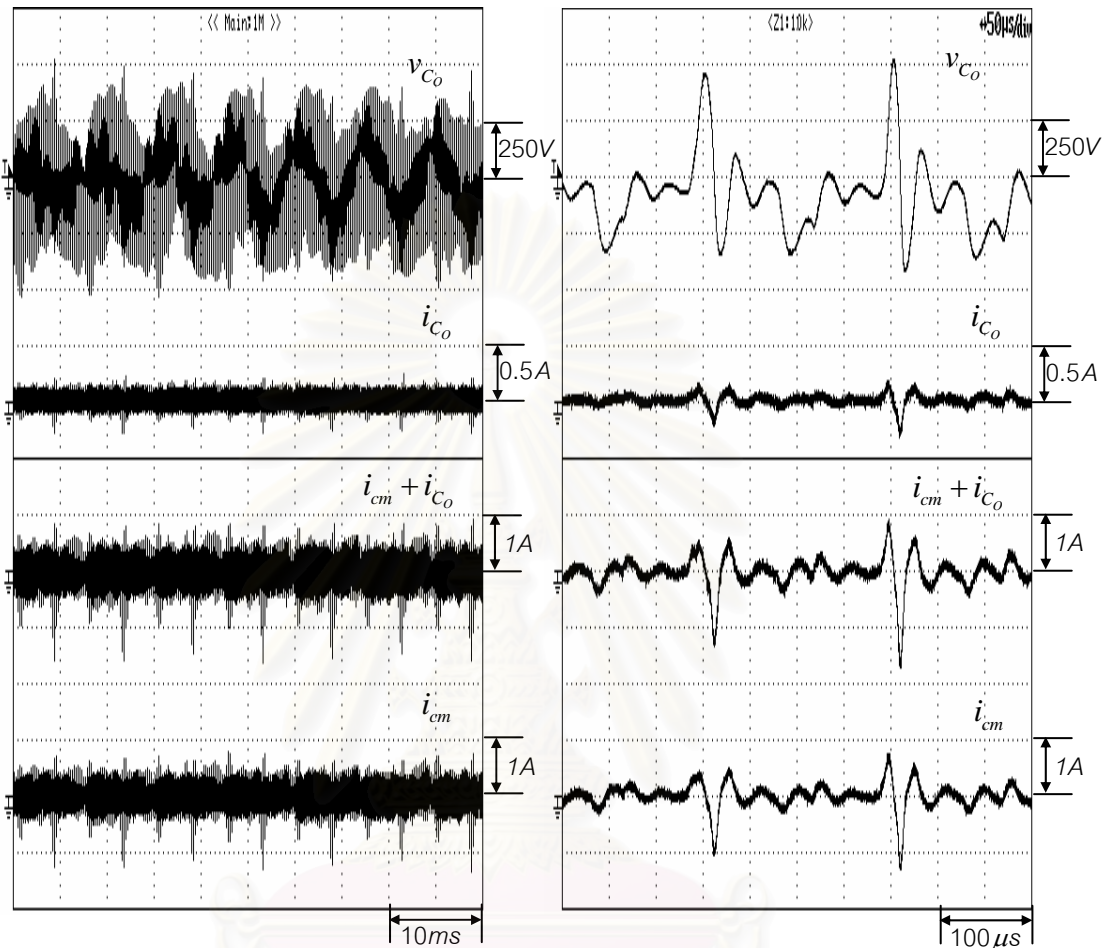
1) ในด้านการลดทอนกระแสรั่วไหล จากรูปที่ 3.27 และ 3.29 จะเห็นว่ากระแสรั่วไหลที่ผ่านมอเตอร์ ( $i_{C_o}$ ) นั้นมีขนาดลดลงเมื่อเปรียบเทียบกับก่อนใส่วงจรกรองทั้งในกรณีที่ความถี่การสวิตช์เท่ากับ 5 kHz และ 10 kHz โดยค่ายอดของกระแสสูงสุดเท่ากับ 0.4 A เกิดขึ้นที่ความถี่การสวิตช์ 10 kHz ค่าที่ได้นี้จะมีความใหญ่กว่าผลการจำลองในรูปที่ 3.25 คาดว่าน่าจะเกิดจากความไม่เป็นอุดมคติของตัวเหนี่ยวนำใหม่ร่วมกันที่มีแบนด์วิธ (Bandwidth) ที่จำกัด สำหรับการพิจารณาผลการลดทอนกระแสรั่วไหลในเชิงความถี่จากรูปที่ 3.28 และ 3.30 จะได้ว่า กระแสรั่วไหลจะถูก

ลดทอนในย่านความถี่มากกว่า 20kHz ซึ่งเป็นบริเวณที่เกิดเรโซแนนซ์ ในขณะที่องค์ประกอบบริเวณที่ใกล้กับความถี่เรโซแนนซ์จะถูกขยายให้มีขนาดใหญ่ขึ้น

2) ขนาดของกระแสโหมตร่วมที่ผ่านวงจรรอง ( $i_{cm}$ ) ในรูปที่ 3.27 และ 3.29 ที่ได้จากการทดสอบมีความสอดคล้องกับผลจำลองในรูปที่ 3.25 ทั้งลักษณะและขนาดของรูปคลื่น และ  $i_{cm}$  ที่ความถี่ 10 kHz จะมีความมากกว่าที่ 5 kHz

3) ขนาดแรงดันเกินชั่วคราวของแรงดันโหมตร่วมที่ปลายขั้วด้านเข้าของมอเตอร์ ( $v_{Co}$ ) จากผลการทดสอบในรูปที่ 3.27 และ 3.29 สังเกตได้ว่าขนาดแรงดันเกินชั่วคราวทำให้  $v_{cm}$  เพิ่มขึ้นเป็น 2 เท่าเมื่อเทียบกับก่อนใส่วงจรรองในรูปที่ 3.5-3.6 และ รูปที่ 3.8-3.9 เนื่องจากการออกแบบวงจรรองที่ใช้ทดสอบเรากำหนดให้ค่าการหน่วงแบบโหมตร่วมของวงจรรอง  $\zeta_{cm}$  มีค่าเท่ากับ 0.1 อย่างไรก็ตามเราสามารถใส่ตัวต้านทานเพิ่มเติมเข้าไปในวงจรรองเพื่อช่วยหน่วงแรงดันเกินให้ลดลงได้

ผลการทดลองที่ความถี่การสวิตช์ 5kHz



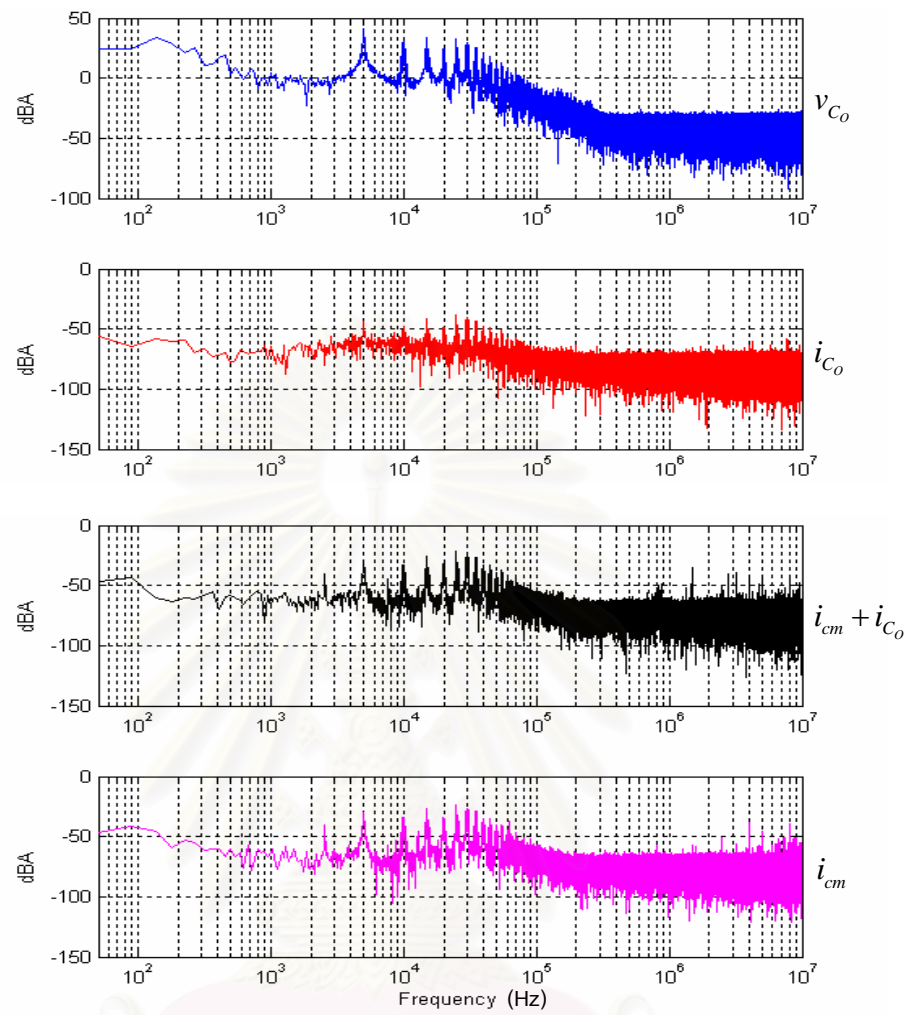
(ก) สเกลเวลาของความถี่หลักมูล

(ข) สเกลเวลาของความถี่การสวิตช์

รูปที่ 3.27 สัญญาณแบบโหมคร่วมของระบบที่ความถี่การสวิตช์  $f_{sw} = 5 \text{ kHz}$

เมื่อติดตั้งวงจรกรองแบบ LC ที่มี  $f_{cm}, f_{nm} \gg f_{sw}$

จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

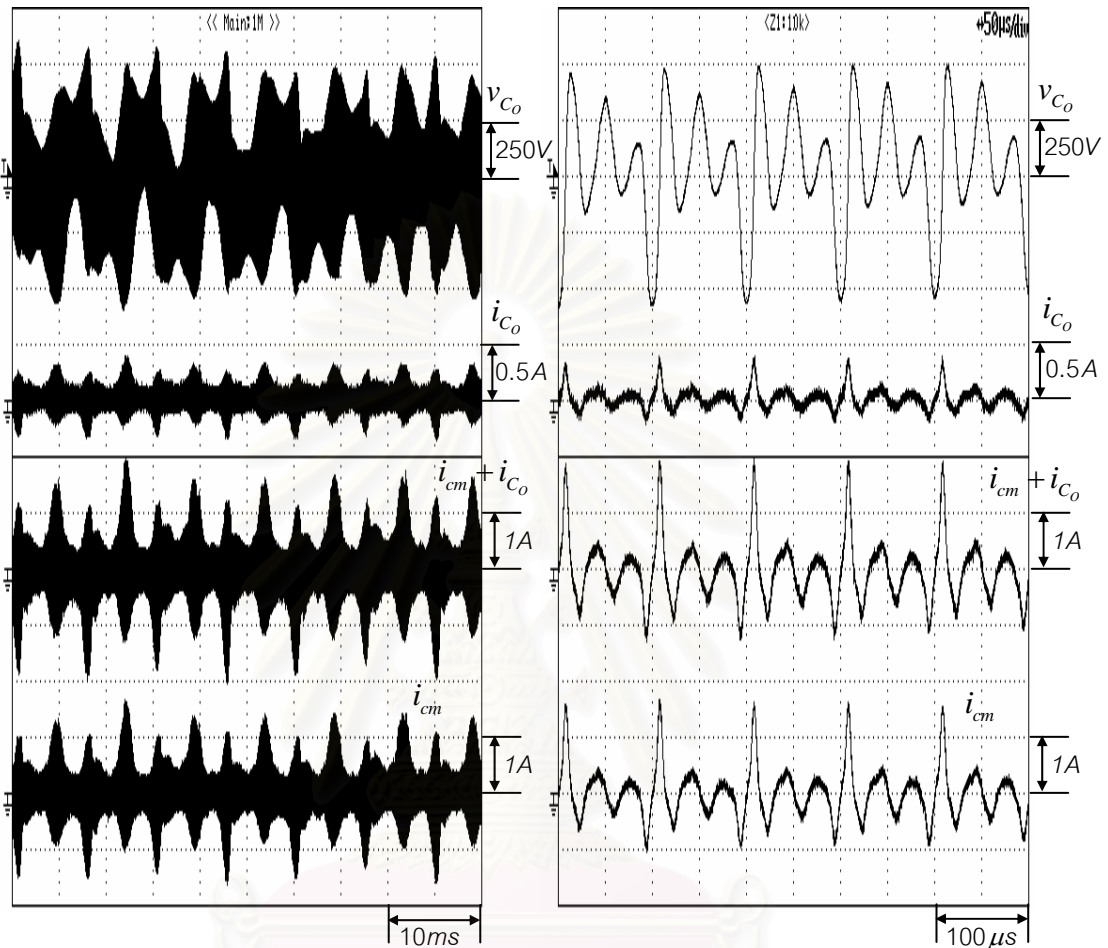


รูปที่ 3.28 สเปกตรัมของสัญญาณแบบโหมคร่วมของระบบที่ความถี่การสวิตช์

$$f_{sw} = 5 \text{ kHz} \text{ เมื่อติดตั้งวงจรกรองแบบ LC ที่มี } f_{cm}, f_{nm} \gg f_{sw}$$

สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ผลการทดลองที่ความถี่การสวิตช์ 10kHz



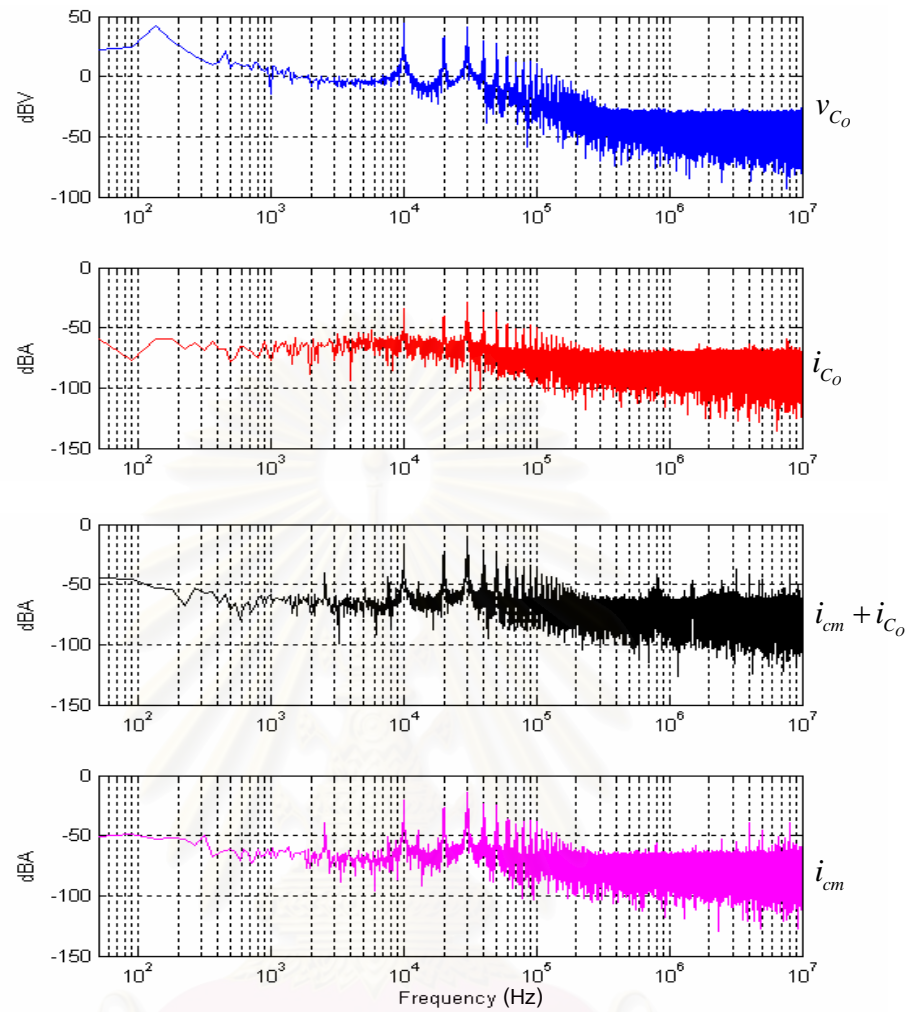
(ก) สเกลเวลาของความถี่หลักมูล

(ข) สเกลเวลาของความถี่การสวิตช์

รูปที่ 3.29 สัญญาณแบบโหมคร่วมของระบบที่ความถี่การสวิตช์  $f_{sw} = 10 \text{ kHz}$

เมื่อติดตั้งวงจรกรองแบบ LC ที่มี  $f_{cm}, f_{nm} \gg f_{sw}$

จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



รูปที่ 3.30 สเปกตรัมของสัญญาณแบบโหมคร่วมของระบบที่ความถี่การสวิตช์

$$f_{sw} = 10 \text{ kHz} \text{ เมื่อติดตั้งวงจรกรองแบบ LC ที่มี } f_{cm}, f_{fm} \gg f_{sw}$$

สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

## การเปรียบเทียบสัญญาณแบบโหมดปกติ

เนื่องจากแบบจำลองของระบบที่ใช้ในการจำลองการทำงานจะเป็นแบบจำลองเฉพาะที่ความถี่สูง ดังนั้นรูปคลื่นสัญญาณในโหมดปกติที่ได้จากการจำลองการทำงานจะต่างจากรูปคลื่นสัญญาณโหมดปกติจากการทดลองที่มีองค์ประกอบหลักมูลปะปนอยู่ในกระแสเฟสอินเวอร์เตอร์ ( $i_{inv(phase)}$ ) และกระแสเฟสมอเตอร์ ( $i_{mot(phase)}$ ) ในการพิจารณาผลการทดลองเราจะกล่าวถึงเฉพาะผลตอบสนองของสัญญาณที่ความถี่สูงโดยละเลยองค์ประกอบที่ความถี่หลักมูลนี้จากเงื่อนไขการออกแบบเราสามารถอธิบายผลในโหมดปกติของวงจรกรองดังนี้

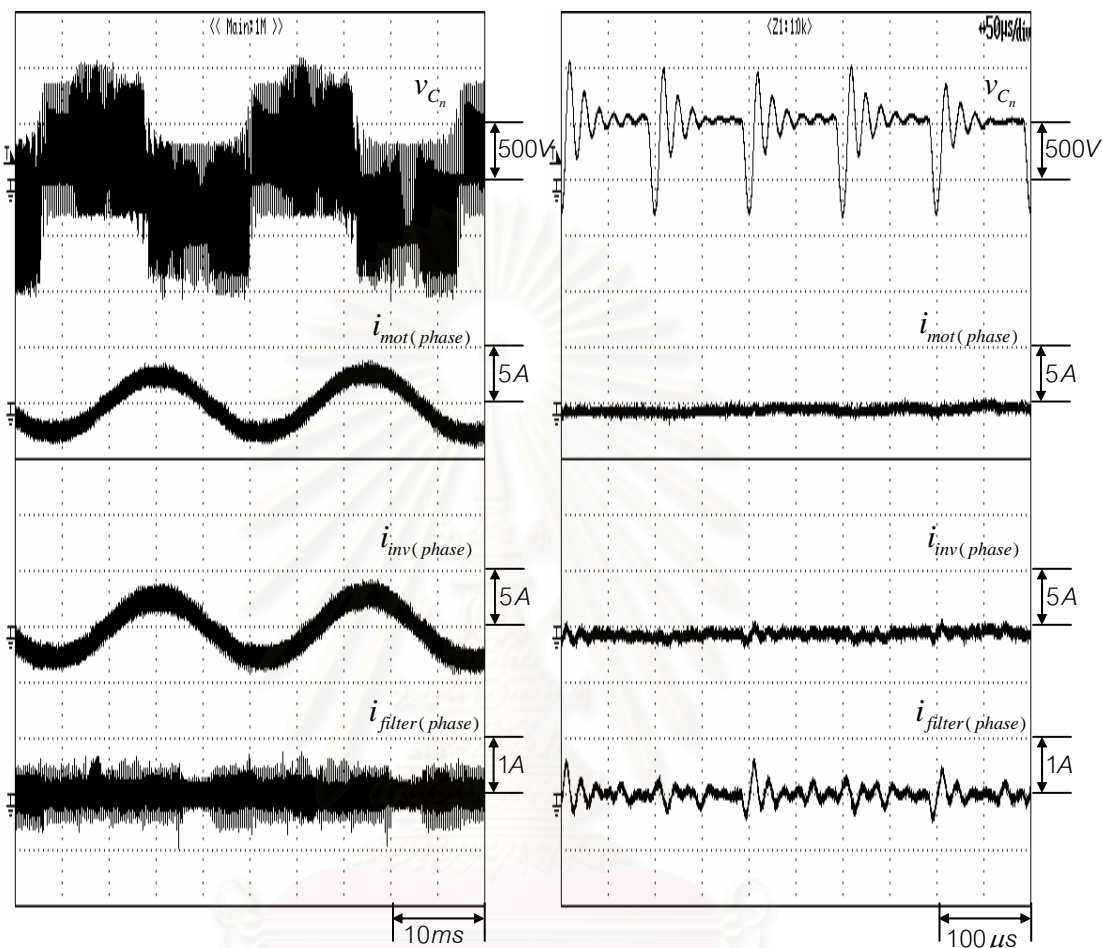
1) ขนาดของกระแสที่ผ่านวงจรกรอง ( $i_{filter(phase)}$ ) ในรูปที่ 3.31 และ 3.33 ที่ได้จากการทดสอบมีความสอดคล้องกับผลจำลองในรูปที่ 3.26 ทั้งลักษณะรูปคลื่นและขนาดค่ายอด โดยผลการทดสอบแสดงให้เห็นว่าขนาดของกระแส  $i_{filter(phase)}$  ที่ความถี่การสวิตช์ 10 kHz จะมีค่ามากกว่าที่ความถี่การสวิตช์ 5 kHz สำหรับผลของสัญญาณของกระแสโหมดปกติที่ผ่านวงจรกรองในที่นี่จะไม่ได้แสดงไว้ เนื่องจากทั้งกระแสโหมดรวม  $i_{cm}$  และโหมดปกติ  $i_{nm}$  จะไหลรวมกันอยู่ในสายเคเบิลปรากฏเป็นกระแสเฟส ( $i_{filter(phase)} = i_{nm} + i_{cm} / 3$ ) ดังนั้นในทางปฏิบัติเราไม่สามารถแยกวัดเฉพาะกระแสโหมดปกติได้ ด้วยเหตุนี้การพิจารณาผลการทดสอบเราจึงอาศัยการสังเกตจากกระแสเฟสและเทียบเคียงกับผลการจำลองการทำงานแทน

2) ขนาดแรงดันเกินชั่วคราวของแรงดันโหมดปกติที่ปลายขั้วด้านเข้าของมอเตอร์ ( $v_{C_n}$ ) จากผลการทดสอบในรูปที่ 3.31 และ 3.33 สังเกตได้ว่าขนาดแรงดันเกินชั่วคราวทำให้  $v_{C_n}$  มีค่าเพิ่มขึ้นเป็น 2 เท่าเมื่อเทียบกับก่อนใส่วงจรกรอง เนื่องจากในการออกแบบวงจรกรองที่ใช้ทดสอบเรากำหนดให้ ค่าการหน่วงแบบโหมดรวมของวงจรกรอง  $\zeta_{nm} = 0.1$  โดยมิได้คำนึงถึงผลกระทบในข้อนี้เช่นเดียวกับในกรณีของโหมดรวม

นอกจากนี้สเปกตรัมสัญญาณในรูปที่ 3.32 และ 3.34 แสดงให้เห็นว่าความถี่เรโซแนนซ์แบบโหมดปกติของวงจรกรองจะมีค่าประมาณ 60 kHz ซึ่งใกล้เคียงกับค่าที่ออกแบบ ผลการทดลองยังแสดงว่ากระแสเฟสของมอเตอร์ ( $i_{mot(phase)}$ ) มีองค์ประกอบของสัญญาณที่ความถี่สูงลดลง ซึ่งแสดงถึงสมรรถนะของวงจรกรองในการกรองสัญญาณความถี่สูงแบบโหมดรวมและโหมดปกติของวงจรกรอง



ผลการทดลองที่ความถี่การสวิตช์ 5kHz



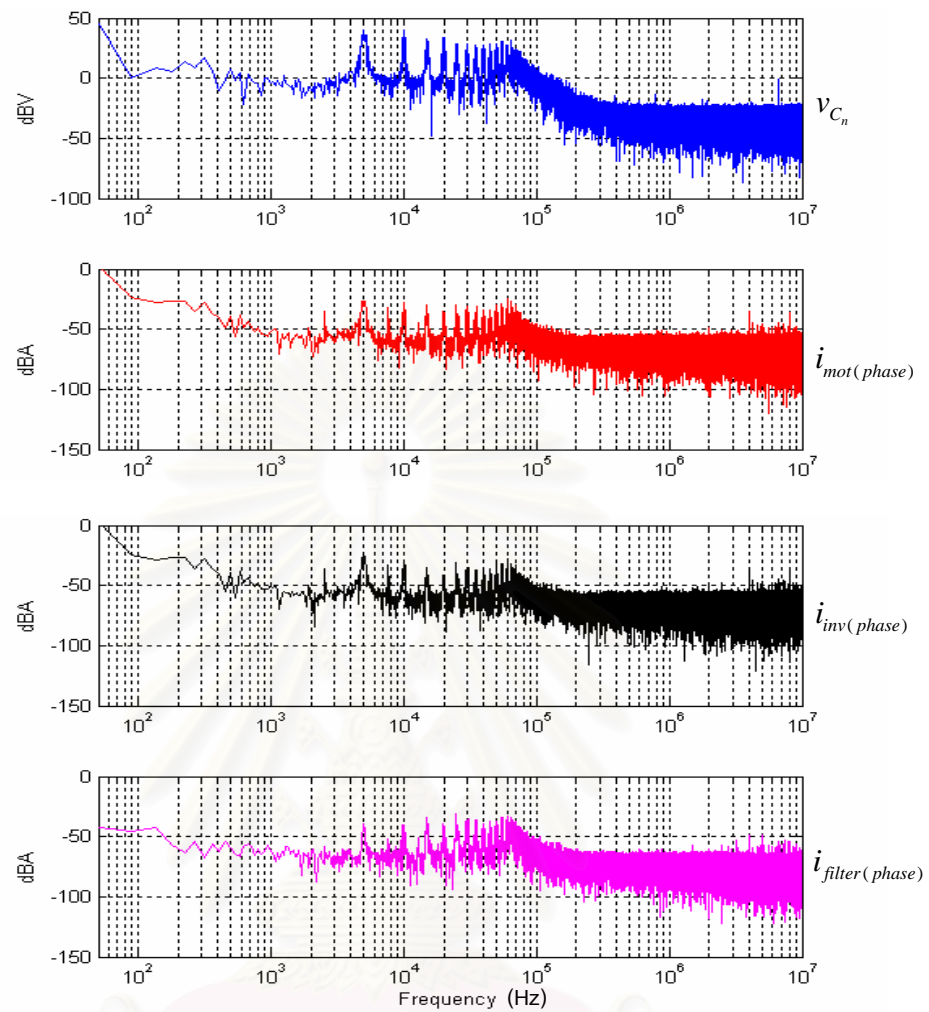
(ก) สเกลเวลาของความถี่หลักมูล

(ข) สเกลเวลาของความถี่การสวิตช์

รูปที่ 3.31 สัญญาณแบบโหมดปกติขของระบบที่ความถี่การสวิตช์  $f_{sw} = 5 \text{ kHz}$

เมื่อติดตั้งวงจรกรองแบบ LC ที่มี  $f_{cm}, f_{nm} \gg f_{sw}$

จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

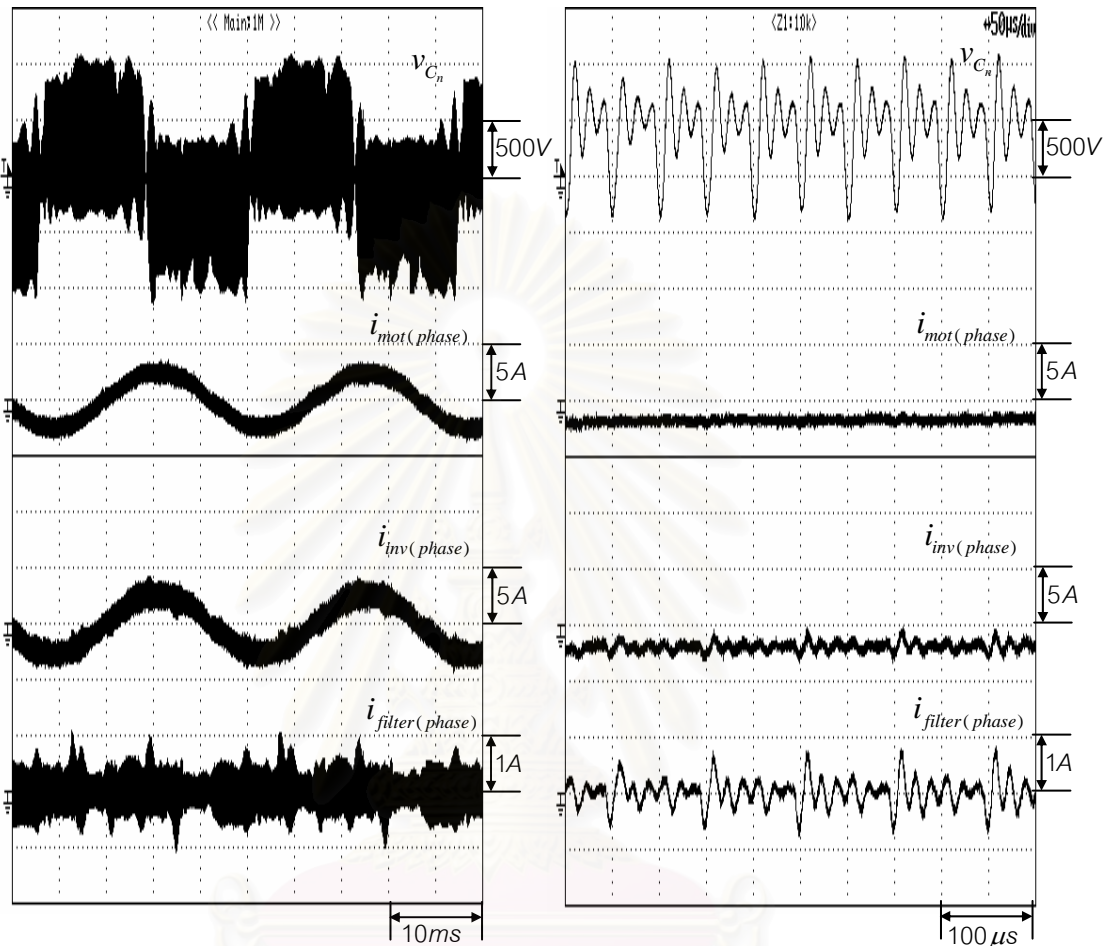


รูปที่ 3.32 สเปกตรัมของสัญญาณแบบโหมดปกติของระบบที่ความถี่การสวิตช์

$$f_{sw} = 5 \text{ kHz} \text{ เมื่อติดตั้งวงจรกรองแบบ LC ที่มี } f_{cm}, f_{nm} \gg f_{sw}$$

สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ผลการทดลองที่ความถี่การสวิตช์ 10kHz



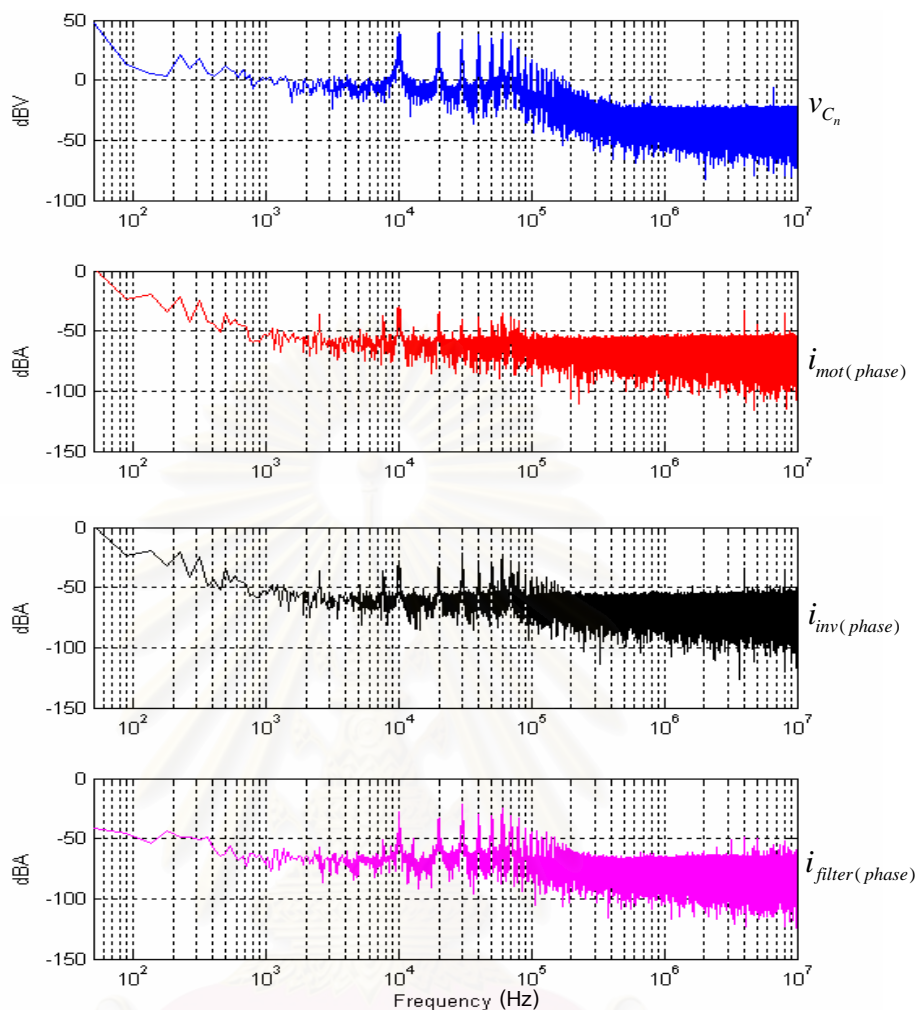
(ก) สเกลเวลาของความถี่หลักมูล

(ข) สเกลเวลาของความถี่การสวิตช์

รูปที่ 3.33 สัญญาณแบบโหมดปกติของระบบที่ความถี่การสวิตช์  $f_{sw} = 10 \text{ kHz}$

เมื่อติดตั้งวงจรกรองแบบ LC ที่มี  $f_{cm}, f_{nm} \gg f_{sw}$

จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



รูปที่ 3.34 สเปกตรัมของสัญญาณแบบโหมดปกติของระบบที่ความถี่การสวิตช์

$$f_{sw} = 10 \text{ kHz} \text{ เมื่อติดตั้งวงจรกรองแบบ LC ที่มี } f_{cm}, f_{nm} \gg f_{sw}$$

### 3.2.2 วงจรกรองแบบ LC ที่มีความถี่เรโซแนนซ์ต่ำกว่าความถี่การสวิตช์ ( $f_{cm}, f_{nm} < f_{sw}$ )

การออกแบบด้วยวิธีการนี้มีจุดประสงค์เพื่อให้วงจรกรองทำหน้าที่กรององค์ประกอบแรงดันความถี่สูงทั้งหมดที่เกิดจากการสวิตช์รวมทั้งไซด์แบนด์ และคงเหลือไว้แต่เฉพาะองค์ประกอบแรงดันที่ความถี่หลักมูลของระบบ อาจกล่าวได้ว่าการออกแบบวงจรกรองในลักษณะนี้จะมีสมรรถนะในการกรองกระแสรบกวนที่ต่ำมาก เนื่องจากวงจรกรองจะทำหน้าที่ลดทอนแรงดันโหมดร่วมซึ่งเป็นแหล่งจ่ายที่กระตุ้นให้เกิดกระแสรบกวน นอกจากนี้ผลพลอยได้จากการที่แรงดันในโหมดปกติที่มีลักษณะของสัญญาณเป็นรูปคลื่นไซน์ นอกจากทำให้เราสามารถลดกำลังสูญเสียในระบบขับเคลื่อนที่เกิดจากองค์ประกอบความถี่การสวิตช์แล้ว ยังสามารถลดทอนปัญหา EMI ที่เกิดขึ้นในโหมดปกติได้อีกด้วย

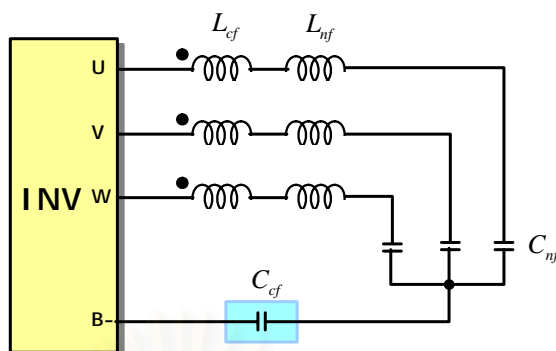
หลักการในการออกแบบจะต้องวางตำแหน่งของความถี่เรโซแนนซ์ของวงจรกรอง ( $f_{cm}, f_{nm}$ ) ให้อยู่ระหว่างความถี่หลักมูลของระบบและความถี่การสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์ โดยจะต้องมีระยะห่างจากความถี่ทั้งสองที่เพียงพอ ยกตัวอย่างเช่น หากพิจารณาว่าอินเวอร์เตอร์ทำงานที่ความถี่หลักมูลสูงสุดที่ 120 Hz ก็ควรออกแบบให้ความถี่เรโซแนนซ์ของวงจรกรองมีค่ามากกว่า 1.2 kHz (ห่างจากความถี่หลักมูลไม่น้อยกว่า 10 เท่า) ในอีกด้านหนึ่งเราก็ต้องออกแบบให้ความถี่เรโซแนนซ์ของวงจรกรองอยู่ต่ำกว่าความถี่การสวิตช์ด้วยระยะห่างที่เพียงพอเช่นกัน ดังนั้นเราจะเห็นได้ว่าย่านความถี่สำหรับการออกแบบจะค่อนข้างแคบ โดยเฉพาะอย่างยิ่งในกรณีที่ความถี่การสวิตช์มีค่าต่ำ (1-3 kHz) ด้วยเหตุนี้การใช้งานในทางปฏิบัติจึงต้องมีการจำกัดค่าต่ำสุดของความถี่การสวิตช์เอาไว้ เช่นกำหนดให้ความถี่การสวิตช์ต่ำสุดของอินเวอร์เตอร์เท่ากับ 5 kHz เป็นต้น

### 3.2.2.1 การออกแบบวงจรกรองแบบ LC ที่มี $f_{cm}, f_{nm} < f_{sw}$

การออกแบบวงจรกรองแบบ LC ในกรณีนี้ไม่จำเป็นต้องมีตัวต้านทานที่ใช้เพื่อจำกัดขนาดแรงดันเกินชั่วคราวของแรงดันโหมดร่วมและโหมดปกติที่ปลายขั้วด้านเข้าของมอเตอร์ ทั้งนี้เนื่องจากการออกแบบให้ความถี่เรโซแนนซ์ของวงจรกรองอยู่ห่างจากความถี่หลักมูลไม่น้อยกว่า 10 เท่า จะทำให้มีช่วงเฟื่อความถี่ของวงจรกรองที่เพียงพอสำหรับองค์ประกอบของแรงดันโหมดร่วมที่ฮาร์มอนิกที่ 3 จึงถือได้ว่าไม่มีแหล่งกระตุ้นจากองค์ประกอบแรงดันแบบโหมดร่วมและโหมดปกติปรากฏอยู่ในบริเวณที่เป็นความถี่เรโซแนนซ์ของวงจรกรอง โครงสร้างของวงจรกรองจึงเป็นดังแสดงในรูปที่ 3.35

ในการออกแบบจะมีเงื่อนไขการลดทอนกระแสรั่วไหลเช่นเดียวกับกรณีที่ออกแบบให้ความถี่เรโซแนนซ์อยู่สูงกว่าความถี่การสวิตช์ แต่การพิจารณาเงื่อนไขการจำกัดขนาดของกระแสที่ผ่านวงจรกรอง ( $i_{filter(phase)}$ ) จะต้องออกแบบวงจรกรองโดยพิจารณาการทำงานของอินเวอร์เตอร์ที่ความถี่การสวิตช์ต่ำสุด เนื่องจากเมื่อวางตำแหน่งความถี่ เรโซแนนซ์ให้ต่ำกว่าความถี่การสวิตช์ องค์ประกอบของแรงดันที่ความถี่การสวิตช์จะอยู่ใกล้กับความถี่เรโซแนนซ์มากที่สุดเมื่อใช้งานอินเวอร์เตอร์ที่ความถี่การสวิตช์ต่ำสุด

การออกแบบวงจรกรองเมื่อกำหนดช่วงของความถี่การสวิตช์  $f_{sw}$  สามารถแสดงเป็นขั้นตอนได้ดังต่อไปนี้



รูปที่ 3.35 โครงสร้างของวงจรของแบบ LC กรณีที่ออกแบบให้ความถี่เรโซแนนซ์ของวงจรอยู่ต่ำกว่าความถี่การสวิตช์

**ขั้นตอนที่ 1** กำหนดอัตราการลดทอนกระแสรั่วไหลและคำนวณความถี่เรโซแนนซ์แบบโหมดร่วมสูงสุด

สมการแสดงการคำนวณค่าการลดทอนกระแสรั่วไหลนำมาแสดงใหม่ในสมการที่ (3.32)

$$Attenuation_{dB} = 20 \log \left( \frac{1}{s^2 L_{cm} \cdot C_{cm} + 1} \right) \quad (3.32)$$

เมื่อกำหนดค่าอัตราการลดทอนต่ำสุดของกระแสรั่วไหลที่ความถี่หนึ่ง ๆ ทำให้เราทราบค่าต่ำสุดของ  $L_{cm} \cdot C_{cm}$  ที่สอดคล้องกับอัตราการลดทอนกระแสรั่วไหลตามที่กำหนด และเราสามารถคำนวณค่าความถี่เรโซแนนซ์แบบโหมดร่วมสูงสุดได้จาก

$$f_{cm\_max} = \frac{1}{2\pi \sqrt{(L_{cm} C_{cm})_{min}}} \quad (3.33)$$

**ขั้นตอนที่ 2** กำหนดค่าความถี่เรโซแนนซ์แบบโหมดร่วม  $f_{cm}$  และคำนวณอัตราการลดทอนกระแสรั่วไหล

เพื่อหลีกเลี่ยงให้ความถี่เรโซแนนซ์  $f_{cm}$  ที่ออกแบบอยู่ห่างจากองค์ประกอบความถี่การสวิตช์ ( $f_{sw}$ ) และความถี่หลักมูล ( $f_1$ ) เราสามารถเลือกค่า  $f_{cm}$  ได้จาก

$$10f_1 < f_{cm} < f_{sw\_min} \quad (3.34)$$

โดยขอบเขตล่างของสมการที่ (3.34) ได้จากการพิจารณาการกระตุ้นจากองค์ประกอบของแรงดันโหมดร่วมที่ความถี่ฮาร์โมนิกอันดับที่ 3 ส่วนขอบเขตบนนั้นพิจารณาจากการกระตุ้นจากองค์ประกอบของแรงดันที่ความถี่การสวิตช์ เมื่อกำหนดค่าความถี่เรโซแนนซ์ได้ ก็จะสามารถคำนวณอัตราการผลิตพจนกระแสรั่วไหลได้จากสมการที่ (3.35) และ (3.36)

$$L_{cm} C_{cm} = \frac{1}{(2\pi f_{cm})^2} \quad (3.35)$$

$$Attenuation_{dB} = 20 \log\left(\frac{1}{s^2 L_{cm} \cdot C_{cm} + 1}\right) \quad (3.36)$$

**ขั้นตอนที่ 3** กำหนดค่ายอดของกระแสโหมดร่วมสูงสุดที่ผ่านวงจรรอง  $i_{cm\_max}$  และคำนวณหา  $L_{cm\_min}$

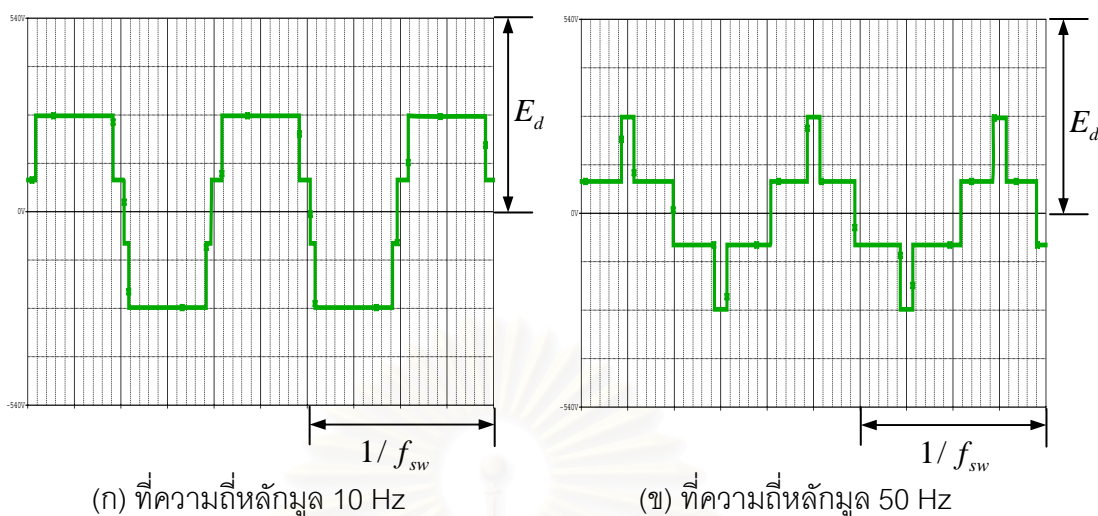
การกำหนดค่ากระแสโหมดร่วมสูงสุดที่ผ่านวงจรรองจะพิจารณาจากพิกัดของอินเวอร์เตอร์คือ

$$i_{cm\_max} \leq a \cdot i_{inv\_rate} \quad (3.37)$$

ซึ่งโดยทั่วไปการกำหนดค่า  $a$  มักจะพิจารณาจากการกำหนดให้  $i_{cm\_max}$  มีค่าน้อยกว่า 10% ของกระแสพิกัดอินเวอร์เตอร์

