



เอ.ซี. ไคร์ฟ

AC DRIVE

โดย

- / นาย วิเศษ พันธ์อุดม
- / นาย วเสษฐ์ บุรณะสุกาญจน์
- / นาย วิโรจน์ ไทยประสานทรัพย์
- / นาย อนุรักษ์ กุติววรรณโสมณ

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2535

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

032625

ปีการศึกษา 2535

เอ.ซี. ไดรฟ์

AC DRIVE

โดย

นาย วิเศษฐ์	พันธุ์อุดม	32.1314
นาย วเสษฐ์	บุรณะสุกาญจน์	32.1316
นาย วิโรจน์	ไทยประสาทรักษ์	32.1317
นาย อรุณรักษ์	ชุตีวรรณโสภณ	33.1012

อาจารย์ที่ปรึกษา

รศ.ดร.วิริยะ พิเชฐจำเริญ

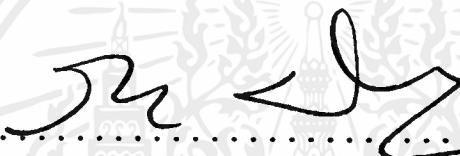
ปฏิญานิพนธ์ ปีการศึกษา 2535

ภาควิชา ไฟฟ้ากำลัง

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
เรื่อง เอ.ซี. ไดรฟ์

ผู้จัดทำ

- | | | |
|-----------------|-----------------|---------|
| 1. นาย วิเชษฐ์ | พันธุ์อุดม | 32.1314 |
| 2. นาย วเชษฐ์ | บุรณะสุกาญจน์ | 32.1316 |
| 3. นาย วิโรจน์ | ไทยประสานทรัพย์ | 32.1317 |
| 4. นาย อนรรักษ์ | ชุตีวรรณโสภณ | 33.1012 |


.....อาจารย์ที่ปรึกษา
(รศ.ดร.วิริยะ พิเชฐจำเริญ)

เอ.ซี. ไครฟ์

วิเชษฐ์ พันธุ์อุดม

วเสษฐ์ บุรณะสุภาณจน์

วิโรจน์ ไทยประสานทรัพย์

อนุรักษ์ ชุติวรรณโสภณ

รศ.ดร. วิริยะ พิเชษฐจาเรญ อาจารย์ที่ปรึกษา

ปีการศึกษา 2535

บทคัดย่อ

งานปริญญานิพนธ์ฉบับนี้ เป็นการศึกษาทฤษฎีการทำงานของ เอ.ซี.ไครฟ์ ซึ่งมีอุปกรณ์ IGBT มาประกอบเป็นอินเวอร์เตอร์ ในภาคของทฤษฎีจะรวบรวมทฤษฎีต่างๆที่เกี่ยวข้องกับ เอ.ซี.ไครฟ์ เช่น ส่วนของเรคตีฟาย , ดี ซี ลิงค์ , การควบคุม , อินเวอร์เตอร์ , IGBT และยังได้รวมเอาการประยุกต์ใช้งานจริงของมอเตอร์เหนี่ยวนำมารวมอยู่ด้วย ในภาคของการใช้งานนั้น ได้มีการศึกษาวงจรอินพุท เอาท์พุท , ระบบป้องกัน , โปรแกรมการสร้าง PWM , วงจรไดนามิคเบรก , วงจรขับเคลื่อนต้นขาเกด นอกจากนี้ ยังได้ทำการทดลองใช้งานไครฟ์กับโหลดแบบทอร์คคงที่ในฟังก์ชันต่างๆ และวิเคราะห์ผลออกมาตามหลักวิชาการ ทั้งยังได้จับสัญญาณไฟฟ้าของเรคตีฟาย , ดี ซี ลิงค์ และสเปคตรัมเอาท์พุทของโวลเทจออกมาเพื่อเป็นข้อมูลเปรียบเทียบกับ เอ.ซี.ไครฟ์ชนิดอื่นๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

A.C. DRIVE

Wichet Phanudom

Vaset Buranasukarn

Wirote Thaiprasansup

Anurak Chutiwansophon

Associate Professor

Dr.viriya Phichetjamroen

1992

Abstract

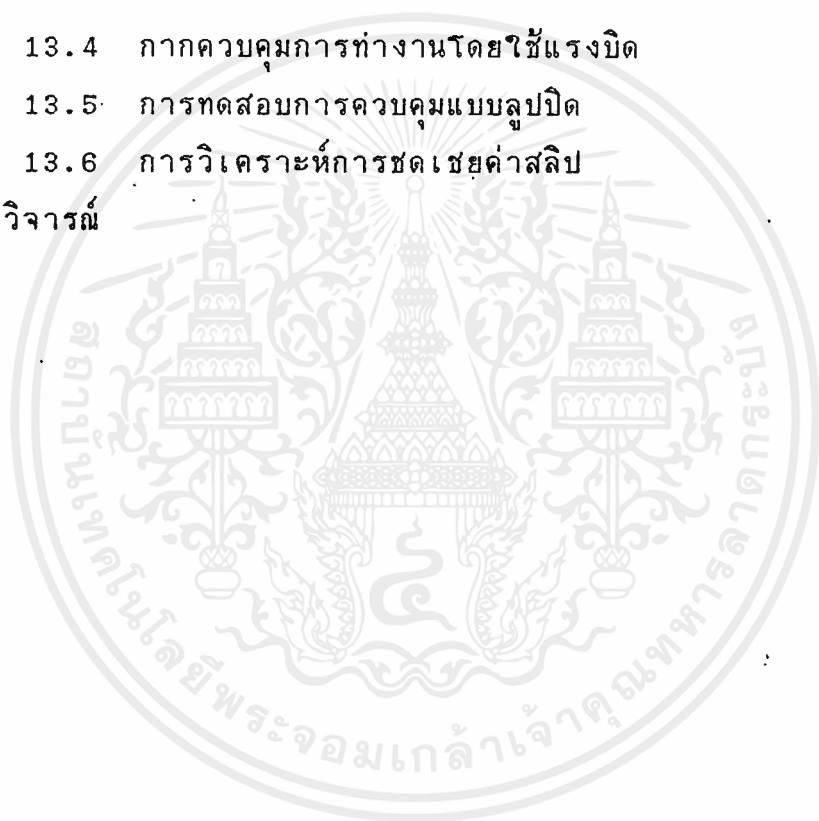
Detail of this thesis mention about the theory of AC DRIVE which using IGBT on inverter section and study induction motor application. Theory section is combined with concept of RECTIFIER , DC LINK , method to control AC DRIVE and INVERTER. In the application section , it will be studied about input and output circuit , protection , PWM programing , dynamic break circuit , and gate drive circuit. In addition , this AC DRIVE is test each funtion with constant load torque and analized data by get along with ac drive principle. Signal in RECTIFIER , DC LINK and SPECTRUM is measured to compare with another classified of ac drive.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1	บทนำ	1
1.1	วงจรแปลงไฟกระแสสลับเป็นไฟกระแสตรงแบบ 4 เฟส	1
1.2	ดีซีลิงค์	1
1.3	วงจรแปลงไฟกระแสตรงเป็นไฟกระแสสลับ	2
1.4	วงจรควบคุม	2
บทที่ 2	มอเตอร์เหนี่ยวนำและอุปกรณ์ IGBT	3
2.1	หลักการเบื้องต้นของเครื่องจักรเหนี่ยวนำหลายเฟส	3
2.2	อินเวอร์เตอร์ไดรฟ์	17
2.3	ไอวีบีที	39
บทที่ 3	เรกติไฟเออร์และวงจรนำกระแสดีซี	54
3.1	หลักการพื้นฐานของเรกติไฟเออร์	54
3.2	เรกติไฟเออร์แบบบริดจ์ไดโอด	55
3.3	เรกติไฟเออร์แบบฟูลบริดจ์ 3 เฟส	61
3.4	การเปรียบเทียบระหว่างเรกติไฟเออร์ 1 เฟสกับ 3 เฟส	66
3.5	การสั่นสะเทือนและศึกษาขณะเปิดใช้งาน	66
บทที่ 4	อินเวอร์เตอร์	68
4.1	วงจรเปิดอินเวอร์เตอร์	69
4.2	เคอร์เรนต์อินเวอร์เตอร์	79
บทที่ 5	การมอดูเลตความกว้างพัลส์ (PWM)	86
5.1	การมอดูเลตความกว้างพัลส์ (PWM)	86
บทที่ 6	การออกแบบวงจรควบคุมแบบสัญญาณพัลส์บิตวีส	99
6.1	การคำนวณมุมสวิทช์ของรูปคลื่นพัลส์บิตวีสแบบ 2 ระดับ	99
6.2	การคำนวณมุมสวิทช์ของรูปคลื่นพัลส์บิตวีสแบบ 3 ระดับ	104
บทที่ 7	สัญญาณอินพุตและเอาต์พุตพัลส์บิตวีส	109
7.1	อินพุตอินพุต\เอาต์พุต	109
7.2	ดีจิตอลอินพุต\เอาต์พุต	114