สำหรับค่าของ  $L_{cm\_min}$  ซึ่งทำหน้าที่จำกัดกระแส  $i_{cm}$  คำนวณได้โดยพิจารณาจากแรงดันโหมดร่วมที่ด้านออกของอินเวอร์เตอร์ดังแสดงในรูปที่ 3.36 เมื่อตัวเหนี่ยวนำแบบโหมดร่วมทำหน้าที่กีดกันแรงดันดังกล่าว ซึ่งแสดงการเปรียบเทียบลักษณะรูปคลื่นของแรงดันโหมดร่วมเมื่ออินเวอร์เตอร์ทำงานที่ความถี่หลักมูลเท่ากับ 10 Hz และ 50 Hz จะเห็นได้ว่า เมื่ออินเวอร์เตอร์ทำงานที่ความถี่หลักมูลต่ำลง รูปคลื่นของแรงดันโหมดร่วมจะมีลักษณะใกล้เคียงกับสัญญาณสี่เหลี่ยมที่มีความถี่เท่ากับความถี่การสวิตช์ และมีค่ายอดเท่ากับ  $E_d / 2$  ดังในรูปที่ 3.36 (ก) ดังนั้นเราจะสามารถคำนวณค่า  $L_{cm\_min}$  จากแรงดันโหมดร่วมในรูป 3.36 (ก) เมื่อกำหนดค่าสูงสุดของกระแสโหมดร่วมที่ผ่านวงจรรองได้ดังสมการที่ (3.38)

$$L_{cm\_min} = \frac{E_d}{8i_{cm\_max} \cdot f_{sw\_min}} \quad (3.38)$$



รูปที่ 3.36 ลักษณะรูปคลื่นของแรงดันโหมตรงร่วมที่ด้านออกของอินเวอร์เตอร์  
เมื่ออินเวอร์เตอร์ทำงานที่ความถี่หลักมูลต่าง ๆ

**ขั้นตอนที่ 4** เลือกแกนที่เหมาะสมสำหรับตัวเหนี่ยวนำโดยพิจารณาจากเงื่อนไขการอิ่มตัวของแกน

เพื่อหลีกเลี่ยงการอิ่มตัวของแกนเฟอร์ไรต์สำหรับตัวเหนี่ยวนำโหมตรงร่วม เราจะจำกัดค่าความหนาแน่นฟลักซ์ของแกนซึ่งมีความสอดคล้องกับแรงดันโหมตรงร่วมที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำโหมตรงร่วมดังสมการที่ (3.39)

$$B = \frac{1}{A_c \cdot N} \int v_{cm} dt \quad (3.39)$$

เมื่อ  $B$  = ความหนาแน่นฟลักซ์ (flux density)

$A_c$  = พื้นที่หน้าตัดของแกน (cross-sectional area of core)

$N$  = จำนวนรอบต่อเฟสของตัวเหนี่ยวนำโหมตรงร่วม

การประมาณแรงดันโหมตรงร่วมให้เป็นสัญญาณสี่เหลี่ยมที่มีความถี่เท่ากับความถี่การสวิตช์ และมีค่ายอดเท่ากับ  $E_d / 2$  ทำให้เราสามารถคำนวณค่าความหนาแน่นฟลักซ์ของแกนได้จากสมการที่ (3.40) และจัดรูปเพื่อแสดงความสัมพันธ์ระหว่างแกนที่เหมาะสมกับพิกัดของ



อินเวอร์เตอร์ดังสมการที่ (3.41) จะเห็นได้ว่าขนาดของแกนที่เหมาะสมขึ้นอยู่กับ แรงดันบัล (  $E_d$  ), ค่ากระแสฟลักซ์ (  $i_{inv\_rate(phase)}$  ) และความถี่การสวิตช์ต่ำสุด (  $f_{sw\_min}$  ) ของอินเวอร์เตอร์

$$B = \frac{E_d}{8A_C \cdot N \cdot f_{sw}} \quad (3.40)$$

$$\frac{A_w}{3} \cdot A_C \cdot B_S \geq \frac{E_d}{8k_w \cdot f_{sw\_min}} \cdot \frac{I_{inv\_rate(phase)}}{J} \quad (3.41)$$

เมื่อ  $A_w$  = พื้นที่หน้าตัดของแกน (window area of core)

$B_S$  = ความหนาแน่นฟลักซ์อิ่มตัว (saturation flux density)

$k_w$  = ตัวประกอบขดขดลวด (winding factor)

$J$  = ความหนาแน่นกระแสของสายตัวนำ (current density of wire)

#### ขั้นตอนที่ 5 คำนวณหาค่า $L_{cm}$

การคำนวณค่า  $L_{cm}$  พิจารณาจากจำนวนรอบของขดลวดที่ต้องพันบนแกนที่เลือกจากขั้นตอนที่ 4 ที่ทำให้แกนของตัวเหนี่ยวนำไหมดร้อนไม่เกิดการอิ่มตัว โดยจำนวนรอบที่เหมาะสมนั้นสามารถกำหนดได้จากเงื่อนไขในสมการที่ (3.42)

$$N_{min} \leq N \leq N_{max} \quad (3.42)$$

เมื่อ  $N_{min}$  คือจำนวนรอบน้อยสุดที่ไม่ทำให้แกนเกิดการอิ่มตัวซึ่งได้จากการจัดรูปสมการที่ (3.40) ให้อยู่ในเทอมของจำนวนรอบ แสดงดังสมการที่ (3.43)

$$N_{min} = \frac{E_d}{8B_S \cdot A_C \cdot f_{sw\_min}} \quad (3.43)$$

และ  $N_{max}$  คือจำนวนรอบมากที่สุดที่พันได้บนแกนของตัวเหนี่ยวนำไหมดร้อน ซึ่งคำนวณได้จากมิติหน้าตัดของแกนที่ใช้ เมื่อต้องพันขดลวดของตัวเหนี่ยวนำทั้ง 3 เฟสลงในแกนเดียวกัน เราสามารถคำนวณค่า  $N_{max}$  ได้ดังสมการที่ (3.44)

$$N_{\max} = \frac{k_w \cdot A_w \cdot a_w}{3} = \frac{k_w \cdot A_w \cdot J}{3i_{\text{inv\_rate(phase)}}} \quad (3.44)$$

เมื่อ  $a_w$  = พื้นที่หน้าตัดของสายตัวนำ (cross-sectional area of wire)

เมื่อได้ค่า  $N$  แล้วสามารถคำนวณค่า  $L_{cf}$  ได้จากสมการที่ (3.45)

$$L_{cf} = N^2 A_L \quad (3.45)$$

โดยที่  $A_L$  คือค่าตัวประกอบความเหนี่ยวนำ (inductance factor) ของแกน

#### ขั้นตอนที่ 6 ตรวจสอบเงื่อนไข $L_{cm} \geq L_{cm\_min}$

เพื่อไม่ให้กระแส  $i_{cm}$  มีค่าเกินจากที่ได้กำหนดไว้ จึงต้องมีการตรวจสอบว่าค่าความเหนี่ยวนำแบบโหมดรวมที่ได้ออกแบบไว้ในสมการที่ (3.45) มีค่ามากกว่าค่าต่ำสุดที่กำหนดไว้ในขั้นตอนที่ 3 หรือไม่ ในกรณีที่ ไม่สอดคล้องกับเงื่อนไขดังกล่าวจะต้องเลือกแกนใหม่ที่มีค่า  $A_L$  สูงขึ้น (ขั้นตอนที่ 4)

#### ขั้นตอนที่ 7 คำนวณค่า $C_{cm}$

คำนวณหาค่า  $C_{cm}$  จากค่าความถี่เรโซแนนซ์แบบโหมดรวม  $f_{cm}$  และความเหนี่ยวนำแบบโหมดรวม  $L_{cm}$  จากสมการที่ (3.46)

$$C_{cm} = \frac{1}{(2\pi f_{cm})^2 L_{cm}} \quad (3.46)$$

#### ขั้นตอนที่ 8 ตรวจสอบเงื่อนไข $C_{cm} \geq 10C_o$

เนื่องจากการคำนวณอัตราการลดทอนตามสมการที่ (3.13) เป็นการประมาณค่าเมื่อ  $C_{cm}$  มีค่ามากกว่า  $C_o$  ในกรณีที่ค่า  $C_{cm}$  ไม่สอดคล้องกับเงื่อนไข ค่าการลดทอนที่กำหนดไว้ในขั้นตอนที่ 1 ก็จะมีค่าคลาดเคลื่อนไป และอัตราการลดทอนที่ถูกต้องสามารถคำนวณได้ใหม่ด้วยสมการที่ (3.11)

**ขั้นตอนที่ 9** คำนวณค่าสูงสุดของตัวเหนี่ยวนำหมอดปกติ  $L_{nf\_max}$  ของวงจรรองจากแรงดันตกคร่อม (voltage drop) สูงสุดที่ความถี่หลักมูล ( $f_1$ )

เพื่อให้แรงดันหลักมูลของมอเตอร์ยังอยู่ในระดับที่ยอมรับได้ เราจะกำหนดให้แรงดันตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำหมอดปกติที่ความถี่หลักมูลมีค่าไม่เกิน 5% ของพิกัดแรงดันด้านออกของอินเวอร์เตอร์ เงื่อนไขดังกล่าวทำให้เราได้ขอบเขตค่าสูงสุดของตัวเหนี่ยวนำแบบหมอดปกติสูงสุด  $L_{nf\_max}$  ซึ่งคำนวณได้จาก

$$L_{nf\_max} \leq \frac{0.05 \times V_{inv\_rate} (phase)}{2\pi f_1 \times i_{motor\_rate}} \quad (3.47)$$

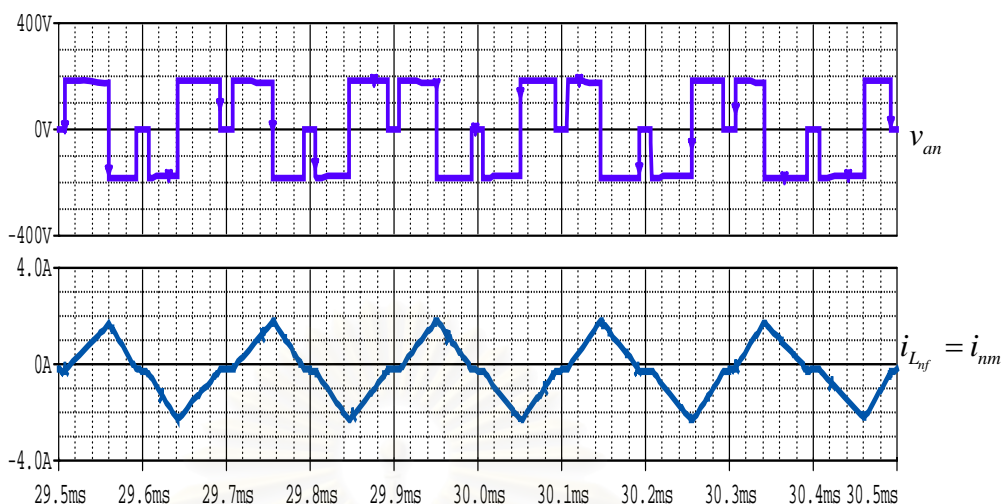
**ขั้นตอนที่ 10** กำหนดค่ายอดของกระแสหมอดปกติสูงสุดที่ผ่านวงจรรอง  $i_{nm\_max}$  เพื่อคำนวณค่าต่ำสุดของค่าตัวเหนี่ยวนำหมอดปกติ  $L_{nf\_min}$

ค่ากระแสหมอดปกติสูงสุดที่ผ่านวงจรรองจะพิจารณาจากพิกัดของอินเวอร์เตอร์คือ

$$i_{nm\_max} \leq b \cdot i_{inv\_rate} \quad (3.48)$$

ในการกำหนดค่าสูงสุดของตัวเหนี่ยวนำหมอดปกติ  $L_{nf\_min}$  เราจะคำนวณจากค่ากระแสระลอกแบบหมอดปกติสูงสุดที่ผ่านวงจรรอง ( $i_{mm\_max}$ ) ซึ่งค่ากระแสระลอกนี้สามารถพิจารณาได้จากแรงดันที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำหมอดปกติของวงจรรอง  $v_{L_{nf}} = L_{nf} \frac{di_{nm}}{dt}$  โดยค่ากระแสระลอกสูงสุดจะเกิดขึ้นเมื่อแรงดัน-วินาที (volt-sec) ของ  $L_{nf}$  มีค่าสูงสุด แรงดัน-วินาทีสูงสุดจะเกิดขึ้นในช่วงที่สถานะการสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์เปลี่ยนแปลงอยู่ระหว่างสถานะที่สวิตช์ 3 ตัวว่างปิดวงจรพร้อมกัน (000) และสถานะที่สวิตช์ 3 ตัวบนปิดวงจรพร้อมกัน (111) ใน 1 คาบการสวิตช์ดังตารางที่ 2.1 ซึ่งจะมีรูปคลื่นของแรงดันและกระแสที่ตัวเหนี่ยวนำหมอดปกติดังในรูปที่ 3.37 จากรูปจะเห็นว่าค่ายอดของแรงดันมีค่าเท่ากับ  $E_d / 3$  (เมื่อ  $E_d = 540$  V) จึงสามารถคำนวณค่า  $L_{nf\_min}$  จากความสัมพันธ์ในสมการที่ (3.49)

$$L_{nf\_min} = \frac{E_d / 3}{4i_{nm\_max} \cdot f_{sw\_min}} \quad (3.49)$$



รูปที่ 3.37 ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสและแรงดันที่ตัวเหนี่ยวนำใหม่ดปกติของวงจรกรองเมื่ออินเวอร์เตอร์มีสถานะการสวิตช์อยู่ระหว่างสถานะ 000 และ 111 ใน 1 คาบ

**ขั้นตอนที่ 11** ตรวจสอบเงื่อนไข  $L_{nf\_min} \leq L_{nf\_max}$

ในกรณีที่เงื่อนไขดังกล่าวเป็นจริง เราจะสามารถกำหนดค่า  $L_{nf}$  ได้จาก

$$L_{nf\_min} \leq L_{nf} \leq L_{nf\_max} \quad (3.50)$$

สำหรับกรณีที่ ไม่สอดคล้องกับเงื่อนไขข้างต้นเราจะต้องคำนวณค่า  $L_{nf\_min}$  ในขั้นตอนที่ 10 ใหม่ โดยยอมให้กระแส  $i_{nm\_max}$  มีค่ามากขึ้น

**ขั้นตอนที่ 12** ตรวจสอบความสอดคล้องของค่าพารามิเตอร์ของตัวเหนี่ยวนำในวงจรสมมูลระหว่างวงจรแบบใหม่พร้อมและใหม่ดปกติจากสมการที่ (3.51)

$$L_{nf} \leq 3L_{cm} \quad (3.51)$$

หากเงื่อนไขที่แสดงเป็นจริงแสดงว่าค่าพารามิเตอร์ที่ออกแบบมีความสอดคล้องกับการสร้างวงจรจริง ในทางตรงกันข้ามหากเงื่อนไขในขั้นตอนนี้ไม่เป็นจริง เราจะต้องย้อนกลับไปออกแบบค่า  $L_{nf}$  ในขั้นตอนที่ 11 ใหม่

**ขั้นตอนที่ 13** คำนวณค่า  $C_{nf\_max}$

ปริมาณกระแสความถี่หลักมูลที่ผ่านวงจรรอง ( $i_{nm\_max}(f_1)$ ) จะขึ้นอยู่กับค่าตัวเก็บประจุแบบโหมดปกติ ( $C_{nf\_max}$ ) ที่ต่ออยู่ในวงจรรอง และเพื่อเป็นการจำกัดกระแสดังกล่าวจะต้องมีการกำหนดค่าสูงสุดของตัวเก็บประจุแบบโหมดร่วมดังสมการที่ (3.52)

$$C_{nf\_max} = \frac{i_{nm\_max}(f_1)}{2\pi f_1 \cdot v_{inv\_rate(phase)}} \quad (3.52)$$

**ขั้นตอนที่ 14** กำหนดค่าความถี่เรโซแนนซ์ในโหมดปกติ  $f_{nm}$  และคำนวณค่า  $C_{nf}$

การกำหนดค่าความถี่เรโซแนนซ์สำหรับวงจรรวมโหมดปกติจะมีเงื่อนไขที่คล้ายกับโหมดร่วม แต่ต่างกันที่แรงดันในโหมดปกติจะไม่มีองค์ประกอบที่ความถี่ฮาร์มอนิกอันดับที่ 3 เหมือนกับในแรงดันโหมดร่วม ทำให้เราได้ขอบเขตของค่า  $f_{nm}$  ดังสมการที่ (3.53)

$$f_o < f_{nm} < f_{sw\_min} \quad (3.53)$$

เมื่อกำหนดค่าความถี่เรโซแนนซ์แบบโหมดปกติ  $f_{nm}$  ได้แล้วเราจะได้

$$C_{nf} = \frac{1}{(2\pi f_{nm})^2 L_{nf}} \quad (3.54)$$

**ขั้นตอนที่ 15** ตรวจสอบเงื่อนไข  $C_{cm}/3 \leq C_{nf} \leq C_{nf\_max}$

เพื่อให้ตัวเก็บประจุแบบโหมดปกติของวงจรรองมีค่าไม่เกินค่าสูงสุด และมีความสอดคล้องกันระหว่างค่าพารามิเตอร์ของวงจรรองกับวงจรสมมูลดังแสดงในตารางที่ 3.2 เราจะต้องมีการตรวจสอบเงื่อนไขดังสมการที่ (3.55)

$$C_{cm}/3 \leq C_{nf} \leq C_{nf\_max} \quad (3.55)$$

หากเงื่อนไขดังกล่าวไม่เป็นจริง จะต้องกำหนดค่าความถี่เรโซแนนซ์แบบโหมดปกติให้มีค่ามากขึ้นและคำนวณค่า  $C_{nf}$  ในขั้นตอนที่ 13 ใหม่

**ขั้นตอนที่ 16** คำนวณค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของวงจรกรอง

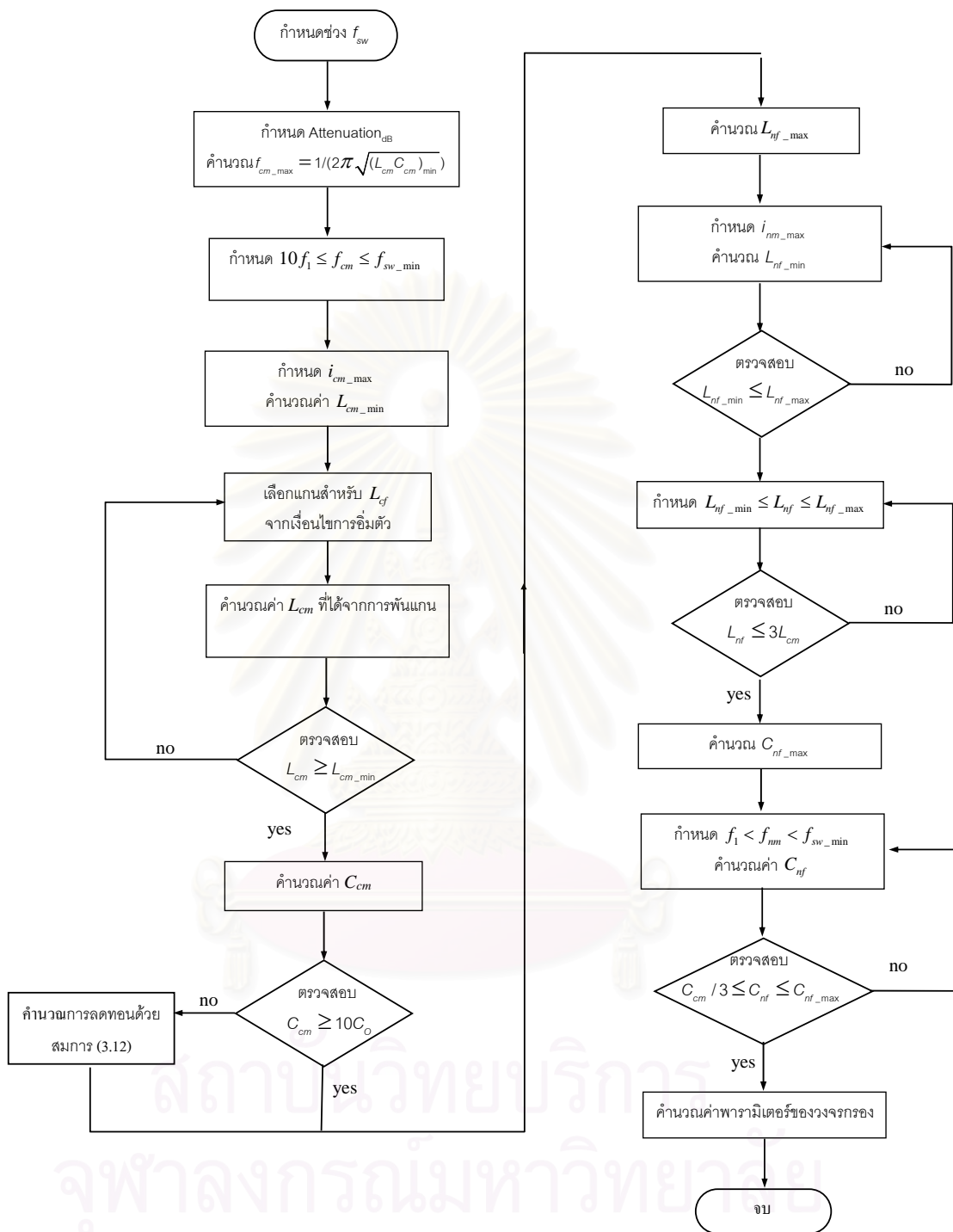
จากค่า  $L_{nf}$  และ  $C_{nf}$  ที่ได้จากการออกแบบ สามารถคำนวณค่า  $L_{cf}$  และ  $C_{cf}$  ได้จาก

$$L_{cf} = L_{cm} - \frac{L_{nf}}{3} \quad \text{และ} \quad C_{cf} = \frac{3C_{nf} \cdot C_{cm}}{3C_{nf} - C_{cm}} \quad (3.56)$$

จากขั้นตอนการออกแบบวงจรข้างต้น เราสามารถสรุปได้ด้วยแผนภาพในรูปที่ 3.38



สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



รูปที่ 3.38 แผนภาพแสดงขั้นตอนการออกแบบวงจรแบบ LC ( $f_{cm}, f_{nm} < f_{sw}$ )

### 3.2.2.2 ตัวอย่างการออกแบบวงจรกรองแบบ LC ที่มี $f_{cm}, f_{nm} < f_{sw}$

จากขั้นตอนการออกแบบวงจรกรองที่ได้แสดงในหัวข้อที่ 3.2.2.1 เราสามารถแสดงตัวอย่างการออกแบบวงจรกรองตามขั้นตอนดังนี้ โดยข้อมูลของระบบเป็นค่าเดียวกันกับที่ใช้ในหัวข้อ 3.2.1.2

ขั้นตอนที่ 1 กำหนดค่า  $Attenuation_{dB} \geq -40 dB$  ที่ความถี่ 150 kHz

$$\text{จาก } Attenuation_{dB} = 20 \log \left[ \frac{1}{s^2 L_{cm} C_{cm} + 1} \right]$$

$$\text{จะได้ค่า } L_{cm} C_{cm} \geq 1.115 \times 10^{-10}$$

คำนวณค่าความถี่เรโซแนนซ์แบบโหมดร่วมจะได้ว่า

$$f_{cm\_max} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_{cm} C_{cm}}} = \frac{1}{2\pi \sqrt{1.1145 \times 10^{-10}}} = 15 \text{ kHz}$$

ขั้นตอนที่ 2 กำหนดค่าความถี่เรโซแนนซ์แบบโหมดร่วม  $f_{cm}$  จากเงื่อนไข  $10f_1 < f_{cm} < f_{sw\_min}$

จากการทำงานของอินเวอร์เตอร์ที่มีค่า  $f_1 = 50 \text{ Hz}$  และ  $f_{sw\_min} = 5 \text{ kHz}$  กำหนดให้

$f_{cm} = 2 \text{ kHz}$  จะได้ค่าผลคูณของ  $L_{cm}$  และ  $C_{cm}$

$$L_{cm} C_{cm} = \frac{1}{(2\pi f_{cm})^2} = \frac{1}{(2\pi \times 2 \times 10^3)^2} = 6.333 \times 10^{-9}$$

และสามารถคำนวณค่าการลดทอนที่ความถี่ 150 kHz ได้เป็น

$$Attenuation_{dB} \approx 20 \log \left( \frac{1}{s^2 L_{cm} C_{cm} + 1} \right) = -75 \text{ dB}$$

ขั้นตอนที่ 3 เมื่อกำหนดค่ากระแสโหมดร่วมสูงสุดที่ผ่านวงจรกรองไม่เกิน 10 % ของกระแสพิกัดอินเวอร์เตอร์

$$i_{cm\_max} \leq 0.1 i_{inv\_rate} = 0.62 A_{rms} = 0.88 A_{peak}$$



จะสามารถคำนวณค่า  $L_{cm\_min}$  ได้จาก

$$\begin{aligned} L_{cm\_min} &= \frac{E_d}{8i_{cm\_max} \cdot f_{sw\_min}} \\ &= \frac{540}{8 \times 0.88 \times 5 \times 10^3} = 15.35mH \end{aligned}$$

ขั้นตอนที่ 4 เราสามารถเลือกแกนจากเงื่อนไขการอิมิตัวคือ

$$\begin{aligned} \frac{A_w}{3} \cdot A_C \cdot B_S &\geq \frac{E_d}{8k_w \cdot f_{sw\_min}} \cdot \frac{I_{inv\_rate(phase)}}{J} \\ \frac{A_w}{3} \cdot A_C \cdot B_S &\geq \frac{540}{8 \times 0.3 \times 5 \times 10^3} \times \frac{6.2}{4} \times 10^{-6} \\ &\geq 6.975 \times 10^{-8} \end{aligned}$$

โดยในที่นี้กำหนดให้  $k_w = 0.3$  และ  $J = 4A/mm^2$

ในวิทยานิพนธ์นี้ได้เลือกใช้แกนทอรอยด์จากบริษัท EPCOS : R63×38×25 ซึ่งมีค่า

$$A_L = 10800nH/turn, A_C = 305mm^2, A_w = 1017mm^2 \text{ และ } B_S = 0.38T$$

โดยจะใช้แกนทอรอยด์ 2 ชั้นประกบเข้าหากัน ทำให้มีพื้นที่หน้าตัดแกน  $A_C$  และค่า  $A_L$  เพิ่มขึ้นเป็น 2 เท่า และเราสามารถคำนวณเทอมที่ใช้แสดงการอิมิตัวของแกนทอรอยด์ได้เป็น

$$\begin{aligned} \frac{A_w}{3} \cdot A_C \cdot B_S &= \frac{1017 \times 10^{-6}}{3} \times 2 \times 305 \times 10^{-6} \times 0.38 \\ &= 7.86 \times 10^{-8} \end{aligned}$$

ซึ่งแสดงว่าเราสามารถออกแบบตัวเหนี่ยวนำโหมตร่วมด้วยแกนทอรอยด์ดังกล่าวได้ โดยไม่เกิดปัญหาเรื่องการอิมิตัว

ขั้นตอนที่ 5 คำนวณหาค่า  $L_{cm}$  จากจำนวนรอบที่ต้องพันบนแกนจากเงื่อนไข  $N_{\min} \leq N \leq N_{\max}$

เราสามารถคำนวณค่าขอบเขตของจำนวนรอบได้ดังนี้

$$\begin{aligned} N_{\min} &= \frac{E_d}{8B_s \cdot A_c \cdot f_{sw\_min}} \\ &= \frac{540}{8 \times 0.38 \times 2 \times 305 \times 10^{-6} \times 5 \times 10^3} = 59 \text{ รอบ} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} N_{\max} &= \frac{k_w \cdot A_w \cdot J}{3i_{inv\_rate(phase)}} \\ &= \frac{0.3 \times 1017 \times 10^{-6} \times 4}{3 \times 6.2 \times 10^{-6}} = 66 \text{ รอบ} \end{aligned}$$

เราเลือกให้  $N = 65$  รอบ และคำนวณค่าความเหนี่ยวนำของตัวเหนี่ยวนำใหม่รวมจากคุณสมบัติของแกนที่เลือกใช้ได้คือ

$$\begin{aligned} L_{cm} &= N^2 A_L = 65^2 \times 2 \times 10800 \times 10^{-9} \\ &= 91.21mH \end{aligned}$$

ขั้นตอนที่ 6 ตรวจสอบเงื่อนไข  $L_{cm} \geq L_{cm\_min}$

จากขั้นตอนที่ 3  $L_{cm\_min} = 9.77mH$  และในขั้นตอนที่ 5 เราได้ออกแบบให้  $L_{cm} = 91.21mH$  จะซึ่งสอดคล้องกับเงื่อนไขข้างต้น

ขั้นตอนที่ 7 ในขั้นตอนนี้เราสามารถคำนวณค่า  $C_{cm}$  ได้จากค่า  $f_{cm}$  และ  $L_{cm}$  ในขั้นต่อนก่อนหน้านี้คือ

$$\begin{aligned} C_{cm} &= \frac{1}{(2\pi f_{cm})^2 L_{cm}} \\ &= \frac{1}{(2\pi \times 2 \times 10^3)^2 \times 91.21 \times 10^{-3}} = 69.4nF \end{aligned}$$

ขั้นตอนที่ 8 ตรวจสอบเงื่อนไข  $C_{cm} \geq 10C_o$

จากค่าตัวเก็บประจุแบบใหม่รวมของวงจรกรองที่ได้ออกแบบ  $C_{cm} = 69.4nF$  ในกรณีที่ระบบมีค่า  $C_o = 0.167nF$  จะได้  $C_{cm} \geq 10C_o$  ดังนั้นเราสามารถหาค่าประมาณของอัตราการลดทอนที่คำนวณไว้ในขั้นตอนที่ 2 ได้ (-75dB)

ขั้นตอนที่ 9 เมื่อกำหนดให้แรงดันความถี่หลักมูลที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำโหมดปกติมีค่าไม่เกิน 5% เราจะคำนวณค่าความเหนี่ยวนำแบบโหมดปกติสูงสุด  $L_{nf\_max}$  ได้ว่า

$$\begin{aligned} L_{nf\_max} &= \frac{0.05 \times V_{inv\_rate} (phase)}{2\pi f_1 \times i_{motor\_rate}} \\ &= \frac{0.05 \times 220}{2\pi \times 50 \times 3.6} = 9.73mH \end{aligned}$$

ขั้นตอนที่ 10 เมื่อกำหนดค่ายอดของกระแสโหมดปกติสูงสุดที่ผ่านวงจรรอง  $i_{nm\_max}$  มีค่าไม่เกิน 10 % ของกระแสพิกัดอินเวอร์เตอร์

$$i_{nm\_max} \leq 0.1 i_{inv\_rate} = 0.62 A_{rms} = 0.88 A_{peak}$$

เราสามารถคำนวณค่า  $L_{nf\_min}$  ได้จาก

$$\begin{aligned} L_{nf\_min} &= \frac{E_d / 3}{4 \times i_{nm\_max} \times f_{sw\_min}} \\ &= \frac{540 / 3}{4 \times 0.88 \times 5 \times 10^3} = 10.22mH \end{aligned}$$

ขั้นตอนที่ 11 เนื่องจากค่า  $L_{nf\_max}$  และ  $L_{nf\_min}$  ในขั้นตอนที่ 9 และ 10 ไม่สอดคล้องกับเงื่อนไข  $L_{nf\_min} \leq L_{nf\_max}$  ทำให้เราต้องกำหนดค่า  $L_{nf\_min}$  ใหม่โดยยอมให้ค่าสูงสุดของกระแสโหมดปกติ  $i_{nm\_max}$  มีค่ามากขึ้นเป็น 25 % ของค่ากระแสพิกัด

$$i_{nm\_max} = 0.25 i_{rate\_inv} = 1.55 A_{rms} = 2.19 A_{peak}$$

และคำนวณค่า  $L_{nf\_min}$  ใหม่ได้ว่า

$$\begin{aligned} L_{nf\_min} &= \frac{E_d / 3}{4 \times i_{nm\_max} \times f_{sw\_min}} \\ &= \frac{540 / 3}{4 \times 2.2 \times 5 \times 10^3} = 4mH \end{aligned}$$

ซึ่งทำให้สอดคล้องกับเงื่อนไข  $L_{nf\_min} \leq L_{nf\_max}$  และเราจะกำหนดให้

$$L_{nf} = L_{nf\_min} = 4mH$$

ขั้นตอนที่ 12 สำหรับการตรวจสอบเงื่อนไข  $L_{nf} \leq 3L_{cm}$  เนื่องจาก  $L_{nf} = 4mH$  และ  $L_{cm} = 91.21mH$  ซึ่งสอดคล้องกับเงื่อนไขการเชื่อมโยงกันของค่าความเหนี่ยวนำระหว่างโหมดปกติและโหมดรวม ลำดับต่อไปจึงเป็นการออกแบบในขั้นตอนที่ 13

ขั้นตอนที่ 13 คำนวณค่า  $C_{nf\_max}$  เมื่อกำหนดให้  $i_{nm\_max}(f_1) = 0.5A$  จะได้

$$\begin{aligned} C_{nf\_max} &= \frac{i_{nm\_max}(f_1)}{2\pi f_1 \cdot v_{inv\_rate(phase)}} \\ &= \frac{0.5}{2\pi \times 50 \times 220} = 7.23\mu F \end{aligned}$$

ขั้นตอนที่ 14 จากเงื่อนไขการกำหนดค่าความถี่เรโซแนนซ์สำหรับโหมดปกติ  $f_1 < f_{nm} < f_{sw\_min}$  เราจะเลือกให้  $f_{nm} = 1.5kHz$  และคำนวณค่า  $C_{nf}$  จาก

$$\begin{aligned} C_{nf} &= \frac{1}{(2\pi f_{nm})^2 L_{nf}} \\ &= \frac{1}{(2\pi \times 1.5 \times 10^3)^2 \times 5.14 \times 10^{-3}} = 2.2\mu F \end{aligned}$$

ขั้นตอนที่ 15 จากค่า  $C_{cm}$ ,  $C_{nf}$  และ  $C_{nf\_max}$  ที่ได้จากการออกแบบในขั้นตอนก่อนหน้านี้ จะได้ว่ามีความสอดคล้องกับเงื่อนไข  $C_{cm}/3 \leq C_{nf} \leq C_{nf\_max}$

ขั้นตอนที่ 16 คำนวณค่าพารามิเตอร์องค์ประกอบของวงจรกรอง

จากค่า  $L_{nf}$  และ  $C_{nf}$  ที่ได้จากการออกแบบ เราสามารถคำนวณค่า  $L_{cf}$  และ  $C_{cf}$  ได้จาก

$$L_{cf} = L_{cm} - \frac{L_{nf}}{3} = 89.5mH$$

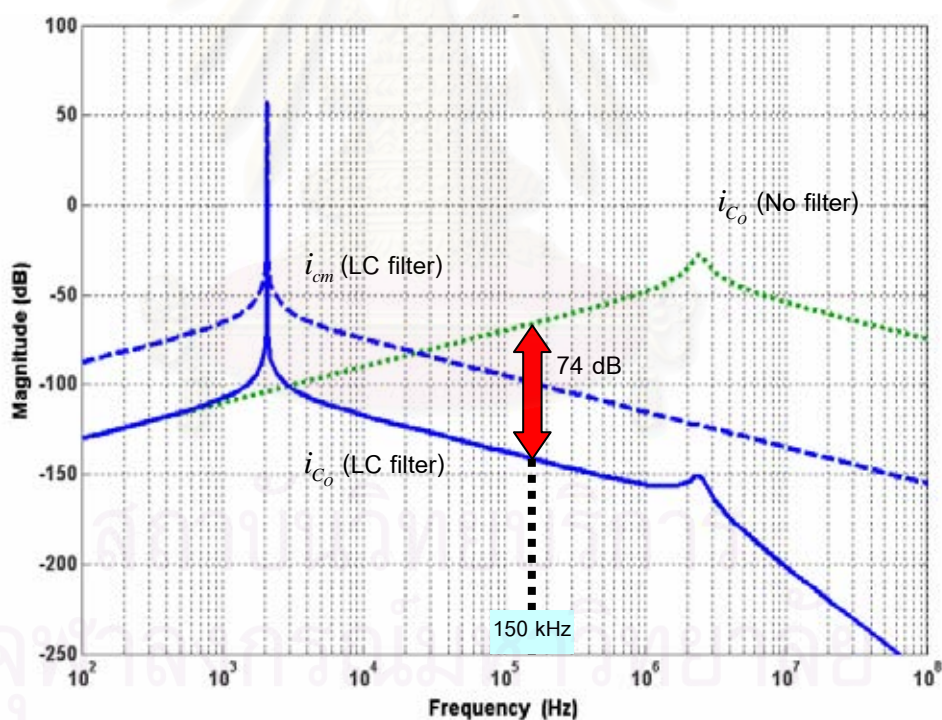
และ

$$C_{cf} = \frac{3C_{nf}C_{cm}}{3C_{nf} - C_{cm}} = 70.14nF$$

เพื่อความเหมาะสมสำหรับการสร้างวงจรกรองในทางปฏิบัติ ค่าพารามิเตอร์ที่ได้จากการออกแบบวงจรกรองจะถูกปรับเปลี่ยนค่าดังนี้

$L_{nf} = 4mH$  ,  $C_{nf} = 3\mu F$  ,  $C_{cf} = 66nF$  และ  $L_{cf} = 88.6mH$  เมื่อใช้แกนทอรอยด์ที่กำหนดในการออกแบบและพันขดลวดตัวนำ 70 รอบ เมื่อคำนวณค่าย้อนกลับเพื่อแสดงลักษณะสมบัติของระบบเมื่อติดตั้งวงจรกรองจะได้ว่า

$f_{cm} = 2.073kHz$  ,  $i_{cm\_max} = 0.152A_{peak}$  ,  $f_{nm} = 1.45kHz$  และ  $i_{nm\_max} = 2.25A_{peak}$  และมีค่าการลดทอนที่ความถี่ 150 kHz เท่ากับ -74 dB



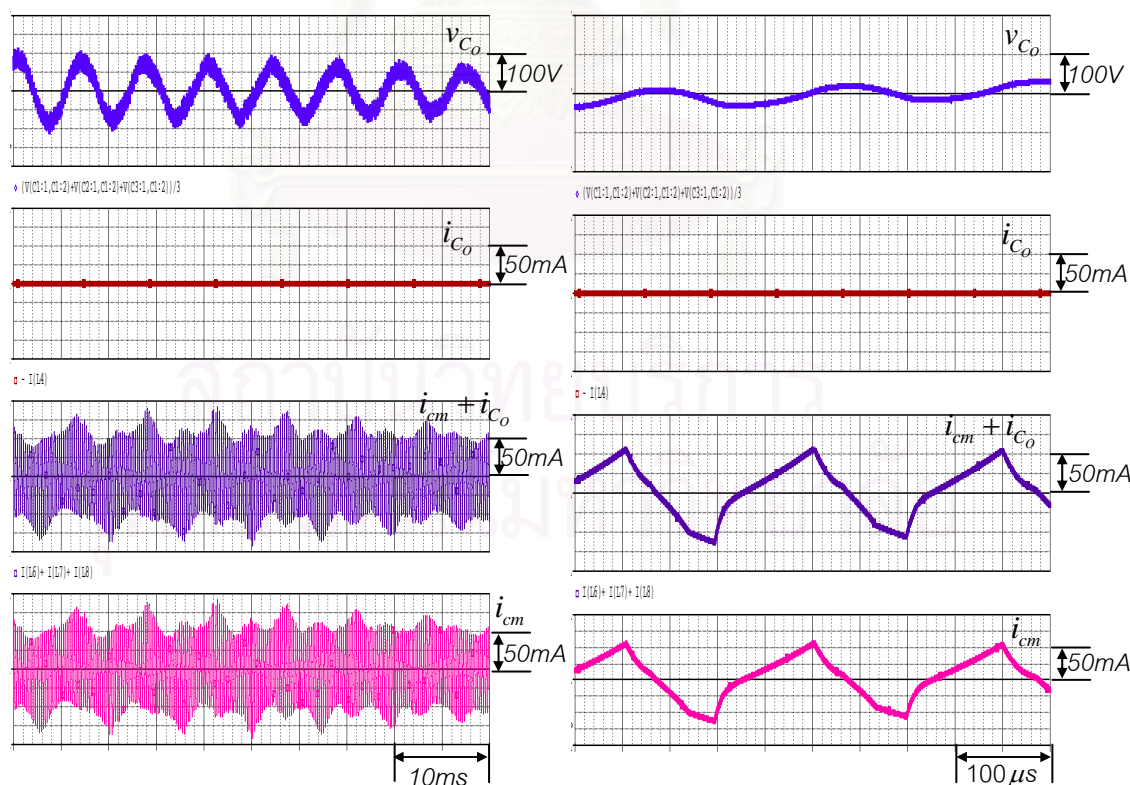
รูปที่ 3.39 แผนภาพโบเดเปรียบเทียบลักษณะของกระแสรั่วไหลระหว่างก่อนและหลัง

ใส่วงจรกรองแบบ LC ที่มี  $f_{cm}, f_{nm} < f_{sw}$

เมื่อแทนค่าพารามิเตอร์ของระบบและวงจรกรองที่ได้จากการออกแบบเราสามารถแสดงแผนภาพโบเดของฟังก์ชันโอนย้ายของระบบดังในรูปที่ 3.39 จะเห็นว่าแผนภาพโบเดที่ได้จะมีลักษณะเหมือนกับแผนภาพโบเดในรูปที่ 3.21 (กรณีที่ใช้วงจรกรองแบบ LC ที่มี  $f_{cm}, f_{nm} \gg f_{sw}$ )

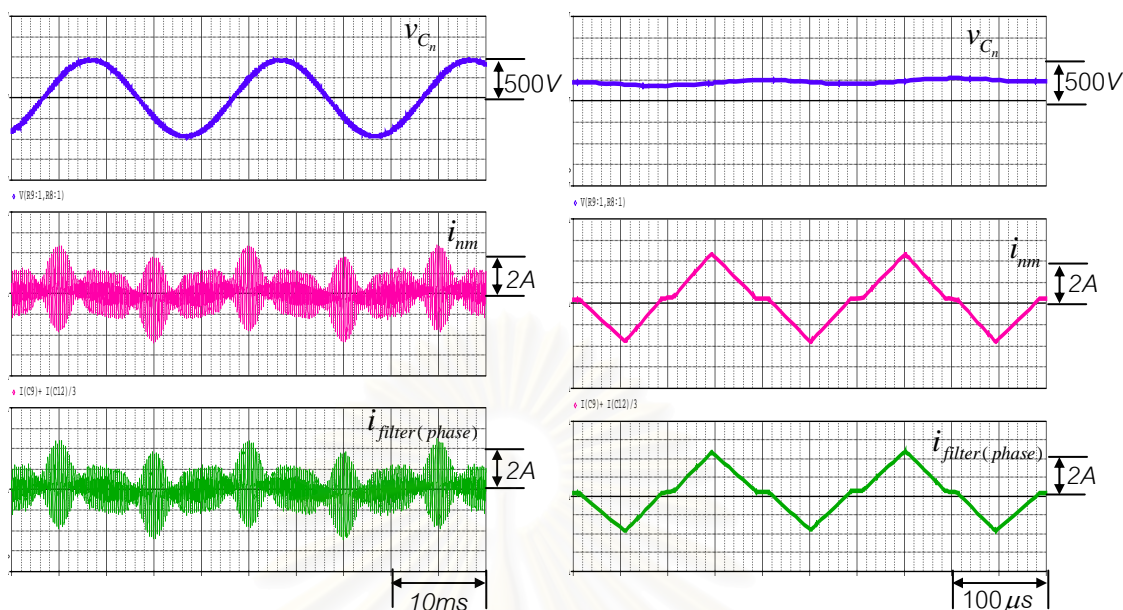
แต่เนื่องจากในกรณีนี้วงจรกรองจะมีความถี่เรโซแนนซ์แบบโหมดร่วมต่ำกว่าจึงให้ผลการลดทอนกระแสรั่วไหลมากกว่า สังเกตจากในรูปที่ 3.39 จะเห็นว่าที่ความถี่ 150 kHz จะมีอัตราการลดทอนกระแสรั่วไหลมากถึง 74 dB ซึ่งตรงกับค่าที่คำนวณได้ในขั้นตอนการออกแบบ