บทที่ 8	วงจรป้องกัน	121
8.1	วงจรป้องกันกระแสเกิน	121
8.2	พิกัดกระแส	121
8.3	แรงดันเกิน	122
8.4	วงจรป้องกันแรงดันต่ำ	122
8.5	วงจรตรวจจับแหล่งจ่าย	123
บทที่ 9	ไดนามิกเบรคและการควบคุมแบบลูปปิด	125
9.1	ไดนามิกเบรค	125
9.2	การควบคุมแบบลูปปิด	126
บทที่ 10	วงจรขยายแรงดันสัญญาณเกทและวงจรสับเบอ์	131
10.1	วงจรขับสัญญาณเกท	131
10.2	วงจรสับเบอ์	134
บทที่ 11	วงจรหลัก	142
11.1	วงจรแปลงไฟกระแสสลับเป็นไฟกระตตรงแบบ 3 เฟส	142
11.2	วงจรกรองความถี่	143
11.3	วงจรกรองไฟกระแสตรงเป็นไฟกระแสสลับ	143
11.4	วงจรป้องกันวงจรหลัก	143 ✓
บทที่ 12	การประยุกต์ใช้งานมอเตอร์เหนี่ยวนา	146
12.1	โหลดของมอเตอร์	146
12.2	โหลดที่มีค่าอาร์คตงที่	147
12.3	โหลดกำลังม้าตงที่	148
12.4	โหลดที่ทอ์คมีค่าไม่ตงที่	148
12.5	ลักษณะโดยทั่วไปของเครื่องจักร	148
12.6	ช่วงการทำงาน	149
12.7	การใช้ตัวรับในงานต่างๆ	155
12.8	โหลดเตาเผาแบบหมุน	155
12.9	การใช้งานในโรงม่	156
12.10	โหลดแบบที่ใช้งานที่ความเร็ววิกฤติ	159
12.11	การทำงานของเครื่องจักรที่เป็นระยะๆ	159
12.12	โหลดที่ใช้เกี่ยวกับการประกอบเครื่องยนต์	159

12.13	เครื่องจักรทำความสะอาด	160
12.14	ตำแหน่งของตัวขับ	160
12.15	โพลดเครน , ตัวชักกรอก , ลิฟต์	160
12.16	ตัวมู่เล่ของเครื่องจักร	161
บทที่ 13	การทดลองและการวิเคราะห์	162
13.1	การใช้ค่าโวลเทจบูส	166
13.2	การเปลี่ยนค่าความถี่สวิตซ์ซึ่ง	177
13.3	ค่าทอร์คเริ่มสตาร์ท	189
13.4	การควบคุมการทำงานโดยใช้แรงบิด	191
13.5	การทดสอบการควบคุมแบบลูปปิด	200
13.6	การวิเคราะห์การชดเชยค่าสลลิป	203
สรุปและวิจารณ์		228



บทที่ 1

บทนำ

ในปัจจุบันประเทศไทยเป็นประเทศที่มีการพัฒนาทางด้านอุตสาหกรรมสูง จึงมีโรงงานอุตสาหกรรมสร้างขึ้นมามากมาย ซึ่งในโรงงานอุตสาหกรรมเหล่านี้จำเป็นต้องใช้มอเตอร์ในการผลิตผลิตภัณฑ์ต่างๆ และมอเตอร์ที่ใช้ในโรงงานทั่วไปจะเป็นชนิดอินดักชันมอเตอร์ เนื่องจากบำรุงรักษาง่ายราคาถูกและมีความคงทนสูง แต่มีข้อเสียที่สำคัญคือความเร็วของมอเตอร์จะแปรตามความถี่อินพุท ซึ่งโดยปกติระบบไฟฟ้าในประเทศไทยมีความถี่ 50 Hz จึงจะต้องมีเอซีไดรฟ์เพื่อช่วยในการเปลี่ยนแปลงความเร็วรอบจากความถี่ปกติ 50 Hz เป็นค่าต่างๆตามความต้องการ โดยที่ค่าแรงบิดจะมีค่าคงที่ ทำให้สามารถนำไปใช้งานได้อย่างสะดวกและคล่องตัวยิ่งขึ้น

ในปริิฏยณานิพนธ์ฉบับนี้จะอธิบายถึงทฤษฎี , การออกแบบ , ฟังก์ชันการใช้งาน, การนำไปใช้งาน, การวิเคราะห์การทดลองใช้งานที่ฟังก์ชันต่างๆและโครงสร้างของเอซีไดรฟ์ ซึ่งมีส่วประกอบหลักดังนี้

1.1 วงจรแปลงไฟกระแสสลับเป็นไฟกระแสตรงแบบ 3 เฟส (THREE PHASE BRIDGE RECTIFIER)

วงจรนี้เป็นวงจรแปลงไฟกระแสสลับ 3 เฟสเป็นไฟกระแสตรงโดยจะมีวงจรซึ่งประกอบด้วยไดโอด 6 ตัวต่อกันแบบบริดจ์(Bridge)ซึ่งทำหน้าที่รับไฟกระแสสลับอินพุทจากไลน์ 3 เฟส แล้วเปลี่ยนมาเป็นไฟกระแสตรงที่มีรีปเปิลก่อนเข้าสู่วงจรกรองความถี่

1.2 ดีซีลิงค์ (DC LINK)

เป็นส่วนที่เชื่อมต่อระหว่างวงจรเรกติไฟร์เออร์กับวงจรอินเวอร์เตอร์ โดยส่วนนี้จะประกอบไปด้วยวงจรกรองความถี่ และวงจรสวิตซ์ชิงเพาเวอร์ซัพพลาย โดยวงจรกรองความถี่จะเป็นตัวช่วยทำให้แรงดันที่ออกจากวงจรเรกติไฟร์เออร์เรียบขึ้นเพื่อจ่ายเข้าสู่วงจรอินเวอร์เตอร์โดยให้คอลลย์และตัวเก็บประจุ วงจรสวิตซ์ชิงเพาเวอร์ซัพพลายจะเปลี่ยนแรงดันจากดีซีลิงค์เป็นไฟกระแสตรงค่าต่างๆ เพื่อเป็นแหล่งจ่ายให้กับอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ต่างๆ ภายในวงจรคอนโทรล

1.3 วงจรแปลงไฟกระแสตรงเป็นไฟกระแสสลับ (THREE PHASE INVERTER)

วงจรส่วนนี้เป็นวงจรแปลงไฟกระแสตรงเป็นไฟกระแสสลับซึ่งมีอุปกรณ์ที่ใช้สวิตช์ซึ่งเป็น IGBT จำนวน 6 ตัวต่อกันแบบบริดจ์ ซึ่งจะถูควบคุมโดยใช้วงจรสร้างสัญญาณชนิดพีดับบลิวเอ็ม ซึ่งจะเป็สัญญาณส่งไปสู่อาเบส IGBT

1.4 วงจรควบคุม (CONTROL CIRCUIT)

เป็นวงจรส่วนที่ใช้ควบคุมส่วนต่างๆดังนี้

- ควบคุมสัญญาณเกท (Gate Control)
- ควบคุมระบบป้องกันต่างๆ (Protection Control)
- ควบคุมสัญญาณอินพุตและเอาต์พุต (Input and Output Control)

ส่วนนี้เป็นส่วนที่สำคัญมากในการควบคุมสัญญาณต่างๆ การควบคุมจะเป็นระบบดิจิตอลโดยใช้ไมโครโพรเซสเซอร์ 2 ตัว ช่วยกันควบคุมการทำงาน โดยตัวแรกจะเป็นตัวรับส่งข้อมูลและตรวจสอบในการป้องกันหรือระบบอินพุต/เอาต์พุตต่างๆ และอีกตัวหนึ่งจะใช้สำหรับสร้างสัญญาณเกทเพื่อควบคุมการทำงานของมอเตอร์

บทที่ 2

มอเตอร์เหนี่ยวนำและอุปกรณ์ IGBT

2.1 หลักการเบื้องต้นของเครื่องจักรเหนี่ยวนำหลายเฟส

อินดักชันมอเตอร์ เป็นมอเตอร์ที่มีกระแสที่สเตเตอร์เป็นไฟกระแสสลับ กระแสที่โรเตอร์เกิดจากการเหนี่ยวนำจากสเตเตอร์ โดยอาศัยหลักการของหม้อแปลงไฟฟ้า

โรเตอร์ของอินดักชันมอเตอร์ แบ่งออกได้เป็น 2 ชนิด

1. โรเตอร์พันขดลวด (wound rotor) การพันขดลวดของโรเตอร์ชนิดนี้ ต้องพันให้ขั้วแม่เหล็กบนโรเตอร์มีจำนวนเท่ากับขั้วแม่เหล็กบนสเตเตอร์ ที่ปลายสายของขดลวดของโรเตอร์ต่ออยู่กับ slip ring เพื่อต่อกับวงจรภายนอกโดยที่เฟสที่โรเตอร์ไม่จำเป็นต้องเท่ากับเฟสที่สเตเตอร์