ผลการจำลองในรูปที่ 3.40 แสดงให้เห็นว่าการใช้วงจรกรองแบบ LC ในกรณีนี้สามารถลดทอนกระแสรั่วไหล  $i_{C_o}$  ได้เป็นอย่างดี โดยค่ากระแสโหมดร่วมที่ผ่านวงจรกรอง  $i_{cm}$  ที่ได้จากผลจำลอง (50mA) จะมีค่าน้อยกว่าค่านอกที่กำหนดในขั้นตอนการออกแบบ (96 mA) สำหรับสัญญาณแบบโหมดปกติที่ได้จากการจำลองการทำงานในรูปที่ 3.41 จะเห็นว่าแรงดันด้านออกของวงจรกรอง  $v_{C_n}$  ที่จ่ายให้กับมอเตอร์มีลักษณะเป็นสัญญาณไซน์ ซึ่งแสดงถึงสมรรถนะของวงจรกรองที่ได้กรององค์ประกอบแรงดันที่ความถี่การสวิตช์และไซด์แบนด์ออกไป และจากรูปที่ 3.41 จะเห็นได้ว่าค่ายอดของกระแสโหมดปกติของวงจรกรอง ( $i_{nm}$ ) มีขนาดเท่ากับ 2 A ซึ่งใกล้เคียงกับค่าที่คำนวณ (2.25 A) และเนื่องจากกระแสโหมดร่วมของวงจรกรอง ( $i_{cm}$ ) มีขนาดเล็กกว่ากระแสโหมดปกติของวงจรกรอง ( $i_{nm}$ ) มาก เราจะสามารถประมาณได้ว่ากระแสเฟสของวงจรกรอง ( $i_{filter(phase)}$ ) จะมีขนาดเท่ากับกระแสโหมดร่วมของวงจรกรอง ( $i_{cm}$ ) (พิจารณาจากความสัมพันธ์  $i_{filter(phase)} = i_{nm} + i_{cm} / 3$ )



รูปที่ 3.40 ผลการจำลองสัญญาณแบบโหมดร่วมของระบบที่ความถี่การสวิตช์  $f_{sw} = 5$  kHz

เมื่อติดตั้งวงจรกรองแบบ LC ที่มี  $f_{cm}, f_{nm} < f_{sw}$



รูปที่ 3.41 ผลการจำลองสัญญาณแบบโหมดปกติของระบบที่ความถี่การสวิตช์  $f_{sw} = 5 \text{ kHz}$  เมื่อติดตั้งวงจรกรองแบบ LC ที่มี  $f_{cm}, f_{nm} < f_{sw}$

### 3.2.2.3 ผลการทดลองการใช่วงจรกรองแบบ LC ที่มี $f_{cm}, f_{nm} < f_{sw}$

#### การเปรียบเทียบสัญญาณแบบโหมดร่วม

จากผลการทดลองในรูปที่ 3.42 จะเห็นว่าสัญญาณของระบบแบบโหมดร่วมที่ได้จากการใช่วงจรกรองจะมีความลักษณะและขนาดของรูปคลื่นที่สอดคล้องกับผลการจำลองในรูปที่ 3.40 รูปที่ 3.42 เป็นผลการทดลองเมื่ออินเวอร์เตอร์ทำงานที่ความถี่การสวิตช์ 10 kHz จากผลการทดลองเราสามารถวิเคราะห์ผลจากการใช่วงจรกรองแบบ LC ที่มีความถี่เรโซแนนซ์ ( $f_{cm}, f_{nm}$ ) ต่ำกว่าความถี่การสวิตช์ ( $f_{sw}$ ) โดยสรุปตามเงื่อนไขการออกแบบได้ดังนี้

1) ในด้านการลดทอนกระแสรั่วไหล พิจารณาจากขนาดกระแสรั่วไหลในรูปที่ 3.42 - 3.45 จะเห็นว่ากระแสรั่วไหลนั้นมีขนาดลดลงมาก โดยที่องค์ประกอบตั้งแต่ที่ความถี่สวิตช์ขึ้นไป จะถูกกรองให้มีขนาดลดลง เมื่อเปรียบเทียบกับกรณีก่อนใส่วงจรกรอง และกรณีที่ใช่วงจรกรองแบบ LC ที่ออกแบบให้ความถี่เรโซแนนซ์สูงกว่าความถี่การสวิตช์ เมื่อพิจารณาจากรูปขยายในรูปที่ 3.42 (ข) และ 3.44(ข) จะเห็นความแตกต่างระหว่างผลจำลองการทำงานและผลการทดลองซึ่งสามารถอธิบายได้โดยอาศัยสเปกตรัมของสัญญาณในรูปที่ 3.43 และ 3.45 จะเห็นได้ว่าแม้ว่ากระแสรั่วไหลจะมีขนาดลดลง แต่ยังคงมีองค์ประกอบของสัญญาณที่ความถี่ 2.4 MHz ซึ่งเป็นความถี่เรโซแนนซ์ระหว่าง  $L_o$  และ  $C_o$  ของระบบเดิมก่อนติดตั้งวงจรกรอง ผลดังกล่าวมีสาเหตุมา

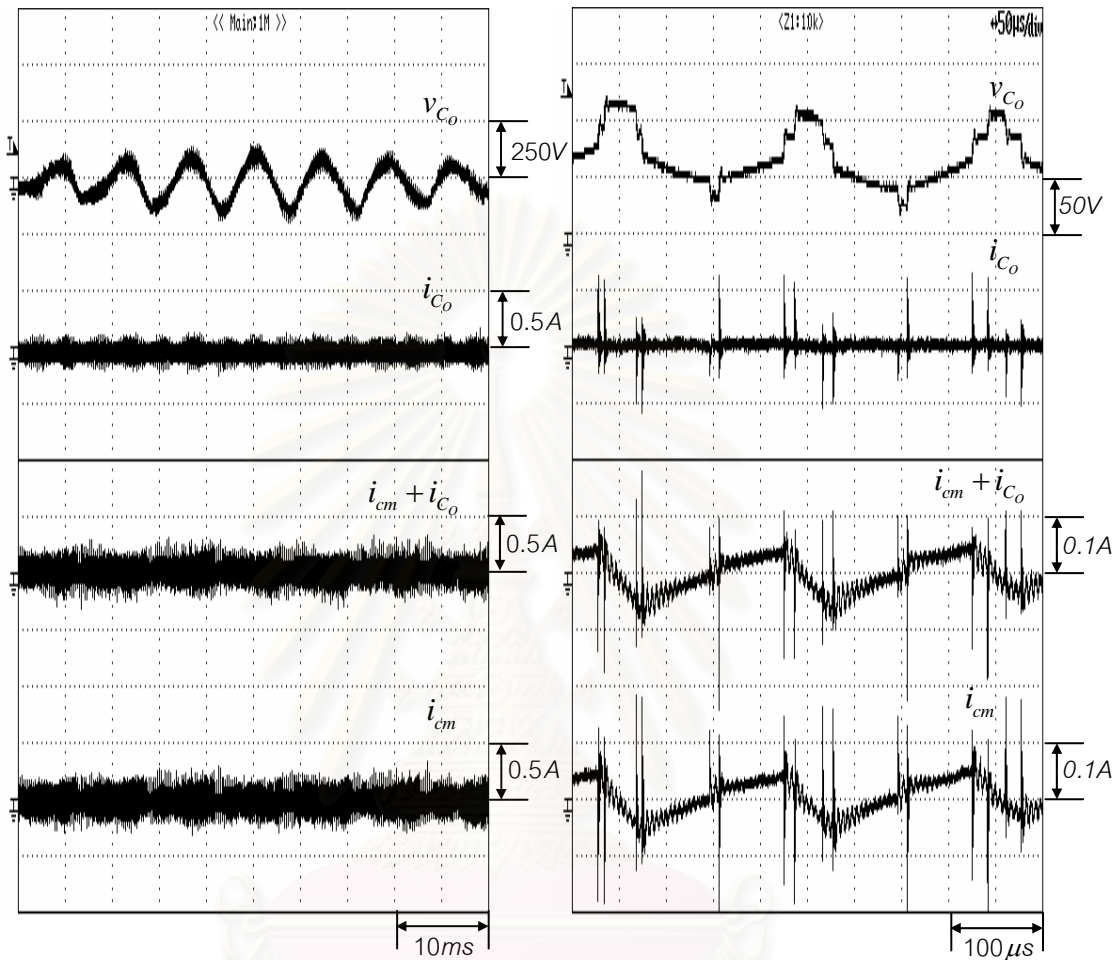
จากค่าความซึมซาบ ( $\mu$ ) ของแกนที่ใช้พันตัวเหนี่ยวนำโหมตร่วมมีคุณสมบัติที่เปลี่ยนแปลงตามความถี่ การลดลงของค่าความซึมซาบที่ความถี่สูงทำให้สมรรถนะในการลดทอนของตัวเหนี่ยวนำโหมตร่วมด้อยลง ยังผลให้มีแรงดันโหมตร่วมที่ปลายขั้วมอเตอร์หลงเหลืออยู่ (การเปลี่ยนแปลงแบบขั้น) ดังในรูปที่ 3.42 (ข) และ 3.44 (ข) ซึ่งมีปริมาณที่เพียงพอสำหรับการกระตุ้นให้เกิดกระแสที่ความถี่เรโซแนนซ์ระหว่าง  $L_o$  และ  $C_o$  ได้

2) ขนาดของกระแสโหมตร่วมที่ผ่านวงจรรอง ( $i_{cm}$ ) จากรูปที่ 3.42 (ข) และ 3.44 (ข) จะเห็นว่า  $i_{cm}$  มีขนาดค่ายอดสูงสุดประมาณ 50 mA ที่ความถี่การสวิตช์ 5 kHz ซึ่งสอดคล้องกับผลการจำลองการทำงานในรูปที่ 3.40 ส่วนสัญญาณยอดแหลม (spike) ที่ปะปนมานั้นมีสาเหตุมาจากผลตอบสนองขององค์ประกอบปรสิติกภายในตัวเหนี่ยวนำโหมตร่วม ซึ่งมีความถี่ธรรมชาติอยู่ที่ 200 kHz (พิจารณาจากสเปกตรัมของสัญญาณในรูปที่ 3.43 และ 3.45

3) ขนาดแรงดันโหมตร่วมที่ปลายขั้วด้านเข้าของมอเตอร์ ( $v_{c_o}$ ) จากผลการทดสอบในรูปที่ 3.43 (ก) และ 3.45 (ก) สังเกตได้ว่าองค์ประกอบความถี่สูงของแรงดันโหมตร่วมโดยส่วนใหญ่จะถูกกรองออกไป ส่วนที่หลงเหลืออยู่คือส่วนระลอกที่เกิดจากของวงจรรีเอียงกระแส (150Hz) และองค์ประกอบฮาร์มอนิกอันดับที่ 3 ของความถี่หลักมูล โดยที่ภาพขยายในรูปที่ 3.43 (ข) และ 3.45 (ข) จะแสดงองค์ประกอบของแรงดันโหมตร่วมที่ความถี่การสวิตช์ซึ่งหลงเหลือจากการกรอง



ผลการทดลองที่ความถี่การสวิตช์ 5kHz



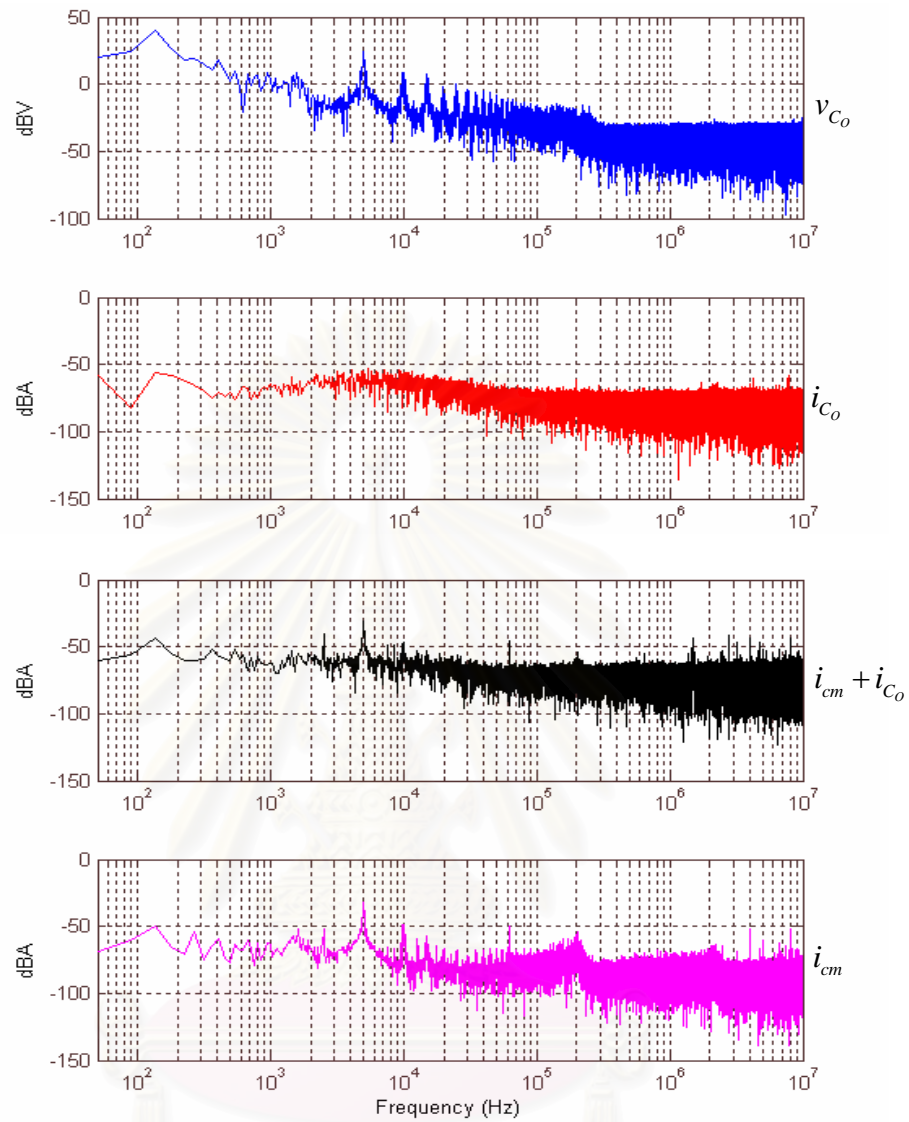
(ก) สเกลเวลาของความถี่หลักมูล

(ข) ภาพขยายในสเกลเวลาของความถี่การสวิตช์

รูปที่ 3.42 สัญญาณแบบโหมคร่วมของระบบที่ความถี่การสวิตช์  $f_{sw} = 5 \text{ kHz}$

เมื่อติดตั้งวงจรแบบ LC ที่มี  $f_{cm}, f_{nm} < f_{sw}$

จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

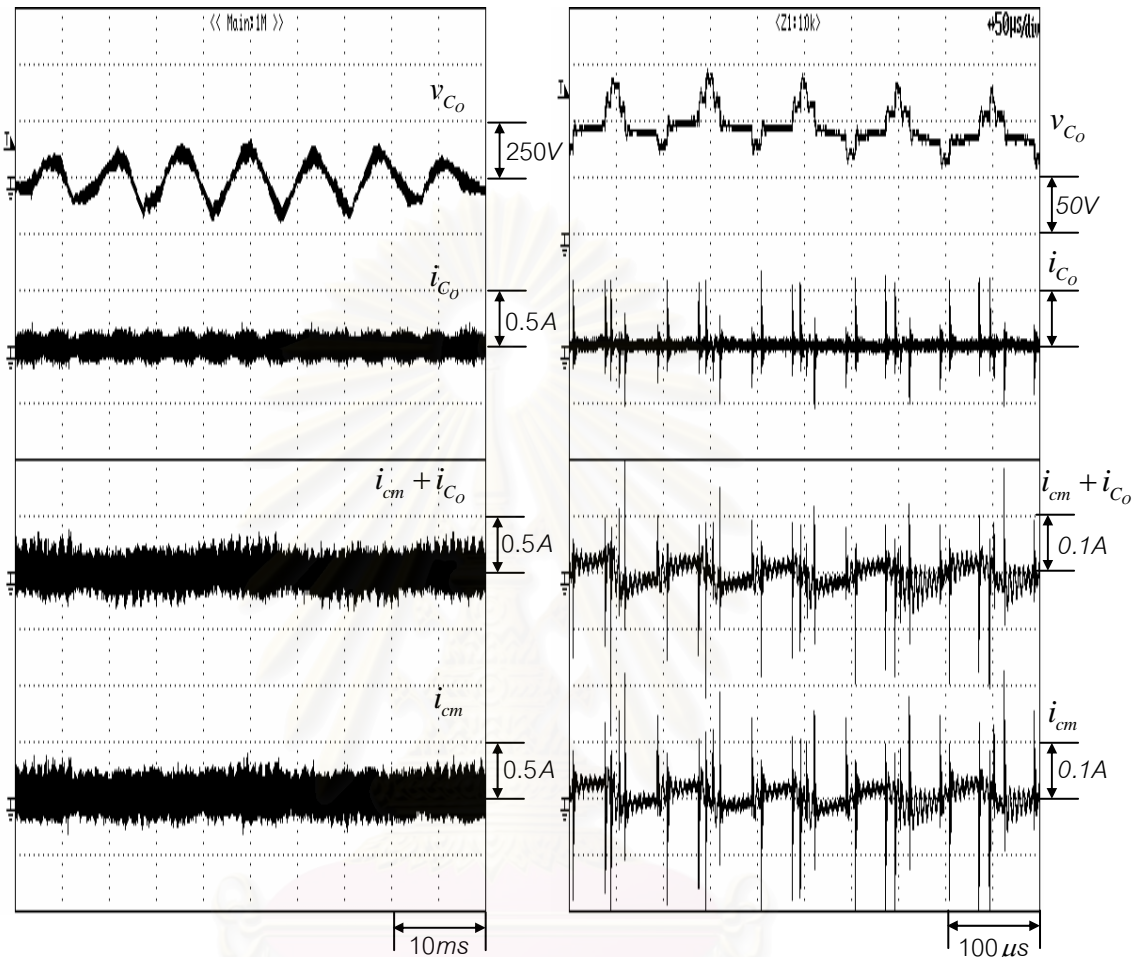


รูปที่ 3.43 สเปกตรัมของสัญญาณแบบโหมคร่วมของระบบที่ความถี่การสวิตช์

$f_{sw} = 5$  kHz เมื่อติดตั้งวงจรกรองแบบ LC ที่มี  $f_{cm}, f_{nm} < f_{sw}$

จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ผลการทดลองที่ความถี่การสวิตช์ 10 kHz



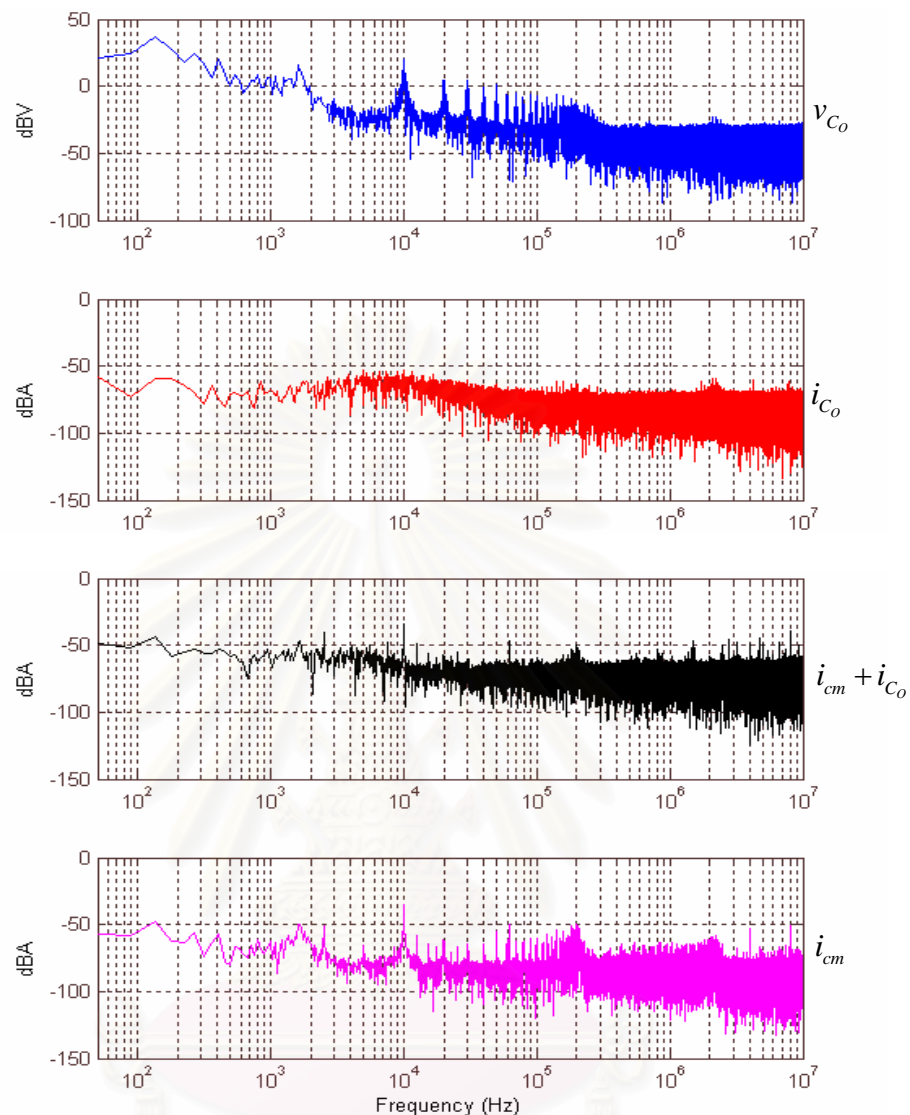
(ก) สเกลเวลาของความถี่หลักมูล

(ข) ภาพขยายในสเกลเวลาของความถี่การสวิตช์

รูปที่ 3.44 สัญญาณแบบโหมดร่วมของระบบที่ความถี่การสวิตช์  $f_{sw} = 10 \text{ kHz}$

เมื่อติดตั้งวงจรกรองแบบ LC ที่มี  $f_{cm}, f_{nm} < f_{sw}$

จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



รูปที่ 3.45 สเปกตรัมของสัญญาณแบบโหมดร่วมของระบบที่ความถี่การสวิตช์

$$f_{sw} = 10\text{kHz} \text{ เมื่อติดตั้งวงจรกรองแบบ LC ที่มี } f_{cm}, f_{nm} < f_{sw}$$

### การเปรียบเทียบสัญญาณแบบโหมดปกติ

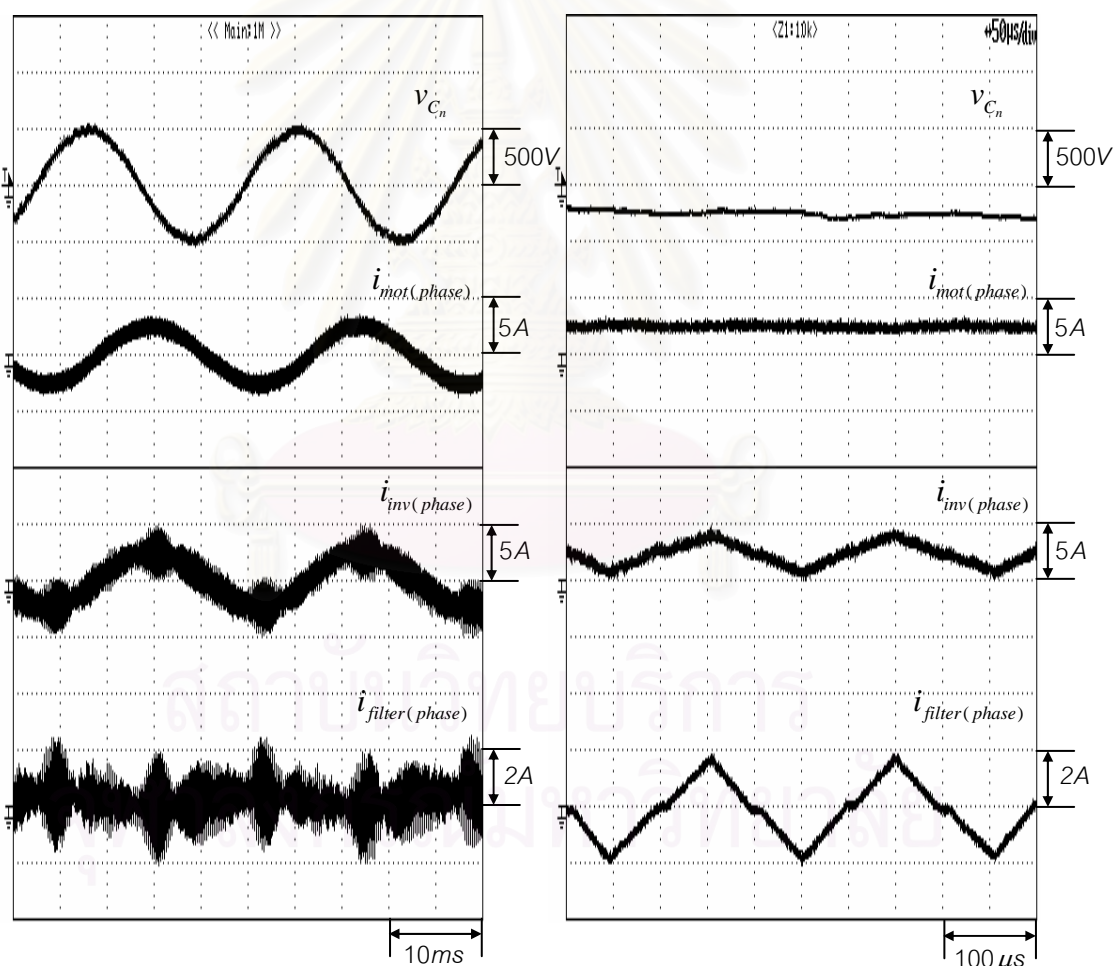
ในการพิจารณาผลการทดลองเราจะละเลยองค์ประกอบที่ความถี่หลักมูลเพื่อให้สอดคล้องกับผลการจำลอง โดยจะกล่าวแยกเป็นประเด็นดังนี้

- 1) ขนาดของกระแสที่ผ่านวงจรกรอง ( $i_{filter(phase)}$ ) จะเป็นผลรวมของกระแสโหมดร่วมและโหมดปกติ ( $i_{filter(phase)} = i_{nm} + i_{cm}/3$ ) แต่เนื่องจากในการทดลอง กระแสโหมดร่วมที่ผ่านวงจรกรองจะมีขนาดเล็กกว่ากระแสโหมดปกติที่ผ่านวงจรกรองมาก ดังนั้นเราจะประมาณว่า

$i_{filter(phase)} \approx i_{nm}$  จากรูปที่ 3.44 (ข) และ 3.46 (ข) จะเห็นว่าค่ายอดสูงสุดของกระแสจะอยู่ที่ความถี่การสวิตช์ 5 kHz โดยมีค่าเท่ากับ 2 A ซึ่งสอดคล้องกับผลการจำลองการทำงานในรูปที่ 3.39

2) แรงดันโหมดปกติที่ปลายขั้วด้านเข้าของมอเตอร์ ( $v_{C_n}$ ) จะเป็นสัญญาณรูปคลื่นไซน์ แสดงถึงสมรรถนะของวงจรรองที่กรององค์ประกอบแรงดันที่ความถี่การสวิตช์และไซด์แบนด์ออกไป ซึ่งเมื่อพิจารณาจากสเปกตรัมของสัญญาณแรงดันโหมดปกติ  $v_{C_n}$  ในรูปที่ 3.47 และ 3.49 ก็จะทำให้เห็นว่าองค์ประกอบที่ความถี่สวิตช์จะมีขนาดลดลงเมื่อเทียบกับกรณีก่อนใส่วงจรรอง

### ผลการทดลองที่ความถี่การสวิตช์ 5kHz

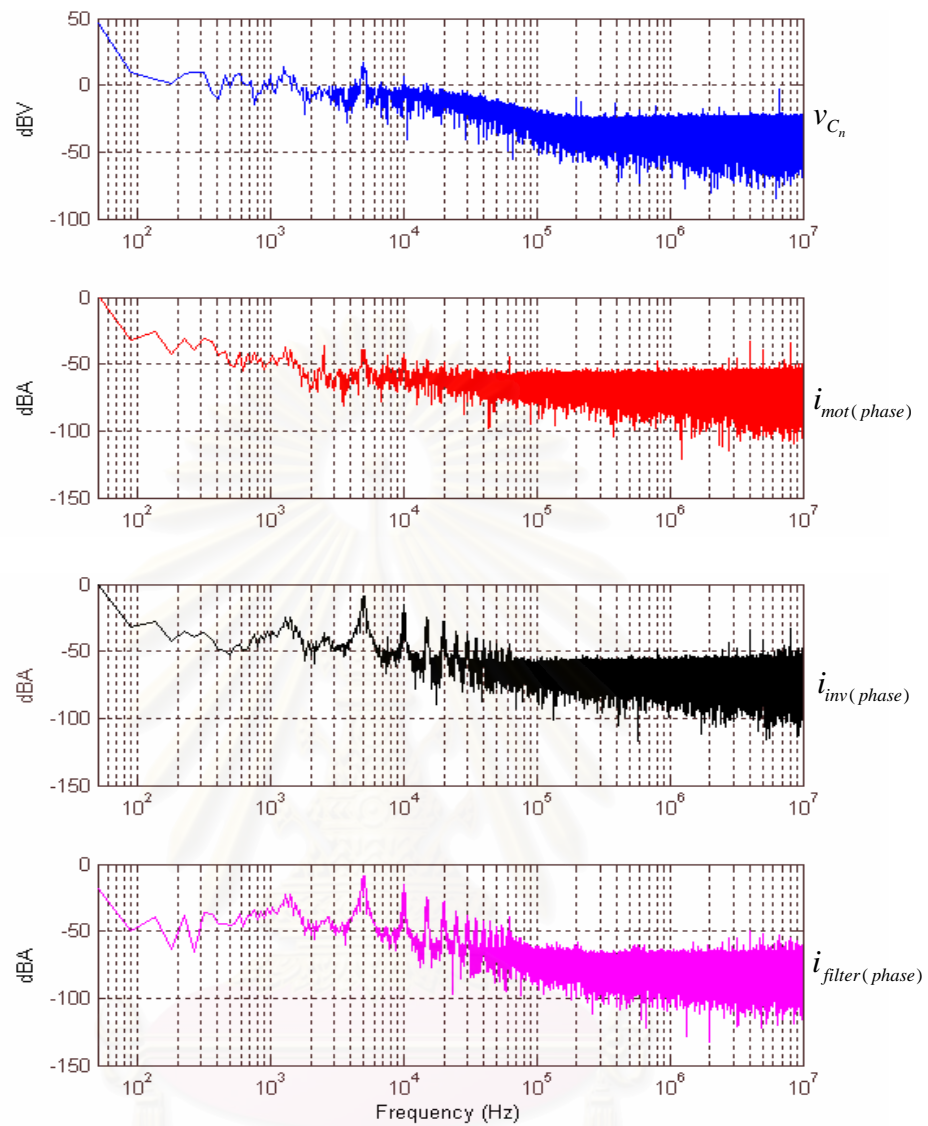


(ก) สเกลเวลาของความถี่หลักมูล

(ข) สเกลเวลาของความถี่การสวิตช์

รูปที่ 3.46 สัญญาณแบบโหมดปกติของระบบที่ความถี่การสวิตช์  $f_{sw} = 5 \text{ kHz}$

เมื่อติดตั้งวงจรรองแบบ LC ที่มี  $f_{cm}, f_{nm} < f_{sw}$

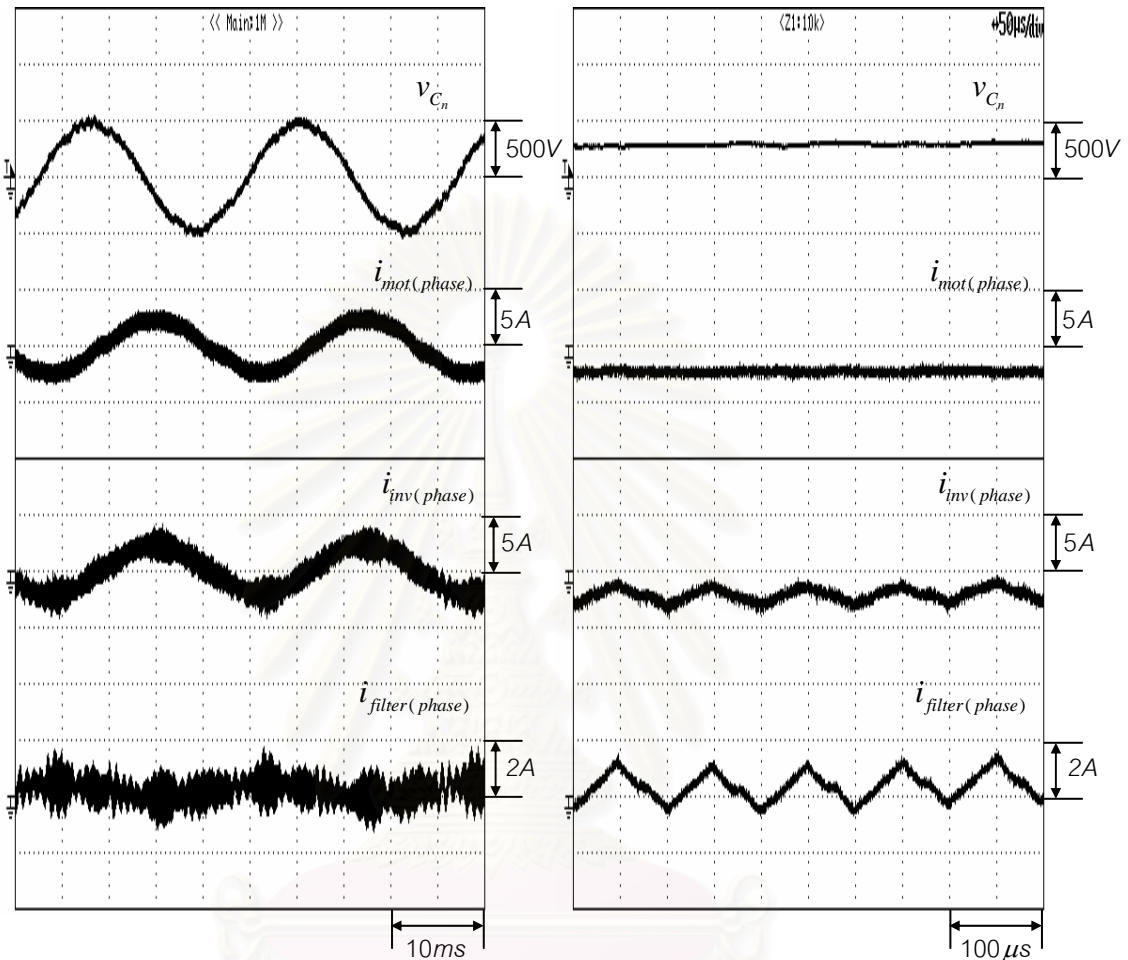


รูปที่ 3.47 สเปกตรัมของสัญญาณแบบโหมดปกติของระบบที่ความถี่การสวิตช์

$$f_{sw} = 5\text{kHz} \text{ เมื่อติดตั้งวงจรกรองแบบ LC ที่มี } f_{cm}, f_{nm} < f_{sw}$$

จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ผลการทดลองที่ความถี่การสวิตช์ 10kHz



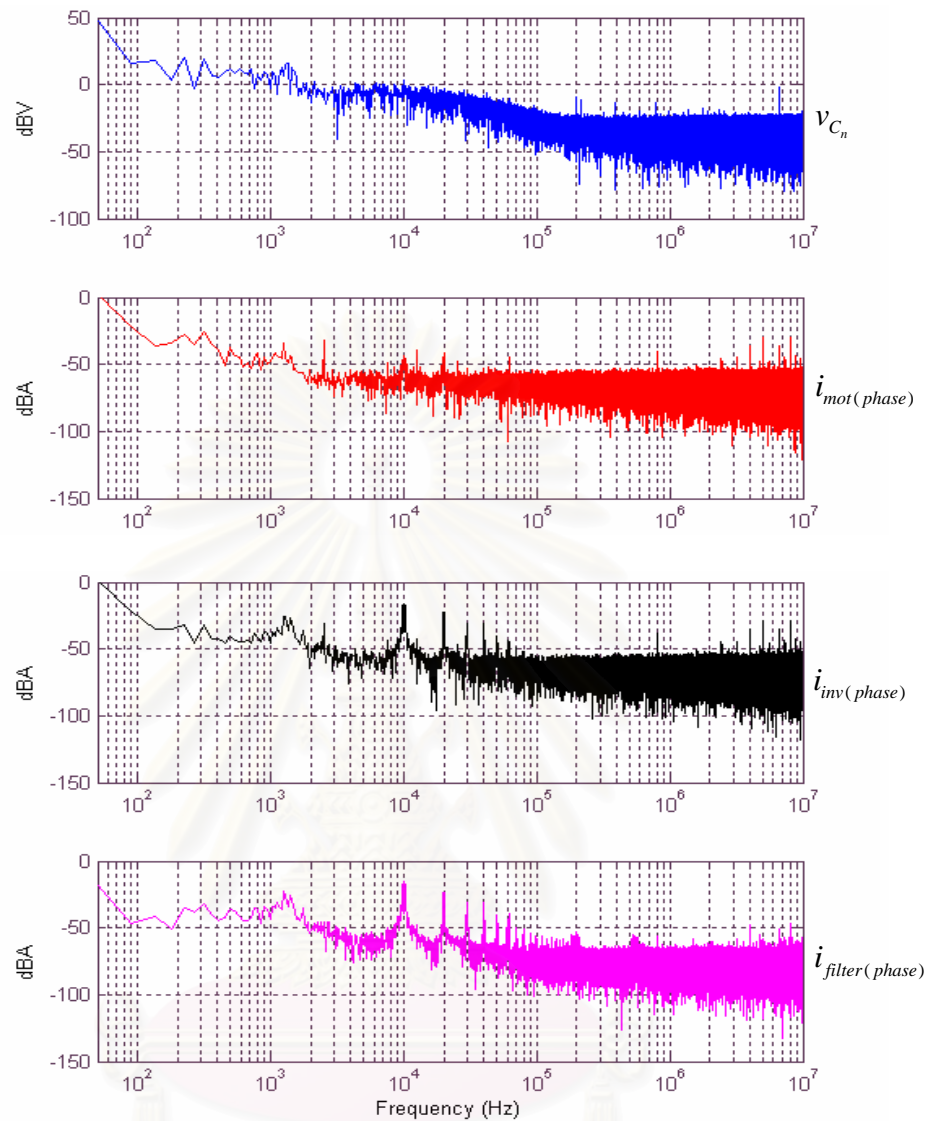
(ก) สเกลเวลาของความถี่หลักมูล

(ข) สเกลเวลาของความถี่การสวิตช์

รูปที่ 3.48 สัญญาณแบบใหม่ปกติของระบบที่ความถี่การสวิตช์  $f_{sw} = 10 \text{ kHz}$

เมื่อติดตั้งวงจรกรองแบบ LC ที่มี  $f_{cm}, f_{nm} < f_{sw}$

จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



รูปที่ 3.49 สเปกตรัมของสัญญาณแบบโหมดปกติของระบบที่ความถี่การสวิตช์

$$f_{sw} = 10 \text{ kHz} \text{ เมื่อติดตั้งวงจรกรองแบบ LC ที่มี } f_{cm}, f_{nm} < f_{sw}$$

จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



## บทที่ 4

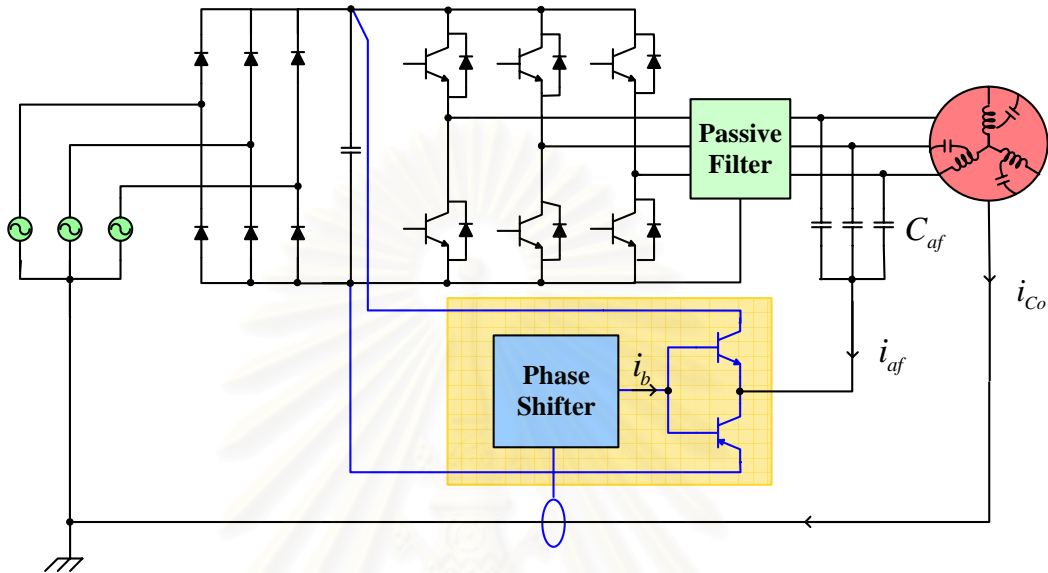
### การลดทอนกระแสรั่วไหลด้วยวงจรกรองแบบไฮบริด

ผลการศึกษาวงจรกรองแบบพาสซีฟในบทที่ 3 แสดงให้เห็นว่าภาวะเรโซแนนซ์ของวงจรกรองแบบพาสซีฟเป็นปัญหาสำคัญที่ทำให้เกิดข้อจำกัดทางสมรรถนะของวงจรกรองหลายประการ เช่น ค่าการลดทอนกระแสรั่วไหลที่ถูกจำกัดจากเงื่อนไขในการวางตำแหน่งความถี่เรโซแนนซ์ การเพิ่มขึ้นของแรงดันแบบโหมดร่วมและโหมดปกติในภาวะชั่วคราว หรือกำลังสูญเสียในตัวต้านทานที่ใช้เพื่อเพิ่มค่าตัวประกอบภาระหน่วง เป็นต้น จากข้อจำกัดเหล่านี้ทำให้เกิดแนวคิดในการพัฒนาวงจรกรองแบบแอกทีฟขึ้น โดย Ogasawara [19] ใช้วงจรแอกทีฟสร้างแรงดันขึ้นมาชดเชยแรงดันโหมดร่วมผ่านการเชื่อมต่อดั้วหม้อแปลงทำให้ที่ขั้วมอเตอร์มีแรงดันโหมดร่วมลดลง และกระแสรั่วไหลจึงถูกลดทอนไปด้วย ส่วน Takahashi [25] ใช้วงจรแอกทีฟสร้างกระแสชดเชยกระแสรั่วไหล ซึ่งเป็นการเบี่ยงทางไหลของกระแสรั่วไหลให้ไหลผ่านวงจรกรองแอกทีฟ ทำให้กระแสรั่วไหลที่ไหลลงสู่กราวด์มีการลดทอนลงอย่างมาก อย่างไรก็ตามข้อจำกัดของการใช้วงจรกรองแบบแอกทีฟโดยลำพังก็คือ คุณสมบัติการกรองที่ด้อยลงในย่านความถี่สูง (>500kHz) เนื่องจากขีดจำกัดทางแบนด์วิดท์ของสวิตช์กำลัง ดังนั้นงานวิจัยนี้จึงเสนอวงจรกรองชนิดไฮบริดแบบใหม่ที่มีการทำงานร่วมกันระหว่างวงจรกรองแบบพาสซีฟและแอกทีฟ โดยมีการแบ่งย่านการทำงานกันระหว่างวงจรวงจรส่วนแอกทีฟและวงจรวงจรส่วนพาสซีฟ คือ วงจรส่วนแอกทีฟจะทำหน้าที่ลดทอนกระแสรั่วไหลในย่านความถี่การสวิตช์ขึ้นไปจนถึงแบนด์วิดท์ของสวิตช์กำลัง ในขณะที่วงจรวงจรส่วนพาสซีฟจะให้การลดทอนกระแสรั่วไหลในย่านความถี่ตั้งแต่ 100-200 kHz ขึ้นไปและครอบคลุมถึงย่านความถี่สูงที่วงจรวงจรส่วนแอกทีฟไม่สามารถทำงานได้ (3-30 MHz) นอกจากนี้วงจรวงจรส่วนแอกทีฟที่เพิ่มเข้ามา ยังช่วยปรับปรุงคุณสมบัติเรโซแนนซ์ของวงจรกรองให้ดียิ่งขึ้นเมื่อเทียบกับการใช้วงจรกรองแบบพาสซีฟเพียงอย่างเดียว

#### 4.1 หลักการทำงานของวงจรกรองแบบไฮบริด

วงจรกรองแบบไฮบริดนี้พัฒนามาจากวงจรวงจรกรองแบบพาสซีฟ ด้วยการเพิ่มวงจรวงจรแอกทีฟเข้ามา โดยมีจุดประสงค์เพื่อลดข้อจำกัดในเรื่องของขนาดและภาวะเรโซแนนซ์ของวงจรวงจรกรองแบบพาสซีฟ ในขณะที่เดียวกันก็ยังคงรักษาอัตราลดทอนที่ดีในช่วงความถี่สูงกว่าแบนด์วิดท์ของอุปกรณ์

สวิตช์กำลังภายในวงจรแยกทีฟ โครงสร้างของวงจรกรองแบบไฮบริด ประกอบด้วยส่วนที่เป็นแบบพาสซีฟและแบบแยกทีฟต่อขนานกันแสดงได้ดังในรูปที่ 4.1



รูปที่ 4.1 โครงสร้างของวงจรกรองแบบไฮบริดในระบบปรับความเร็วรอบมอเตอร์

จากรูปที่ 4.1 จะเห็นว่าวงจรกรองแบบแยกทีฟซึ่งทำงานในลักษณะเป็นกิ่งกระแสมีการเชื่อมต่อกับระบบที่ด้านออกของวงจรกรองแบบพาสซีฟด้วยตัวเก็บประจุ ( $C_{af}$ ) โดยวงจรส่วนแยกทีฟจะประกอบด้วยองค์ประกอบหลัก ๆ อยู่ 2 ส่วนคือ