2. โรเตอร์กรงกระรอก (squirrel-cage rotor) ขดลวดของโรเตอร์ ประกอบด้วยแท่งตัวนำที่ฝังอยู่ในช่องสลอต (slot) บนโรเตอร์ ตัวนำแต่ละตัวถูกต่อลัดวงจรถึงกัน ในแต่ละปลายของแท่งตัวนำโดยตัวนำรูปวงแหวน (conducting end ring) จำนวนขั้วแม่เหล็กที่เกิดขึ้นบนโรเตอร์ มีจำนวนเท่ากับบนสเตเตอร์เสมอ

ข้อดีของอินดักชันมอเตอร์แบบกรงกระรอกคือ ใช้งานได้ง่าย แข็งแรงทนทาน

โรเตอร์แบบกรงกระรอกมี 2 แบบ

2.1 ฝังแท่งตัวนำลงโดยตรงๆ ตามความยาวของโรเตอร์

2.2 ฝังแท่งตัวนำเฉียงกับความยาวของโรเตอร์ ซึ่งช่วยให้มอเตอร์วิ่งได้เรียบขึ้น ลดเสียงหึ่งๆของแม่เหล็ก (magnetic hum) และลดการจับยึดระหว่างฟันที่เป็นแกนเหล็กของสเตเตอร์กับโรเตอร์ ในกรณีที่เกิดแรงดึงดูดของขั้วแม่เหล็กที่เกิดขึ้นบนฟันแกนเหล็กของโรเตอร์และสเตเตอร์

สลลิป (slip)

เมื่อโรเตอร์หมุนด้วยความเร็วคงที่ n rpm. ในทิศทางเดียวกับ การหมุนของสนามแม่เหล็กที่สเตเตอร์ ซึ่งสนามแม่เหล็กหมุนที่สเตเตอร์มี ความเร็วเชิงโคโรนัส $n_s = 120f/p$ จึงเสมือนว่า โรเตอร์หมุนด้วย

ความเร็ว $n_1 - n$ rpm ในทิศทางตรงข้ามกับสนามแม่เหล็กที่สเตเตอร์ นั่นคือ
 สลิปของโรเตอร์มีค่าเท่ากับ $n_1 - n$ rpm

โดยทั่วไป นิยมใช้ค่าสลิปเป็นอัตราส่วนของความเร็วซิงโครนัส ดังนั้น
 ค่าสลิปเมื่อเทียบกับหนึ่งหน่วย (per unit slip) คือ

$$s = \frac{n_1 - n}{n_1}$$

หรือ

$$n = n_1 (1 - s)$$

ความสัมพันธ์ด้านการเคลื่อนที่ของฟลักซ์และแท่งตัวนำบนโรเตอร์ ทำให้เกิดการเหนี่ยวนำแรงดันที่มีความถี่สลิป sf (slip frequency) บนโรเตอร์
 ดังนั้น พฤติกรรมทางไฟฟ้าของเครื่องจักรเหนี่ยวนำทางไฟฟ้า จึงคล้ายคลึง
 กับหม้อแปลงไฟฟ้า แต่มีลักษณะพิเศษต่างออกไปคือ การเปลี่ยนแปลงค่าความถี่

หลักการทำงาน

เมื่ออินดักชันมอเตอร์ทำงาน ขั้วของโรเตอร์จะถูกต่อลัดวงจร
 กระแสไหลในโรเตอร์หาได้จาก ขนาดของโวลเตจที่เหนี่ยวนำขึ้นและอิมพีแดนซ์
 ในโรเตอร์ที่ความถี่ sf

เมื่อเริ่มทำงาน โรเตอร์จะหยุดนิ่งอยู่กับที่ ค่าสลิป, $s = 1$
 ความถี่ของกระแสในโรเตอร์เท่ากับที่สเตเตอร์ สนามแม่เหล็กในโรเตอร์ที่เกิด
 จากกระแสในโรเตอร์จึงหมุนด้วยความเร็วเท่ากับสนามแม่เหล็กหมุนที่สเตเตอร์

เมื่อมอเตอร์เริ่มหมุน แรงบิดขณะเริ่มสตาร์ท (starting torque) ทำให้โรเตอร์หมุนในทิศทางเดียวกับ ทิศทางการหมุนของสนามแม่เหล็ก
 ที่เหนี่ยวนำขึ้นในสเตเตอร์ ถ้า แรงบิดขณะเริ่มสตาร์ทที่มีค่ามากกว่าโหลดที่ต่อ
 อยู่กับเพลลาของมอเตอร์แล้ว มอเตอร์จะมีความเร็วเพิ่มขึ้นจนถึงความเร็วใช้
 งาน (operating speed) ได้

ความเร็วใช้งานจะต้องมีค่าไม่ต่ำกว่าความเร็วซิงโครนัส (n_1) เสมอ

ความเร็วของสนามแม่เหล็กหมุนของโรเตอร์ในลวกาศ (The speed of the rotor field in space)

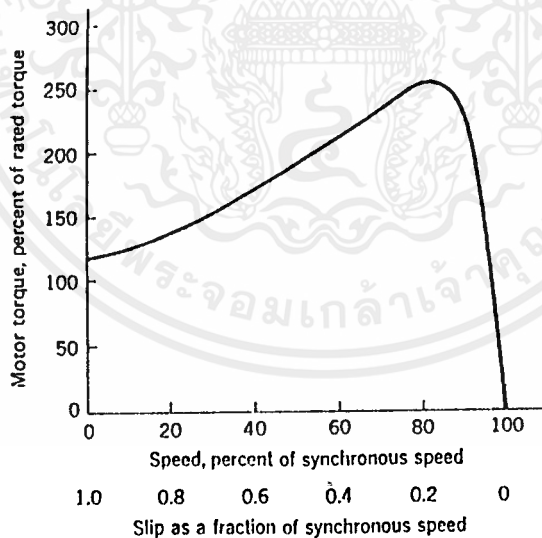
ความถี่ของกระแสในโรเตอร์ขณะที่โรเตอร์หมุนคือ sf และสนามแม่

เหล็กที่เกิดจากกระแสในโรเตอร์จะเคลื่อนที่ด้วยความเร็ว sn_1 rpm ในทิศทางเดียวกับการหมุนเมื่อเทียบกับโรเตอร์ ซึ่งการหมุนนี้เป็นการเคลื่อนที่ทางกลของโรเตอร์ที่ความเร็ว n rpm ดังนั้นความเร็วของสนามแม่เหล็กหมุนของโรเตอร์ในอวกาศคือผลรวมของ ความเร็วทั้งสอง นั่นคือ $n_{r.f}$

$$\begin{aligned}
 n_{r.f} &= \text{ความเร็วตัวโรเตอร์} + \text{ความเร็วของสนามแม่เหล็กหมุน} \\
 &\quad \text{ที่เกิดขึ้นที่ตัวหมุนเมื่อเทียบกับตัวมันเอง} \\
 &= sn_1 + n \\
 &= sn_1 + n_1(1-s) \\
 &= n_1 \\
 &= \text{ความเร็วของสนามแม่เหล็กหมุนที่โรเตอร์}
 \end{aligned}$$

เพราะฉะนั้นสนามแม่เหล็กในโรเตอร์และสเตเตอร์จึงหยุดนิ่งเมื่อเทียบอ้างอิงซึ่งกันและกัน

คุณสมบัติของแรงบิด และ ความเร็ว (Torque-Speed Characteristic)



รูปที่ 2.1: กราฟความสัมพันธ์ระหว่างแรงบิด-ความเร็วของอินดักชันมอเตอร์

จากรูป เป็นลักษณะความสัมพันธ์ของแรงบิดกับความเร็วของอินดักชันมอเตอร์ แบบกรงกระรอก องค์ประกอบที่มีผลต่อความสัมพันธ์ของรูปกราฟนี้คือตัวแปรต่างๆใน สมการแรงบิด

$$T = -\frac{\pi}{2} (P/2)^2 \cdot \phi_{\text{r}} \cdot F_{\text{r}} \cdot \sin \alpha_{\text{r}}$$

- เมื่อ P : จำนวนขั้วของอินดักชันมอเตอร์
 ϕ_{r} : ผลลัพธ์ของฟลักซ์ที่เกิดจากผลรวมของแรงเคลื่อนแม่เหล็ก (mmf) ในสเตเตอร์
 F_{r} : คลื่นแรงเคลื่อนแม่เหล็ก (mmf waves) ในโรเตอร์
 α_{r} : มุมระหว่างคลื่นแรงเคลื่อนแม่เหล็กในโรเตอร์ (rotor mmf wave) กับ ผลลัพธ์ของคลื่นแรงเคลื่อนแม่เหล็ก (resultant mmf wave)

ค่าของ ϕ_{r} มีค่าคงที่ (โดยประมาณ) เมื่อโวลเตจและความถี่ที่ป้อนเข้าสเตเตอร์มีค่าคงที่ ดังนั้น mmf ของโรเตอร์ (F_{r}) จึงเป็นสัดส่วนกับกระแสในโรเตอร์ (I_{r}) และสมการแรงบิดสามารถเขียนได้ในรูป

$$T = K \cdot I_{\text{r}} \cdot \sin \alpha_{\text{r}}$$

เมื่อ K : ค่าคงที่

กระแสในโรเตอร์หาค่าได้จาก โวลเตจที่เหนี่ยวนำขึ้นในโรเตอร์, ค่าอิมพีแดนซ์รั่วไหล (leakage impedance) และ ความถี่สลิป (slip frequency) โวลเตจที่เหนี่ยวนำขึ้นในโรเตอร์จึงแปรผันตามค่าสลิป

ภายใต้ภาวะการทำงานปกติค่าสลิปมีค่าต่ำ 3-10% ของ สลิปที่โหลดเต็ม พิกัด ความถี่สลิปจึงมีค่าต่ำด้วย คือ 2-6 Hz. ในระบบไฟฟ้า 60 Hz.

นอกจากนี้ แรงเคลื่อนแม่เหล็ก (mmf) ที่เกิดขึ้นในโรเตอร์ ตามหลังผลลัพธ์ของคลื่นฟลักซ์ประมาณ 90° ทางไฟฟ้า ทำให้ $\sin \alpha_{\text{r}} = 1$ ดังนั้น การวิเคราะห์ว่าแรงบิดมีความสัมพันธ์เป็นเชิงเส้นกับสลิปหรือไม่ จึงต้องกำหนดอยู่ในช่วงที่สลิปมีค่าต่ำๆ

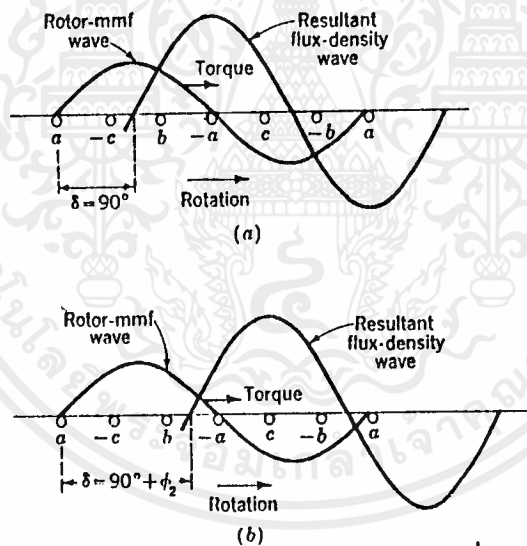
เมื่อสลิปมีค่าสูงขึ้น อิมพีแดนซ์ในโรเตอร์ จะมีค่าสูงขึ้น เนื่องจากผลของ อิมพีแดนซ์รั่วไหล (leakage impedance) ในโรเตอร์ที่เพิ่มขึ้น ดังนั้น ค่ากระแสในโรเตอร์จริง จึงมีค่าน้อยกว่าค่าที่แปรผันตามสลิป ทำให้กระแสในโรเตอร์มีเฟสตามหลังโวลเตจเหนี่ยวนำมากขึ้น คลื่นแรงเคลื่อนแม่เหล็ก

(mmf wave) มีเฟสตามหลังคลื่นฟลักซ์ลัพท์ (resultant flux wave) มากขึ้น และค่า $\sin \alpha$ ลดลง ผลที่ได้ คือ แรงบิด มีค่าสูงขึ้นจนถึงค่าสูงสุด (maximum torque) ตามค่าสลิปที่สูงขึ้น แล้วลดลง ดังรูปที่ 2.1.

ค่าของแรงบิดสูงสุด หรือเรียกว่า แรงบิดเบรคดาวน์ (breakdown torque) จะเป็นตัวกำหนดความสามารถของการทนโหลดเกินของมอเตอร์

ในงานที่ต้องการความเร็วคงที่ จึงมักใช้อินดักชั่นมอเตอร์ ชนิดกรงกระรอก ซึ่งความเร็วขณะโหลดเต็มพิกัด (full load) จะลดลงเพียงเล็กน้อยจากความเร็วขณะ ไม่มีโหลด ส่วนงานที่ต้องการปรับความเร็วได้ มักนิยมใช้ชนิด โรเตอร์พันขดลวด (wound rotor) และควบคุมความเร็วได้โดยการต่อความต้านทานภายนอกกับขดที่โรเตอร์

กระแส และ ฟลักซ์ ในเครื่องจักรเหนี่ยวนำทางไฟฟ้า



รูปที่ 2.2: ความสัมพันธ์ระหว่างความหนาแน่นฟลักซ์ (flux density)

กับแรงเคลื่อนแม่เหล็ก (mmf wave) ในโรเตอร์ เมื่อ

(a): ค่ารีแอคแตนซ์รั่วไหล (leakage reactance)

เท่ากับ 0

(b): ค่ารีแอคแตนซ์รั่วไหล (leakage reactance)

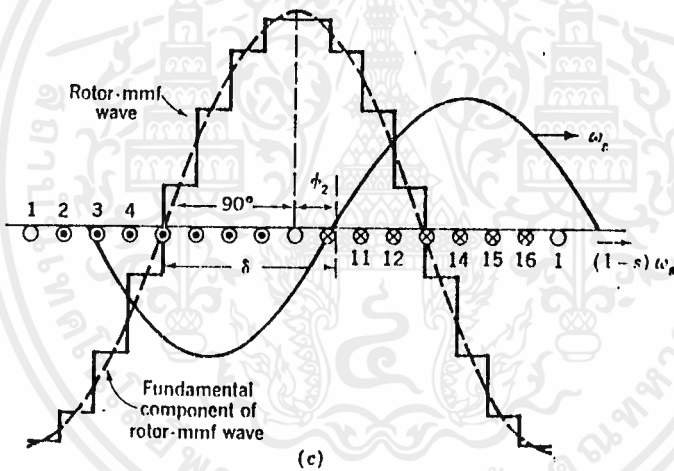
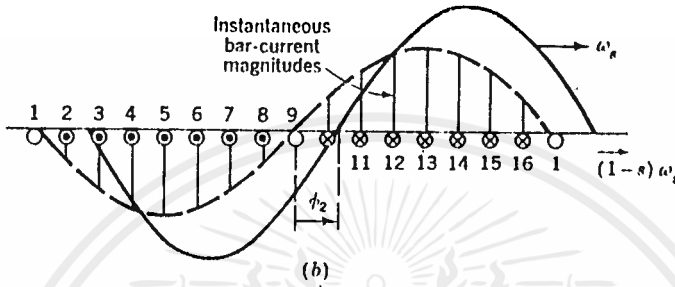
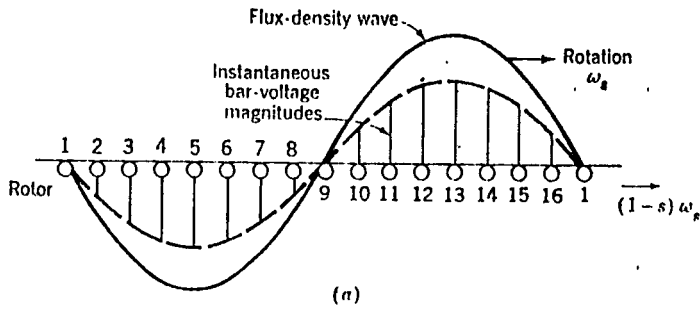
ไม่เท่ากับ 0

จากรูป เป็นภาพสเกตช์ของขดลวดของโรเตอร์ ซึ่งมี 2 ขั้ว 3 เฟส ใน

สนามแม่เหล็ก 2 ขั้วของสเตเตอร์ ความหนาแน่นของคลื่นฟลักซ์ (flux density wave) กำลังเคลื่อนที่ไปทางขวาด้วยความเร็วสลิป เมื่อเทียบกับ ขดลวด ซึ่งมีค่าสูงสุดใน เฟส a ดังรูป

ถ้าค่าของรีแอคแตนซ์รั่วไหลในโรเตอร์ (rotor leakage reactance) มีค่าน้อยมากเมื่อเทียบกับความต้านทานของโรเตอร์ (มักเกิดในกรณีที่ทำงานตามปกติ) แล้ว กระแสในเฟส a จะมีค่าสูงสุด ตามรูปที่ 2-a มุม ของแรงบิด (torque angle, θ) ในสภาวะนี้มีค่าเท่ากับ 90°