1) วงจรเลื่อนเฟส ทำหน้าที่เลื่อนมุมเฟสของกระแสที่ขั้วนำทรานซิสเตอร์ในวงจรพุช-พูล ( $i_b$ ) ให้มีมุมล่าหลังกระแสรั่วไหลที่ตรวจจับเข้ามาเป็นมุม  $\theta$  ผลจากการเลื่อนมุมเฟสที่เหมาะสมจะทำให้เกิดการหน่วงภาวะเรโซแนนซ์ ซึ่งจะกล่าวถึงต่อไป

2) วงจรขยายพุช-พูล (push-pull) ทำหน้าที่ลดทอนกระแสรั่วไหลที่มอเตอร์ ( $i_{c_o}$ ) โดยการชดเชยกระแสไหลร่วม  $i_{af}$  ซึ่งได้จากการขยายสัญญาณกระแส  $i_b$  ( $i_{af} = P \cdot i_b$ ) โดย  $i_{af}$  จะไหลเข้าสู่ระบบโดยผ่านตัวเก็บประจุเชื่อมต่อ  $C_{af}$

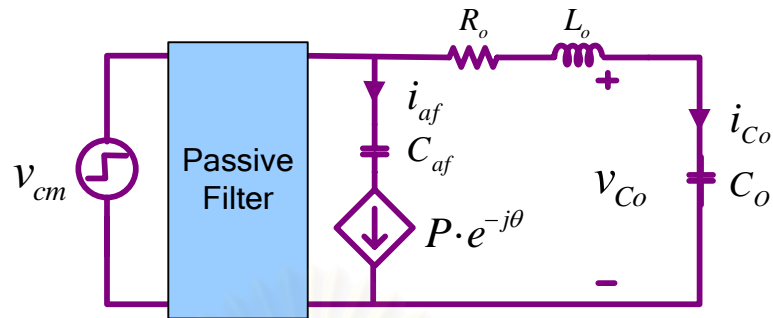
เมื่อพิจารณาการทำงานในส่วนวงจรเลื่อนเฟสควบคู่ไปกับวงจรขยายพุช-พูล เราสามารถแสดงความสัมพันธ์ได้ดังสมการ

$$i_{af} = P e^{-j\theta} \cdot i_{c_o} \quad (4.1)$$

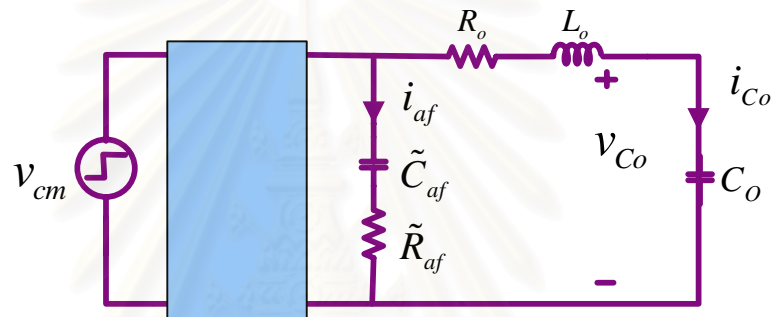
โดย  $P$  เป็นอัตราขยายของวงจรแอกทีฟ ซึ่งเกิดจากวงจรขยายพหุ-พูล สรุปได้ว่าวงจรส่วนแอกทีฟนี้จะทำให้เกิดทางเบี่ยงของกระแสรั่วไหลที่คล้ายคลึงกับพฤติกรรมของตัวเก็บประจุในวงจรกรองแบบ LC เพียงแต่ว่าในกรณีนี้จะมีการปรับปรุงให้เกิดการเลื่อนเฟสและมีขนาดกระแสที่ไหลผ่านวงจรกรองขึ้นอยู่กับอัตราขยายของวงจรเลื่อนเฟสและวงจรขยายพหุ-พูล จากพฤติกรรมทางกายภาพของวงจรส่วนแอกทีฟ เราจะแทนวงจรขยายพหุ-พูลด้วยแหล่งกระแสควบคุมด้วยกระแส (current-controlled current source) ทำให้เราได้วงจรสมมูลแบบใหม่คร่อมดังรูปที่ 4.2(ก) เราสามารถพิจารณาอิมพีแดนซ์ของกิ่งพหุ-พูลได้โดยเปรียบเทียบกับอิมพีแดนซ์ของระบบทางด้านขวา ( $R_o, L_o$  และ  $C_o$ ) ซึ่งต่อขนานอยู่กับวงจรกรองดังนี้คือ เนื่องจากกิ่งพหุ-พูลและอิมพีแดนซ์ของระบบมีแรงดันตกคร่อมเท่ากัน ดังนั้นเมื่อกระแสของกิ่งพหุ-พูล ( $i_{af}$ ) มีมุมล่าช้าหลังจากกระแสรั่วไหล ( $i_{co}$ ) เป็นมุม  $\theta$  จะได้ว่ามุมเฟสของอิมพีแดนซ์สมมูลของกิ่งพหุ-พูลก็จะมีมุมนำหน้ามุมเฟสของอิมพีแดนซ์ของระบบเป็นมุม  $\theta$  ด้วย เนื่องจากในย่านแอกทีฟที่วงจรกรองแอกทีฟมีบทบาท  $C_o$  มีนัยสำคัญค่อนข้างมากเมื่อเทียบกับพารามิเตอร์อื่น ๆ ในกิ่งเดียวกัน ดังนั้นเพื่อให้การวิเคราะห์ เราจะประมาณค่าอิมพีแดนซ์ของระบบทางด้านขวาในรูปที่ 4.2 (ก) ด้วยตัวเก็บประจุ  $C_o$  ด้วยเหตุนี้เราสามารถพิจารณาให้อิมพีแดนซ์ของกิ่งพหุ-พูลมีลักษณะสมบัติเป็นตัวต้านทาน  $\tilde{R}_{af}$  และตัวเก็บประจุ  $\tilde{C}_{af}$  สมมูลดังแสดงในรูปที่ 4.2 (ข) โดยค่าพารามิเตอร์  $\tilde{R}_{af}$  และ  $\tilde{C}_{af}$  ในรูปที่ 4.2 (ข) สามารถแสดงได้ดังในสมการที่ (4.2)

$$\tilde{R}_{af} = \frac{\sin \theta}{P\omega C_o}, \quad \tilde{C}_{af} = \frac{PC_o}{\cos \theta} \quad ; \quad 0 \leq \theta \leq \frac{\pi}{2} \quad (4.2)$$

จากสมการที่ (4.1) จะเห็นว่าวงจรส่วนแอกทีฟมีอิสระในการปรับค่าความต้านทานเสมือนซึ่งในกรณีที่เรากำหนดให้  $\theta$  ของวงจรเลื่อนเฟสมีค่าที่เหมาะสมแล้ว จะทำให้เราสามารถหน่วงภาวะเรโซแนนซ์ลงได้ ข้อพึงสังเกตก็คือในทางทฤษฎีแล้วความต้านทานเสมือนในวงจรกรองแอกทีฟนี้จะไม่ทำให้เกิดกำลังสูญเสียเหมือนกับในกรณีที่ต่อตัวต้านทานโดยตรงเข้าไปในวงจรกรอง



(ก) เมื่อแทนวงจรรขยายฟูซ-ฟูลดด้วยแหล่งกระแสควบคุมด้วยกระแส



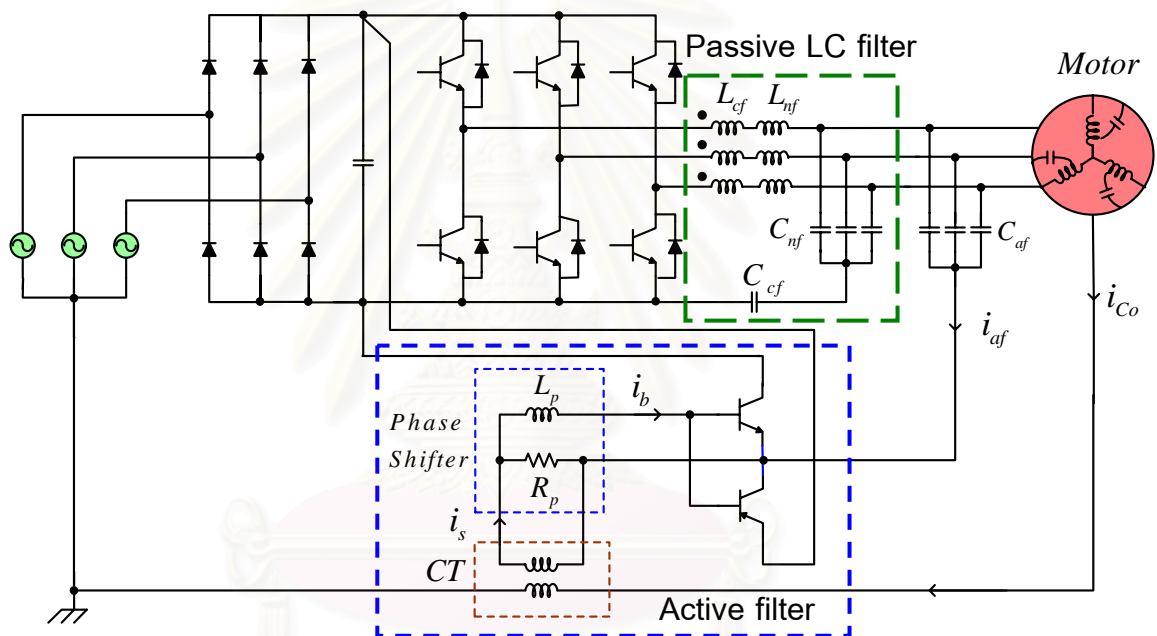
(ข) เมื่อประมาณค่าอิมพีแดนซ์สมมูลของกิ่งวงจรรขยายฟูซ-ฟูลด

รูปที่ 4.2 วงจรสมมูลแบบใหม่คร่อมของระบบที่ติดตั้งวงจรรองแบบไฮบริด

#### 4.2 การวิเคราะห์การทำงานของวงจรรองแบบไฮบริด

รายละเอียดของวงจรแยกที่ไฟแสดงได้ดังรูปที่ 4.3 โดยหลักการแล้วเราสามารถเลือกใช้วงจรรองแบบพาสซีฟชนิดใดก็ได้ ไม่ว่าจะเป็นตัวเหนี่ยวนำใหม่คร่อม หรือวงจรรองแบบ LC ทั้งในกรณีที่ความถี่เรโซแนนซ์ของวงจรรองอยู่สูงกว่าหรือต่ำกว่าความถี่การสวิตช์ สำหรับในงานวิจัยนี้เราจะเลือกใช้วงจรรองแบบ LC ที่มีความถี่เรโซแนนซ์ของวงจรรองอยู่สูงกว่าความถี่การสวิตช์ ด้วยเหตุผล 3 ประการคือ ประการแรกเนื่องจากวงจรรองแบบ LC กรณีนี้จะถูกออกแบบให้ลดทอนกระแสรั่วไหลในย่านความถี่สูง (50kHz) ดังนั้นจึงมีความเหมาะสมที่จะใช้งานควบคู่กับวงจรรองแบบแยกที่ไฟที่ทำงานในย่านความถี่น้อยกว่า 500kHz ซึ่งจะทำให้เราสามารถแสดงสมรรถนะในการลดทอนกระแสรั่วไหลของวงจรรองแบบแยกที่ไฟได้อย่างชัดเจน ประการที่สองก็คือจากคุณสมบัติในการกรองของวงจรรองแบบ LC ดังกล่าวที่ยังคงมีองค์ประกอบของแรงดันใหม่คร่อมหลงเหลืออยู่ โดยเฉพาะองค์ประกอบที่ไซด์แบนด์ของความถี่การสวิตช์ ซึ่งเป็น

องค์ประกอบหลักในการกระตุ้นให้เกิดปรากฏการณ์เรโซแนนซ์ ดังนั้นเราจึงเลือกใช้วงจรกรองแบบ LC ประเภทนี้ เพื่อสาธิตให้เห็นอย่างชัดเจนถึงสมรรถนะในการหน่วงภาวะเรโซแนนซ์ของวงจรกรองแบบแอกทีฟ และประเด็นสุดท้ายก็คือวงจรกรองแบบไฮบริดที่เลือกใช้วงจรกรองแบบพาสซีฟที่มีความถี่เรโซแนนซ์สูงกว่าความถี่การสวิตช์นี้ น่าจะมีความเหมาะสมในการประยุกต์ใช้งานในทางปฏิบัติ เมื่อพิจารณาถึงสมรรถนะในการลดทอนกระแสรั่วไหลรวมถึงขนาดและพิกัดของวงจรกรองโดยรวม ในการวิเคราะห์การทำงานของวงจรกรองเราจะอาศัยวงจรสมมูลแบบใหม่ดร่วมและโหมดปกติซึ่งแสดงได้ดังรูปที่ 4.4

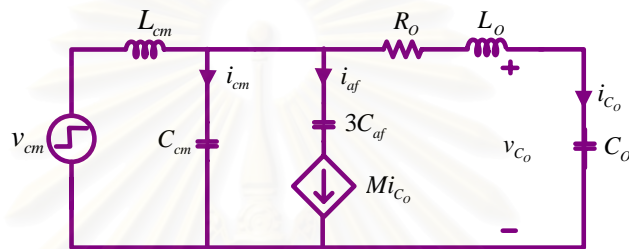


รูปที่ 4.3 การใช้งานวงจรไฮบริดโดยส่วนพาสซีฟเป็นวงจรกรองแบบ LC

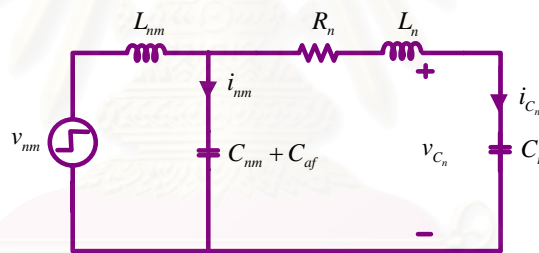
สังเกตได้ว่าวงจรสมมูลแบบใหม่ปกติในรูปที่ 4.4(ข) นั้นจะมีรูปแบบคล้ายกับกรณีที่ใช้วงจรกรองแบบ LC ที่ได้กล่าวไว้ในบทที่ 3 เพียงแต่ในกรณีนี้จะมีค่าตัวเก็บประจุที่ใช้เชื่อมต่อกับวงจรกรองแบบ LC เข้ากับระบบ ( $C_{af}$ ) เพิ่มเติมเข้ามา ในการศึกษาและวิเคราะห์คุณสมบัติของวงจรกรองแบบใหม่ดร่วมและโหมดปกติสามารถทำได้บนพื้นฐานแนวคิดเดียวกัน ดังนั้นในที่นี้เราจึงแสดงการวิเคราะห์เฉพาะวงจรสมมูลแบบใหม่ดร่วมของระบบในรูปที่ 4.4 (ก) เราจะเริ่มต้นด้วยการหาความสัมพันธ์ระหว่างกระแสรั่วไหล ( $i_{c_0}$ ) และกระแสของกิ่งพชพุด ( $i_{af}$ ) ซึ่งแทนด้วยแหล่งจ่ายกระแสควบคุม  $i_{af} = M \cdot i_{c_0}$  ลำดับแรกเราจะพิจารณาที่วงจรเลื่อนเฟสในรูปที่ 4.3 ประกอบด้วยตัวต้านทานและตัวเหนี่ยวนำต่อขนานกัน (ละเลยอิมพีแดนซ์ด้านเข้าของ

ทรานซิสเตอร์) วงจรเลื่อนเฟสทำให้อัตราขยายและมุมเฟสระหว่างกระแสด้านทุติยภูมิของหม้อแปลง ( $i_s$ ) และกระแสด้านออกของวงจรเลื่อนเฟส ซึ่งใช้ขับนำทรานซิสเตอร์ ( $i_b$ ) มีค่าเปลี่ยนแปลงตามความถี่ดังสมการที่ (4.3)

$$\frac{i_s}{i_b} = \frac{R_p}{R_p + sL_p} \quad (4.3)$$



(ก) วงจรสมมูลแบบโหนดร่วม



(ข) วงจรสมมูลแบบโหนดปกติ

รูปที่ 4.4 วงจรสมมูลของระบบที่ติดตั้งวงจรกรองแบบไฮบริดในรูปที่ 4.3

ในเบื้องต้นนี้เราถือว่าหม้อแปลงกระแสที่ใช้ตรวจจับกระแสรั่วไหล (CT) และวงจรทรานซิสเตอร์ พุช-พูลมีลักษณะเป็นอุดมคติคือ อัตราขยายของหม้อแปลงกระแสมีค่าคงที่เท่ากับ  $1/N$  เมื่อ  $N$  เป็นอัตราส่วนจำนวนรอบ (turn ratio) ของหม้อแปลงกระแส และอัตราขยายของวงจรพุช-พูลเท่ากับ  $P$  ดังนั้นความสัมพันธ์ระหว่างกระแสรั่วไหล ( $i_{c_o}$ ) และกระแสของกิ่งพุช-พูล ( $i_{af}$ ) สามารถแสดงได้ด้วยสมการที่ (4.4)

$$\frac{i_{af}}{i_{c_o}} M = \frac{P}{N} \cdot \frac{R_p}{(R_p + sL_p)} \quad (4.4)$$

โดยอาศัยความสัมพันธ์ระหว่างกระแสรั่วไหล ( $i_{Co}$ ) และกระแสของกิ่งพุ่มพุด ( $i_{af}$ ) และจากวงจรสมมูลในรูปที่ 4.4 (ก) เราสามารถแสดงฟังก์ชันโอนย้ายระหว่างกระแสรั่วไหลกับแรงดันโหมตร่วม พร้อมทั้งฟังก์ชันโอนย้ายระหว่างกระแสแบบโหมตร่วมของวงจรกรอง ( $i_{cm} + i_{af}$ ) กับแรงดันโหมตร่วมได้ดังสมการที่ (4.5) และ (4.6) ตามลำดับ

$$\frac{i_{Co}}{v_{cm}} = \frac{s^2 L_p C_o + s R_p C_o}{s^5 A + s^4 B + s^3 C + s^2 D + s E + F} \quad (4.5)$$

$$\frac{i_{cm} + i_{af}}{v_{cm}} = \frac{s^4 G + s^3 H + s^2 I + s J}{s^5 A + s^4 B + s^3 C + s^2 D + s E + F} \quad (4.6)$$

โดยที่  $A = L_p L_{cm} C_{cm} L_o C_o$

$$B = L_p L_{cm} C_{cm} R_o C_o + R_p L_{cm} C_{cm} L_o C_o$$

$$C = R_p L_{cm} C_{cm} R_o C_o + L_p L_{cm} C_{cm} + L_p L_{cm} C_o + L_p L_o C_o$$

$$D = A R_p L_{cm} C_o + R_p L_{cm} C_o + L_{cm} C_{cm} R_p + L_p R_o C_o + R_p L_o C_o$$

$$E = R_p R_o C_o + L_p$$

$$F = R_p$$

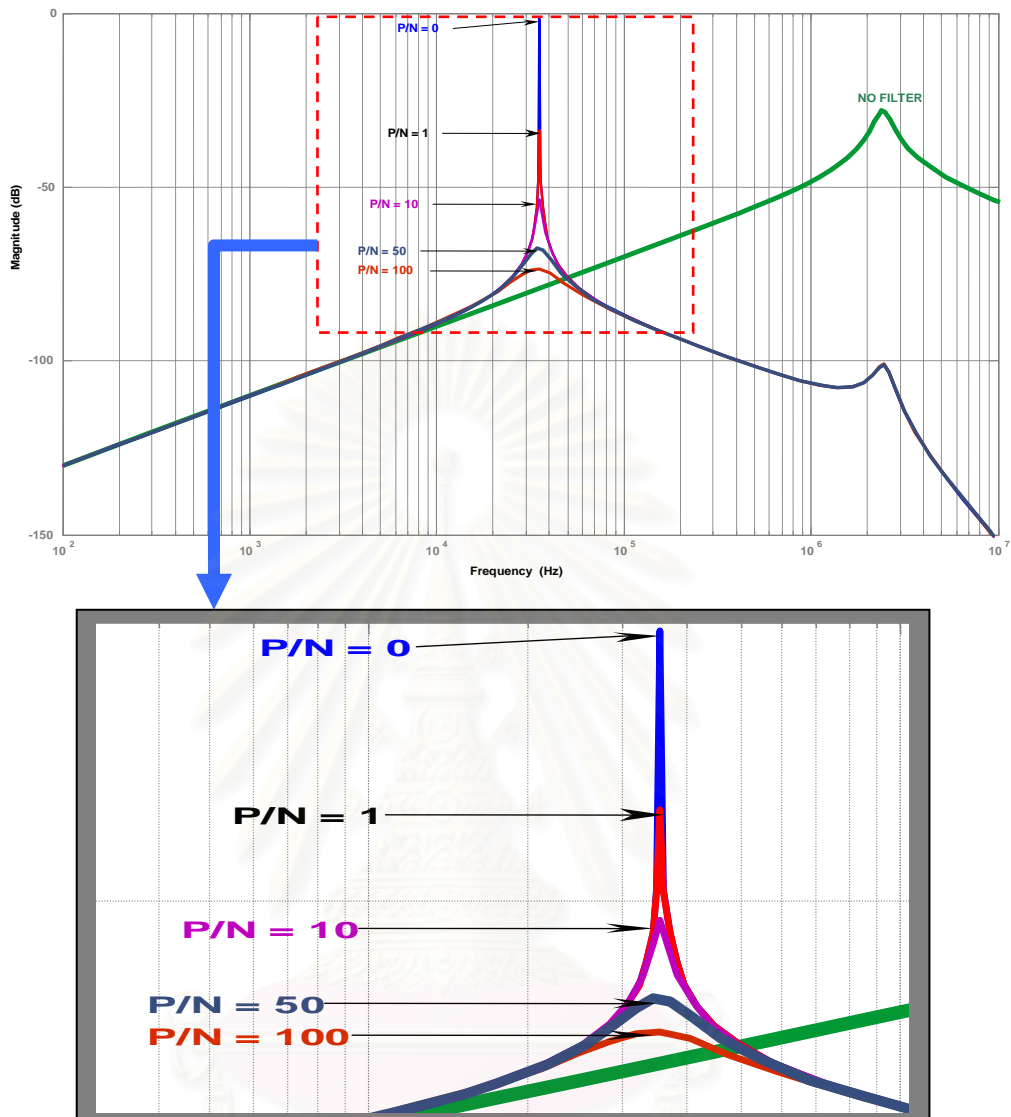
$$G = L_p C_{cm} L_o C_o$$

$$H = L_p C_{cm} R_o C_o + R_p C_{cm} L_o C_o$$

$$I = L_p C_{cm} + R_p C_{cm} R_o C_o$$

$$J = P R_p C_o / N + R_p C_{cm}$$

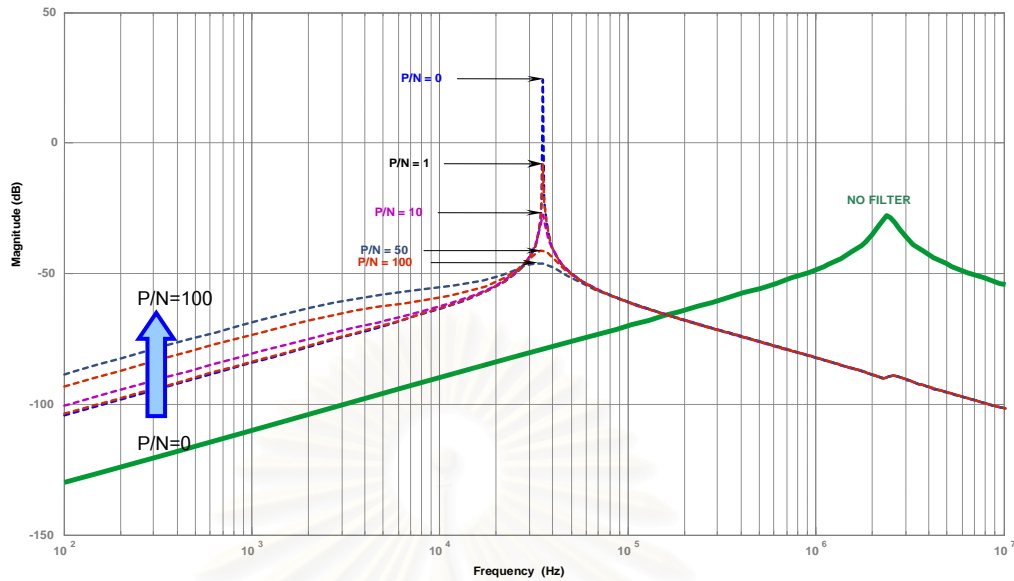
จากฟังก์ชันโอนย้ายในสมการที่ (4.5) และ (4.6) เราสามารถเปรียบเทียบผลของวงจรส่วนแยกที่ฟเมื่อมีการแปรค่าอัตราขยายขนาดโดยรวมจากหม้อแปลงกระแสและวงจรขยายพุ่มพุด ( $P/N$ ) ดังในรูปที่ 4.5 และ 4.6 โดยใช้พารามิเตอร์ของวงจรกรองในส่วนพาสซีฟตามค่าวงจรกรองแบบ LC (ความถี่เรโซแนนซ์ของวงจรกรองสูงกว่าความถี่การสวิตช์) ในบทที่ 3 คือ  $L_{cm} = 1.93mH$  และ  $C_{cm} = 9.9nF$  และกำหนดให้พารามิเตอร์ของวงจรเลื่อนเฟส  $R_p = 100\Omega$  และ  $L_p = 4mH$  โดยคุณสมบัติของวงจรเลื่อนเฟสจะทำให้กระแสในกิ่งพุ่มพุด ( $i_{af}$ ) เริ่มมีมุด้าหลังกระแสรั่วไหล ( $i_{Co}$ ) ที่ความถี่สูงกว่า 400 Hz



(ก) แผนภาพโบเดของฟังก์ชันโอนย้ายระหว่างกระแสไหล ( $i_{C_o}$ ) และแรงดันโหมดรวม ( $v_{cm}$ ) โดยเปรียบเทียบระหว่างในกรณีที่ใช้วงจรกรองแบบไฮบริดกับกรณีที่ไม่ใช้วงจรกรอง และภาพขยายบริเวณความถี่เรโซแนนซ์

รูปที่ 4.5 การเปรียบเทียบสมรรถนะของวงจรกรองไฮบริดที่อัตราขยาย  $P/N$  ค่าต่าง ๆ ด้วยแผนภาพโบเด





(ข) แผนภาพโบเดของฟังก์ชันโอนย้ายระหว่างกระแสไหลรวมของวงจรรอง ( $i_{cm} + i_{af}$ ) และแรงดันไหลรวม ( $v_{cm}$ ) เปรียบเทียบระหว่างกรณีที่ใช้วงจรรองแบบไฮบริด และกรณีที่ไม่มีวงจรรอง

รูปที่ 4.5 การเปรียบเทียบสมรรถนะของวงจรรองไฮบริดที่อัตราขยาย  $P/N$  ค่าต่าง ๆ ด้วยแผนภาพโบเด (ต่อ)

จากรูปที่ 4.5 ในกรณีที่  $P/N = 0$  คือกรณีที่วงจรรองมีเฉพาะวงจรส่วนพาสซีฟเท่านั้น เราสามารถอธิบายพฤติกรรมและผลการลดทอนกระแสรั่วไหลที่ได้จากการใช้วงจรรองแบบไฮบริดเปรียบเทียบกับวงจรรองแบบ LC ตามย่านความถี่ 3 ย่านดังนี้

1) ย่านความถี่ต่ำกว่าความถี่เรโซแนนซ์ของวงจรรอง (ต่ำกว่า 20 kHz)

ในย่านความถี่ต่ำกว่าความถี่เรโซแนนซ์ (100 Hz-20kHz) อิมพีแดนซ์ของตัวเหนี่ยวนำไหลรวมที่ต่ออนุกรมอยู่ที่ด้านออกของอินเวอร์เตอร์มีค่าต่ำ ดังนั้นกิ่งวงจรส่วนแยกที่พ่วงจะดึงกระแสไหลรวมจากอินเวอร์เตอร์โดยตรง เช่นเดียวกับกับกิ่งวงจรของระบบ ( $C_o$ ) ที่ต่อขนานอยู่ด้วยกัน และกระแสไหลรวมที่ผ่านวงจรรองนี้จะมากขึ้นตามอัตราขยายของส่วนแยกที่พ่วงแสดงในรูปที่ 4.5 (ข) ดังนั้นจึงสังเกตได้จากรูปที่ 4.5 (ก) ว่าจะไม่เกิดการลดทอนกระแสรั่วไหลในย่านนี้

2) บริเวณความถี่เรโซแนนซ์ (20-60 kHz)

จากรูปที่ 4.5 จะเห็นว่าที่บริเวณความถี่เรโซแนนซ์ กระแสรั่วไหล ( $i_{c_o}$ ) และกระแสไหลรวมของวงจรรอง ( $i_{cm} + i_{af}$ ) จะถูกกระตุ้นให้มีขนาดสูงมากเมื่อมีเฉพาะวงจรรองแบบ LC

ทำงานเพียงลำพัง ( $P/N=0$ ) และเมื่อเปรียบเทียบกับในกรณีของวงจรกรองแบบไฮบริดจะเห็นว่าการทำงานของวงจรส่วนแอกทีฟทำให้เกิดการหน่วงภาวะเรโซแนนซ์ โดยคุณสมบัติการหน่วงนี้จะแปรผันกับอัตราขยายที่ได้จากส่วนวงจรกรองแอกทีฟ ( $P/N$ ) สังเกตได้จากขนาดกระแสรั่วไหล ( $i_{Co}$ ) และกระแสโหมตร่วมของวงจรกรอง ( $i_{cm} + i_{af}$ ) ที่บริเวณความถี่เรโซแนนซ์จะลดลงเมื่ออัตราขยาย  $P/N$  มีค่ามากขึ้น

### 3) ย่านความถี่สูง(มากกว่า 60kHz)

สังเกตจากรูปที่ 4.5 (ข) ได้ว่า ในช่วงความถี่สูงตั้งแต่ 60kHz ขึ้นไปกระแสโหมตร่วมของวงจรกรอง ( $i_{cm} + i_{af}$ ) จะมีค่าเท่ากันโดยไม่ขึ้นอยู่กับอัตราขยาย  $P/N$  ซึ่งเราสามารถจะอธิบายได้ว่าเนื่องจากวงจรเลื่อนเฟสที่เราเลือกใช้เป็นวงจรกรองแบบผ่านต่ำ ( $\frac{i_s}{i_b} = \frac{R_p}{R_p + sL_p}$ ) ที่คุณสมบัติของอัตราขยายที่ความถี่สูงมีค่าต่ำ ยังผลให้อัตราขยายโดยรวมของวงจรส่วนแอกทีฟลดลงอย่างมากจนทำให้วงจรกรองแอกทีฟหยุดทำงานและเหลือเพียงวงจรส่วนพาสซีฟที่ทำงานอยู่ในย่านความถี่นี้ ด้วยเหตุนี้ผลการลดทอนกระแสรั่วไหลในย่านความถี่นี้จึงขึ้นอยู่กับสมรรถนะในการกรองของวงจรส่วนพาสซีฟเท่านั้น ดังแสดงในรูปที่ 4.5(ก)

### การจำลองการทำงาน

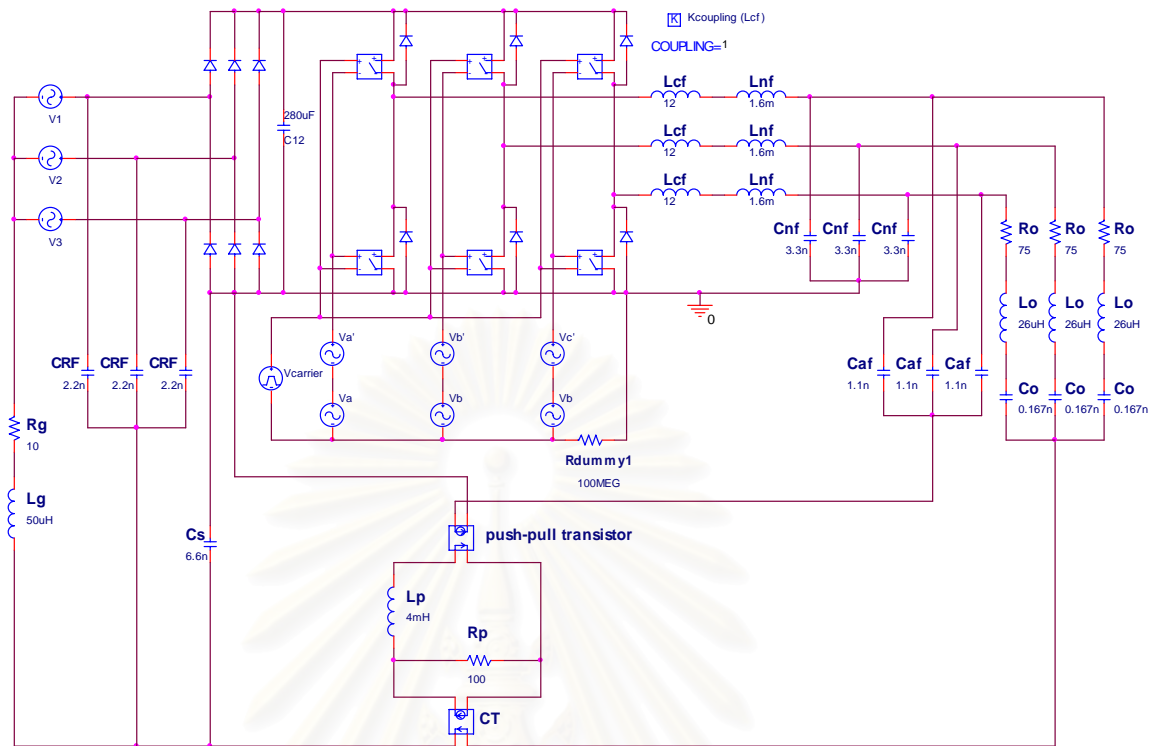
เพื่อทดสอบความถูกต้องของทฤษฎี เราจะจำลองการทำงานของระบบด้วยแบบจำลองในรูปที่4.6 และจะเปรียบเทียบสมรรถนะระหว่างกรณีที่เป็นวงจรกรองแบบ LC ( $P/N=0$ ) และกรณีของวงจรกรองแบบไฮบริด

ค่าพารามิเตอร์ในแบบจำลองสามารถแสดงได้ดังนี้

วงจรกรองแบบ LC :  $L_{cf} = 1.4mH$  ,  $L_{nf} = 1.6mH$  และ  $C_{nf} = 3.3nF$

วงจรส่วนแอกทีฟ :  $C_{af} = 1.1nF$  ,  $P/N = 100$  ,  $L_p = 4mH$  และ  $R_p = 100\Omega$

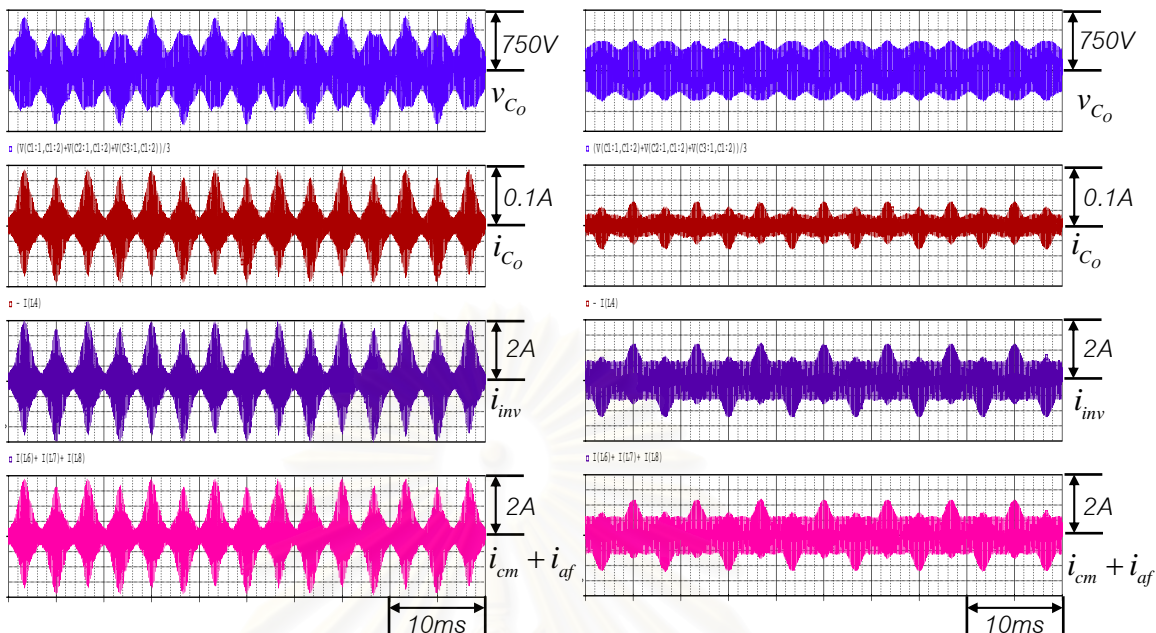
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



รูปที่ 4.6 แบบจำลองการทำงานของวงจรรองแบบไฮบริด

ในการจำลองการทำงานเราจะพิจารณาให้หม้อแปลงกระแส (CT) และทรานซิสเตอร์ของ วงจรขยายพุ่ม-พุ่มมีคุณสมบัติเป็นแบบอุดมคติ ดังนั้นจึงสามารถแทนอุปกรณ์ทั้งสองด้วย แหล่งจ่ายกระแสควบคุมด้วยกระแสได้ ผลการจำลองเมื่อเปรียบเทียบระหว่างการใช้วงจรรอง แบบ LC เพียงอย่างเดียวกับการใช้ร่วมกับวงจรแอกทีฟเป็นวงจรรองแบบไฮบริด แสดงดังในรูปที่ 4.7-4.9

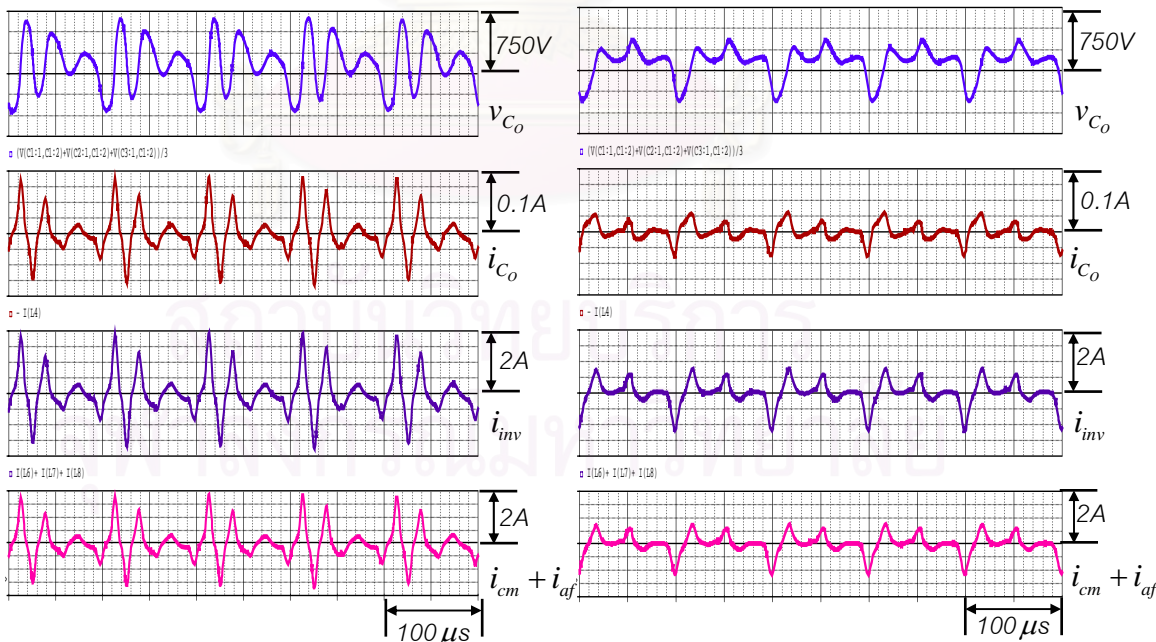
สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



(ก) วงจรกรองแบบ LC

(ข) วงจรกรองแบบไฮบริด

รูปที่ 4.7 ผลจำลองการทำงานของสัญญาณแบบโหมตร่วมในสเกลเวลาของความถี่หลักมูล ที่ความถี่การสวิตช์ ( $f_{sw} = 10 \text{ kHz}$ )

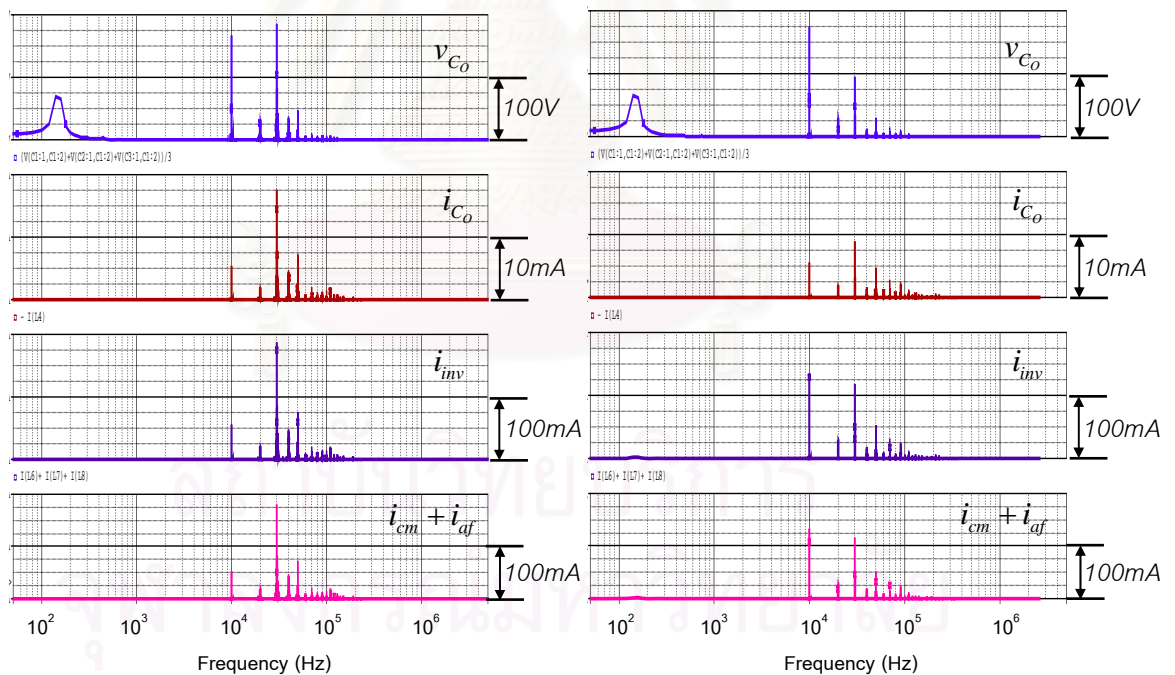


(ก) วงจรกรองแบบ LC

(ข) วงจรกรองแบบไฮบริด

รูปที่ 4.8 ผลจำลองการทำงานของสัญญาณแบบโหมตร่วมในสเกลเวลาของความถี่การสวิตช์ ที่ความถี่การสวิตช์  $f_{sw} = 10 \text{ kHz}$

จากรูปที่ 4.7 และ 4.8 เห็นได้อย่างชัดเจนว่ากรณีที่ใช่วงจรรองแบบไฮบริดเปรียบเทียบกับกรณีที่ใช่วงจรรองแบบ LC เพียงอย่างเดียว ค่ายอดของกระแสและแรงดันจะมีขนาดลดลงมากโดยเฉพาะในช่วงผลตอบสนองชั่วคราวของแรงดันโหมคร่วม ผลดังกล่าวนี้แสดงถึงการเพิ่มขึ้นของการหน่วงในระบบซึ่งช่วยลดทอนการกระตุ้นจากภาวะเรโซแนนซ์ได้เป็นอย่างดี ในทำนองเดียวกันเมื่อพิจารณาจากสเปกตรัมของสัญญาณโหมคร่วมในรูปที่ 4.9 จะเห็นว่าผลจำลองให้ผลตอบสนองเชิงความถี่ที่สอดคล้องกับแผนภาพโบเดในรูปที่ 4.5 คือในกรณีที่ใช่วงจรรองแบบไฮบริด กระแสรั่วไหล  $i_{c_o}$  จะมีขนาดสเปกตรัมที่บริเวณรอบ ๆ ความถี่เรโซแนนซ์น้อยกว่ากรณีที่ใช่วงจรรองแบบ LC ซึ่งแสดงให้เห็นถึงสมรรถนะในการลดทอนกระแสรั่วไหลของวงจรรองแบบไฮบริดที่บริเวณรอบ ๆ ความถี่เรโซแนนซ์ และเมื่อพิจารณากระแสโหมคร่วมที่ผ่านวงจรรอง ( $i_{cm} + i_{af}$ ) ก็ จะเห็นว่ากรณีที่ใช่วงจรรองแบบไฮบริดจะมีขนาดสเปกตรัมในช่วงความถี่ต่ำสูงกว่า ในขณะที่สเปกตรัมที่บริเวณความถี่เรโซแนนซ์ (36.4kHz) มีขนาดเล็กลงเมื่อเทียบกับกรณีของวงจรรองแบบ LC



(ก) วงจรรองแบบ LC

(ข) วงจรรองแบบไฮบริด

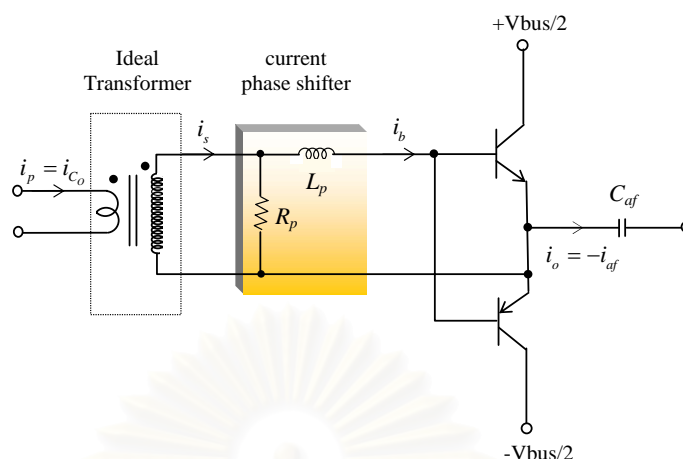
รูปที่ 4.9 การเปรียบเทียบสเปกตรัมของสัญญาณแบบโหมคร่วม

### 4.3 การออกแบบและทดสอบวงจรกรองแบบไฮบริดในทางปฏิบัติ

ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงแนวทางการออกแบบวงจรกรองแบบไฮบริดสำหรับระบบที่ใช้อินเวอร์เตอร์แบบด้านเข้า 1 เฟส (220V 50Hz) เพื่อให้แรงดันบัลไฟตรงของอินเวอร์เตอร์มีขนาดลดลง ทั้งนี้เนื่องมาจากข้อจำกัดในเรื่องพิกัดแรงดันของทรานซิสเตอร์ในวงจรพุก-พูล อย่างไรก็ตามเราจะถือว่าการปรับเปลี่ยนพิกัดของอินเวอร์เตอร์นี้ไม่มีผลต่อพารามิเตอร์ของอิมพีแดนซ์ในระบบ เพียงแต่ทำให้แรงดันบัลไฟตรงมีค่าลดลงจาก 540 V (เมื่อใช้อินเวอร์เตอร์แบบด้านเข้า 3 เฟส) เป็น 310 V (เมื่อใช้อินเวอร์เตอร์แบบด้านเข้า 1 เฟส) และยังสามารถใช้การวิเคราะห์ในแนวทางเดียวกับที่นำเสนอในบทที่ 2 และบทที่ 3 ได้ จากโครงสร้างของวงจรกรองไฮบริดที่ประกอบด้วย 2 ส่วนคือ ส่วนวงจรกรองแอกทีฟและส่วนวงจรกรองพาสซีฟ สำหรับวงจรกรองแบบ LC ในหัวข้อนี้เราจะนำวงจรกรองแบบ LC (กรณีที่มีความถี่เรโซแนนซ์ของวงจรกรองสูงกว่าความถี่การสวิตช์) ที่ได้จากการออกแบบในบทที่ 3 มาประยุกต์ใช้ร่วมกับวงจรกรองส่วนแอกทีฟ เพื่อทดสอบการทำงานของวงจรกรองแบบไฮบริด ทั้งนี้ได้มีการดัดแปลงให้วงจรกรองแบบ LC ไม่มีการต่อตัวต้านทานเพื่อสะท้อนให้เห็นผลของภาวะเรโซแนนซ์ซึ่งจะใช้เปรียบเทียบกับลักษณะสมบัติของวงจรกรองแบบไฮบริด ดังนั้นในส่วนการออกแบบวงจรกรองแบบไฮบริดเราจะนำเสนอเฉพาะการออกแบบในส่วนวงจรกรองแอกทีฟโดยมีรายละเอียดดังนี้

#### 4.3.1 การออกแบบส่วนแอกทีฟของวงจรกรองแบบไฮบริด

ในการออกแบบวงจรส่วนแอกทีฟเราสามารถพิจารณาจากส่วนประกอบต่าง ๆ ที่มีการต่อเรียง (cascade) กันดังในรูปที่ 4.10 การทำงานของวงจรจะเริ่มจากการตรวจจับสัญญาณกระแสรั่วไหลด้วยหม้อแปลงกระแส (CT) ซึ่งกำหนดให้กระแสด้านปฐมภูมิและด้านทุติยภูมิของหม้อแปลงสามารถแทนได้ด้วย  $i_s$  และ  $i_p$  ตามลำดับ กระแสที่ได้จากการตรวจจับของหม้อแปลงกระแส ( $i_s$ ) จะถูกทำให้มีมุมเฟสล่าช้าลงไปเมื่อผ่านวงจรเลื่อนเฟส กระแสที่มีมุมเฟสล่าช้าจากกระแสรั่วไหล ( $i_{c_0}$ ) นี้จะเป็นสัญญาณขับนำให้ทรานซิสเตอร์ของวงจรขยายพุก-พูลซึ่งนิยามให้กระแสดังกล่าวแทนด้วยสัญลักษณ์  $i_b$

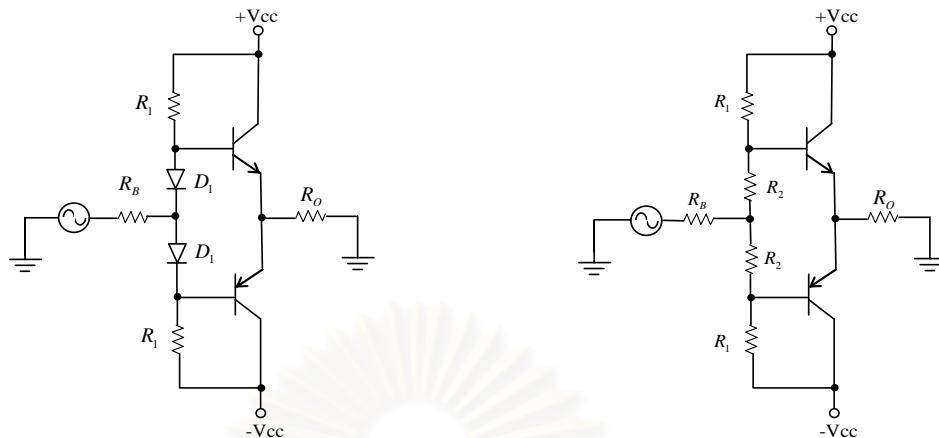


รูปที่ 4.10 โครงสร้างของวงจรกรองแอกทีฟที่ใช้ในวงจรกรองแบบไฮบริด

วงจรพุช-พูลจะทำหน้าที่ขยายสัญญาณ  $i_b$  เป็นกระแสด้านออกที่ขาอิมิตเตอร์ (emitter) และกระแสด้านออกของวงจรพุช-พูล ( $i_o$ ) นี้จะเป็นกระแสโหมดร่วมที่จ่ายเข้าสู่ระบบ ( $i_{af}$ ) เพื่อช่วยการลดทอนกระแสรั่วไหลและปรับปรุงคุณสมบัติการหน่วงของวงจรกรองแบบ LC ส่วนตัวเก็บประจุ  $C_{af}$  ในรูปที่ 4.10 จะทำหน้าที่เชื่อมต่อกับวงจรส่วนแอกทีฟเข้าสู่ระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ที่ด้านออกของวงจรกรองแบบ LC โดยตัวเก็บประจุ  $C_{af}$  จะถูกออกแบบให้มีผลตอบสนองเฉพาะที่ความถี่สูง จึงสามารถทำให้เกิดการแยกการเชื่อมร่วม (decoupling) จากสัญญาณไฟตรงได้ เราสามารถแยกพิจารณาการออกแบบวงจรกรองแอกทีฟในแต่ละส่วนได้ดังนี้

#### 4.3.1.1 การออกแบบวงจรขยายพุช-พูลและตัวเก็บประจุเชื่อมต่อ $C_{af}$

วงจรขยายพุช-พูลที่แสดงในรูปที่ 4.10 เป็นวงจรที่ทำงานในชั้นบี (Class B operation) คือมีจุดทำงาน (Q-point) อยู่ที่ย่านตัดขาด (cut-off region) วงจรขยายชั้นนี้จะให้สัญญาณกระแสและแรงดันด้านออกที่เกิดการผิดเพี้ยนตัดข้าม (cross-over distortion) ซึ่งเกิดจากการทำงานของทรานซิสเตอร์ที่มีเงื่อนไขการนำกระแสเมื่อแรงดันไบแอส ( $V_{BE}$ ) มีขนาดสูงกว่าแรงดันตัดขาด (cut-off voltage) ดังนั้นเพื่อให้ได้คุณสมบัติการขยายสัญญาณกระแสที่ดีขึ้น ในวิทยานิพนธ์นี้จะใช้วงจรขยายพุช-พูลชั้นเอบี (Class AB operation) แทนวงจรขยายพุช-พูลชั้นบี โดยหลักการแล้วเราจะออกแบบวงจรขยายพุช-พูลชั้นเอบีโดยมีการชดเชยแรงดันไบแอสที่จุดทำงานให้มีค่ามากกว่าแรงดันตัดขาด ( $V_{BE}$ ) เล็กน้อย เพื่อให้ได้จุดทำงานของวงจรขยายอยู่เหนือน่านตัดขาด การชดเชยแรงดันดังกล่าวสามารถทำได้โดยใช้วงจรไบแอสแบบไดโอดหรือความต้านทานดังในรูปที่ 4.11



(ก) การชดเชยแรงดันไบแอสด้วยไดโอด

(ข) การชดเชยแรงดันไบแอสด้วยตัวต้านทาน

รูปที่ 4.11 วงจรขยายพหุ-พูลขึ้นเอบี

ลำดับแรกเราจะกล่าวถึงวิธีการชดเชยแรงดันไบแอสด้วยไดโอดในรูปที่ 4.11(ก) ก่อน ข้อดีของวิธีการนี้คือ ในกรณีที่เราสารถเลือกใช้ไดโอดที่มีคุณสมบัติเข้าคู่กับรอยต่อขาเบสและอิมิตเตอร์ (base-emitter junction) จะทำให้สามารถชดเชยแรงดันตัดขาด ( $V_{BE}$ ) ที่มีความไม่เป็นเชิงเส้นได้ตลอดทุกช่วงอุณหภูมิ โดยการไบแอสไดโอดที่เหมาะสมจะพิจารณาได้จากตัวต้านทาน  $R_1$  ซึ่งนอกจากจะทำหน้าที่จำกัดกระแสไบแอสให้แก่ไดโอด  $D_1$  แล้วยังเป็นตัวส่งผ่านกระแสไบแอส (แบบกระแสตรง) สำหรับทรานซิสเตอร์อีกด้วย ในการออกแบบค่าตัวต้านทาน  $R_1$  มีประเด็นที่ต้องพิจารณาดังต่อไปนี้

ก) ค่าความต้านทาน  $R_1$  ที่น้อยเกินไป จะทำให้กระแสไบแอสทรานซิสเตอร์มีขนาดสูงขึ้นจนทำให้จุดทำงานสงบเลื่อนไปจากไปปลายขอบย่านตัดข้าม สัญญาณด้านออกจะมีความไม่สมมาตรเกิดขึ้นในครึ่งบวกและลบได้

ข) เนื่องจากขนาดของสัญญาณที่ต้องการขยายจะถูกจำกัดด้วยกระแสของไดโอด  $D_1$  ดังนั้นถ้าค่าความต้านทาน  $R_1$  มีค่ามากเกินไปจนทำให้กระแสไบแอสของไดโอด  $D_1$  มีค่าน้อยกว่าสัญญาณด้านเข้าก็จะทำให้ ค่ายอดของสัญญาณด้านออกของวงขยายจะถูกขลิบจากการหยุดนำกระแสของไดโอดได้

ถึงแม้ว่าการชดเชยแรงดันไบแอสของวงขยายพหุ-พูลด้วยไดโอดจะมีคุณสมบัติในการชดเชยที่ดี แต่จากเงื่อนไขในการออกแบบที่กล่าวในข้างต้นนี้ จะเห็นได้ว่าวิธีการดังกล่าวจะมีข้อจำกัดในการกำหนดค่าตัวต้านทาน  $R_1$  รวมทั้งยังขาดความยืดหยุ่นในการใช้งานเนื่องจากขีดจำกัดของกระแสไบแอสไดโอด  $D_1$



ลำดับถัดมาจะเป็นการกล่าวถึงการชดเชยแรงดันไบแอสด้วยตัวต้านทาน (รูปที่ 4.11(ข)) เพื่อให้ได้แรงดันชดเชยเทียบเท่ากับแรงดันตัดข้ามของทรานซิสเตอร์ ( $V_{BE}$ ) เราจะพิจารณาจากอัตราส่วนการแบ่งแรงดันระหว่างตัวต้านทาน  $R_1$  และ  $R_2$  จากวงจรในรูปที่ 4.11(ข) เราจะได้

$$V_{BE} = V_{CC} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (4.7)$$

และ

$$I_{bias} = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_1} - \frac{V_{BE}}{R_2} \quad (4.8)$$

จากเงื่อนไขในสมการ (4.6) และ (4.7) จะเห็นว่าเรามีความยืดหยุ่นในการออกแบบมากขึ้น โดยสามารถกำหนดค่าตัวต้านทาน  $R_1$  เพื่อจำกัดกระแสไบแอส ( $I_{bias}$ ) ให้มีค่าน้อยมากเพื่อให้สัญญาณด้านออกมีความสมมาตรทั้งครึ่งบวกและลบ ในขณะที่การใช้ตัวต้านทาน  $R_2$  จะไม่ทำให้เกิดข้อจำกัดของขนาดของสัญญาณด้านเข้าเหมือนกับกรณีที่ใช้ไดโอด ซึ่งนำกระแสได้ทิศทางเดียว อย่างไรก็ตามข้อดีข้อด้อยของวิธีนี้ก็คือการไม่สามารถชดเชยความไม่เป็นเชิงเส้นของแรงดันตัดข้ามได้

จากการเปรียบเทียบข้อดีและข้อด้อยของวิธีการชดเชยแรงดันไบแอสทั้งสองแบบ ในวิทยานิพนธ์นี้จะเลือกใช้วิธีการชดเชยแรงดันไบแอสด้วยตัวต้านทาน โดยพิจารณาจากช่วงกว้างของขนาดของสัญญาณด้านเข้าเป็นสำคัญ เนื่องจากการใช้งานวงจรแอกทีฟในระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ กระแสด้านเข้าของวงจรพืซ-พูลซึ่งได้จากกระแสรั่วไหลจะมีขนาดที่ไม่คงที่ขึ้นอยู่กับปัจจัยหลายอย่าง เช่น คุณสมบัติของวงจรกรองส่วนพาสซีฟ และพารามิเตอร์ของมอเตอร์ เป็นต้น

ในการออกแบบวงจรขยายวงจรพืซ-พูล เราสามารถแสดงการเลือกใช้และการกำหนดค่าอุปกรณ์ได้ดังนี้คือ ในวงจรนี้จะใช้ทรานซิสเตอร์ที่เป็นคู่ประกอบ (complementary) เนื่องจากทรานซิสเตอร์ทั้งสองตัวจะผลัดกันนำกระแส ทำให้ทรานซิสเตอร์ที่ใช้ต้องมีพิกัดที่รองรับแรงดันบัสดไฟตรง ( $310V_{dc}$ ) ได้ เราจึงเลือกใช้ทรานซิสเตอร์เบอร์ 2SA1413 (PNP) และ 2SC3632 (NPN) ซึ่งมีแรงดันพิกัด  $V_{CEO} = 600V$ , กระแสพิกัด  $I_C = 1A(DC)$  และอัตราขยาย  $h_{FE} \approx 55$  เท่า

สำหรับค่าความต้านทาน  $R_1$  และ  $R_2$  ที่ใช้เพื่อชดเชยแรงดันไบแอสนั้น เราสามารถคำนวณได้จากความสัมพันธ์ของสมการที่ (4.7)-(4.8) ทั้งนี้ค่า  $V_{BE}$  ของทรานซิสเตอร์ที่ได้จากการวัดมีค่าประมาณ 0.56 V และพิจารณาประกอบกับการปรับค่าเพื่อจำกัดกระแสไบแอส ( $I_{bias}$ ) ทำให้ได้ค่า  $R_1 = 302k\Omega$  และ  $R_2 = 1.1k\Omega$  แสดงการคำนวณได้ดังนี้

$$V_{BE} = V_{CC} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} = \frac{155 \times 1.1 \times 10^3}{(302 + 1.1) \times 10^3} = 0.56V$$

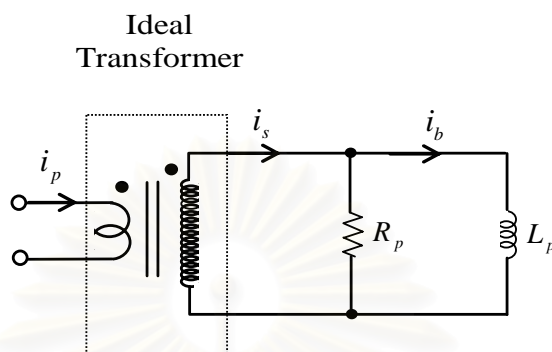
$$I_{bias} = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_1} - \frac{V_{BE}}{R_2} = \frac{155 - 0.563}{302 \times 10^3} - \frac{0.563}{1.1 \times 10^3} = 2.3 \mu A$$

สำหรับการกำหนดค่าตัวเก็บประจุ  $C_{af}$  ที่ใช้เชื่อมต่อดวงจรขยายพหุ-พูลเข้ากับระบบที่ด้านออกของวงจรรองส่วนพาสซีฟ จะมีหลักเกณฑ์ในการพิจารณา คือ จากการศึกษาวิเคราะห์ทางทฤษฎีในหัวข้อที่ 4.2 ได้แสดงให้เห็นว่า ในวงจรแบบใหม่รวมค่า  $C_{af}$  จะไม่มีผลกระทบต่อการทำงานของวงจรรองส่วนแอคทีฟ แต่จะทำให้ค่าตัวเก็บประจุของวงจรรองในโหมดปกติมีค่าเพิ่มขึ้น ดังนั้นจึงควรเลือกให้  $C_{af}$  มีค่าน้อยเพื่อลดผลกระทบต่อวงจรรวมปกติ แต่อย่างไรก็ตามอิมพีแดนซ์ของกิ่งพหุ-พูล ที่เพิ่มขึ้นจากการใช้  $C_{af}$  ค่าน้อยจะเป็นตัวจำกัดขีดจำกัดในการฉีดกระแสชดเชยเนื่องจากแหล่งจ่ายกระแสควบคุมในกิ่งพหุ-พูลจะอาศัยการควบคุมกระแสผ่านแหล่งจ่ายแรงดันบัลไฟตรง และกิ่งกระแสพหุ-พูลจะสามารถฉีดกระแสชดเชยได้มากเมื่อแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ  $C_{af}$  มีค่าน้อยเมื่อเทียบกับแรงดันบัลไฟตรง ดังนั้นการเลือกค่า  $C_{af}$  ค่าน้อยจะทำให้แรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุสูงขึ้น (เมื่อเปรียบเทียบกับกระแสชดเชยค่าเดียวกัน) และจำกัดขีดความสามารถในการฉีดกระแสของกิ่งพหุ-พูลได้ ด้วยเหตุนี้การเลือกค่า  $C_{af}$  ที่เหมาะสมจึงต้องคำนึงถึงจุดนี้ด้วย ในการทดลองนี้ได้กำหนดให้  $C_{af} = 1.1nF$

#### 4.3.1.2 การออกแบบวงจรเลื่อนเฟสกระแส

วัตถุประสงค์ของการใช้วงจรเลื่อนเฟสคือเพื่อเลื่อนเฟสให้กระแสที่ใช้ขับนำทรานซิสเตอร์ในวงจขยายพหุ-พูล ( $i_b$ ) ล้าหลังจากกระแสรั่วไหล ( $i_{c_0}$ ) เป็นมุมประมาณ 90 องศา ซึ่งจะทำให้อิมพีแดนซ์ของกิ่งพหุ-พูลมีพฤติกรรมเป็นความต้านทานและทำหน้าที่หน่วงปรากฏการณ์เรโซแนนซ์ ในวิทยานิพนธ์นี้ได้เลือกใช้วงจรเลื่อนเฟสกระแสที่มีหลักการจากการแบ่งกระแสระหว่างตัวต้านทานและตัวเหนี่ยวนำเมื่ออิมพีแดนซ์ทั้งสองตัวต่อขนานกันดังในรูปที่ 4.12 ด้วยเหตุผลที่ว่า วงจรดังกล่าวไม่จำเป็นต้องใช้แหล่งจ่ายไฟ และสามารถสร้างได้ง่ายจากองค์ประกอบพื้นฐาน (ตัวต้านทานและตัวเหนี่ยวนำ) จากรูปที่ 4.12 กระแสรั่วไหลทางด้านพุทิตยภูมิของหม้อแปลงกระแส ( $i_s$ ) จะถูกแบ่งไหลระหว่างตัวต้านทาน  $R_p$  และตัวเหนี่ยวนำ  $L_p$  ทำให้เกิดการเลื่อนเฟสระหว่าง  $i_s$  และกระแสที่ไหลในกิ่งของตัวเหนี่ยวนำ  $L_p$  ( $i_b$ ) ซึ่งจะใช้เป็นกระแสขับนำวงจขยายพหุ-พูล ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสทั้งสองได้แสดงไว้ในสมการที่ (4.3) และนำมาเขียนใหม่ดังนี้คือ

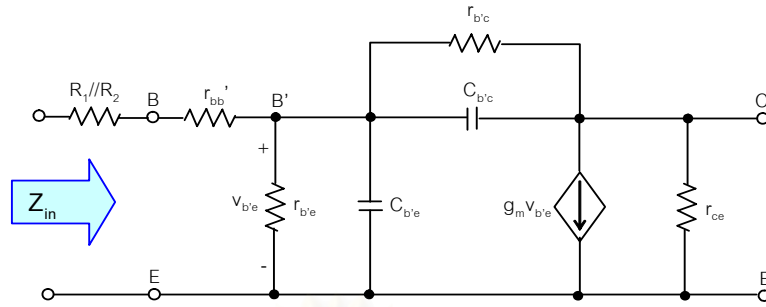
$$\frac{i_s}{i_b} = \frac{R_p}{R_p + sL_p} \quad (4.9)$$



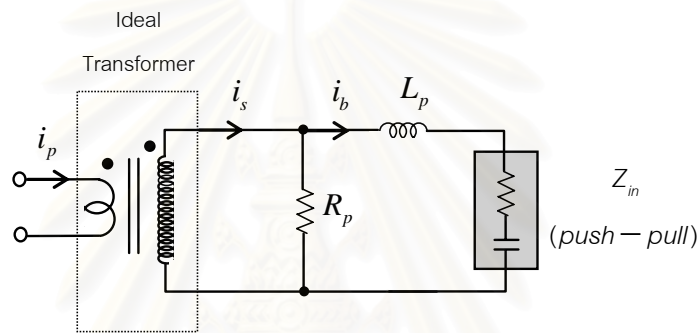
รูปที่ 4.12 วงจรแสดงหลักการพื้นฐานของการใช้วงจรเล็อนเฟสกระแส

จากหลักการเบื้องต้นจะเห็นว่ามอดุสเฟสลำห้งที่ได้จากวงจรเล็อนเฟส จะมีค่าแปรตามความถี่ โดยจะให้มอดุสประมาณ 45 องศาและ 90 องศาที่ความถี่ห้กมุด ( $R_p / L_p$ ) และที่ 10 เท่าของความถี่ห้กมุดตามลำดับ ดังนั้นเพื่อให้ได้มอดุสเฟสลำห้ง 90 องศาในย่านความถี่ที่เราใช้งาน ( $\geq f_{sw\_min}$ ) ในการออกแบบวงจรเล็อนเฟสจะต้องให้ความถี่ห้กมุดของวงจรเล็อนเฟสมีค่าน้อยกว่าความถี่การสวิตซ์ 10 เท่า แต่อย่างไรก็ตามสิ่งที่ต้องคำนึงถึงอีกประการหนึ่งคือพฤติกรรมของวงจรเล็อนเฟสจะทำให้อัตราขยายระหว่าง  $i_s$  และ  $i_b$  มีค่าลดลงเมื่อความถี่สูงขึ้นและโดยเฉพาะอย่างยิ่งเมื่อความถี่ห้กมุดของวงจรเล็อนเฟสมีค่าต่ำลง ซึ่งอัตราขยายนี้จะมีผลโดยตรงต่ออัตราขยายโดยรวมของวงจรกรองแอกทีฟดังได้กล่าวในหัวข้อที่แล้ว

ในทางปฏิบัติแล้วเราจะใช้งานวงจรเล็อนเฟสโดยต่อเรียงกับวงจรขยายพุด-พุดดังในรูปที่ 4.10 ดังนั้นอิมพีแดนซ์ด้านเข้าของวงจรขยายพุดพุดจะต่ออนุกรมกับตัวเหน็ยวนำ  $L_p$  และมีผลต่อการทำงานของวงจรเล็อนเฟสด้วย ในการพิจารณาอิมพีแดนซ์ด้านเข้าของวงจรขยายพุดพุดเราจะอาศัยวงจรสมมูลความถี่สูงของทรานซิสเตอร์ที่แสดงในรูปที่ 4.13 โดยประมาณได้ว่าอิมพีแดนซ์ด้านเข้าของวงจรขยายพุดพุดมีลักษณะเป็นอิมพีแดนซ์แบบ RC การพิจารณาวงจรเล็อนเฟสเมื่อรวมผลจากอิมพีแดนซ์ของวงจรพุด-พุดสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.14



รูปที่ 4.13 วงจรสมมูลความถี่สูงของวงจรขยายพหุ-พูลทรวานซิสเตอร์



รูปที่ 4.14 วงจรเลียนเฟสกระแสที่พิจารณาอิมพีแดนซ์ขาเข้าของทรานซิสเตอร์

การเพิ่มขึ้นของอิมพีแดนซ์  $Z_{in}$  ของทรานซิสเตอร์ในรูปที่ 4.14 มีผลทำให้มุมเฟสล้าหลัง ( $\theta$ ) ของ  $i_b$  เมื่อเทียบกับ  $i_s$  มีค่าน้อยกว่า 90 องศาเสมอ และมุมเฟสล้าหลัง  $\theta$  จะยังมีค่าน้อยลงเมื่ออิมพีแดนซ์ด้านเข้าของทรานซิสเตอร์ ( $Z_{in}$ ) ค่าที่มากขึ้นเมื่อเทียบกับอิมพีแดนซ์ของตัวเหนี่ยวนำ  $L_p$  ดังนั้นเพื่อให้มุมล้าหลังที่ได้จากวงจรเลียนเฟสมีค่าใกล้เคียง 90 องศา เราจะลดผลกระทบจากอิมพีแดนซ์  $Z_{in}$  ด้วยการออกแบบให้ค่าอิมพีแดนซ์ของ  $L_p$  มีค่ามากกว่า  $Z_{in}$

เราสามารถออกแบบวงจรเลียนเฟส โดยมีพารามิเตอร์ดังนี้  $R_p = 100\Omega$  และ  $L_p = 4mH$  เมื่อทำการวัดค่า  $Z_{in} = 240\Omega$  วัดที่ความถี่ 10 kHz

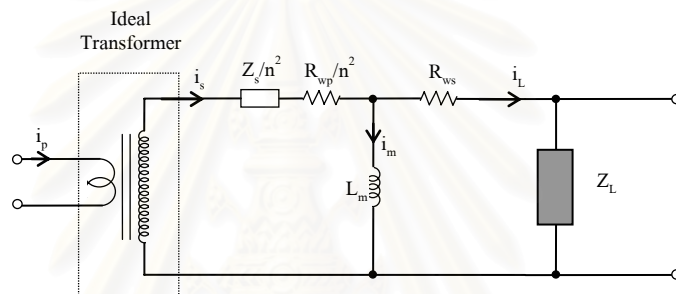
#### 4.3.1.3 การออกแบบหม้อแปลงกระแสสำหรับตรวจจับกระแสรั่วไหล

ในทางอุดมคติหม้อแปลงกระแสจะมีอัตราส่วนของกระแสด้านปฐมภูมิและทุติยภูมิจะขึ้นอยู่กับจำนวนรอบระหว่างขดลวดทางด้านปฐมภูมิและทุติยภูมิดังในสมการที่ (4.10) และมีมุมเฟสที่ตรงกันหรือต่างกัน 180 องศาขึ้นอยู่กับวางตำแหน่งขั้วของหม้อแปลงกระแส

$$N_p i_p = N_s i_s \quad (4.10)$$

เมื่อ  $N_p, N_s =$  จำนวนรอบของขดลวดด้านปฐมภูมิและทุติยภูมิของหม้อแปลงกระแส

แต่ในทางปฏิบัติแล้วความสัมพันธ์ระหว่างกระแสด้านปฐมภูมิและทุติยภูมิจะขึ้นอยู่กับค่าความเหนี่ยวนำแม่เหล็ก (magnetizing inductance) ภายในหม้อแปลง และลักษณะวงจรโหลดของหม้อแปลงกระแสที่ด้านทุติยภูมิด้วย ความสัมพันธ์ดังกล่าวสามารถพิจารณาได้จากวงจรสมมูลของหม้อแปลงกระแสในรูปที่ 4.15



รูปที่ 4.15 วงจรสมมูลของหม้อแปลงกระแส

เมื่อ  $Z_s =$  อิมพีแดนซ์แหล่งจ่ายของหม้อแปลงกระแสด้านปฐมภูมิ  
 $R_{wp} =$  ความต้านทานของขดลวดด้านปฐมภูมิ  
 $L_m =$  ค่าความเหนี่ยวนำแม่เหล็กภายในหม้อแปลง  
 $R_{ws} =$  ความต้านทานของขดลวดด้านทุติยภูมิ  
 $Z_L =$  อิมพีแดนซ์ของโหลดของหม้อแปลงกระแสด้านทุติยภูมิ

จะเห็นได้จากรูปที่ 4.15 ว่าส่วนหนึ่งของกระแสทุติยภูมิของหม้อแปลงกระแสจะถูกใช้เพื่อสร้างสนามแม่เหล็กภายในแกน ( $i_m$ ) ซึ่งทำให้กระแสโหลดของหม้อแปลงด้านทุติยภูมิมีค่าลดลงและไม่เป็นไปตามความสัมพันธ์ในสมการที่ (4.10) ซึ่งเราจะเรียกลักษณะดังกล่าวที่ว่า การเกิดความผิดพลาดของอัตราส่วน (ratio error) นอกจากนี้ยังทำให้เกิดการเลื่อนเฟสของกระแสโหลดด้านทุติยภูมิ ( $i_L$ ) อีกด้วย โดยเราจะเรียกความคลาดเคลื่อนทางมุมเฟสนี้ว่า ความผิดพลาดแบบเฟส (phase error)

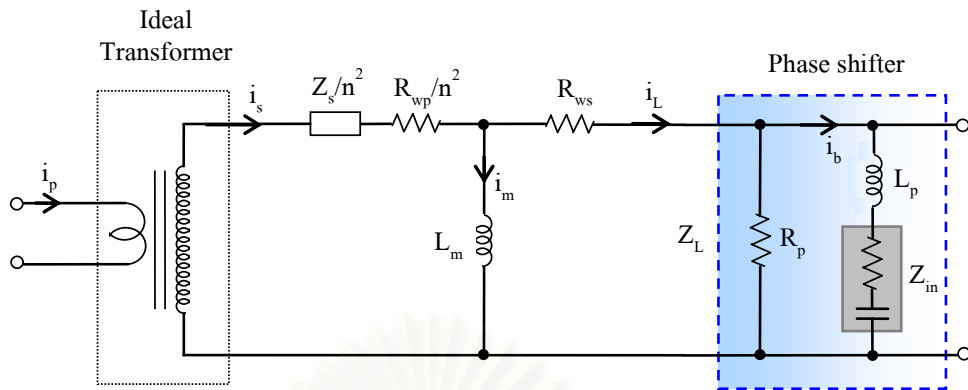
ขนาดของค่าความผิดพลาดทั้งสองแบบนี้จะขึ้นอยู่กับอิมพีแดนซ์ของค่าความเหนี่ยวนำทำแม่เหล็กภายในหม้อแปลง ( $jX_{L_m}$ ) และอิมพีแดนซ์ของโหลดของหม้อแปลงกระแสด้านทุติยภูมิ ( $Z_L$ ) เพื่อลดค่าความผิดพลาดที่เกิดขึ้นเราจะต้องออกแบบหม้อแปลงกระแสให้  $jX_{L_m}$  มีค่ามากกว่าผลรวมของอิมพีแดนซ์โหลด  $Z_L$  ( $jX_{L_m} \gg Z_L$ ) ค่าความเหนี่ยวนำทำแม่เหล็กภายในหม้อแปลงคำนวณได้จาก

$$L_m = N^2 A_L \quad (4.11)$$

เนื่องจากวิทยานิพนธ์นี้ใช้งานหม้อแปลงโดยให้ด้านทุติยภูมิต่อเรียงกับวงจรเลื้อนเฟสดังในรูปที่ 4.10 ดังนั้นโหลดของหม้อแปลงก็คืออิมพีแดนซ์ของวงจรเลื้อนเฟสดังแสดงในรูปที่ 4.16 ในการออกแบบจึงคำนวณอิมพีแดนซ์โหลดของหม้อแปลง ( $Z_L$ ) จากพารามิเตอร์ของวงจรเลื้อนเฟส คือ  $R_p = 100\Omega$ ,  $L_p = 4mH$  และ  $Z_{in} = 240\Omega$  โดยพิจารณาที่ขอบเขตล่างของย่านความถี่ที่วงจรเอกที่ฟทำงานคือ ความถี่การสวิตช์ต่ำสุด  $f_{sw\_min} = 5kHz$  เราสามารถคำนวณค่าอิมพีแดนซ์รวมของวงจรเลื้อนเฟสได้เท่ากับ  $82\Omega$  เมื่อกำหนดให้อิมพีแดนซ์ของความเหนี่ยวนำทำแม่เหล็กภายในหม้อแปลง  $L_m$  มีค่ามากกว่า 10 เท่าของอิมพีแดนซ์รวมของวงจรเลื้อนเฟส เพื่อลดค่าความผิดพลาดแบบอัตราส่วนและความผิดพลาดแบบเฟส ทำให้ได้เงื่อนไขของค่าความเหนี่ยวนำทำแม่เหล็กภายในหม้อแปลง ( $L_m$ ) คือ

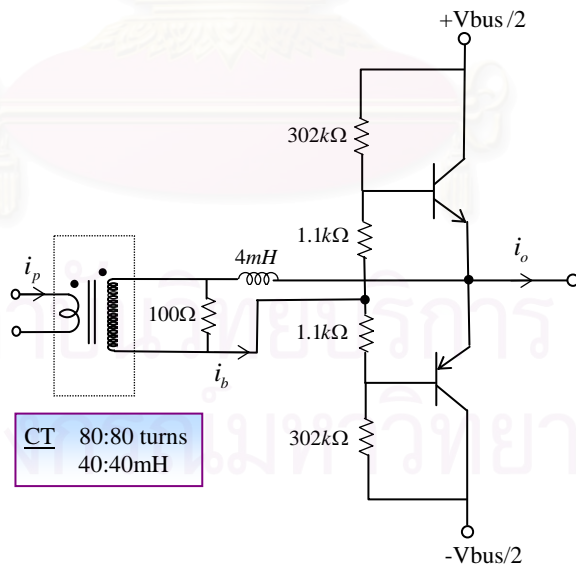
$$L_m \geq \frac{10 \times 82}{2\pi \times 5 \times 10^3} = 26.10mH$$

ในที่นี้เราได้ออกแบบหม้อแปลงกระแสโดยใช้แกนทอรรอยด์ขนาดเส้นผ่านศูนย์กลาง 46 mm และมีค่า  $A_L = 6250nH / turns$  และมีอัตราส่วนจำนวนรอบของขดลวดทางด้านปฐมภูมิและทุติยภูมิเท่ากับ 80 ต่อ 80 ( $N = 1$ ) ทำให้ได้ค่า  $L_m = 40mH$  ซึ่งค่าอิมพีแดนซ์ของความเหนี่ยวนำทำแม่เหล็กภายในหม้อแปลงกระแสจะมากกว่าได้อิมพีแดนซ์รวมของวงจรเลื้อนเฟสประมาณ 15 เท่า

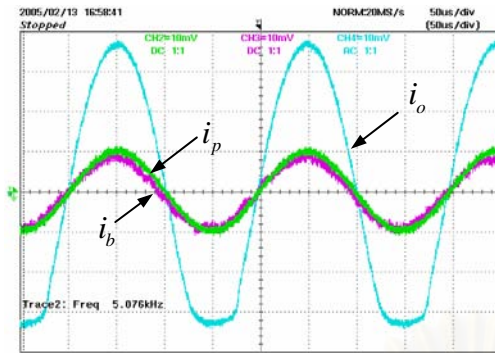


รูปที่ 4.16 วงจรสมมูลของหม้อแปลงกระแสเมื่อมีด้านทุติยภูมิต่อเรียงกับวงจรเลื่อนเฟส

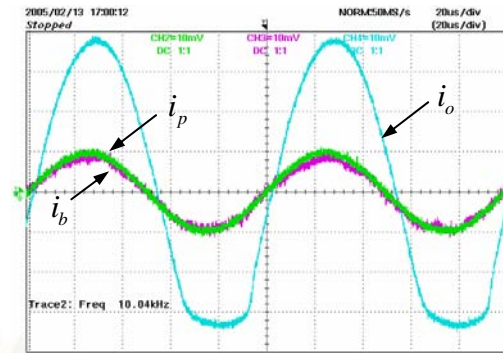
จากการออกแบบวงจรส่วนต่าง ๆ ของวงจรกรองส่วนแยกที่ฟ จะได้วงจรที่มีค่าพารามิเตอร์ดังในรูปที่ 4.17 และสามารถทดสอบการทำงานของวงจรโดยทดลองป้อนสัญญาณกระแสรูปคลื่นไซน์ที่มีความถี่ต่าง ๆ ให้กับด้านปฐมภูมิของหม้อแปลงกระแส และต่อความต้านทานขนาด  $300\ \Omega$  เป็นโหลดให้แก่ของวงจรขยายพุ่ม-พูล สัญญาณที่ได้จากการทดลองแสดงดังรูปที่ 4.18



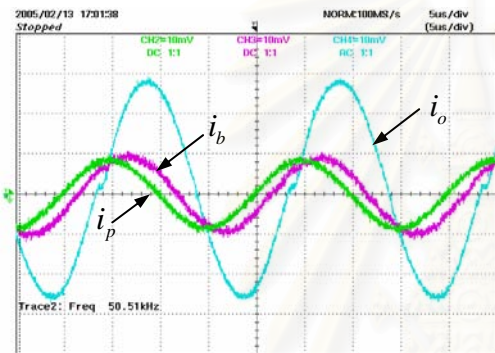
รูปที่ 4.17 วงจรกรองส่วนแยกที่ฟที่ได้จากการออกแบบ



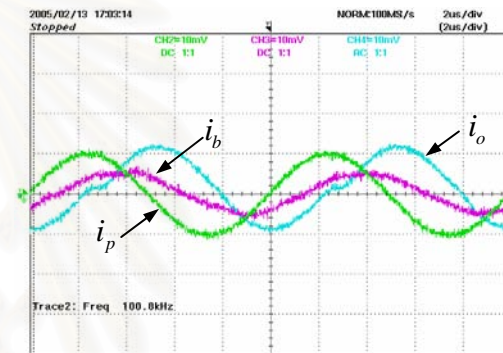
(ก) ที่ความถี่ 5 kHz



(ข) ที่ความถี่ 10 kHz



(ค) ที่ความถี่ 50 kHz



(ง) ที่ความถี่ 100 kHz

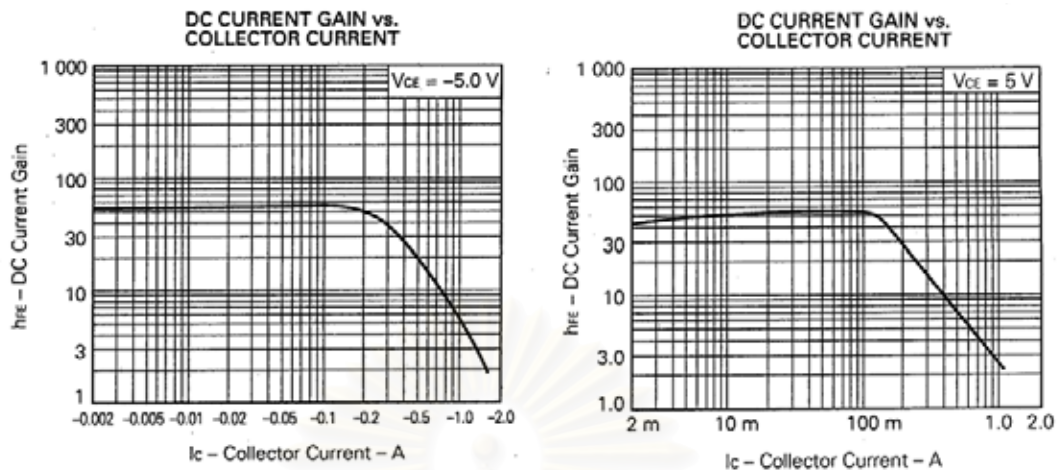
รูปที่ 4.18 ผลการทดสอบวงจรของส่วนแยกที่พีในรูปที่ 4.17

( $i_p$  25mA/div,  $i_b$  5mA/div และ  $i_o$  100mA/div)

อธิบายผลจากการทดสอบในรูปที่ 4.18 ตามการทำงานของวงจรแต่ละส่วนได้ดังนี้

ในส่วนการทำงานของวงจรขยายพหุ-พูล สังเกตได้จากอัตราส่วนระหว่าง  $i_b$  และ  $i_o$  ว่าอัตราส่วนดังกล่าวจะมีค่าลดลงเมื่อความถี่เพิ่มขึ้น ซึ่งมีสาเหตุมาจากแบนด์วิดท์ที่จำกัดของทรานซิสเตอร์ และเมื่อสังเกตผลตอบสนองของสัญญาณที่ความถี่ 5 kHz และ 10 kHz จะเห็นได้ว่ากระแส  $i_o$  เกิดความไม่สมมาตรในช่วงครึ่งลบ เนื่องจากลักษณะสมบัติของทรานซิสเตอร์ NPN และ PNP ที่แตกต่างกัน คือ  $h_{FE}$  ของทรานซิสเตอร์นอกจากจะขึ้นอยู่กับย่านความถี่แล้วยังขึ้นกับขนาดกระแสด้านออกด้วย ดังแสดงในรูปที่ 4.19 สำหรับกรณีที่กระแสด้านออกของวงจรพหุ-พูล ( $i_o$ ) มีค่าน้อยดังในรูปที่ 4.18 (ค) และ 4.18 (ง)





(ก) ทρανซิสเตอร์ 2SA1413 (PNP)

(ข) ทรนซิสเตอร์ 2SC3632 (NPN)

รูปที่ 4.19 ลักษณะสมบัติค่า  $h_{FE}$  เมื่อเทียบกับกระแสต้านออกของทรานซิสเตอร์  
ที่ใช้ในวงจรขยายพวซ-พุล

ในส่วนการทำงานของวงจรเลื้อนเฟส จากการเปรียบเทียบ  $i_p$  และ  $i_b$  จะเห็นได้ว่ามุมเฟสของ  $i_b$  จะล่าหลังจาก  $i_p$  มากขึ้นเมื่อความถี่ของสัญญาณเพิ่มขึ้น ในขณะที่เดียวกันอัตราส่วนระหว่างกระแสก็ลดลงเช่นกันตามคุณสมบัติของวงจรเลื้อนเฟส

#### 4.3.2 ผลการทดลองวงจรกรองแบบไฮบริด

ในหัวข้อนี้จะทดสอบผลการลดทอนกระแสรั่วไหล โดยใช้วงจรกรองแบบไฮบริด ซึ่งประกอบด้วยวงจรส่วนพาสซีฟที่ได้จากกรอกแบบในบทที่ 3 และส่วนแอกทีฟที่ได้จากการออกแบบในหัวข้อที่ 4.3.1 ค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของวงจรกรองสามารถแสดงได้ดังนี้คือ

ส่วนพาสซีฟ (วงจรกรองแบบ LC)  $L_{rf} = 1.6mH$  ,  $L_{cf} = 1.4mH$  และ  $C_{rf} = 3.3nF$

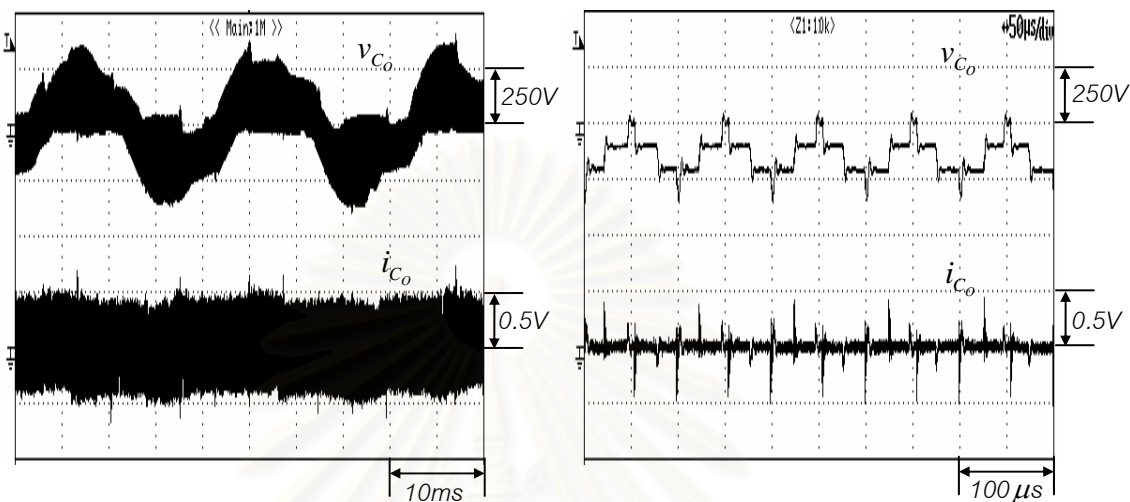
ส่วนแอกทีฟ หม้อแปลงกระแส :  $N = 1$  ,  $L_m = 40mH$

วงจรเลื้อนเฟส :  $L_p = 4mH$  ,  $R_p = 100\Omega$

วงจรขยายพวซ-พุล :  $R_1 = 302 \text{ kHz}$  ,  $R_2 = 1.1 \text{ kHz}$  , 2SA1413, 2SC3632