แต่ถ้า รีแอคแตนซ์รั่วไหลในโรเตอร์ มีค่ามาก กระแสในเฟส a จะมี เฟสตามหลังโวลเตจเหนี่ยวนำ ด้วยมุมเพาเวอร์แฟคเตอร์ (power factor) ϕ_z ของ ค่าอิมพีแดนซ์รั่วไหล (leakage impedance) คลื่นแรงเคลื่อน แม่เหล็กในโรเตอร์ (rotor mmf wave) จะไม่อยู่ตรงจุดศูนย์กลางบนเฟสจนกว่า คลื่นฟลักซ์จะเคลื่อนที่ไปเป็น มุม ϕ_z ตามรูป



รูปที่ 2.3: ปฏิกริยาของโรเตอร์แบบกรงกระรอกในสนามแม่เหล็ก 2 ขั้ว โดยทั่วไป มุมของแรงบิด (torque angle) ของอินดักชันมอเตอร์คือ

$$\theta = 90^\circ + \phi_2$$

จากรูป เป็นโรเตอร์แบบกรงกระรอก 16 แท่งตัวนำ 2 ขั้ว ในรูป 2.3-a คลื่นความหนาแน่นฟลักซ์รูปไซน์ (sinusoidal flux density wave) เหนี่ยวนำโวลเตจในแต่ละแท่งตัวนำ ซึ่งมีขนาดเท่ากับเส้นทึบที่ลากตั้งฉากกับแกนนอน ณ เวลาใดๆ ในรูป b กระแสมีเฟสตาม

หลังโวลเตจเป็นมุม ϕ_e ความหนาแน่นฟลักซ์ (flux density wave) เคลื่อนที่ตามทิศทางของการหมุนเมื่อเทียบกับ โวลเตจผ่าน มุม ϕ_e

ในรูป c เป็นกราฟของคลื่นแรงเคลื่อนแม่เหล็กในโรเตอร์ (rotor mmf wave) ซึ่งแสดงเป็นคลื่นรูปซึ้นบันได

วงจรสมมูลย์ของเครื่องจักรไฟฟ้าเหนี่ยวนำ

จากการศึกษาพิจารณาฟลักซ์ และ คลื่นแรงเคลื่อนแม่เหล็ก (mmf wave) ก่อนหน้านี้ ทำให้เขียนเป็นวงจรสมมูลย์ของเครื่องจักรได้ที่สภาวะคงที่ (steady state) โดยจะพิจารณาเฉพาะเครื่องจักรที่ขดลวดแต่ละเฟส สมมาตรกัน และถูกกระตุ้นด้วยโวลเตจที่สมดุลกันในแต่ละเฟส

การสมมติให้เครื่องจักรต่อแบบ Y ช่วยให้การศึกษาเครื่องจักรหลายเฟสง่ายขึ้น เพราะว่ากระแสมีค่าเท่ากับ $I_{1, \text{line}}$ และโวลเตจมีค่าเท่ากับ $V_{1, \text{line}}$ เสมอ

พิจารณาที่สเตเตอร์ คลื่นฟลักซ์ในช่องอากาศ (air gap) ที่หมุนด้วยความเร็วเชิงโคโรนัส ทำให้เกิดแรงต้านแม่เหล็กไฟฟ้า (counter emf) หลายเฟสที่สมดุลในแต่ละเฟสของสเตเตอร์ โวลเตจที่ขั้วของสเตเตอร์ มีค่าสูงกว่า แรงต้านแม่เหล็กไฟฟ้า (counter emf) เท่ากับโวลเตจที่ตกคร่อมในอิมพีแดนซ์รั่วไหล (leakage impedance) ของสเตเตอร์ เขียนความสัมพันธ์ในรูปของเฟสเซอร์ได้ดังนี้

$$\hat{V}_1 = \hat{E}_1 + \hat{I}_1 (R_1 + jX_1)$$

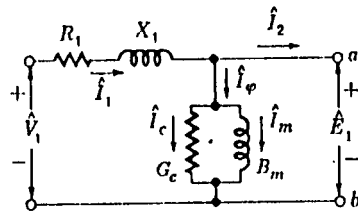
เมื่อ $\hat{V}_1$ = โวลเตจที่ขั้วของสเตเตอร์

$\hat{E}_1$ = แรงต้านแม่เหล็กไฟฟ้า (counter emf) ที่เกิดจากฟลักซ์
ผลลัพธ์ในช่องอากาศ (resultant air gap flux)

$\hat{I}_1$ = กระแสที่สเตเตอร์

R_1 = ค่าความต้านทานภายในของสเตเตอร์

X_1 = รีแอคแตนซ์รั่วไหล (leakage reactance) ของสเตเตอร์



รูปที่ 2.4: วงจรสมมูลย์ที่สเตเตอร์ของอินดักชันมอเตอร์หลายเฟส

วงจรสมมูลย์ของสเตเตอร์ แสดงได้ดังรูปที่ 4

ฟลักซ์ลัพธ์ในช่องอากาศ (resultant airgap flux) เกิดจากแรงเคลื่อนแม่เหล็ก (mmf) ของกระแสในสเตเตอร์ แบ่งได้เป็น 2 ชนิดคือ กระแสโหลด และ กระแสกระตุ้น กระแสโหลด $\hat{I}_2$ ทำให้เกิด mmf ต้าน mmf ที่เกิดจากกระแสในโรเตอร์ กระแสกระตุ้น $\hat{I}_c$ เป็นผลรวมของกระแสในสเตเตอร์ที่ใช้สร้างฟลักซ์ลัพธ์ในช่องอากาศ (resultant air gap flux) และสร้างแรงเคลื่อนแม่เหล็กไฟฟ้า (emf) $\hat{E}_1$ หรือแยกได้เป็น กระแสในส่วนที่สูญเสียในแกนเหล็ก (core loss) $\hat{I}_c$ ซึ่งมีเฟสตรงกับ $\hat{E}_1$ และกระแสสร้างฟลักซ์แม่เหล็ก (magnetizing) ซึ่งมีเฟสตามหลัง $\hat{E}_1$ 90°

ในวงจรสมมูลย์ กระแสกระตุ้น $\hat{I}_c$ ไหลในส่วนของวงจรที่ต่อขนานกับ $\hat{E}_1$ ซึ่งประกอบด้วย ดัชนีสูญเสียในแกน (core loss conductance) G_c และ ค่าความซึมซาบแม่เหล็ก (magnetizing susceptance, B_m) ดังรูปที่ 4

การหาค่า G_c และ B_m จะทำที่ความถี่พิกัด (rated) ของสเตเตอร์ ซึ่งมีค่าใกล้เคียงกับที่หาได้ในช่วงที่ทำงานจริง ดังนั้นจึงประมาณได้ว่า ค่า G_c และ B_m มีค่าคงที่ในช่วงการปฏิบัติงานของมอเตอร์

จากวงจรสมมูลย์ของสเตเตอร์พบว่า ขดลวดที่สเตเตอร์มีลักษณะการทำงานคล้ายกับขดลวดปฐมภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้า และเพื่อให้วงจรสมมูลย์มีความสมบูรณ์ จึงต้องรวมวงจรด้านโรเตอร์ด้วย ซึ่งในการพิจารณาโวลเตจและกระแสของสเตเตอร์ และโรเตอร์ จะทำได้โดยการอ้างอิงกับค่าทางโรเตอร์

ทั้งโรเตอร์แบบกรงกระรอกและ โรเตอร์พันขดลวด ทำงานโดยการสร้างคลื่นแรงเคลื่อนแม่เหล็ก ที่มีจำนวนขั้วแม่เหล็กเท่ากับคลื่นฟลักซ์เหนี่ยวนำ (inducing flux wave) เคลื่อนที่ด้วยความเร็ว เท่ากับคลื่นฟลักซ์ และมีมุมแรงบิด (torque angle) 90° มากกว่ามุมเฟาเวอร์แฟดเตอร์

(power factor angle)

ถ้าโรเตอร์ถูกเปลี่ยนด้วยโรเตอร์ที่มี mmf ที่เท่ากัน , เพาเวอร์แฟคเตอร์ที่ความเร็วเดียวกัน สเตเตอร์จะไม่สามารถตรวจสอบถึงความเปลี่ยนแปลงได้ การเปลี่ยนโรเตอร์นี้ ทำให้เกิดความคิดในการแปลงค่าทางด้านโรเตอร์ให้เป็นค่าทางด้านสเตเตอร์ ตัวอย่างเช่น โรเตอร์พันขดลวดที่มีจำนวนขั้วและจำนวนเฟส เท่ากับที่สเตเตอร์ จำนวนของขดลวดต่อเฟสในสเตเตอร์มีจำนวนมากกว่าขดลวดต่อเฟสในโรเตอร์ a เท่า ที่ฟลักซ์และความเร็วเดียวกัน ความสัมพันธ์ระหว่างโวลเตจ $\hat{E}_{\text{rotor}}$ ที่เหนี่ยวนำขึ้นในโรเตอร์จริง กับโวลเตจ $\hat{E}_{2s}$ ที่เหนี่ยวนำขึ้นในโรเตอร์เสมือนคือ

$$\hat{E}_{2s} = a \cdot \hat{E}_{\text{rotor}}$$

ถ้าโรเตอร์ไม่มีความสูญเสียในวงจรแม่เหล็กแล้ว ค่า กระแส-รอบ (Ampere-Turn) ต้องเท่ากัน และความสัมพันธ์ระหว่างกระแสจริงในโรเตอร์ $\hat{I}_{\text{rotor}}$ และกระแส $\hat{I}_{2s}$ ในโรเตอร์เสมือนคือ

$$\hat{I}_{2s} = \frac{\hat{I}_{\text{rotor}}}{a}$$

ซึ่งเป็นผลทำให้ความสัมพันธ์ระหว่าง อิมพีแดนซ์รั่วไหลที่ความถี่สลิป (slip-frequency leakage impedance, Z_{2s}) ของโรเตอร์เสมือน กับ อิมพีแดนซ์รั่วไหลที่ความถี่สลิป (slip-frequency leakage impedance, Z_{rotor}) ของโรเตอร์จริง เป็นดังนี้

$$Z_{2s} = \frac{\hat{E}_{2s}}{\hat{I}_{2s}} = a^2 \cdot \frac{\hat{E}_{\text{rotor}}}{\hat{I}_{\text{rotor}}} = a^2 \cdot Z_{\text{rotor}}$$

ค่าโวลเตจ, กระแส และ อิมพีแดนซ์ ในวงจรสมมูลของโรเตอร์ เป็นค่าที่ย้ายค่า (refer) ไปทางด้านสเตเตอร์ทั้งสิ้น โดยที่แฟคเตอร์ของการย้ายค่า (referring factor) เป็นอัตราส่วนของขดลวด ซึ่งเหมือนกับทฤษฎีอัตรา

ส่วนจำนวนรอบ (turn ratio) ของหม้อแปลงไฟฟ้า

เนื่องจากโรเตอร์ถูกลัดวงจร ความสัมพันธ์ทางด้านเฟสเซอร์ระหว่างแรงเคลื่อนแม่เหล็กไฟฟ้าที่ความถี่สลิป (slip frequency emf, $\hat{E}_{2s}$ ที่เกิดในเฟสใดเฟสหนึ่งของโรเตอร์ และ ย้ายค่าไปเป็นค่าทางด้านสเตเตอร์แล้ว กับกระแสในเฟสนั้นคือ

$$\frac{\hat{E}_{2s}}{\hat{I}_{2s}} = Z_{2s} = R_2 + jSX_2$$

เมื่อ

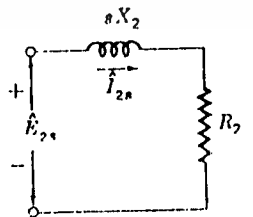
Z_{2s} : อิมพีแดนซ์รั่วไหล (leakage impedance) ของโรเตอร์ที่ความถี่สลิปต่อเฟส และ refer ค่าไปทางโรเตอร์

R_2 : ความต้านทานภายในของโรเตอร์ (effective resistance) ที่ย้ายค่าไปทางด้านสเตเตอร์แล้ว

sX_2 : อิมพีแดนซ์รั่วไหล (leakage impedance) ที่ความถี่สลิปซึ่งย้ายค่าไปทางด้านสเตเตอร์

ค่าของรีแอคแตนซ์ที่ต้องคูณกับค่าของสลิป เพราะว่าค่าของรีแอคแตนซ์แปรผันตามค่าของความถี่ในโรเตอร์จึงแปรผันตามค่าสลิปด้วย ดังนั้นค่า X_2 จึงเป็นค่าของรีแอคแตนซ์รั่วไหลในโรเตอร์ที่ความถี่สเตเตอร์

วงจรสมมูลย์ 1 เฟสของความถี่สลิปในโรเตอร์ที่ย้ายค่าไปทางด้านสเตเตอร์แสดงไว้ดังรูปที่ 9



รูปที่ 2.5: วงจรสมมูลย์ทางด้านโรเตอร์ที่ความถี่สลิปของอินดักชันมอเตอร์หลายเฟส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คลื่นฟลักซ์ที่หมุนด้วยความเร็วเชิงโคโรนาส เน้นวนำให้เกิดโวลเตจที่
ความถี่สลิป $\hat{E}_{2s}$ ในโรเตอร์และแรงเคลื่อนแม่เหล็กต้าน (counter emf)
 $\hat{E}_1$ ในสเตเตอร์ ถ้าไม่มีผลของความเร็วเข้ามาเกี่ยวข้อง โวลเตจของ
โรเตอร์ที่ขยายค่าไปทางด้านสเตเตอร์ต้องมีค่าเท่ากับโวลเตจที่สเตเตอร์ แต่
ความเร็วของสนามแม่เหล็กหมุนเมื่อเทียบกับโรเตอร์ มีความเร็วเป็น s เท่า
ของความเร็วของสนามแม่เหล็กหมุนเมื่อเทียบกับสเตเตอร์ ทำให้ความสัมพันธ์
ระหว่างแรงเคลื่อนไฟฟ้า(emf) ที่สเตเตอร์กับที่โรเตอร์คือ

$$\hat{E}_{2s} = s\hat{E}_1 \quad (11)$$

คลื่นแรงเคลื่อนแม่เหล็ก (mmf wave) ของโรเตอร์ถูกต้านโดยแรงเคลื่อน
แม่เหล็กที่เกิดจากกระแสไหล $\hat{I}_2$ ของกระแสในสเตเตอร์ ดังนั้น

$$\hat{I}_{2s} = \hat{I}_2 \quad (12)$$

เมื่อเอาสมการที่ 11 ทหารด้วยสมการที่ 12

$$\frac{\hat{E}_{2s}}{\hat{I}_{2s}} = \frac{s\hat{E}_1}{\hat{I}_2} \quad (13)$$

mmf ที่เกิดจากกระแสไหล $\hat{I}_2$ ในสเตเตอร์ ถูกแทนที่ด้วยคลื่นฟลักซ์ลัพท์
(resultant flux wave) ด้วยมุมที่เท่ากันระหว่างคลื่นแรงเคลื่อนแม่เหล็กใน
โรเตอร์กับค่าฟลักซ์ลัพท์ในช่องอากาศ(resultant air-gap flux) มุมๆนี้
คือมุมของแรงบิด (torque angle) α

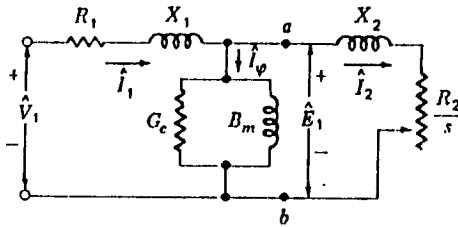
แทนสมการที่ 10 ลงในสมการที่ 13 จะได้

$$\frac{s\hat{E}_{1-}}{\hat{I}_2} = \frac{\hat{E}_{2s}}{\hat{I}_{2s}} = R_2 + jsX_2 \quad (14)$$

หารสมการที่ 14 ด้วย s จะได้

$$\frac{\hat{E}_{1-}}{\hat{I}_2} = \frac{R_2}{s} + jX_2 \quad (15)$$

สมการที่ 15 เป็นการมองสถานะของแม่เหล็กจากสเตเตอร์ไปยังช่องอากาศ
ซึ่งมีผลต่อโวลเตจเหนี่ยวนำ $\hat{E}_1$ ที่สเตเตอร์และกระแสไหล $\hat{I}_2$ ที่สเตเตอร์
และมีผลแสดงให้เห็นว่า อิมพีแดนซ์ $(R_2/s) + jX_2$ ต่อคร่อม $\hat{E}_1$ ดังรูปที่ 6



รูปที่ 2.6: วงจรสมมูลของอินดักชันมอเตอร์หลายเฟส

การวิเคราะห์วงจรสมมูล

จากวงจรสมมูลแสดงว่า ค่าของเพาเวอร์รวม ($P_{\Sigma 1}$) ที่ส่งผ่านจากสเตเตอร์ข้ามช่องอากาศไปยังโรเตอร์คือ

$$P_{\Sigma 1} = q_1 (I_2)^2 \cdot \frac{R_2}{s}$$

เมื่อ q_1 คือ จำนวนเฟสในสเตเตอร์

ค่าพลังงานสูญเสียที่แท่งตัวนำในโรเตอร์ ($I^2 R$ loss) คือ

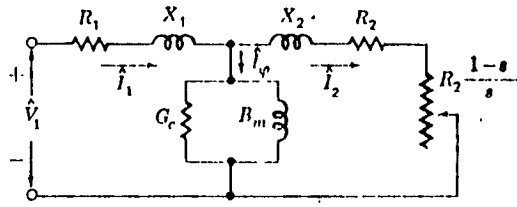
$$\text{rotor } I^2 R \text{ loss} = q_1 (I_2)^2 \cdot R_2$$