ในการทดสอบนี้จะใช้อินเวอร์เตอร์แบบด้านเข้า 1 เฟส (220 V, 50 Hz) กระแสรั่วไหลที่วัดได้ในกรณีนี้จะมีลักษณะสมบัติเหมือนกับกับกรณีที่ใช้อินเวอร์เตอร์แบบด้านเข้า 3 เฟสในบทที่ 3 เพียงแต่ในกรณีนี้ค่ายอดของกระแสรั่วไหลจะมีขนาดลดลง ตามค่าแรงดันบัลไฟตรงที่ลดลงจาก 540 V เป็น 310 V โดยประมาณ ผลการทดลองเมื่อวัดสัญญาณแบบโหมดร่วมและโหมดปกติของระบบเมื่อใช้อินเวอร์เตอร์แบบด้านเข้า 1 เฟสก่อนใส่วงจรกรองเป็นดังในรูปที่ 4.20-4.25 ผลการ

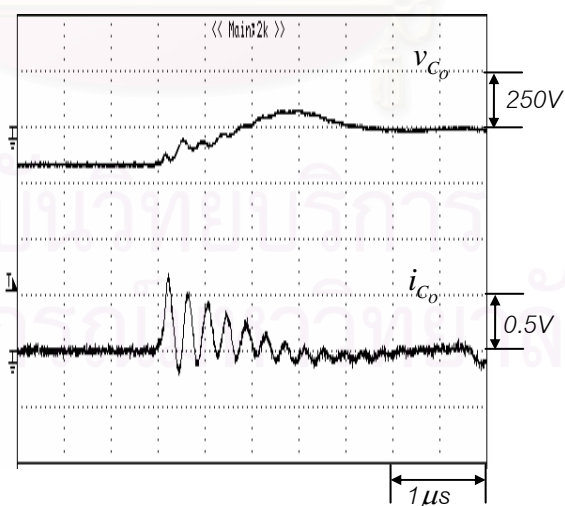
ทดลองดังกล่าวแสดงการทำงานของอินเวอร์เตอร์ที่ความถี่การสวิตช์สูงสุดคือ 10 kHz ซึ่งเป็นสถานะการทำงานที่มีกระแสไหลสูง



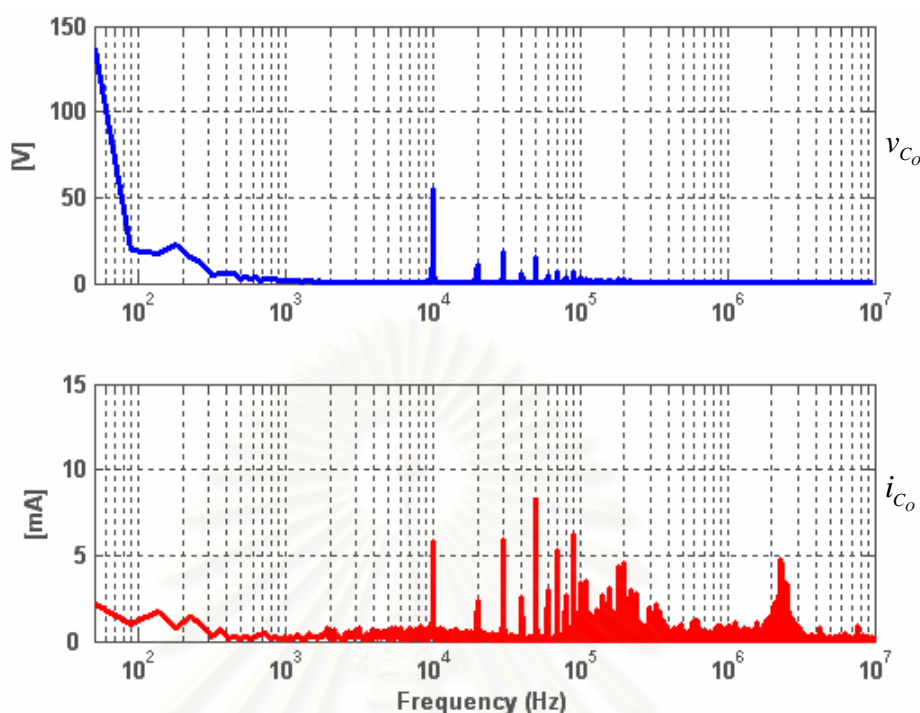
(ก) ในสเกลเวลาของความถี่หลักมูล

(ข) ในสเกลเวลาของความถี่การสวิตช์

รูปที่ 4.20 สัญญาณแบบโหมตร่วมของระบบก่อนใส่วงจรกรอง  
ในกรณีที่ใช้อินเวอร์เตอร์แบบด้านเข้า 1 เฟส



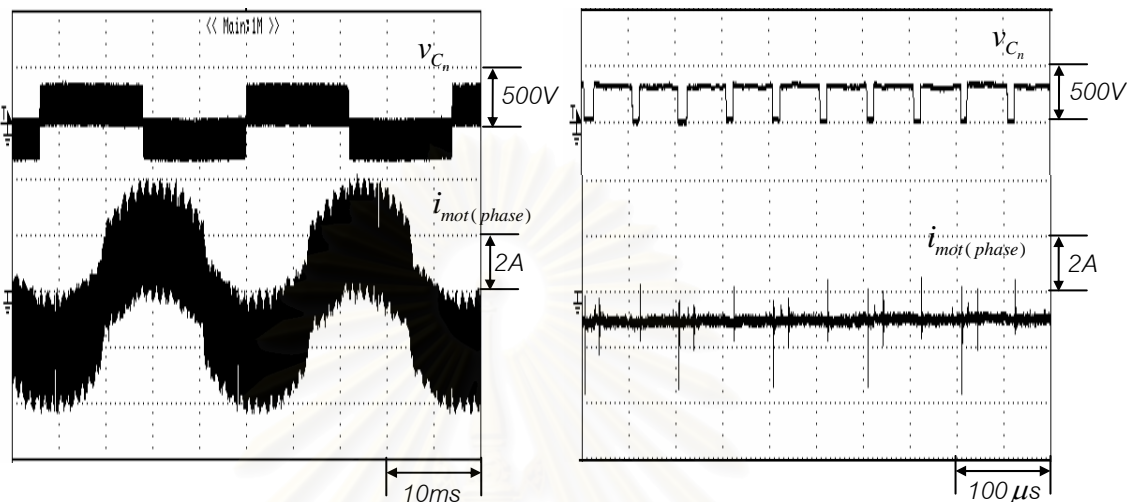
รูปที่ 4.21 ภาพขยายสัญญาณแบบโหมตร่วมของระบบก่อนใส่วงจรกรอง  
ในกรณีที่ใช้อินเวอร์เตอร์แบบด้านเข้า 1 เฟส



รูปที่ 4.22 สเปกตรัมของสัญญาณแบบโหมคร่วมของระบบก่อนใส่วงจรกรอง  
ในกรณีที่ใช้อินเวอร์เตอร์แบบด้านเข้า 1 เฟส

จากรูปที่ 4.20 (ก) จะเห็นว่าแรงดันโหมคร่วมมีองค์ประกอบความถี่ต่ำอยู่ที่ 50 Hz ซึ่งเป็นองค์ประกอบที่เกิดจากระลอกที่เกิดจากวงจรเรียงกระแส ต่างจากกรณีที่ใช้อินเวอร์เตอร์แบบด้านเข้า 3 เฟสซึ่งจะให้ระลอกจากวงจรเรียงกระแสอยู่ที่ความถี่ 150 kHz อย่างไรก็ตามเมื่อพิจารณาจากรูปที่ 4.20 (ข) จะเห็นว่าองค์ประกอบของแรงดันโหมคร่วมความถี่สูงที่เกิดจากการทำงานของอินเวอร์เตอร์ยังคงมีลักษณะการเปลี่ยนแปลงแบบขั้นบันไดเหมือนเดิม แต่ขนาดแรงดันขั้นบันไดนั้นก็ลดลงตามขนาดของแรงดันบัล (310 V) โดยมีระดับการเปลี่ยนแปลงของแรงดันครั้งละ 100 V สำหรับลักษณะของกระแสรั่วไหลนั้นพิจารณาได้จากรูปที่ 4.20 และ 4.21 ซึ่งจะเห็นว่ากระแสรั่วไหลยังคงเกิดขึ้นตามสถานะการสวิตช์ และมีลักษณะที่เกิดขึ้นจากการถูกกระตุ้นด้วยภาวะเรโซแนนซ์ ค่ายอดของกระแสรั่วไหลในกรณีมีค่าเท่ากับ 0.5 A ซึ่งลดลงเป็นอัตราส่วนตามขนาดแรงดันบัลที่ลดลงเมื่อเทียบกับเมื่อใช้อินเวอร์เตอร์แบบด้านเข้า 3 เฟส (กรณีที่ใช้อินเวอร์เตอร์แบบด้านเข้า 3 เฟสมี  $E_d = 540$  V มีค่ายอดของกระแสรั่วไหลเท่ากับ 0.8 A) และรูปที่ 4.22 แสดงให้เห็นว่าความถี่เรโซแนนซ์ของกระแสรั่วไหลเกิดขึ้นที่ความถี่ประมาณ 2.4 MHz เป็นการยืนยันว่าพารามิเตอร์ของอิมพีแดนซ์ในระบบยังคงมีค่าเท่าเดิม ดังนั้นการวิเคราะห์ระบบ

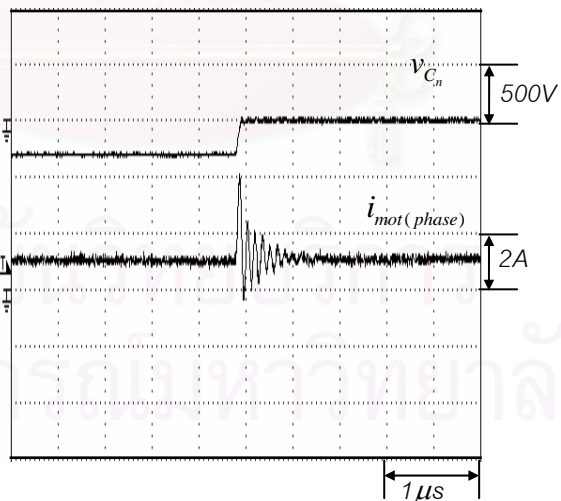
เมื่อเปลี่ยนอินเวอร์เตอร์เป็นแบบด้านเข้า 1 เฟส จะยังคงทำได้เหมือนเดิมเช่นเดียวกับในกรณีอินเวอร์เตอร์แบบด้านเข้า 3 เฟส



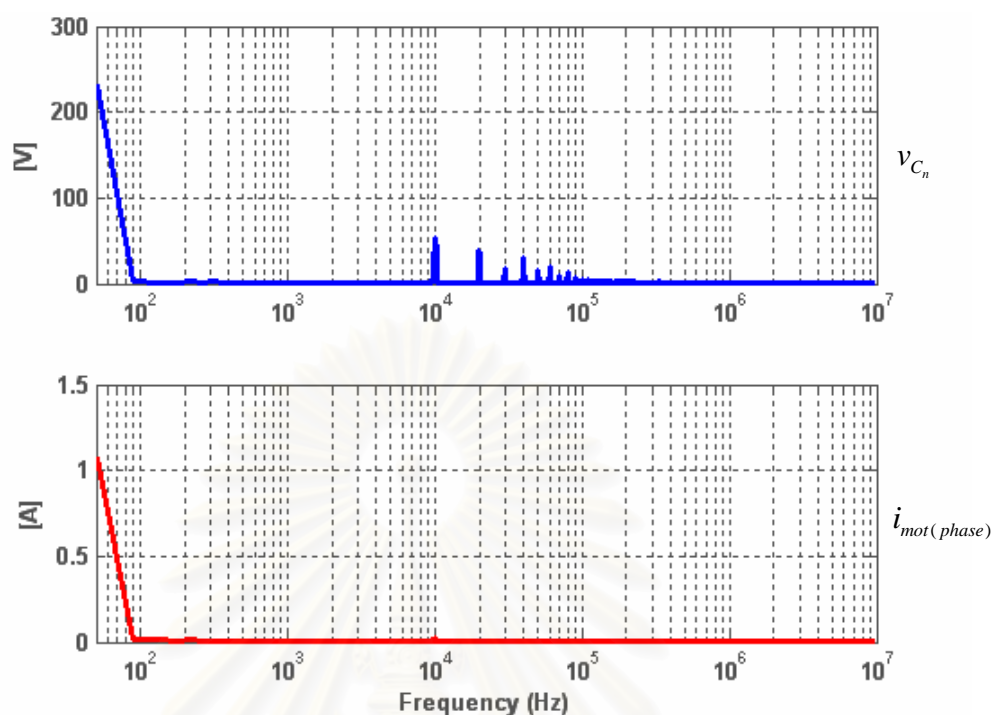
(ก) ในสเกลเวลาของความถี่หลักมูล

(ข) ในสเกลเวลาของความถี่การสวิตช์

รูปที่ 4.23 สัญญาณแบบใหม่คปกติของระบบก่อนใส่วงจรรอง  
ในกรณีที่ใช้อินเวอร์เตอร์แบบด้านเข้า 1 เฟส



รูปที่ 4.24 ภาพขยายสัญญาณแบบใหม่คปกติของระบบก่อนใส่วงจรรอง  
ในกรณีที่ใช้อินเวอร์เตอร์แบบด้านเข้า 1 เฟส

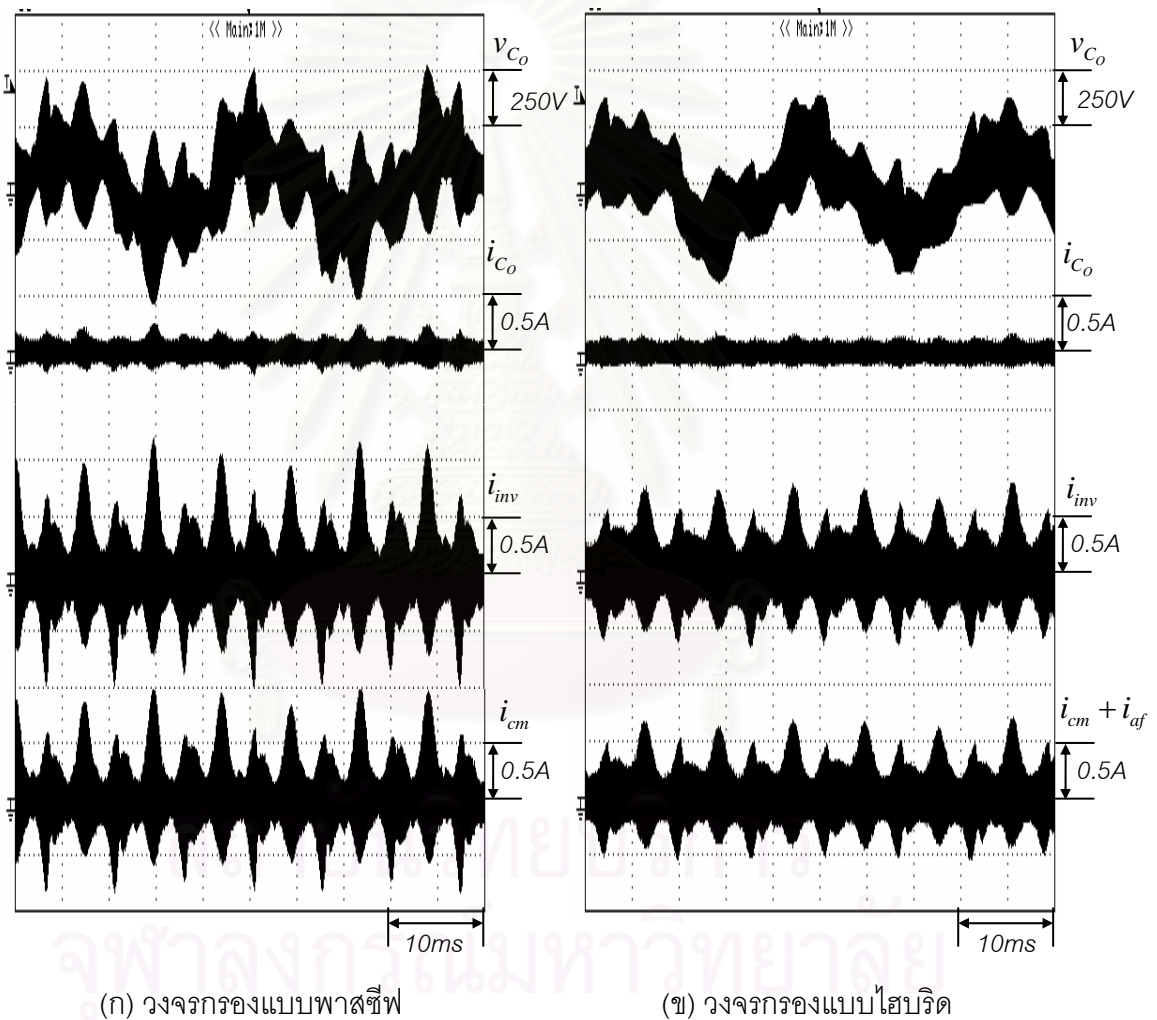


รูปที่ 4.25 สเปกตรัมของสัญญาณแบบโหมดปกติของระบบก่อนใส่วงจรรอง  
ในกรณีที่ใช้อินเวอร์เตอร์แบบด้านเข้า 1 เฟส

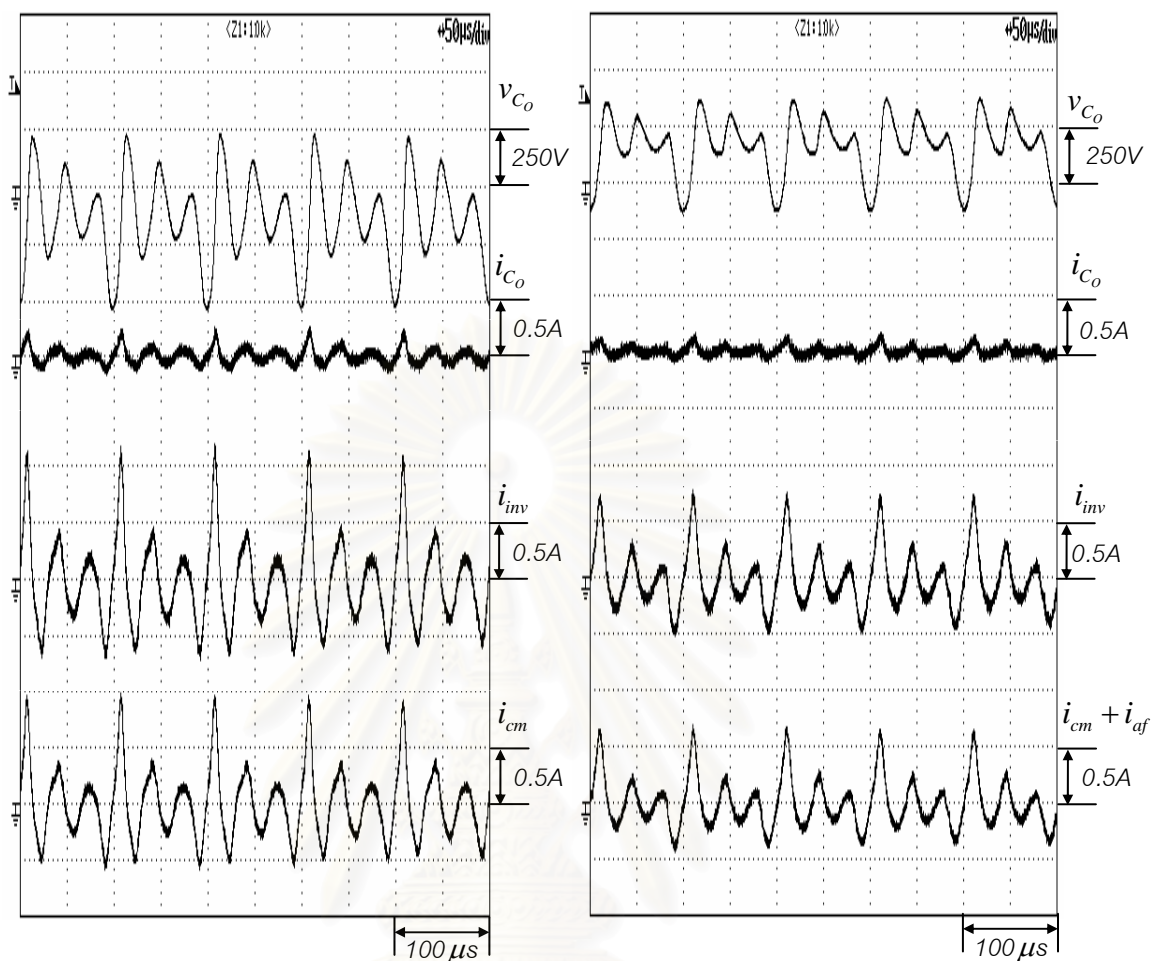
เพื่อเป็นการทดสอบการทำงานของวงจรรองแบบไฮบริดที่ช่วยปรับปรุงสมรรถนะในการลดทอนและคุณสมบัติเรโซแนนซ์ของวงจรรองให้ดีขึ้นเมื่อเทียบกับการใช้วงจรรองแบบพาสซีฟเพียงอย่างเดียว เราจะแสดงผลการทดลองโดยเปรียบเทียบกันระหว่างกรณีที่ใช้วงจรรองแบบพาสซีฟและกรณีที่ใช้วงจรรองแบบไฮบริด ดังในรูปที่ 4.26-4.30 และเพื่อให้สอดคล้องกับผลการทดลองของระบบก่อนใส่วงจรรอง เราจะให้อินเวอร์เตอร์ทำงานที่ความถี่การสวิตช์สูงสุดคือ 10 kHz ซึ่งเป็นสถานะการทำงานที่ให้กระแสรั่วไหลมีค่ามากที่สุดและแสดงผลจากการกระตุ้นของภาวะเรโซแนนซ์อย่างชัดเจน เนื่องจากองค์ประกอบแรงดันที่ความถี่การสวิตช์จะอยู่ใกล้กับความถี่เรโซแนนซ์ของวงจรรองมากที่สุดเมื่อเทียบกับความถี่การสวิตช์ค่าอื่น

ผลการทดลองในรูปที่ 4.26 และ 4.27 เปรียบเทียบสมรรถนะของวงจรรองแบบไฮบริดกับวงจรรองแบบพาสซีฟ จะเห็นได้ว่านอกเหนือจากที่วงจรรองทั้งสองแบบสามารถลดทอนกระแสรั่วไหลได้ดีเมื่อเทียบกับก่อนใส่วงจรรองในรูปที่ 4.20 แล้ว ขนาดของกระแสรั่วไหล ( $i_{C_o}$ ) และกระแสโหมดรวมที่ผ่านวงจรรอง ( $i_{cm} + i_{af}$ ) ในกรณีที่ใช้วงจรรองแบบไฮบริดจะมีขนาดค่ายอดน้อยกว่ากรณีที่ใช้วงจรรองแบบพาสซีฟ และเมื่อเปรียบเทียบขนาดแรงดันเกิดชั่วครู่ของแรงดันโหมดรวมที่ขั้วมอเตอร์ จะเห็นว่าในกรณีที่ใช้วงจรรองแบบไฮบริดจะมีขนาดเล็กกว่ากรณีที่ใช้

ใช้วงจรกรองแบบพาสซีฟเพียงลำพังเช่นกัน ข้อเปรียบเทียบที่กล่าวในข้างต้นนี้สะท้อนถึงการแก้ปัญหาการเกิดเรโซแนนซ์ของวงจรกรองเมื่อใช้วงจรกรองแบบไฮบริด การลดลงของปัญหาเรโซแนนซ์เมื่อใช้วงจรกรองแบบไฮบริดนี้จะสังเกตเห็นได้อย่างชัดเจนเมื่อเปรียบเทียบสัญญาณในรูปที่ 4.28 และ 4.29 ซึ่งจะเห็นว่าสเปกตรัมของสัญญาณที่บริเวณความถี่เรโซแนนซ์ (36kHz) ในกรณีของวงจรกรองแบบไฮบริดจะมีค่าน้อยกว่ามาก



รูปที่ 4.26 การเปรียบเทียบสัญญาณแบบใหม่พร้อมของระบบในสเกลเวลาของความถี่หลักมูลระหว่างกรณีที่ใช้วงจรกรองแบบพาสซีฟและวงจรกรองแบบไฮบริด



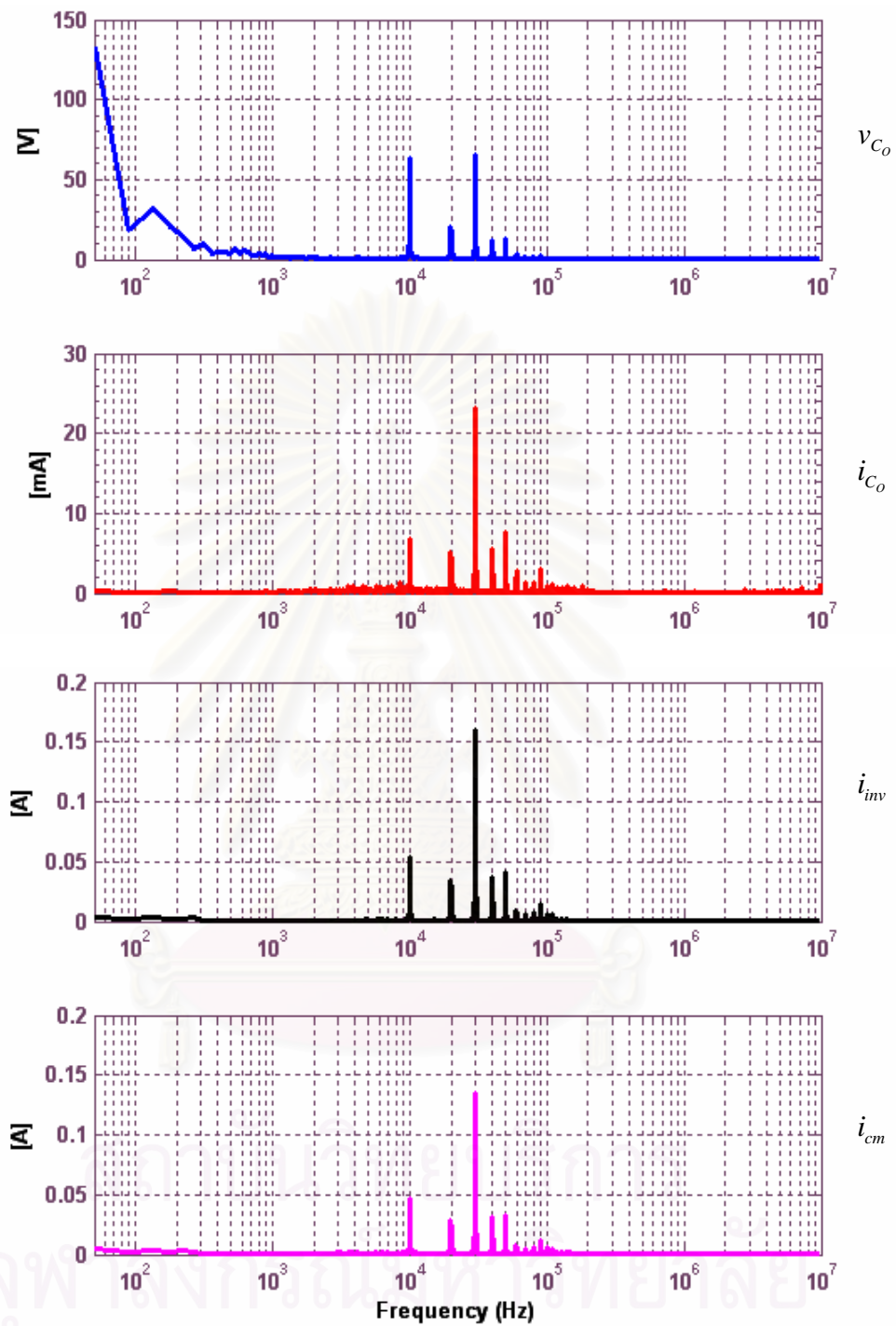
(ก) วงจรกรองแบบพาสซีฟ

(ข) วงจรกรองแบบไฮบริด

รูปที่ 4.27 การเปรียบเทียบสัญญาณแบบโหมดร่วมของระบบในสเกลเวลาของความถี่การสวิตช์

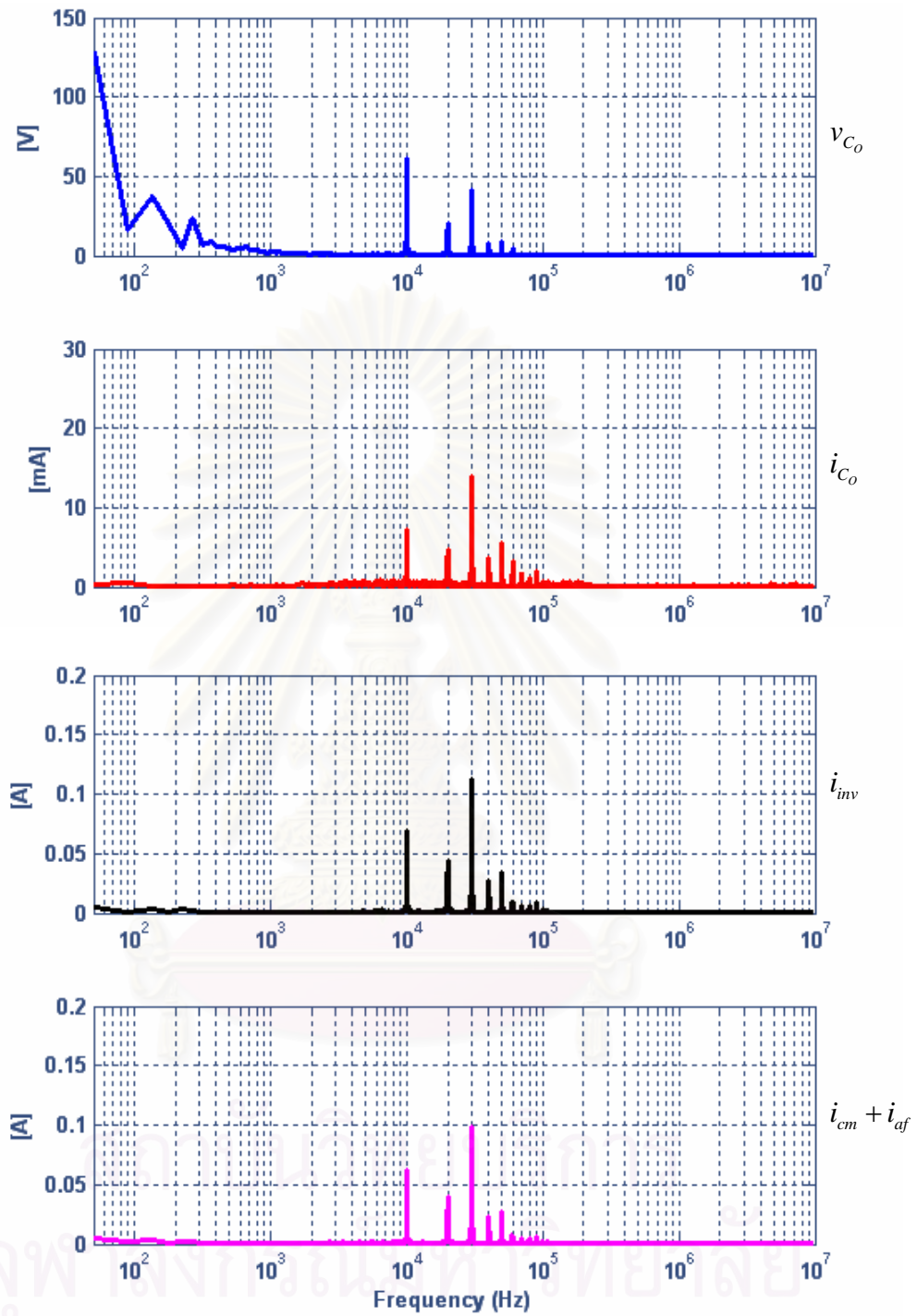
ระหว่างกรณีที่ใช้วงจรกรองแบบพาสซีฟและวงจรกรองแบบไฮบริด

สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



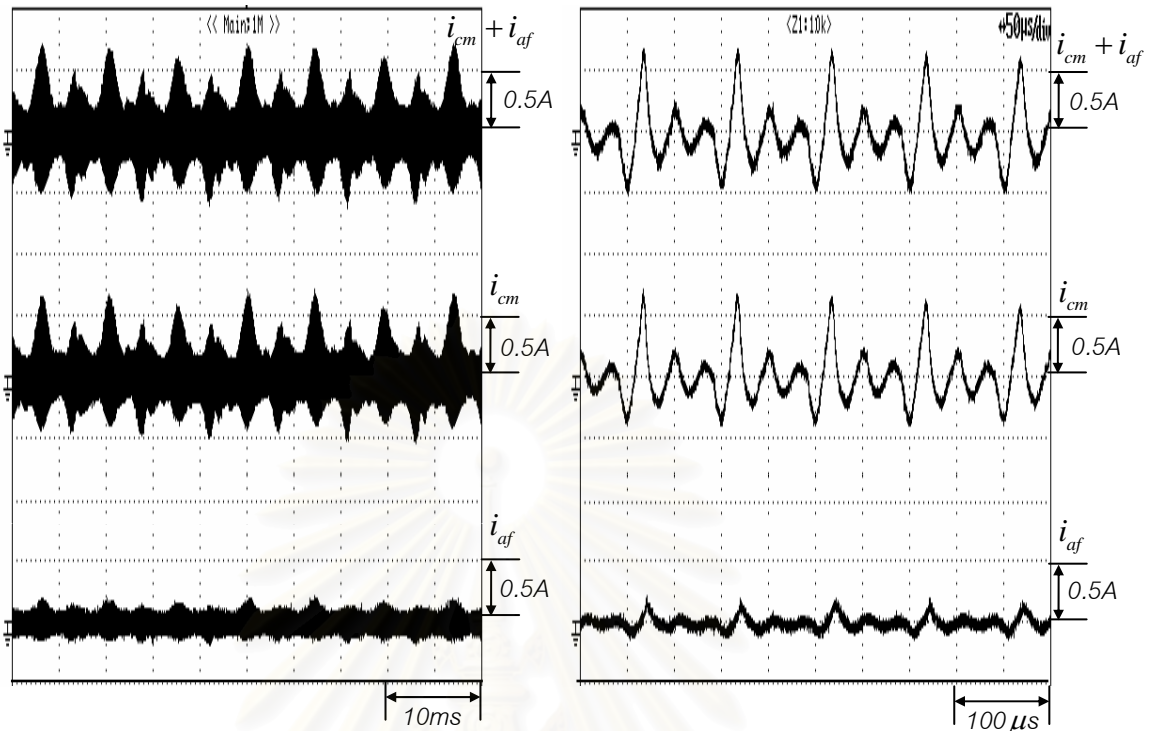
รูปที่ 4.28 สเปกตรัมของสัญญาณแบบโหมคร่วมของระบบเมื่อใช้วงจรกรองแบบพาสซีฟ





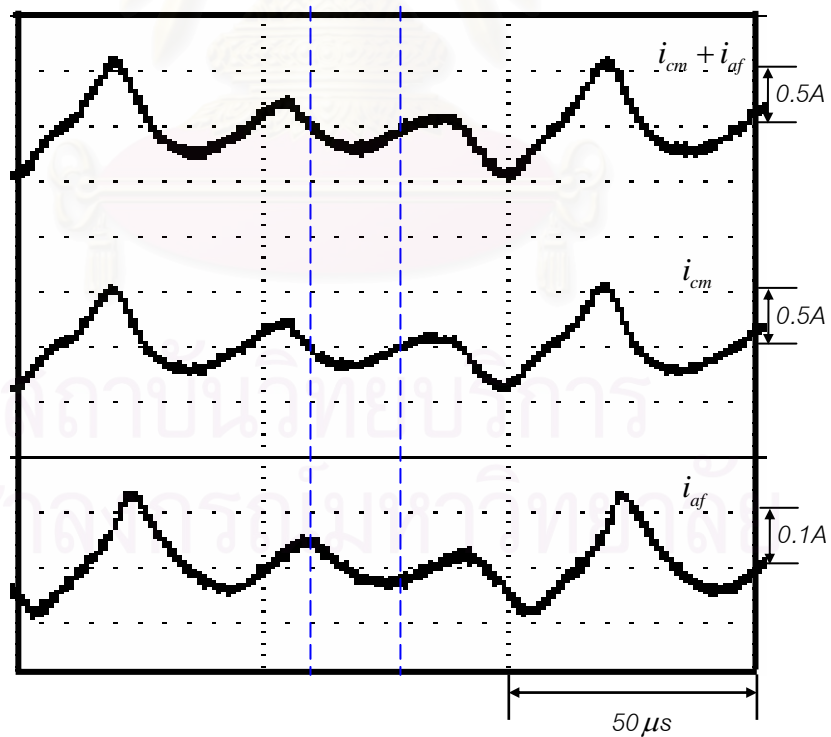
รูปที่ 4.29 สเปกตรัมของสัญญาณแบบโหมดร่วมของระบบเมื่อใส่วงจรกรองแบบไฮบริด

สำหรับกลไกการทำงานของวงจรรองแบบไฮบริด สามารถอธิบายโดยอาศัยผลการทดลองในรูปที่ 4.30 และ 4.31 จะเห็นว่ากระแสไหลรวมที่ผ่านวงจรรองนั้นจะแบ่งได้เป็น 2 ส่วนคือส่วนที่เกิดจากวงจรพาสซีฟ และส่วนที่เกิดจากส่วนแอกทีฟ โดยกระแสส่วนที่เกิดจากวงจรพาสซีฟจะมีปริมาณมากกว่า สังเกตจากรูปที่ 4.30 (ข) และ 4.30 (ค) ได้ว่ากระแสทั้งสองส่วนจะมีลักษณะของรูปคลื่นคล้ายกัน (และจากรูปที่ 4.27 ก็คล้ายกับกระแสรั่วไหลที่ผ่านมอเตอร์  $i_{C_0}$  ด้วย) โดยกระแสไหลรวมที่ผ่านวงจรรองแอกทีฟจะมีมุมล่าหลังจากส่วนที่ผ่านวงจรพาสซีฟ ซึ่งแสดงถึงการทำงานของวงจรรองเลื่อนเฟสภายในส่วนวงจรรองแอกทีฟ (ทำให้ค่าความหน่วงของวงจรรองเพิ่มขึ้น) นอกจากนี้เราสามารถพิจารณายานการทำงานของวงจรรองแต่ละส่วนตามย่านความถี่ต่าง ๆ ได้ดังรูปที่ 4.31 ซึ่งแสดงให้เห็นถึงการทำงานร่วมกันของวงจรรองแบบพาสซีฟและแอกทีฟในวงจรรองไฮบริด โดยวงจรรองแอกทีฟจะทำงานในย่านความถี่ 10 kHz - 100 kHz ด้วยข้อจำกัดของสวิทช์กำลัง พิจารณาได้จากรูปที่ 4.31 (ค) ว่าในย่านความถี่สูงกว่า 100 kHz ขนาดสเปกตรัมของกระแสของวงจรรองส่วนแอกทีฟ ( $i_{af}$ ) จะไม่เป็นอัตราส่วนกับขนาดสเปกตรัมของกระแสของวงจรรองส่วนพาสซีฟ ( $i_{cm}$ ) แสดงถึงสมรรถนะของวงจรรองแอกทีฟที่ลดลง และในช่วงความถี่สูง (> 100 kHz) จะเป็นการทำงานของวงจรรองพาสซีฟ ด้วยการทำงานร่วมกันในลักษณะนี้ทำให้วงจรรองแบบไฮบริดมีสมรรถนะในการกรองที่ดีกว่าเมื่อเปรียบเทียบกับกรณีที่ใช้วงจรรองแบบพาสซีฟหรือวงจรรองแบบแอกทีฟโดยลำพัง



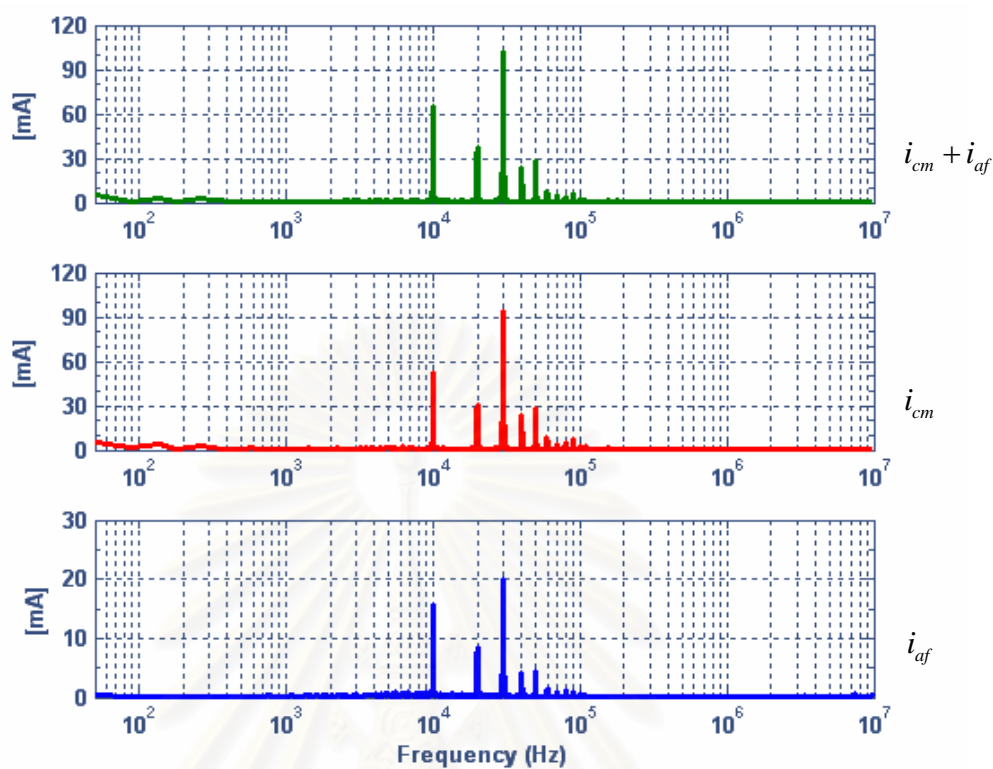
(ก) ในสเกลเวลาของความถี่หลักมูล

(ข) ในสเกลเวลาของความถี่การสวิตซ์

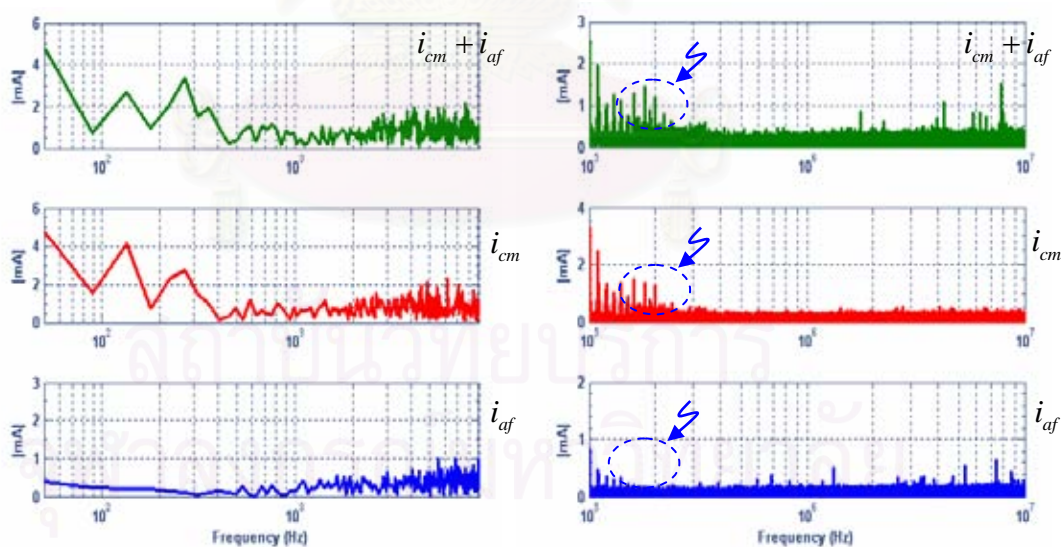


(ค) รูปขยาย

รูปที่ 4.30 กระแสแบบโหมคร่วมที่ผ่านวงจรรองในส่วนต่าง ๆ เมื่อใช้วงจรรองแบบไฮบริด

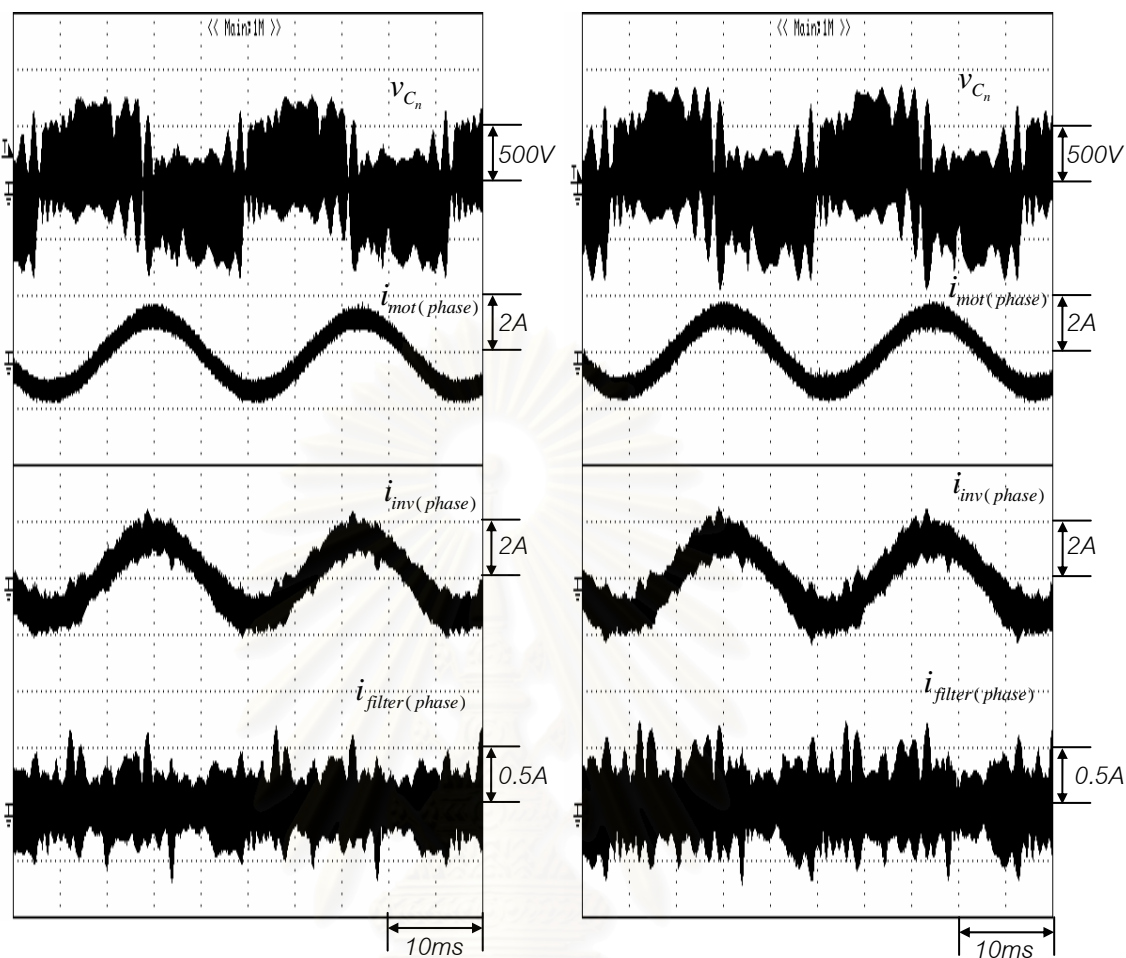


(ก) ภาพโดยรวมในย่านความถี่ 50 Hz-10 MHz

(ข) ภาพขยายในย่านความถี่  
50 Hz-9 kHz(ค) ภาพขยายในย่านความถี่  
100 kHz-10 MHz

รูปที่ 4.31 สเปกตรัมของกระแสแบบโหนดร่วมที่ผ่านวงจรกรองในส่วนต่าง ๆ  
เมื่อใช้วงจรกรองแบบไฮบริด