ดังนั้นค่าพลังงานทางกลภายในของโรเตอร์จึงเท่ากับ

$$\begin{aligned} P &= P_{\Sigma 1} - \text{rotor } I^2 R \text{ loss} = q_1 (I_2)^2 \frac{R_2}{s} - q_1 (I_2)^2 R_2 \\ &= q_1 (I_2)^2 R_2 \cdot \frac{1-s}{s} \end{aligned}$$

$$= (1-s) P_{g1} \quad (20)$$

โดยที่ค่า s เปรียบเสมือนค่าความสูญเสียที่ขดลวด ($I^2 R$ loss) ของวงจร ซึ่งแสดงให้เห็นว่าเครื่องจักรเหนี่ยวนำที่มีค่าสลิปสูงจะมีประสิทธิภาพต่ำ เมื่อต้องการเน้นเรื่องพลังงาน วงจรสมมูลจะเขียนใหม่ดังรูปที่ 7



รูปที่ 2.7 : วงจรสมมูลเมื่อมีการจัดรูปแบบค่าความต้านทาน
ของโรเตอร์ (R_2) ใหม่

ค่าพลังงานกลภายในแต่ละเฟสของสเตเตอร์ มีค่าเท่ากับพลังงานที่
ตกคร่อมอยู่ในความต้านทาน $R_2(1-s)/s$

แรงบิดแม่เหล็กไฟฟ้า (electromagnetic torque) ซึ่งมีค่าเท่ากับพลัง
งาน p สามารถหาได้จากความสัมพันธ์ที่ว่า พลังงานกลมีค่าเท่ากับแรงบิดคูณกับ
ความเร็วเชิงมุม ดังนั้น

$$P = (1-s) \omega_m T$$

เมื่อ ω_m : ความเร็วเชิงโคโรนัสเชิงมุมทางกลของโรเตอร์ (Rad/s)

T : แรงบิด (N-m)

จากสมการที่ 19 จะได้ว่า

$$T = \frac{1}{s} q_1 (I_2)^2 \cdot \frac{R_2}{s}$$

และค่าความเร็วเชิงมุม ω_m หาได้จากสมการ

$$\omega_m = \frac{4\pi f}{\text{Poles}}$$

ค่าพลังงานและแรงบิดที่ได้ ไม่ใช่ค่าที่ใช้งานได้จริงที่เพลลาของมอเตอร์
ต้องนำค่าความสูญเสียจากความเสียดทาน ความสูญเสียในขดลวดมาคิดด้วย
จึงจะได้ค่า พลังงาน และแรงบิดที่ได้จากเพลลาของมอเตอร์จริง

2.2 อินดักชันมอเตอร์ไดรฟ์

I. แนะนำอินดักชันมอเตอร์ไดรฟ์

อินดักชันมอเตอร์แบบกรงกระรอกนิยมใช้มากในงานอุตสาหกรรม เนื่องจากจากราคาถูกและทนทาน เมื่อจ่ายไฟโดยตรงให้กับมอเตอร์จากไลน์โวลเตจ (50 Hz. และมีโวลเตจคงที่) อินดักชันมอเตอร์จะทำงานด้วยความเร็วรอบค่อนข้างคงที่ แต่การใช้คอนเวอร์เตอร์ ทำให้เราสามารถควบคุมความเร็วของอินดักชันมอเตอร์ได้

อินดักชันมอเตอร์สามารถแบ่งได้เป็น 2 ชนิด ตามลักษณะการใช้งาน

- 1) ตัวขับปรับความเร็วรอบได้ (Adjustable-Speed Drives) ใช้ในกระบวนการที่ต้องการควบคุมความเร็ว เช่น การควบคุมความเร็วพัดลม, คอมเพรสเซอร์, ปั๊ม, โบลว์เวอร์
- 2) เซอร์โว ไดรฟ์ (Servo drives) สามารถใช้อินดักชันมอเตอร์ เป็นเซอร์โว ไดรฟ์ ในอุปกรณ์ทางคอมพิวเตอร์, เครื่องจักร และหุ่นยนต์

II. หลักการเบื้องต้นของการทำงานของอินดักชันมอเตอร์

ในการใช้งานส่วนใหญ่ อินดักชันมอเตอร์ไดรฟ์จะทำงานร่วมกับมอเตอร์กรงกระรอก 3 เฟส ดังนั้นต่อไปนี้จะกล่าวถึงเฉพาะมอเตอร์กรงกระรอกแบบ 3 เฟสเท่านั้น สเตเตอร์ของมอเตอร์ประกอบด้วยขดลวด 3 เฟส พันกระจายอยู่ในสลอต ขดลวด 3 เฟสนี้ จะพันห่างกัน 120° ทางไฟฟ้า โรเตอร์แบบกรงกระรอกประกอบด้วยแกนเหล็กแผ่นอบน้ำยา และมีแท่งตัวนำใส่ในแกนเหล็ก และถูกมัดวงจรถึงกันที่แต่ละด้านของแท่งตัวนำ โดยให้วงแหวน (end ring) จึงมีลักษณะโครงสร้างคล้ายกรงกระรอก ทำให้มีราคาถูกและแข็งแรง ทนทาน

การวิเคราะห์มอเตอร์ต่อไปนี้จะอธิบายการทำงานระหว่างอินดักชันมอเตอร์ กับ วงจรอิเล็กทรอนิกส์ที่ใช้ควบคุมอย่างง่าย และมอเตอร์ถูกสมมติว่าไม่มีการอิ่มตัวในแกนเหล็ก

ถ้ามีไฟ 3 เฟสที่สมดุล และโวลเตจมีรูปคลื่นเป็นไซน์ ที่ความถี่ $f = \omega / 2\pi$ ป้อนให้กับสเตเตอร์ จะทำให้เกิดกระแสที่สมดุล และการกระจาย

ของความหนาแน่นของฟลักซ์ (flux density, B_{ax}) ในช่องอากาศ ด้วยคุณสมบัติดังนี้

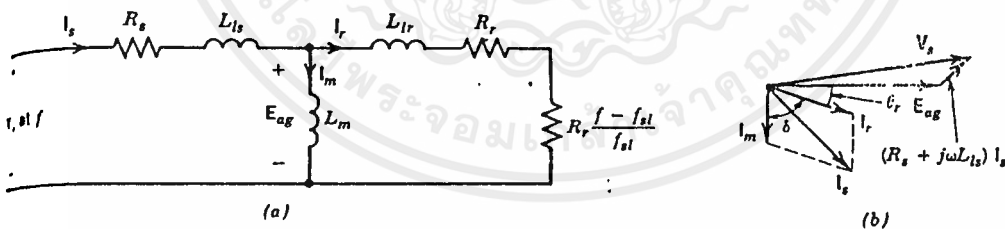
1. มีแอมพลิจูดคงที่
2. หมุนด้วยความเร็วเชิงโคโรนัสคงที่ เท่ากับ ω_m rad/s. ความเร็วเชิงโคโรนัสในเครื่องจักร P ขั้ว ที่ความถี่ f มีค่าเท่ากับ

$$\omega_m = \frac{2\pi(P/2)}{1/f} = \frac{2(2\pi f)}{P} = \frac{2\omega}{P} \quad (\text{rad/s}) \quad (1)$$

ซึ่งสอดคล้องกับความถี่ f ของโวลเตจและกระแสที่ป้อนเข้าที่สเตเตอร์ ในเทอมของ rpm ความเร็วเชิงโคโรนัส มีค่าเท่ากับ

$$n_s = 60 \cdot \frac{\omega_m}{2\pi} = \frac{120f}{P} \quad (2)$$

ฟลักซ์แม่เหล็ก (ϕ_{ax}) หมุนด้วยความเร็วเชิงโคโรนัส เมื่อเทียบกับขดที่สเตเตอร์ ทำให้เกิดการเหนี่ยวนำโวลเตจ E_{ag} ในช่องอากาศ ขึ้นในแต่ละเฟสของสเตเตอร์ ที่ความถี่ f แสดงได้ดังรูปที่ 1 ซึ่งเป็นวงจรสมมูลต่อเฟส เมื่อ V_s เป็นโวลเตจป้อนเข้าต่อเฟส, E_{ag} เป็นโวลเตจที่เกิดขึ้นในช่องอากาศ, R_s เป็นความต้านทานของขดลวดในสเตเตอร์, I_m เป็นกระแสเหนี่ยวนำ (magnetizing) ที่ทำให้เกิดฟลักซ์ในช่องอากาศ



รูปที่ 2.8: (a) วงจรสมมูล ต่อเฟส, (b) เฟเซอร์ไดอะแกรม

จากสมการของวงจรแม่เหล็ก จะเห็นได้ว่า

$$N_s \cdot \phi_{ax} = L_m \cdot I_m \quad (3)$$

เมื่อ N_s เป็นจำนวนขดลวดต่อเฟสที่สเตเตอร์

จากกฎของ ฟาราเดย์

$$e_{ax} = N_s \cdot \frac{d\phi_{ax}}{dt} \quad (4)$$

และเนื่องจาก ฟลักซ์แม่เหล็กที่เหนี่ยวนำในขดลวดแต่ละเฟสของสเตเตอร์ ที่เวลา t ใดๆ เท่ากับ $\phi_{m1} \sin \omega t$ สมการที่ (4) จึงจะได้ว่า

$$e_{m1} = N_1 \cdot \omega \cdot \phi_{m1} \cdot \cos \omega t \quad (5)$$

และมีค่า rms เท่ากับ

$$E_{m1} = k_\phi \cdot f \cdot \phi_{m1} \quad ; \quad k_\phi = \text{ค่าคงที่} \quad (6)$$

แรงบิดในมอเตอร์ เกิดจากการกระทำซึ่งกันและกันระหว่างฟลักซ์ในช่องอากาศกับกระแสในโรเตอร์ ถ้าโรเตอร์หมุนด้วยความเร็วเชิงโคโรนัส จะไม่มีการเคลื่อนที่สัมพัทธ์กันระหว่าง ϕ_{m1} กับโรเตอร์ , ไม่มีการเหนี่ยวนำโวลเตจขึ้นในโรเตอร์ , ไม่มีกระแสไหลในโรเตอร์ และไม่มีแรงบิด

เมื่อโรเตอร์มีความเร็ว ω_r ในทิศทางเดียวกับสนามแม่เหล็กหมุน โรเตอร์จะมีความเร็วน้อยกว่าสนามแม่เหล็กหมุน เท่ากับความเร็วสลิบ ω_{s1} ดังนั้นความเร็วสลิบจึงเท่ากับ

$$\omega_{s1} = \omega_s - \omega_r \quad (7)$$

ความเร็วสลิบ ถูกทำให้เป็นมาตรฐาน โดยเทียบกับความเร็วเชิงโคโรนัส แล้วเรียกว่า "สลิบ" (slip, s)

$$\text{slip } s = \frac{\text{slip speed}}{\text{synchronous speed}} = \frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_s} \quad (8)$$

ดังนั้น ความเร็วของสนามแม่เหล็กหมุนเมื่อเทียบกับความเร็วของโรเตอร์ มีค่าเท่ากับ

$$\omega_{s1} = \omega_s - \omega_r = s \omega_s \quad (9)$$

จากกฎของฟาราเดย์ โวลเตจที่เหนี่ยวนำขึ้นในโรเตอร์ อยู่ที่ความถี่สลิบ (f_{s1}) ซึ่งเป็นสัดส่วนกับความเร็วสลิบ

$$f_{s1} = \frac{\omega_{s1}}{\omega_s} \cdot f = sf \quad (10)$$

ขนาดของโวลเตจที่ความถี่สลิบ (slip-frequency voltage, E_{r1}) ที่เหนี่ยวนำขึ้นในตัวนำบนโรเตอร์ หาได้จากวิธีการเดียวกับที่ใช้ในการหาโวลเตจที่เหนี่ยวนำขึ้นที่ขดสเตเตอร์ สนามแม่เหล็กที่เหนี่ยวนำตัวนำบนโรเตอร์ เป็นสนามแม่เหล็กเดียวกับที่เหนี่ยวนำที่ขดสเตเตอร์ แต่การกระจายของสนามแม่เหล็ก หมุนด้วยความเร็วสลิบ ω_{s1} เมื่อเทียบกับโรเตอร์

ดังนั้น แรงเคลื่อนแม่เหล็กไฟฟ้าที่เหนี่ยวนำขึ้น (induced emf.) ในแท่งตัวนำของโรเตอร์ (E_r) สามารถหาได้โดยการใช้ค่าความถี่ลื่น f_{sl} แทนค่า f ในสมการที่ 6 โดยการสมมติให้ โรเตอร์กรงกระรอก มีลักษณะ 3 เฟส ลัดวงจรถึงกัน และมีจำนวนแท่งตัวนำ (N_r) ต่อเฟส เท่ากับบนสเตเตอร์ จะได้ว่า

$$E_r = k_{\phi} \cdot f_{sl} \cdot \phi_{mx} \quad (11)$$

เนื่องจากโรเตอร์แบบกรงกระรอก ใช้วงแหวนต่อลัดวงจรตัวนำทั้งหมด โวลเตจเหนี่ยวนำที่เกิดขึ้น ทำให้เกิดกระแส I_r ในโรเตอร์ ที่ความถี่ลื่น (f_{sl})

$$E_r = R_r \cdot I_r + j2\pi f_{sl} \cdot L_{lr} \cdot I_r \quad (12)$$

เมื่อ R_r และ L_{lr} เป็นค่าความต้านทาน และ ความเหนี่ยวนำรั่วไหล (leakage inductance) ต่อเฟส ของแท่งตัวนำบนโรเตอร์

กระแสในโรเตอร์ที่มีความถี่ลื่น ทำให้เกิดสนามแม่เหล็กหมุนที่มีความเร็วลื่น เมื่อเทียบกับโรเตอร์ ซึ่งก็คือ ความเร็วเชิงโคโรนัสเมื่อเทียบกับสเตเตอร์ ($\omega_{sl} + \omega_r = \omega_s$) ผลของการกระทำซึ่งกันและกันระหว่าง ϕ_{mx} กับสนามแม่เหล็กที่เกิดจากกระแสในโรเตอร์ ทำให้เกิดแรงบิดแม่เหล็กไฟฟ้า (electromagnetic torque)

ค่าความสูญเสีย (Losses) ที่สูญเสียไปกับค่าความต้านทานของขดลวดในโรเตอร์ คือ

$$P_r = 3R_r I_r^2 \quad (13)$$

คูณสมการที่ 12 ด้วย f/f_{sl} จะได้

$$E_{sx} = \frac{f}{f_{sl}} \cdot E_r = \frac{f}{f_{sl}} \cdot R_r \cdot I_r + j2\pi f \cdot L_{lr} \cdot I_r \quad (14)$$

จะเห็นได้ว่า fR_r/f_{sl} มีค่าเท่ากับผลรวมของ R_r และ $R_r(f-f_{sl})/f_{sl}$ ตามรูปที่ 1-a

เพาเวอร์ที่ตกคร่อมในช่องอากาศ (air-gap power, P_{sx}) หาได้จากการคูณสมการที่ 14 ด้วย I_r

$$P_{sx} = 3 \frac{f}{f_{sl}} \cdot R_r \cdot I_r^2 \quad (15)$$

จากสมการที่ (15) และ (13) จะได้พลังงานกลทางไฟฟ้า (electro

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

mechanical power, P_{mech}) คือ

$$P_{\text{mech}} = P_{\text{me}} - P_r = \frac{3R_r \cdot (f - f_{s1}) \cdot I_r^2}{s1} \quad (16a)$$

และ

$$T_{\text{mech}} = P_{\text{mech}} / \omega_r \quad (16b)$$

จากสมการที่ (7), (15), (18a) และ (18b) จะได้ว่า

$$T_{\text{mech}} = P_{\text{me}} / \omega_r \quad (16c)$$

ในวงจรสมมูลย์ดังรูปที่ 1a เราสามารถแบ่งแยกความสูญเสียที่เกิดจากความต้านทานในโรเตอร์ กับพลังงานกลทางไฟฟ้าต่อเฟสได้โดยแยกความต้านทาน $f \cdot R_r / f_{s1}$ ในสมการที่ (14) ออกเป็น R_r และ $R_r(f - f_{s1}) / f_{s1}$ ดังสมการที่ (13) และ (16a)

กระแสรวม I_m ที่ดึงมาจากสเตเตอร์ มีค่าเท่ากับผลรวมของกระแสสร้างฟลักซ์ (magnetizing current, I_m) กับกระแสในโรเตอร์ I_r

$$\hat{I}_m = \hat{I}_m + \hat{I}_r \quad (17)$$

จาก เฟเซอร์ ไดอะแกรม ของโวลเตจและกระแสที่สเตเตอร์ ดังรูปที่ 1-b กระแส I_m มีเฟสตามหลัง E_{s1} 90° กระแส I_r ทำให้เกิดแรงบิดแม่เหล็กไฟฟ้า มีเฟสตามหลัง E_{s1} ด้วยค่ามุมเฟาเวอร์เพลเตอร์

$$\phi_r = \tan^{-1} \frac{2\pi f_{s1} L_{lr}}{R_r} = \tan^{-1} \frac{2\pi f L_{lr}}{R_r / s1} \quad (18)$$

จากทฤษฎีทางแม่เหล็กไฟฟ้า, ค่าแรงบิดที่เกิดขึ้นคือ

$$T_{\text{mech}} = k_4 \cdot \phi_{s1} \cdot I_r \cdot \sin \theta \quad (19)$$

เมื่อ $\theta = 90^\circ - \phi_r$ เป็นมุมระหว่าง I_r กับ I_m

โวลเตจที่ต้องป้อนให้สเตเตอร์ต่อเฟส