ถึงแม้ว่าวงจรแยกที่ฟที่เพิ่มเข้ามาในวงจรกรองแบบไฮบริดจะทำหน้าที่เฉพาะเพื่อปรับปรุงคุณสมบัติของวงจรกรองในโหมดรวม แต่การที่ต้องใช้ตัวเก็บประจุ  $C_{af}$  เพื่อเชื่อมต่อกับวงจรแยกที่ฟเข้ากับระบบ ทำให้ค่าความจุไฟฟ้าของวงจรกรองแบบโหมดปกติเพิ่มขึ้น เราสามารถพิจารณาถึงผลกระทบดังกล่าวได้จากผลการทดลองในรูปที่ 4.32-4.35 ซึ่งแสดงสัญญาณแบบโหมดปกติที่ได้รับผลกระทบจากการเพิ่มขึ้นของค่าความจุไฟฟ้าในวงจรกรอง ผลตอบสนองทางเวลาในรูปที่ 4.32 และ 4.33 แสดงให้เห็นว่า การเพิ่มขึ้นของค่าตัวเก็บประจุในวงจรกรองทำให้กระแสเฟสของอินเวอร์เตอร์ ( $i_{inv(phase)}$ ) และวงจรกรอง ( $i_{filter(phase)}$ ) มีค่ามากขึ้นเล็กน้อย และแรงดันระหว่างเฟสซึ่งเป็นแรงดันแบบโหมดปกติมีค่าแรงดันเกินชั่วคราวเพิ่มขึ้น ปรากฏการณ์ดังกล่าวเกิดจากความถี่เรโซแนนซ์ของวงจรโหมดปกติมีค่าลดลง (เล็กน้อย) จากการใช้ตัวเก็บประจุ  $C_{af}$  และถูกกระตุ้นด้วยองค์ประกอบไซด์แบนด์ของความถี่การสวิตช์ ซึ่งสังเกตได้จากการเปรียบเทียบผลตอบสนองเชิงความถี่ของสัญญาณในรูปที่ 4.34 และ 4.35 เมื่อความถี่เรโซแนนซ์แบบโหมดปกติอยู่ที่ 60 kHz

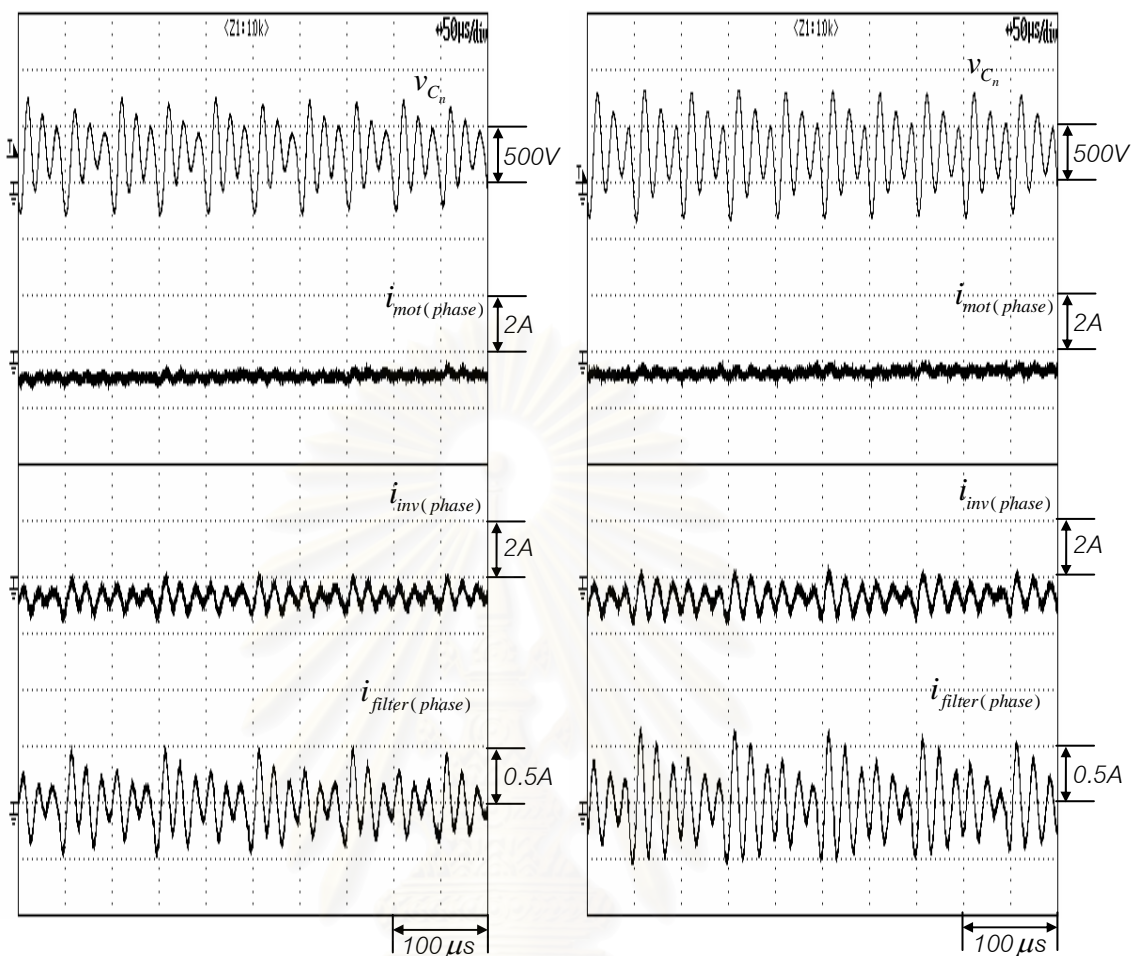


(ก) วงจรกรองแบบพาสซีฟ

(ข) วงจรกรองแบบไฮบริด

รูปที่ 4.32 การเปรียบเทียบสัญญาณแบบโหมดปกติของระบบในสเกลของความถี่หลักมูล  
เมื่อใช้วงจรกรองแบบพาสซีฟและแบบไฮบริด

สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

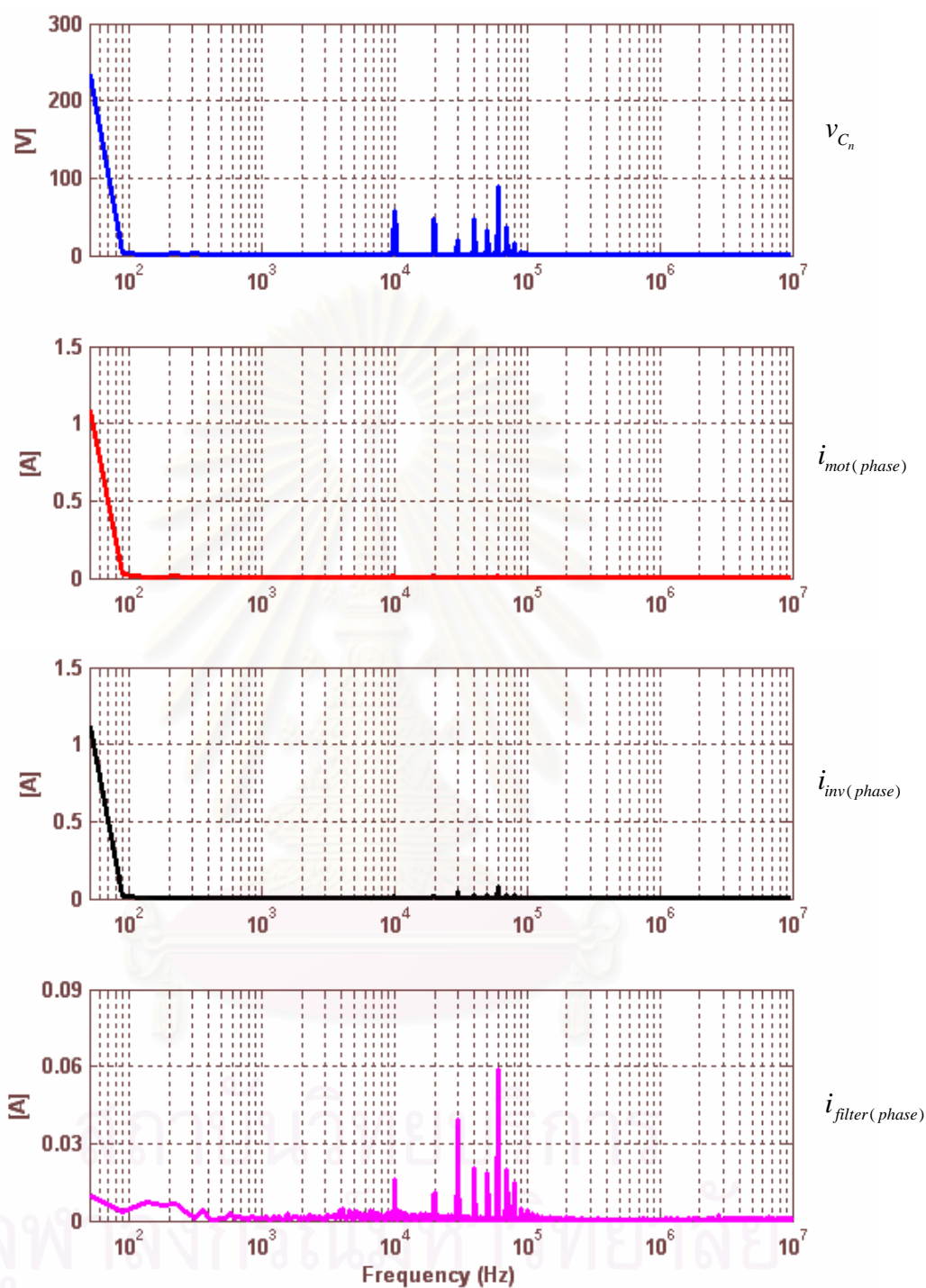


(ก) วงจรกรองแบบพาสซีฟ

(ข) วงจรกรองแบบไฮบริด

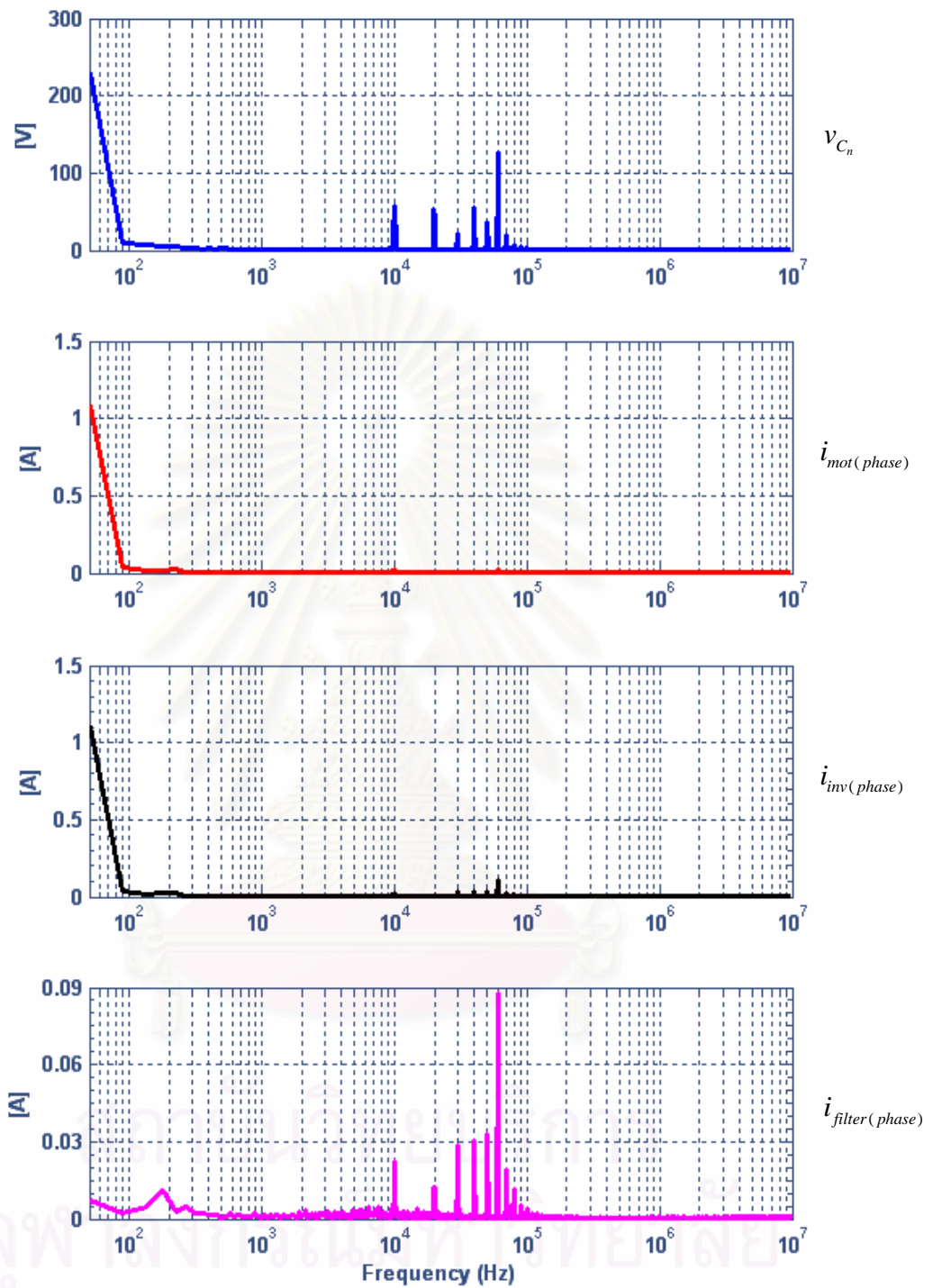
รูปที่ 4.33 การเปรียบเทียบสัญญาณแบบโหมดปกติของระบบในสเกลเวลาของความถี่การสวิตช์  
เมื่อใช้วงจรกรองแบบพาสซีฟและแบบไฮบริด

สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



รูปที่ 4.34 การเปรียบเทียบสเปกตรัมของสัญญาณแบบใหม่คปกติของระบบ  
เมื่อใช้วงจรกรองแบบพาสซีฟ





รูปที่ 4.35 การเปรียบเทียบสเปกตรัมของสัญญาณแบบโหมดปกติของระบบ  
เมื่อใช้วงจรกรองแบบไฮบริด

### 4.3.3 ข้อจำกัดในการใช้งานวงจรกรองแบบไฮบริด

ผลการวิเคราะห์และการทดสอบ ได้แสดงให้เห็นว่าเราสามารถเลือกออกแบบให้มีการแบ่งย่านการทำงานตามความถี่ระหว่างวงจรกรองส่วนพาสซีฟ และแอกทีฟได้โดยมีข้อดีคือ 1) ช่วยแก้ปัญหาเรโซแนนซ์ของวงจรกรองได้เมื่อเปรียบเทียบกับการใช้งานวงจรกรองแบบพาสซีฟเพียงอย่างเดียว และ 2) ทำให้เราสามารถออกแบบให้วงจรกรองมีขนาดเล็กได้ เมื่อกำหนดให้วงจรกรองส่วนพาสซีฟทำหน้าที่ลดทอนเฉพาะองค์ประกอบของกระแสรั่วไหลที่มีความถี่สูง อย่างไรก็ตาม ในทางปฏิบัติ วงจรกรองแบบไฮบริดจะมีสมรรถนะที่ดีเพียงใดนั้นจะขึ้นอยู่กับการทำงานของวงจรกรองส่วนแอกทีฟเป็นสำคัญ เมื่อเราพิจารณาจากองค์ประกอบของวงจรส่วนแอกทีฟพบว่า ข้อจำกัดในการใช้งานและการออกแบบวงจรกรองที่สำคัญมีดังนี้

#### ทรานซิสเตอร์ในวงจรขยายพวช-พุล

ในวงจรขยายพวช-พุลเราจะใช้คู่ของทรานซิสเตอร์ชนิดรอยต่อ NPN และ PNP ทำงานร่วมกัน ดังรูปที่ 4.3 คุณสมบัติของทรานซิสเตอร์ที่มีผลต่อการใช้งานของวงจรแอกทีฟมีดังนี้

##### 1. พิกัดแรงดันของคู่ทรานซิสเตอร์ชนิดรอยต่อ NPN และ PNP

จากวงจรขยายพวช-พุลดังในรูปที่ 4.3 จะเห็นว่าแหล่งจ่ายแรงดันของวงจรทรานซิสเตอร์ได้มาจากแรงดันบัสไฟตรงของอินเวอร์เตอร์ เพื่อหลีกเลี่ยงข้อจำกัดในการใช้งานในทางปฏิบัติที่หากต้องจัดหาวงจรไฟเลี้ยงเพิ่มเติมสำหรับทรานซิสเตอร์ อย่างไรก็ตามวิธีการนี้ก็มีข้อจำกัดในด้านพิกัดของทรานซิสเตอร์ที่มีขายในท้องตลาด เป็นที่ทราบกันดีว่าทรานซิสเตอร์ชนิดรอยต่อ PNP นั้น ส่วนใหญ่จะมีพิกัดแรงดันต่ำ การจัดหาคู่ทรานซิสเตอร์ชนิดรอยต่อ NPN และ PNP ที่สามารถรองรับแรงดันบัสไฟตรง (540V) ได้จึงทำได้ยากมาก ในวิทยานิพนธ์นี้จึงต้องทำการทดสอบวงจรกรองแบบไฮบริดโดยการใช้อินเวอร์เตอร์แบบด้านเข้า 1 เฟสเพื่อลดขนาดแรงดันบัสลง (310V) โดยคู่ทรานซิสเตอร์ชนิดรอยต่อ NPN และ PNP ที่จัดหาได้คือเบอร์ 2SA1413 และ 2SC3632 ซึ่งมีพิกัดแรงดันเท่ากับ 600V

##### 2. อัตราขยายกระแสของทรานซิสเตอร์

เนื่องจากวงจรส่วนแอกทีฟจะทำหน้าที่จ่ายกระแสที่มีขนาดสัมพันธ์กับกระแสรั่วไหล ( $i_{c_0}$ ) โดยมีวงจรขยายพวช-พุลทำหน้าที่ขยายกระแสที่ผ่านการเลื่อนเฟสจากวงจรเลื่อนเฟส ดังนั้น อัตราขยายของทรานซิสเตอร์ในวงจรพวช-พุลจึงเป็นปัจจัยที่กำหนดสมรรถนะของวงจร ทั้งในเรื่องของการลดทอนกระแสรั่วไหลและการแก้ปัญหาเรโซแนนซ์ของวงจรกรอง หากในการออกแบบเราเลือกใช้ทรานซิสเตอร์ที่มีค่าอัตราขยายกระแสต่ำ (พิจารณาจากสัดส่วนกระแสที่ไหลระหว่างวงจรกรองส่วนแอกทีฟและวงจรกรองส่วนพาสซีฟ) สมรรถนะของวงจรกรองที่กล่าวในข้างต้นนี้ก็จะ

จะลดลงไปด้วย สำหรับการออกแบบและสร้างวงจรรองในวิทยานิพนธ์นี้ก็มีข้อจำกัดที่เกิดจากอัตราขยายของทรานซิสเตอร์ที่เลือกใช้เช่นกัน สังเกตได้จากรูปที่ 4.30 จะเห็นว่ากระแสของวงจรรองส่วนแอกทีฟ ( $i_{af}$ ) มีสัดส่วนที่น้อยกว่ากระแสของวงจรรองส่วนพาสซีฟมาก ( $i_{cm}$ ) ดังนั้นการแก้ไขปัญหาจากปรากฏการณ์เรโซแนนซ์ของวงจรรองจึงไม่สามารถทำได้เท่าที่ควร นอกจากนี้ข้อจำกัดของทรานซิสเตอร์ที่ให้อัตราขยายกระแสต่ำทำให้สมรรถนะในการกรองของวงจรรองส่วนแอกทีฟถูกจำกัดและทำให้แนวคิดในการแบ่งย่านการทำงานตามความถี่ของวงจรรองส่วนพาสซีฟและแอกทีฟไม่สามารถเห็นผลในทางปฏิบัติได้อย่างชัดเจน

### 3. ย่านความถี่การทำงานของทรานซิสเตอร์

โดยทั่วไปแล้วคุณสมบัติของทรานซิสเตอร์จะถูกกำหนดด้วยย่านความถี่การใช้งาน ซึ่งจะแสดงไว้ในรูปแบบของ Bandwidth product หรือค่าความถี่ตัดขาด ในย่านความถี่สูงกว่าความถี่ตัดขาดของทรานซิสเตอร์ สมรรถนะในการขยายกระแสของทรานซิสเตอร์จะมีค่าลดลง ทำให้ในการใช้งานวงจรรองแบบไฮบริดในย่านความถี่สูงกว่าความถี่ตัดขาดของทรานซิสเตอร์ จะมีเพียงวงจรรองพาสซีฟเท่านั้นที่ทำหน้าที่ลดทอนกระแสรั่วไหล และยิ่งกว่านั้นหากความถี่เรโซแนนซ์ของวงจรรองพาสซีฟอยู่เหนือความถี่ตัดข้ามของทรานซิสเตอร์ ปัญหาเรโซแนนซ์ของวงจรรองก็จะเป็นไปไม่ได้

### **วงจรถ่วงเฟส**

จากแนวคิดที่ต้องการออกแบบให้วงจรรองแอกทีฟจ่ายกระแสที่มีมุมเฟสต่ำหลังจากกระแสรั่วไหล ( $i_{Co}$ ) เพื่อปรับปรุงคุณสมบัติการหน่วงให้กับวงจรรอง จึงต้องมีการใช้วงจรถ่วงเฟสเพื่อเลื่อนมุมเฟสของกระแสที่ตรวจจับได้ก่อนจะทำการขยายด้วยวงจรรอง-พาสซีฟต่อไป ตามหลักการแล้วเราต้องการให้วงจรถ่วงเฟสมีผลต่อกระแส  $i_{cm}$  เพียงแค่คุณสมบัติทางมุมเฟสเท่านั้น แต่ในทางปฏิบัติที่วิทยานิพนธ์นี้ได้เลือกใช้วงจรถ่วงเฟสเป็นแบบวงจรรองผ่านต่ำอันดับหนึ่ง ดังที่ได้กล่าวรายละเอียดไว้ในหัวข้อที่ 4.3.1.2 ข้อจำกัดจากการใช้วงจรถ่วงเฟสดังกล่าวคือ มุมเฟสที่ได้อาจจะขึ้นอยู่กับความถี่ตามคุณสมบัติของวงจรรองผ่านต่ำ โดยจะให้มุมเฟสต่ำหลัง  $90^\circ$  ที่ความถี่สูงกว่าความถี่ตัดข้ามของวงจรถ่วงเฟสเท่านั้น ในขณะที่เดียวกันอัตราขยายของวงจรถ่วงเฟสก็จะมีขนาดลดลงที่ความถี่สูง จึงกล่าวได้ว่าในช่วงความถี่ต่ำกว่าความถี่ตัดข้าม วงจรถ่วงเฟสไม่สามารถให้มุมเฟสต่ำหลังแก่วงจรรอง จึงไม่สามารถปรับปรุงคุณสมบัติการหน่วงได้ สำหรับในย่านที่ความถี่สูงกว่าความถี่ตัดข้ามนั้น ถึงแม้ว่าวงจรถ่วงเฟสสามารถให้มุมเฟสต่ำหลังแก่วงจรรองแอกทีฟได้ แต่ก็จะมีข้อจำกัดในเรื่องอัตราขยายของวงจรถ่วงเฟสที่ลดลง และทำให้สมรรถนะในการทำงานของวงจรรองแอกทีฟต่ำลง

## บทที่ 5

### บทสรุปและข้อเสนอแนะ

#### 5.1 บทสรุปผลการวิจัย

งานวิทยานิพนธ์นี้ได้ศึกษาพฤติกรรมของกระแสรั่วไหลที่เกิดขึ้นในระบบปรับความเร็วรอบมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟสที่ขับเคลื่อนด้วยอินเวอร์เตอร์แบบ PWM และได้นำเสนอวิธีการออกแบบวงจรกรอง EMI แบบพาสซีฟ รวมทั้งนำเสนอวงจรกรอง EMI แบบไฮบริดแบบใหม่ ซึ่งวงจรกรอง EMI เหล่านี้จะถูกติดตั้งที่ด้านออกของอินเวอร์เตอร์เพื่อทำหน้าที่ลดทอนกระแสรั่วไหลซึ่งเป็นสาเหตุสำคัญที่ทำให้เกิด EMI ในระบบ และเราสามารถสรุปประเด็นสำคัญในงานวิจัยได้ดังนี้

1. จากการวิเคราะห์พฤติกรรมของกระแสรั่วไหลที่เกิดขึ้นในระบบ ได้จำแนกปัจจัยที่ทำให้เกิดกระแสรั่วไหลได้แก่ แรงดันโหมดร่วมที่เป็นแหล่งกำเนิดกระแสรั่วไหล ค่าความจุไฟฟ้าสเตรย์ของมอเตอร์ที่ได้รับการกระตุ้นจากแรงดันโหมดร่วมจนเกิดเป็นกระแสรั่วไหล และวงรอบของกระแสรั่วไหลในระบบซึ่งสะท้อนให้เห็นถึงเส้นทางการไหลของกระแสรั่วไหลว่าจะมีการรบกวนต่ออุปกรณ์อื่นใดในระบบได้บ้าง

2. ผลวิเคราะห์พฤติกรรมการไหลของกระแสรั่วไหลนำไปสู่การสร้างวงจรสมมูลความถี่สูงของระบบทั้งแบบโหมดร่วมและโหมดปกติที่มีลักษณะสมบัติเป็นวงจรอนุกรม RLC โดยมีแรงดันโหมดร่วมและแรงดันโหมดปกติเป็นเสมือนแหล่งจ่ายแรงดันที่มีการเปลี่ยนแปลงแบบขั้นบันได และเราได้ใช้วงจรสมมูลดังกล่าวในการวิเคราะห์ผลของระบบเมื่อติดตั้งวงจรกรอง

3. ได้ศึกษาคุณสมบัติของวงจรกรองแบบพาสซีฟ ซึ่งแบ่งเป็น 2 ชนิดคือ วงจรกรองแบบตัวเหนี่ยวนำโหมดร่วม และวงจรกรองแบบ LC วงจรกรองทั้งสองชนิดจะมีขนาดขึ้นอยู่กับค่าตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุที่ใช้ เมื่อเปรียบเทียบคุณสมบัติการกรองของวงจรกรองทั้ง 2 ชนิดจะได้ว่า ในวงจรที่มีค่าตัวเหนี่ยวนำโหมดร่วมเท่ากันการเพิ่มตัวเก็บประจุในวงจรกรองจะให้ผลการลดทอนกระแสรั่วไหลที่ดีขึ้น

4. เสนอวิธีการออกแบบวงจรกรองแบบ LC ที่มีขั้นตอนชัดเจนสำหรับการประยุกต์ใช้ในทางปฏิบัติ โดยพิจารณาการออกแบบวงจรกรอง LC เป็น 2 กรณีคือ 1) การออกแบบให้ความถี่เรโซแนนซ์ของวงจรกรองอยู่สูงกว่าความถี่การสวิตช์ ( $f_{cm}, f_{nm} \gg f_{sw}$ ) และ 2) การออกแบบให้ความถี่

เรโซแนนซ์ของวงจรกรองอยู่ต่ำกว่าความถี่การสวิตช์ ( $f_{cm}, f_{nm} < f_{sw}$ ) การออกแบบทั้งสองกรณีนี้จะให้สมรรถนะในการกรองที่ต่างกันคือ การออกแบบให้ความถี่เรโซแนนซ์ของวงจรกรองอยู่ต่ำกว่าความถี่การสวิตช์จะให้การลดทอนกระแสรั่วไหลได้ดีกว่าแต่ต้องใช้วงจรกรองที่มีขนาดใหญ่กว่ามากเมื่อเปรียบเทียบกับกรออกแบบให้ความถี่เรโซแนนซ์ของวงจรกรองอยู่สูงกว่าความถี่

5. ได้พัฒนาวงจรกรองแบบไฮบริดแบบใหม่ เพื่อช่วยปรับปรุงคุณสมบัติการกรองและแก้ไขปัญหาเรโซแนนซ์ของวงจรกรองแบบพาสซีฟ โดยใช้วงจรส่วนแยกที่ลดทอนกระแสรั่วไหลที่ช่วงความถี่ต่ำ ในขณะที่สามารถออกแบบให้วงจรกรองส่วนพาสซีฟทำหน้าที่ลดทอนกระแสรั่วไหลเฉพาะในช่วงความถี่สูงกว่าแบนด์วิดท์ของอุปกรณ์แยกที่ฟ (ประมาณ 3MHz) ซึ่งทำให้วงจรกรองมีขนาดกะทัดรัด และข้อดีอีกประการหนึ่งคือวงจรแยกที่ฟจะเพิ่มคุณสมบัติการหน่วงให้แก่วงจรกรอง ทำให้สามารถแก้ไขปัญหาเรโซแนนซ์ของวงจรกรองเมื่อเปรียบเทียบกับกรใช้วงจรกรองแบบพาสซีฟเพียงอย่างเดียว

เราสามารถเปรียบเทียบลักษณะสมบัติของวงจรกรองชนิดต่าง ๆ ได้ดังตารางที่ 5.1 ซึ่งแสดงให้เห็นว่าวงจรกรองแบบไฮบริดสามารถแก้ปัญหาเรโซแนนซ์ได้โดยยังคงคุณสมบัติที่ดีด้านอื่นๆของวงจรกรองแบบพาสซีฟเอาไว้

ตารางที่ 5.1 ลักษณะสมบัติของวงจรกรองชนิดต่าง ๆ

| topology                           | leakage current attenuation | resonance | size of filter | filter current |
|------------------------------------|-----------------------------|-----------|----------------|----------------|
| L                                  | Fair                        | Poor      | Small          | Small          |
| LC ( $f_{cm}, f_{nm} \gg f_{sw}$ ) | Excellent                   | Poor      | Large          | Large          |
| LC ( $f_{cm}, f_{nm} < f_{sw}$ )   | Good                        | Poor      | Small          | Fair           |
| Hybrid                             | Good                        | Good      | Small          | Fair           |

## 5.2 ข้อเสนอแนะ

ถึงแม้ว่าจากผลการทดลองจะแสดงให้เห็นว่าเราสามารถใช้งานวงจรกรองแบบไฮบริดเพื่อลดทอนกระแสรบกวน และแก้ปัญหาเรโซแนนซ์ของวงจรกรองได้ดีในระดับหนึ่ง แต่เพื่อพัฒนาสมรรถนะของวงจรกรองให้ดียิ่งขึ้นก็ยังมีประเด็นที่น่าสนใจสำหรับการศึกษาและวิจัยเพิ่มเติมดังนี้

### 1. การปรับปรุงสมรรถนะของวงจรขยายพวช-พวล

จากที่ได้กล่าวถึงข้อจำกัดของวงจรกรองแบบไฮบริดในหัวข้อที่ 4.4.3 จะเห็นว่ามีสาเหตุสำคัญจากคุณสมบัติของทรานซิสเตอร์ที่ใช้สร้างวงจรขยายพวช-พวล การพัฒนาวงจรขยายพวช-พวลเพื่อแก้ไขข้อจำกัดอาจทำได้หลายแนวทางเช่น ก) การใช้แหล่งจ่ายไฟสำหรับวงจรขยายพวชพวลแยกจากร่างต้นบัส เพื่อให้เราสามารถเลือกใช้ทรานซิสเตอร์ที่มีพิกัดแรงดันต่ำลง แต่มีอัตราขยายกระแสสูงขึ้นได้ ข) การปรับปรุงวงจรขยายพวช-พวล โดยใช้รูปลักษณะของวงจรแบบหลายภาค (Multi-Stage) เพื่อปรับปรุงคุณสมบัติการขยายกระแสให้ดีขึ้นพร้อมกันกับเพิ่มแบนด์วิดท์ในการตอบสนองของวงจรกรองแอกทีฟให้กว้างยิ่งขึ้น

### 2. การออกแบบวงจรเลื่อนเฟส

เนื่องจากคุณสมบัติของวงจรเลื่อนเฟสที่เลือกใช้ในวิทยานิพนธ์นี้จะมีข้อด้อยคือ ให้การเลื่อนเฟสเฉพาะในช่วงความถี่สูงกว่าความถี่ตัดขาดของวงจรเลื่อนเฟส และทำให้อัตราขยายกระแสโดยรวมของวงจรแอกทีฟลดลงในช่วงความถี่สูงด้วย ดังนั้นจึงมีความจำเป็นที่จะต้องพัฒนาและเลือกใช้วงจรเลื่อนเฟสประเภทอื่นๆที่สามารถให้คุณสมบัติทางอัตราขยายและมุมเฟสล่าช้าที่เหมาะสมต่อการทำงานของวงจรกรองแอกทีฟ และเป็นที่ยอมรับว่าวงจรกรองแบบไฮบริดจะมีสมรรถนะที่ดียิ่งขึ้น นอกจากนี้หากเราสามารถพัฒนาให้วงจรเลื่อนเฟสมีคุณสมบัติที่เป็นบัฟเฟอร์สำหรับวงจรด้านเข้าของทรานซิสเตอร์แล้ว จะทำให้เราสามารถออกแบบให้ค่าความเหนี่ยวนำของวงจรเลื่อนเฟส ( $L_p$ ) และค่าความเหนี่ยวนำทำแม่เหล็กภายในหม้อแปลงกระแส ( $L_m$ ) มีค่าลดลง ซึ่งจะเป็นการป้องกันการเกิดเรโซแนนซ์ระหว่างตัวเหนี่ยวนำของวงจรเลื่อนเฟส ( $L_p$ ) และความจุไฟฟ้าแฝงภายในทรานซิสเตอร์ได้อีกด้วย

## รายการอ้างอิง

- [1] Skibinski, G.L.; Kerkman, R.J. and Schlegel, D. EMI emissions of modern PWM AC drives. IEEE IAS. Magazine 5. 6 (1999): 47-80.
- [2] Akagi, H. and Doumoto, T. An approach to eliminating high-frequency shaft voltage and ground leakage current from an inverter-driven motor. IEEE Trans. Ind. Appl. 40. 4 (2004): 1162-1169.
- [3] Brauer, M.; Jöckel, A. And Gedeon, G. Influence of the mechanical drive concept on the bearing currents in inverter-fed AC traction machines Conf. Rec. of EPE. (2003): CD-ROM.
- [4] Chen, S.; Lipo, T. A. and Fitzgerald, D. Modeling of motor bearing currents in PWM inverter drives. IEEE Trans. Ind. Appl. 32. 6 (1996): 1365-1370.
- [5] Kempinski, A.; Strzelecki, R.; Smolenski, R. and Fedyczak, Z. Bearing current path and pulse rate in PWM-inverter-fed induction. Conf. Rec. of IEEE-PESC. 4 (2001): 2025–2030.
- [6] Hanigovszki, N.; Poulsen, J. and Blaabjerg, F. A novel output filter topology to reduce motor overvoltage. Conf. Rec. of IEEE-IAS. 1 (2003): 445–451.
- [7] Kim, L.-H.; Yun, H.-K.; Won, C.-Y.; Kim, Y.-R. and Choi, G.-S. Output filter design for conducted EMI reduction of PWM inverter-fed induction motor system. Conf. Rec. of IEEE-PEDS. 1 (2001): 252-258.
- [8] Rendusara, D. and Enjeti, P. New inverter output filter configuration reduces common mode and differential mode dv/dt at the motor terminals in PWM drive systems. Conf. Rec. of IEEE-PESC. 2 (1997): 1269–1275.
- [9] Von Jouanne, A.; and Enjeti, P. Design considerations for an inverter output filter to mitigate the effects of long motor leads in ASD applications. IEEE Trans. Ind. Appl. 33. 5 (1997): 1138-1145.
- [10] เพ็ญนภา ไพโรจน์อมรชัย, ชมพู สุขภาพ, สุรพงศ์ สุวรรณภวิน, วรวิทย์ เตียวัฒนรัฐติกาล และ สมบูรณ์ แสงวงศ์วานิชย์. กรณีศึกษาการขับเคลื่อนมอเตอร์ด้วย PWM อินเวอร์เตอร์ที่มีสายเคเบิลยาว : การหาสาเหตุความเสียหายของอินเวอร์เตอร์และการลดทอนกระแส

ชาร์จประจุระหว่างสายเคเบิล. การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า 27 (2547): 313-316.

- [11] Naik, R.; Nondahl, T. A.; Melfi, M. J.; Schiferl, R. and Wang, J. -S. Circuit model for shaft voltage prediction in induction motors fed by PWM-based AC drives. IEEE Trans. Ind. Appl. 39. 5 (2003): 1294-1299.
- [12] Mutoh, N.; Ogata, M.; Kayhan, G. and Harashima, F. Controlling methods of EMI noises generated in motor drive systems. Conf. Rec. of IEEE-PESC. 3 (2002): 1531–1536.
- [13] Kempski, A.; Smolenski, R.; and Strzelecki, R. Common mode current paths and their modeling in PWM inverter-fed drives. Conf. Rec. of IEEE-PESC. 3 (2002): 1551–1556.
- [14] Ogasawara, S. and Akagi, H. Modeling and damping of high frequency leakage currents in PWM inverter-fed ac motor drive system. IEEE Trans. Ind. Appl. 32. 5 (1996): 1105-1114.
- [15] Akagi, H.; Hasegawa, H. and Doumoto, T. Design and performance of a passive EMI filter for use with a voltage-source PWM inverter having sinusoidal output voltage and zero common-mode voltage. IEEE Trans. Power Electronic 19. 4 (2004): 1069-1076.
- [16] Kempski, A.; Smolenski, R.; Kot, E. and Fedyczak, Z. Active and passive series compensation of common mode voltage in adjustable speed drive system. Conf. Rec. of IEEE-IAS. 4 (2004): 2665-2671.
- [17] Mei, C.; Balda, J.C.; Waite, W.P. and Carr, K. Analyzing common-mode chokes for induction motor drives. Conf. Rec. of IEEE-PESC. 3 (2002): 1557–1562.
- [18] Murai, Y.; Kubota, T. and Kawase, Y. Leakage current reduction for a high-frequency carrier inverter feeding an induction motor. IEEE Trans. Ind. Appl. 28. 4 (1992): 858-863.
- [19] Ogasawara, S.; Ayano, H. and Akagi, H. An active circuit for cancellation of common-mode voltage generated by a PWM inverter. IEEE Trans. Power Electronic 13. 5 (1998): 835-841.



- [20] Ogasawara, S. and Akagi, H. Suppression of common-mode voltage in a PWM rectifier/inverter system. Conf. Rec. of IEEE-IAS. 3 (2001): 2015-2021.
- [21] Ratnayake, K.R.M.N. and Murai, Y. Study of leakage current reduction techniques and their suitability for three level high power inverter applications. Conf. Rec. of IEEE-PESC. 2 (1998): 1456-1462.
- [22] Son, Y. -C. and Sul, S. -K. Conducted EMI in PWM inverter for household electric appliance. Conf. Rec. of IEEE-IAS. 4 (2001): 2441-2447.
- [23] Son, Y. -C. and Sul, S. -K. A new active common-mode EMI filter for PWM inverter. IEEE Trans. Power Electronic 18. 6 (2003): 1309-1314.
- [24] Steinke, J. K. Use of an LC filter to achieve a motor-friendly performance of the PWM voltage source inverter. IEEE Trans. Energy Conversion 14. 3 (1999): 649-654.
- [25] Takahashi, I.; Ogata, A.; Kanazawa, H. and Hiruma, A. Active EMI filter for switching noise of high frequency inverters. Conf. Rec. of IEEE PCC-Nagaoka (1997): 331-334.
- [26] Xiyou, C.; Bin, Y. and Yu, G. The engineering design and optimisation of inverter output RLC filter in AC motor drive system. Conf. Rec. of IEEE-IECON. 1 (2002): 175-180.
- [27] Yanshu, J.; Dianguo, X. and Xiyou, C. Analysis and design of a feed-forward-type active filter to eliminate common-mode voltage generated by a PWM inverter. Conf. Rec. of IEEE-IECON. 1 (2002): 771-775.
- [28] Akagi, H. and Doumoto, T. A passive EMI filter for preventing high-frequency leakage current from flowing through the inverter heat sink of an adjustable-speed motor drive system. Conf. Rec. of IEEE-IAS. 3 (2004): 2003-2009.
- [29] Zhu, H.; Tang, Y. and Lai, J. Accurate modeling and analysis of PWM inverter for electromagnetic compatibility performance evaluation. VPEC seminar 16 (1998).
- [30] Boglietti, A. and Carpaneto, E. Induction motor high frequency model. Conf. Rec. of IEEE-IAS. 3 (1999): 1551-1558.

- [31] Shen, W.; Wang, F. and Boroyevich, D. Conducted EMI characteristic and its implications to filter design in 3-phase diode front-end converters. Conf. Rec. of IEEE-IAS. 3 (2004): 1840-1846.



สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



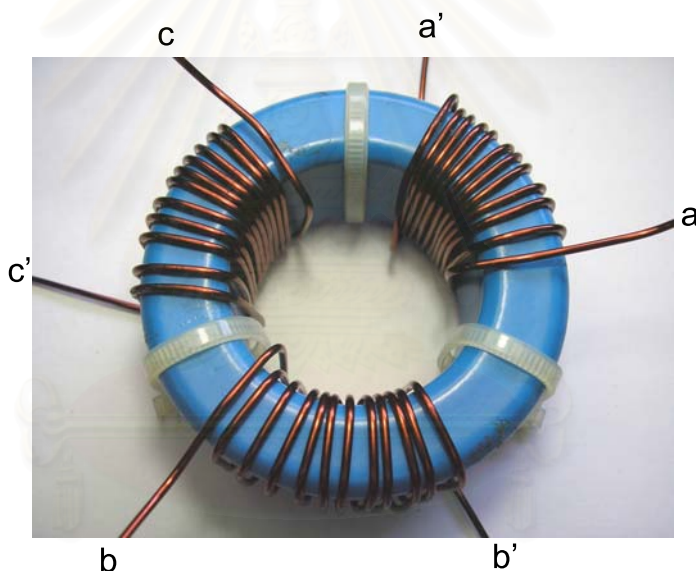
ภาคผนวก

สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

## ภาคผนวก ก

### ตัวเหนี่ยวนำหมุดร่วม

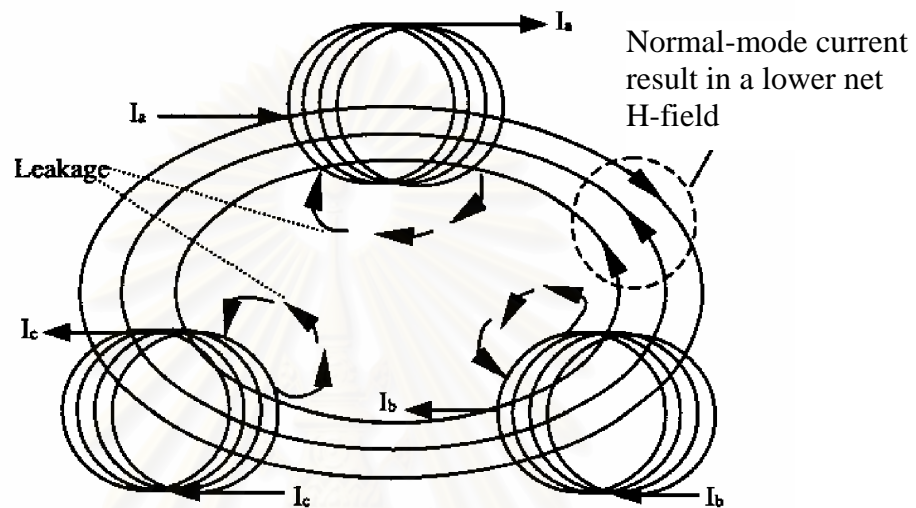
ตัวเหนี่ยวนำหมุดปกติทั่วไปจะมีขดลวดเพียงขดเดียวพันบนแกน และเพื่อให้สามารถรองรับกระแสที่ไหลผ่านได้โดยไม่เกิดการอิ่มตัวของแกน จะต้องใช้แกนขนาดใหญ่และมีค่า  $\mu$  ไม่สูงนัก แต่ตัวเหนี่ยวนำหมุดร่วมจะมีขดลวดของแต่ละเฟสพันอยู่บนแกนเดียวกัน โดยขดลวดแต่ละเฟสของตัวเหนี่ยวนำหมุดร่วมจะมีจำนวนรอบเท่ากันและพันรอบแกนในทิศทางเดียวกันดังในรูปที่ ก.1



รูปที่ ก.1 ลักษณะทางกายภาพของตัวเหนี่ยวนำหมุดร่วม

เราสามารถพิจารณาปริมาณฟลักซ์ที่ไหลในแกนจากกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำหมุดร่วมได้คือ ฟลักซ์ที่เกิดจากกระแสหมุดปกติที่ผ่านขดลวดแต่ละขดจะหักล้างกันจนมีค่าน้อยมาก และฟลักซ์ส่วนใหญ่ที่ไหลในแกนจึงเกิดจากกระแสหมุดร่วม (เนื่องจากกระแสหมุดร่วมจะไหลอยู่ในขดลวดแต่ละขดในปริมาณที่เท่า ๆ กันและมีทิศทางเดียวกัน) ในขณะที่ฟลักซ์รั่วไหลจะไหลอยู่ในช่องอากาศเป็นส่วนที่กระทบต่อวงจรแบบหมุดปกติ แต่จะมีปริมาณน้อยเมื่อเทียบกับปริมาณฟลักซ์ในแกน ดังนั้นเมื่อละเลยฟลักซ์ส่วนที่เกิดจากกระแสหมุดปกติและส่วนที่เป็นฟลักซ์รั่วไหล ก็จะได้ว่าตัว

เหนี่ยวนำโหมดรวมจะมีผลกระทบต่อวงจรแบบโหมดรวมเท่านั้น ลักษณะการไหลของฟลักซ์ในแกนของตัวเหนี่ยวนำรวมแสดงได้ดังรูปที่ ก.2



รูปที่ ก.2 ลักษณะการไหลของฟลักซ์ของตัวเหนี่ยวนำรวม

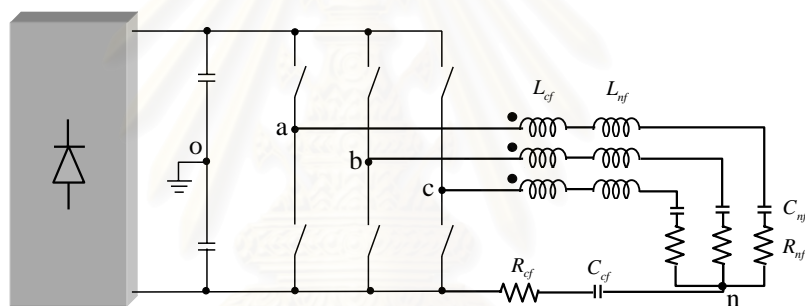
การเลือกใช้แกนสำหรับพันตัวเหนี่ยวนำโหมดรวมมักจะใช้แกนเฟอร์ไรท์ เพราะเป็นแกนที่มีค่า  $\mu$  สูง และมีแบนดิวิตีสูง โดยเลือกลักษณะทางกายภาพของแกนเป็นแบบทอรอยด์ เนื่องจากราคาถูกเมื่อเทียบกับแกนแบบอื่น ๆ แต่ก็มีข้อเสียคือการพันขดลวดลงบนแกนจะยากกว่าแกนชนิดอื่น

สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

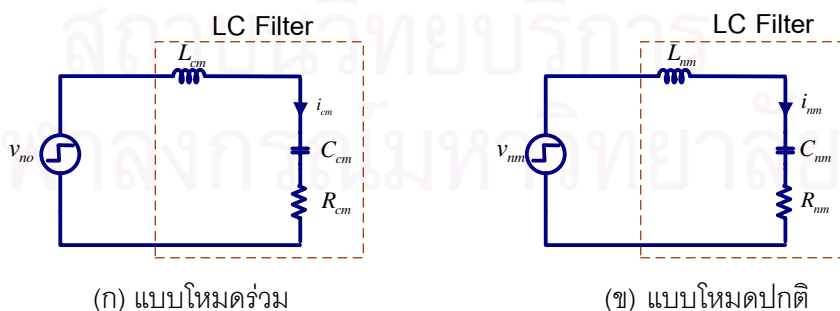
## ภาคผนวก ข

### การคำนวณค่ากระแสของวงจรกรองแบบ LC

การคำนวณค่ากระแสของวงจรกรองที่ไหลผ่านกิ่งตัวเก็บประจุของวงจรกรอง ( $C_{nf}$ ,  $C_{cf}$ ) เราจะพิจารณาจากความสัมพันธ์ระหว่างค่าอิมพีแดนซ์ของวงจรกรองและแรงดันด้านออกของอินเวอร์เตอร์ที่ตกคร่อมวงจรกรองโดยละเอียดอิมพีแดนซ์ของมอเตอร์และสายเคเบิลที่อยู่ด้านหลังของวงจรกรอง ในงานวิจัยนี้เราได้แยกพิจารณาลักษณะสมบัติของวงจรกรองออกเป็น 2 โหมด คือ โหมดร่วมและโหมดปกติ ทำให้ได้วงจรสมมูลของระบบในแต่ละโหมดดังในรูปที่ ข.2 ซึ่งแสดงค่าพารามิเตอร์ของวงจรสมมูลในส่วนที่เป็นอิมพีแดนซ์ดังในตารางที่ ข.1



รูปที่ ข.1 การติดตั้งวงจรกรองแบบ LC ในระบบปรับความเร็วรอบมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส (ละเอียดอิมพีแดนซ์ของมอเตอร์และสายเคเบิล)



รูปที่ ข.2 วงจรสมมูลแบบโหมดร่วมและโหมดปกติของระบบในรูปที่ ข.1

ตารางที่ ข.1 ค่าพารามิเตอร์ของวงจรกรอง

|             | Resistance                           | Inductance                           | Capacitance  |
|-------------|--------------------------------------|--------------------------------------|--|
| Common-mode | $R_{cm} = R_{Cf} + \frac{R_{nf}}{3}$ | $L_{cm} = L_{Cf} + \frac{L_{nf}}{3}$ | $C_{cm} = \frac{3C_{nf} \cdot C_{cf}}{3C_{nf} + C_{cf}}$ |
| Normal-mode | $R_{nm} = \frac{3R_{nf}}{2}$         | $L_{nm} = \frac{3L_{nf}}{2}$         | $C_{nm} = \frac{2C_{nf}}{3}$                             |

ส่วนแรงดันด้านนอกของอินเวอร์เตอร์ที่ตกคร่อมวงจรกรอง เราก็สามารถแยกพิจารณาออกเป็น 2 โหมดตามวงจรสมมูลได้เช่นกัน คือแรงดันโหมตร่วม ( $v_{n0}$ ) ซึ่งเป็นแรงดันลำดับศูนย์ของระบบคำนวณได้จาก

$$v_{n0} = \frac{v_{a0} + v_{b0} + v_{c0}}{3} \quad (\text{ข.1})$$

และแรงดันโหมตปกติที่เกิดขึ้นระหว่างสายคือ  $v_{ab}, v_{bc}, v_{ac}$

$$\begin{aligned} v_{ab} &= v_{an} - v_{bn} = v_{a0} - v_{b0} \\ v_{bc} &= v_{bn} - v_{cn} = v_{b0} - v_{c0} \\ v_{ca} &= v_{cn} - v_{an} = v_{c0} - v_{a0} \end{aligned} \quad (\text{ข.2})$$

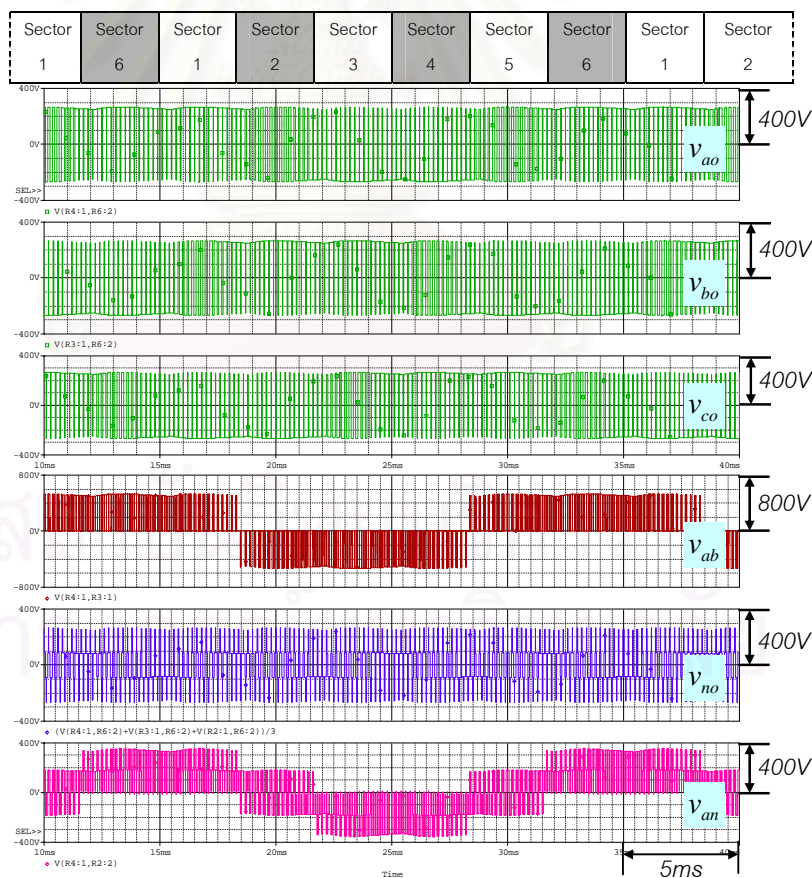
เมื่อ  $v_{an}, v_{bn}, v_{cn}$  คือแรงดันระหว่างเฟสและแสดงสมการความสัมพันธ์ได้จาก

$$\begin{aligned} v_{an} &= v_{a0} - v_{n0} \\ v_{bn} &= v_{b0} - v_{n0} \\ v_{cn} &= v_{c0} - v_{n0} \end{aligned} \quad (\text{ข.3})$$

จากความสัมพันธ์ของแรงดันที่ด้านนอกของอินเวอร์เตอร์ดังในสมการที่ (ข.1)-(ข.3) เราสามารถสรุปค่าแรงดันตามสถานะการสวิตช์ได้ดังตารางที่ ข.1 และแสดงตัวอย่างรูปคลื่นดังรูปที่ ข.3

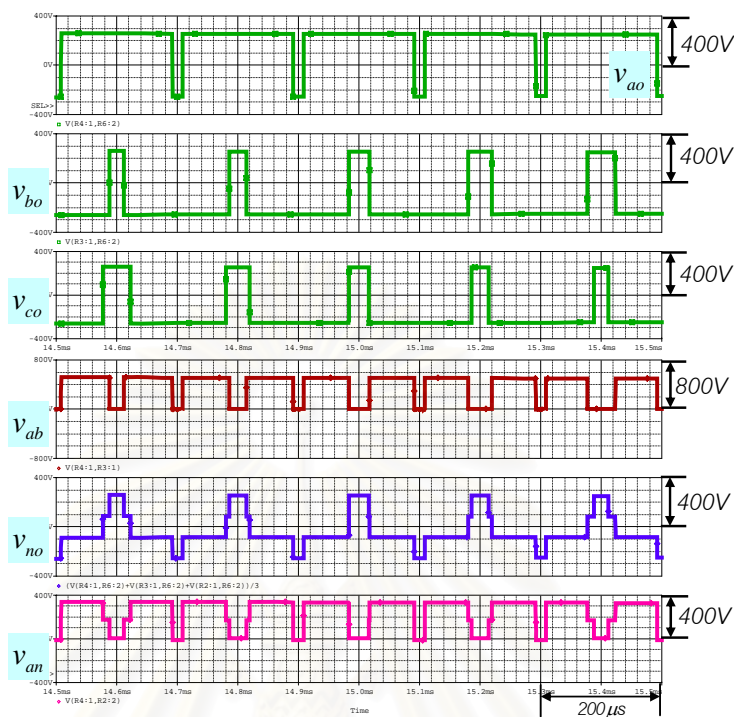
ตารางที่ ข.2 ลักษณะแรงดันด้านออกของอินเวอร์เตอร์ที่สถานะการสวิตช์ต่าง ๆ

| Voltage Vector | สถานะการสวิตช์ |   |   | แรงดันโหมดปกติ |          |          |           |           |           | แรงดันโหมดรวม |
|----------------|----------------|---|---|----------------|----------|----------|-----------|-----------|-----------|---------------|
|                | a              | b | c | $v_{ab}$       | $v_{bc}$ | $v_{ca}$ | $v_{an}$  | $v_{bn}$  | $v_{cn}$  | $v_{n0}$      |
| V0             | 0              | 0 | 0 | 0              | 0        | 0        | 0         | 0         | 0         | $-E_d/2$      |
| V1             | 1              | 0 | 0 | $E_d$          | 0        | $-E_d$   | $2E_d/3$  | $-E_d/3$  | $-E_d/3$  | $-E_d/6$      |
| V2             | 1              | 1 | 0 | 0              | $E_d$    | $-E_d$   | $E_d/3$   | $E_d/3$   | $-2E_d/3$ | $E_d/6$       |
| V3             | 0              | 1 | 0 | $-E_d$         | $E_d$    | 0        | $-E_d/3$  | $2E_d/3$  | $-E_d/3$  | $-E_d/6$      |
| V4             | 0              | 1 | 1 | $-E_d$         | 0        | $E_d$    | $-2E_d/3$ | $E_d/3$   | $E_d/3$   | $E_d/6$       |
| V5             | 0              | 0 | 1 | 0              | $-E_d$   | $E_d$    | $-E_d/3$  | $-E_d/3$  | $2E_d/3$  | $-E_d/6$      |
| V6             | 1              | 0 | 1 | $E_d$          | $-E_d$   | 0        | $E_d/3$   | $-2E_d/3$ | $E_d/3$   | $E_d/6$       |
| V7             | 1              | 1 | 1 | 0              | 0        | 0        | 0         | 0         | 0         | $E_d/2$       |

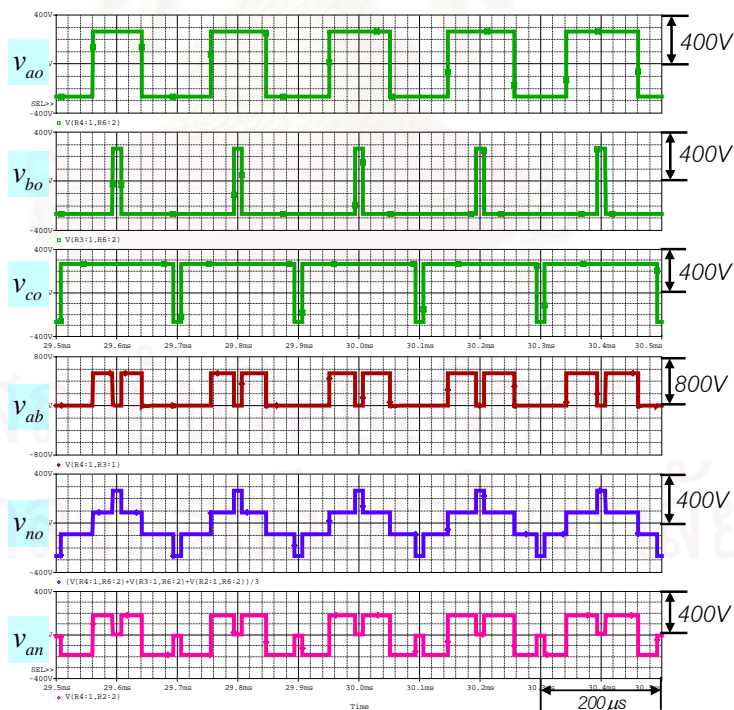


รูปที่ ข.3 ลักษณะรูปคลื่นแรงดัน  $v_{a0}$ ,  $v_{b0}$ ,  $v_{c0}$ ,  $v_{ab}$ ,  $v_{no}$  และ  $v_{an}$  ( $E_d = 540$  V ที่ความถี่หลักมูล 50 Hz และความถี่การสวิตช์ 5 kHz)





(ก) บริเวณเซกเตอร์ที่ 1 บนระนาบของสเปซเวกเตอร์แรงดัน



(ข) บริเวณเซกเตอร์ที่ 2 บนระนาบของสเปซเวกเตอร์แรงดัน

รูปที่ ๑.4 ลักษณะรูปคลื่นแรงดัน  $v_{a0}, v_{b0}, v_{c0}, v_{ab}, v_{no}$  และ  $v_{an}$  เมื่อขยายภาพทางแกนเวลา

( $E_d = 540$  V ที่ความถี่หลักมูล 50 Hz และความถี่การสวิตช์ 5 kHz)

การคำนวณค่ากระแสของวงจรกรองแบบ LC ที่มี  $f_{cm}, f_{nm} \gg f_{sw}$

#### การคำนวณค่ากระแสโหมดร่วม

พิจารณาจากวงจรสมมูลในรูปที่ ข.2 (ก) จะเห็นว่าวงจрдังกล่าวเป็นวงจร RLC อนุกรม ดังนั้นเมื่อวงจรได้รับการกระตุ้นจากแรงดันโหมดร่วม ( $v_{n0}$ ) จะทำให้เกิดกระแสโหมดร่วม ( $i_{cm}$ ) ที่มีขนาดค่ายอดแปรตามระดับการเปลี่ยนแรงแบบขั้นบันได ค่าสูงสุดของกระแสดังกล่าวจึงพิจารณาที่ ขั้นบันไดของแรงดันโหมดร่วม ( $v_{n0}$ ) ที่เกิดขึ้นในเวลาทีใกล้เคียงกันจนทำให้ระดับการเปลี่ยนแปลงแรงดันเพิ่มเป็น 2 เท่า และมีขนาดเท่ากับ  $2E_d/3$  (รูปที่ ข.4 (ก)) โดยเราสามารถคำนวณค่ายอดของกระแสและอัตราการห้วงได้จากการพิจารณาผลตอบสนองอันดับสองของวงจร RLC ดังสมการที่ (ข.4) และ สมการที่ (ข.5) ตามลำดับ

$$i_{cm\_max} = \frac{2E_d/3}{\sqrt{1-\zeta_{cm}^2} \cdot \sqrt{\frac{L_{cm}}{C_{cm}}}} \quad (ข.4)$$

$$\zeta_{cm} = \frac{R_{cm}}{2} \sqrt{\frac{C_{cm}}{L_{cm}}} \quad (ข.5)$$

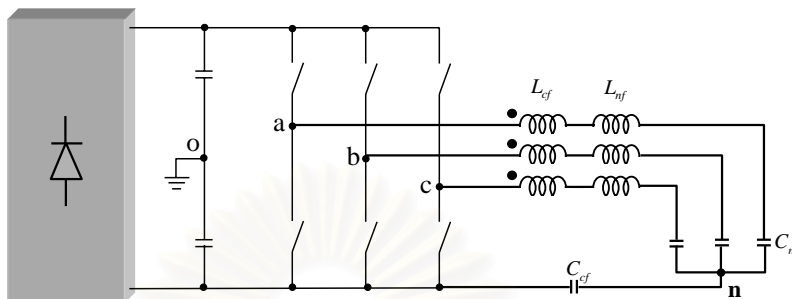
#### การคำนวณค่ากระแสโหมดปกติ

การประมาณค่ากระแสโหมดปกติของวงจรกรอง ( $i_{nm}$ ) จะพิจารณาได้ในทำนองเดียวกับกรณีของกระแสโหมดร่วม เพียงแต่เมื่อพิจารณารูปคลื่นของแรงดันโหมดปกติ ( $v_{ab}$ ) ที่เป็นตัวกระตุ้นให้เกิดกระแสโหมดปกติของวงจรกรอง ( $i_{nm}$ ) จะได้ว่าแรงดันดังกล่าวจะมีขนาดการเปลี่ยนแปลงในแต่ละขั้นเท่ากับแรงดันบัลไฟตรง  $E_d$  ดังนั้นค่ายอดของกระแสโหมดร่วมและอัตราการห้วงจึงคำนวณจากสมการที่ (ข.6) และ (ข.7)

$$i_{nm\_max} = \frac{E_d}{\sqrt{1-\zeta_{nm}^2} \cdot \sqrt{\frac{L_{nm}}{C_{nm}}}} \quad (ข.6)$$

$$\zeta_{nm} = \frac{R_{nm}}{2} \sqrt{\frac{C_{nm}}{L_{nm}}} \quad (ข.7)$$

การคำนวณค่ากระแสของวงจรกรองแบบ LC ที่มี  $f_{cm}, f_{nm} < f_{sw}$



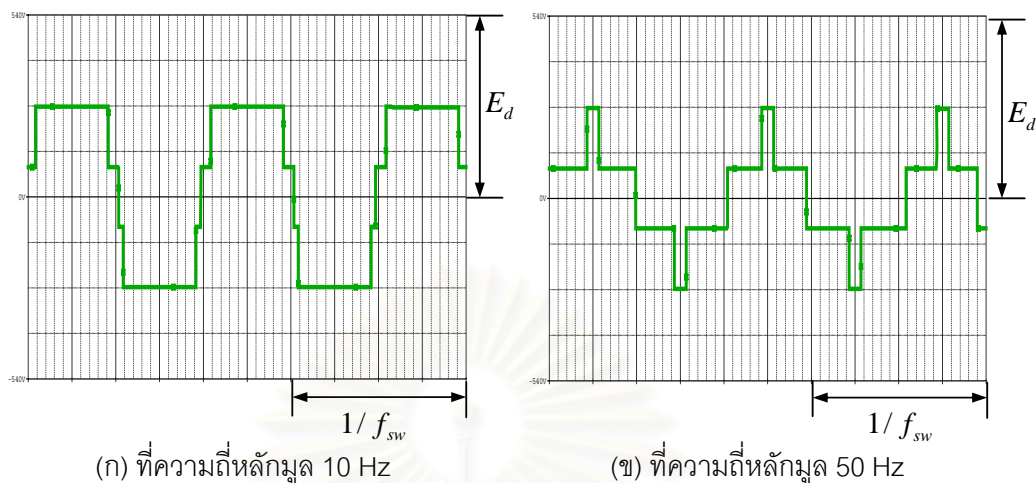
รูปที่ ข.5 การต่อวงจรกรองแบบ LC ที่มี  $f_{cm}, f_{nm} < f_{sw}$  ที่ด้านออกของอินเวอร์เตอร์

การใช้งานวงจรกรองแบบ LC ในกรณีนี้ วงจรกรองจะทำหน้าที่กรององค์ประกอบของแรงดันที่ความถี่การสวิตช์และไซด์แบนด์ โดยองค์ประกอบของแรงดันส่วนนี้จะตกคร่อมอยู่ที่ตัวเหนี่ยวนำในวงจรกรอง การคำนวณค่ากระแสที่ผ่านวงจรกรองจึงได้จากความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันที่ตกคร่อมและค่าอิมพีแดนซ์ของตัวเหนี่ยวนำ ซึ่งสามารถพิจารณาในแต่ละโหมดดังนี้

การคำนวณค่ากระแสโหมดรวม

เนื่องจากตัวเหนี่ยวนำแบบโหมดรวมทำหน้าที่กักเก็บแรงดันโหมดรวม ( $v_{no}$ ) และเมื่ออินเวอร์เตอร์ทำงานที่ความถี่หลักมูลค่าต่ำรูปคลื่นของแรงดันโหมดรวมจะใกล้เคียงกับสัญญาณสี่เหลี่ยมดังในรูปที่ ข.6 (เนื่องจากดัชนีการมอดูเลตแบบสเปซเวกเตอร์ที่ต่ำซึ่งจะมีการใช้เวกเตอร์แรงดันศูนย์ค่อนข้างมาก) ดังนั้นเราจะประมาณให้แรงดันโหมดรวมที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำโหมดรวมเป็นรูปคลื่นสัญญาณสี่เหลี่ยมที่มีความถี่เท่ากับความถี่การสวิตช์ และมีค่ายอดเท่ากับ  $E_d / 2$  และเราจะสามารถคำนวณค่าสูงสุดของกระแสโหมดรวมที่ผ่านวงจรกรองได้จากสมการที่ (ข.8)

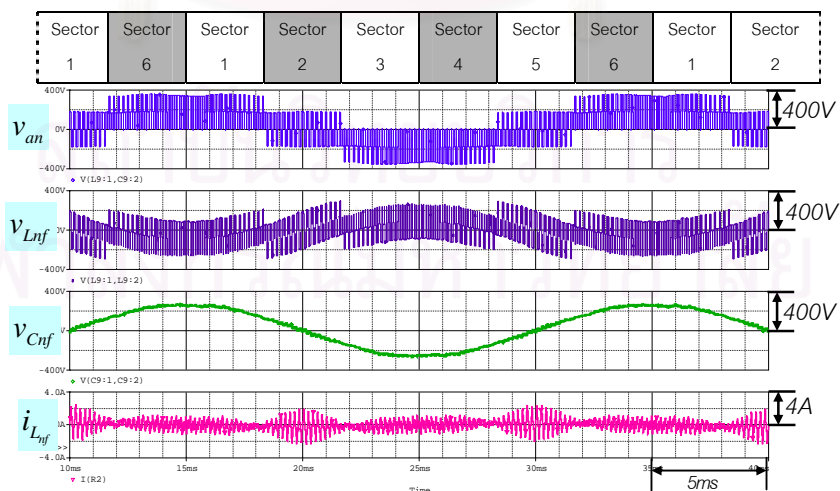
$$i_{cm\_max} = \frac{E_d}{8L_{cm} \cdot f_{sw\_min}} \tag{ข.8}$$



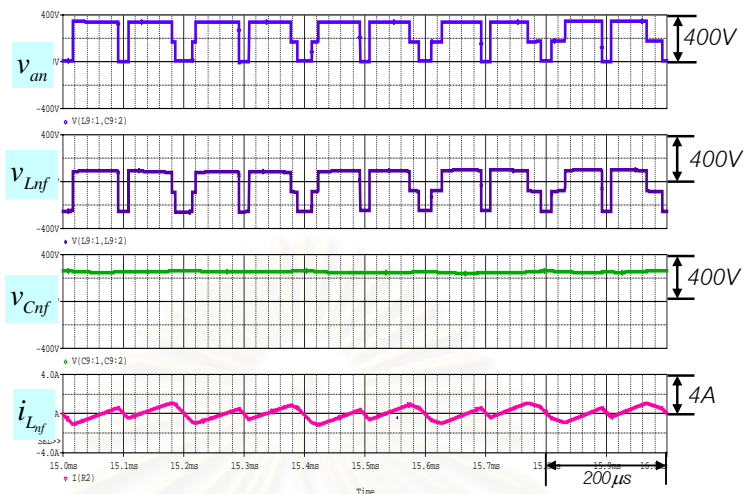
รูปที่ ข.6 ลักษณะรูปคลื่นของแรงดันโหมตรงร่วมที่ด้านออกของอินเวอร์เตอร์  
เมื่ออินเวอร์เตอร์ทำงานที่ความถี่หลักมูลต่าง ๆ

### การคำนวณค่ากระแสโหมตรงปกติ

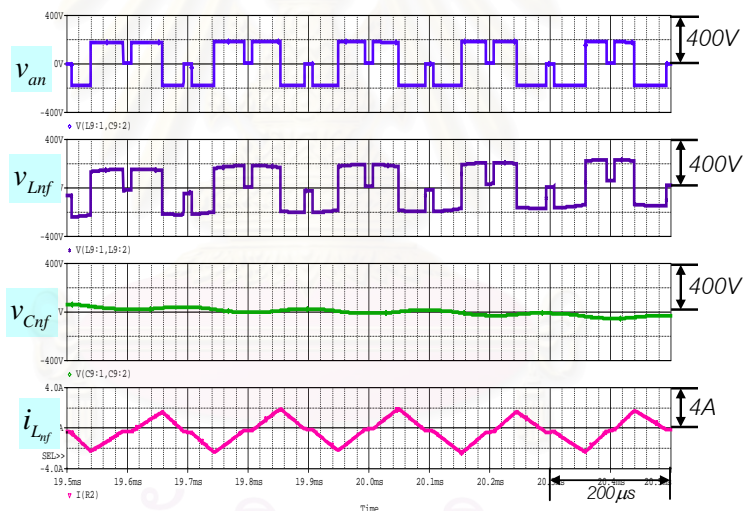
การติดตั้งวงจรกรองที่ด้านออกของอินเวอร์เตอร์ แรงดันเฟสที่ตกคร่อมวงจรกรอง  $v_{an}$  จะแบ่งออกเป็น 2 ส่วน คือองค์ประกอบแรงดันที่ความถี่หลักมูลจะตกคร่อมที่  $C_{nf}$  ( $v_{C_{nf}}$ ) และองค์ประกอบแรงดันที่เป็นความถี่การสวิตช์จะตกคร่อมที่  $L_{nf}$  ( $v_{L_{nf}}$ ) ดังรูปที่ ข.7 และในการคำนวณกระแสโหมตรงปกติของวงจรกรอง ( $i_{nm}$ ) เราจะพิจารณาจากองค์ประกอบแรงดันที่ความถี่การสวิตช์ ซึ่งเป็นตัวกำหนดระลอกคลื่นของกระแส  $i_{L_{nf}}$



รูปที่ ข.7 การเปรียบเทียบระหว่างแรงดัน  $v_{an}$ ,  $v_{L_{nf}}$ ,  $v_{C_{nf}}$  และ  $i_{L_{nf}}$  ( $E_d = 540$  V  
ที่ความถี่หลักมูล 50 Hz และความถี่การสวิตช์ 5 kHz)



(ก) บริเวณซีกเตอร์ที่ 1 บนระนาบของสเปซเวกเตอร์แรงดัน



(ข) บริเวณซีกเตอร์ที่ 2 บนระนาบของสเปซเวกเตอร์แรงดัน

รูปที่ ข.8 การเปรียบเทียบระหว่างแรงดัน  $v_{an}$ ,  $v_{Lnf}$ ,  $v_{Cnf}$  และ  $i_{Lnf}$  เมื่อขยายภาพทางแกนเวลา ( $E_d = 540$  V ที่ความถี่หลักมูล 50 Hz และความถี่การสวิตช์ 5 kHz)

การประมาณค่ากระแสโหมดปกติของวงจรถอง จากค่า  $L_{nf}$  และ  $v_{Lnf}$  ก็จะคิดจากความสัมพันธ์พื้นฐานของแรงดันตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำ  $v_L = L \frac{di}{dt}$  และกระแสโหมดปกติของวงจรถองจะมีค่ายอดสูงสุดในช่วงเวลาที่  $L_{nf}$  มีค่า แรงดัน-วินาที (voltage-sec) มากที่สุดซึ่งตรงกับ

บริเวณเซกเตอร์ที่ 2 และ 5 (บนระนาบของสเปซเวกเตอร์แรงดัน) ดังในรูปที่ ข.7 จากลักษณะของแรงดัน  $v_{L_{nf}}$  และกระแส  $i_{L_{nf}}$  ในภาพขยายดังรูปที่ ข.8 (ข) เราจะประมาณค่าสูงสุดของค่ายอดกระแส  $i_{L_{nf}}$  ดังนี้

$$\begin{aligned} i_{nm\_max} = i_{L_{nf}\_max} &= \frac{v_{an\_peak}|_{sector2}}{L_{nf}} \times \frac{T_{sw}}{4} \\ &= \frac{E_d / 3}{4 \times L_{nf} \times f_{sw}} \end{aligned} \quad (ข.9)$$

สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

## ภาคผนวก ค

## ข้อมูลของวงจรกรองที่ใช้ในการทดสอบ

## ค.1 ข้อมูลของตัวเหนี่ยวนำ

ตัวเหนี่ยวนำโหมดปกติในวงจรกรองแบบ  $f_{cm}, f_{nm} \gg f_{sw}$ 

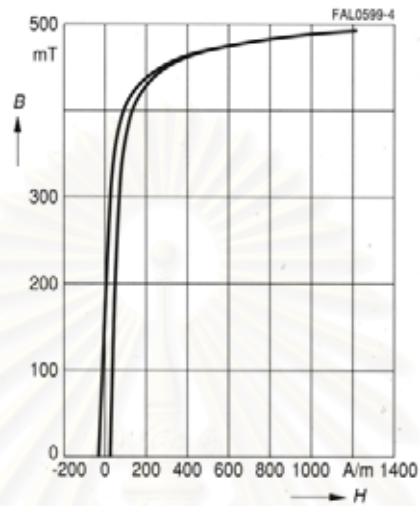
ในกรณีนี้เราใช้ตัวเหนี่ยวนำโหมดปกติสองตัวต่ออนุกรมกันเพื่อให้ได้ค่าความเหนี่ยวนำเท่ากับ 1.4 mH ซึ่งสามารถแสดงข้อมูลของตัวเหนี่ยวนำแต่ละตัวดังนี้

## ตัวเหนี่ยวนำโหมดปกติขนาด 0.86 mH (ต่อเฟส)

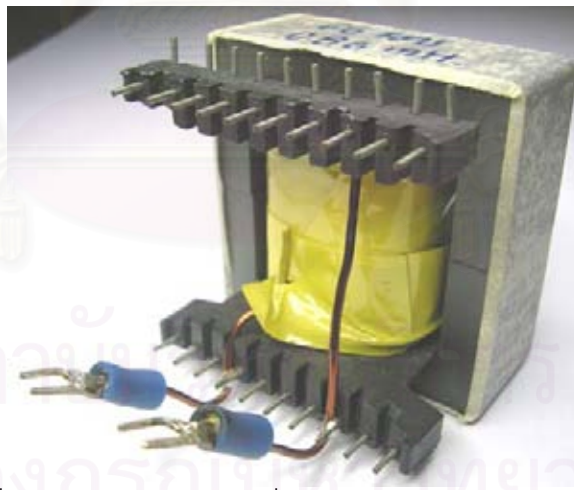
ตารางที่ ค.1 ลักษณะสมบัติของแกนเฟอร์ไรต์ชนิด EE

|                                  |               |                        |
|----------------------------------|---------------|------------------------|
| Material                         |               | N87                    |
| Core type                        |               | E 55/28/21 (EPCOS)     |
| Effective magnetic path length   | $l_e$         | 124 mm                 |
| Effective magnetic cross section | $A_e$         | 354 mm <sup>2</sup>    |
| Effective magnetic volume        | $V_e$         | 43,900 mm <sup>3</sup> |
| Approximate weight               |               | 219 g/set              |
| Gap                              | $g$           | 1.50±0.05              |
| Inductance factor;               | $A_L = L/N^2$ | 364 nH (approx.)       |
| Relative effective permeability  | $\mu_e$       | 101                    |

Dynamic magnetization curves  
(typical values)  
( $f = 10 \text{ kHz}$ ,  $T = 25 \text{ }^{\circ}\text{C}$ )



รูปที่ ค.1 B-H Curve ของแกน EE ที่ใช้วัสดุ N87



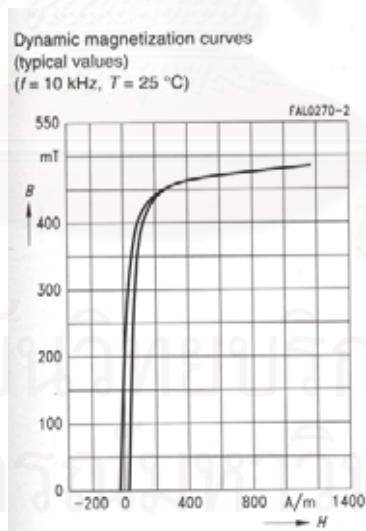
รูปที่ ค.2 ภาพถ่ายของตัวเหนี่ยวนำหมดปกติขนาด 0.86 mH



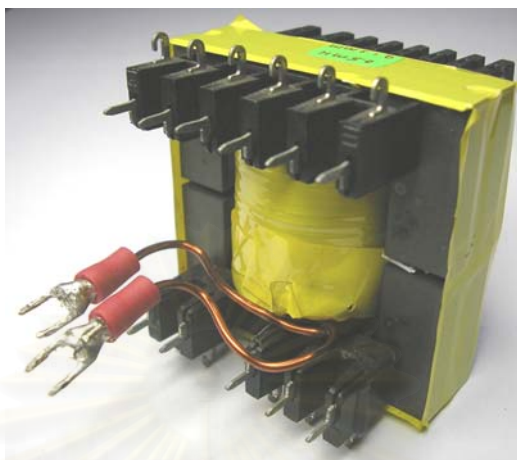
ตัวเหนี่ยวนำโหมดปกติขนาด 0.5 mH (ต่อเฟส)

ตารางที่ ค.2 ลักษณะสมบัติของแกนเฟอร์ไรต์ชนิด EC

|                                  |               |                        |
|----------------------------------|---------------|------------------------|
| Material                         |               | N27                    |
| Core type                        |               | EC 52/24/14 (EPCOS)    |
| Effective magnetic path length   | $l_e$         | 105 mm                 |
| Effective magnetic cross section | $A_e$         | 180 mm <sup>2</sup>    |
| Effective magnetic volume        | $V_e$         | 18,900 mm <sup>3</sup> |
| Approximate weight               |               | 110 g/set              |
| Gap                              | $g$           | -                      |
| Inductance factor;               | $A_L = L/N^2$ | 3,400 nH (+ 30/- 20 %) |
| Relative effective permeability  | $\mu_e$       | 1,570                  |



รูปที่ ค.3 B-H Curve ของแกน EE ที่ใช้วัสดุ N27



รูปที่ ค.4 ภาพถ่ายของตัวเหนี่ยวนำหมอดปกติขนาด 0.5 mH

ตัวเหนี่ยวนำหมอดปกติในวงจรกรองแบบ  $f_{cm}, f_{nm} < f_{sw}$

ตัวเหนี่ยวนำหมอดปกติขนาด 4 mH (ต่อเฟส)

ตารางที่ ค.3 ลักษณะสมบัติของแกนเฟอร์ไรต์ชนิด UI

|                                  |               |                         |
|----------------------------------|---------------|-------------------------|
| Material                         |               | N27                     |
| Core type                        |               | UI 93/104/30 (EPCOS)    |
| Effective magnetic path length   | $l_e$         | 258 mm                  |
| Effective magnetic cross section | $A_e$         | 840 mm <sup>2</sup>     |
| Effective magnetic volume        | $V_e$         | 217,000 mm <sup>3</sup> |
| Approximate weight               |               | 1,100 g/set             |
| Inductance factor;               | $A_L = L/N^2$ | 7,400 nH (+ 30/- 20 %)  |
| Relative effective permeability  | $\mu_e$       | 1,850                   |

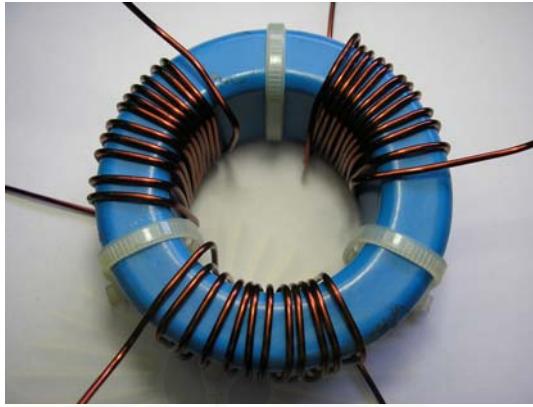


รูปที่ ค.5 ภาพถ่ายของตัวเหนี่ยวนำไหมดปกติขนาด 4 mH

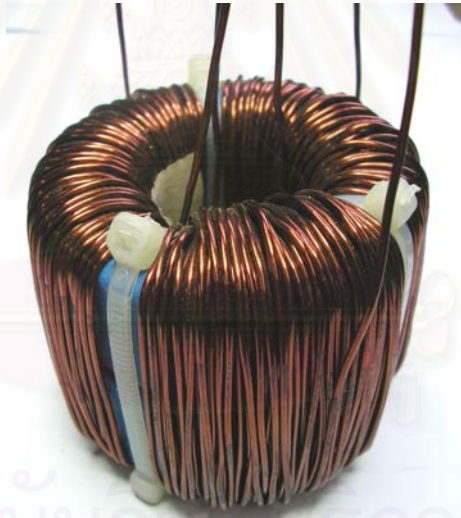
### ตัวเหนี่ยวนำไหมดรวม

ตารางที่ ค.4 ลักษณะสมบัติของแกนเฟอร์ไรต์ชนิดทอรอยด์

|                                  |               |                        |
|----------------------------------|---------------|------------------------|
| Material                         |               | N30                    |
| Core type (Epoxy coating)        |               | R 63x38x25 (EPCOS)     |
| Effective magnetic path length   | $l_e$         | 152.1 mm               |
| Effective magnetic cross section | $A_e$         | 305.9 mm <sup>2</sup>  |
| Effective magnetic volume        | $V_e$         | 46,530 mm <sup>3</sup> |
| Approximate weight               |               | -                      |
| Inductance factor;               | $A_L = L/N^2$ | 10,800 nH (±25%)       |
| Relative initial permeability    | $\mu_i$       | 4,300 (approx.)        |

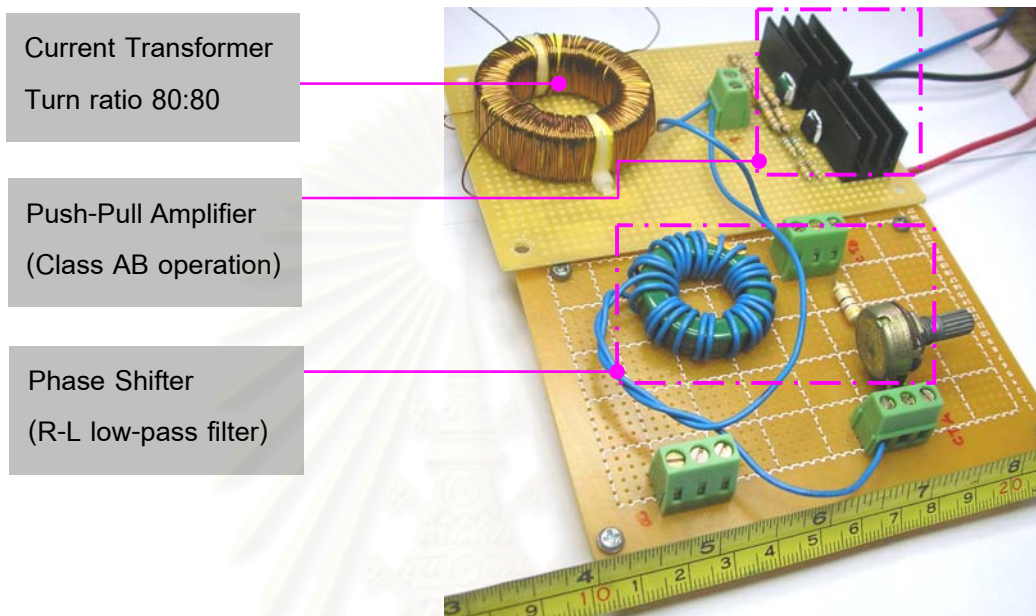


รูปที่ ค.6 ภาพถ่ายของตัวเหนี่ยวนำโหมดรวมขนาด 1.4 mH (12 รอบต่อเฟส)



รูปที่ ค.7 ภาพถ่ายของตัวเหนี่ยวนำโหมดรวมขนาด 88.6 mH (70 รอบต่อเฟส)

## ค.2 วงจรกรองแอกทีฟที่ใช้ทดลอง



รูปที่ ค.8 ภาพถ่ายของวงจรกรองแอกทีฟ

สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

## ประวัติผู้เขียนวิทยานิพนธ์

นางสาว เพ็ญนภา ไพโรจน์อมรชัย เกิดเมื่อวันที่ 9 ตุลาคม พ.ศ.2522 สำเร็จ การศึกษาระดับปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า จากสถาบันเทคโนโลยี พระจอมเกล้าพระนครเหนือในปี พ.ศ. 2545 และได้เข้าศึกษาต่อในหลักสูตรปริญญาวิศวกรรม ศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัยในปีการศึกษา 2545

### บทความที่ได้รับการตีพิมพ์

เพ็ญนภา ไพโรจน์อมรชัย, ชมพู่ สุขภาพ, สุรพงศ์ สุวรรณกวิน, วรวิทย์ เตียววัฒนรัฐติกาล และสมบุญณ์ แสงวงศ์วานิชย์ กรณีศึกษาการขับเคลื่อนมอเตอร์ด้วย PWM อินเวอร์เตอร์ที่มีสาย เคเบิลยาว : การหาสาเหตุความเสียหายของอินเวอร์เตอร์และการลดทอนกระแสชาร์จประจุ ระหว่างสายเคเบิล. การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า 27 (2547): 313-316.

เพ็ญนภา ไพโรจน์อมรชัย และสมบุญณ์ แสงวงศ์วานิชย์ การศึกษาวงจรกรอง EMI ด้าน ออกแบบพาสซีฟและแอคทีฟแบบไฮบริดสำหรับลดทอนกระแสรบกวนในระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ที่ ใช้ PWM อินเวอร์เตอร์. การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า 27 (2547): 457-460.

สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย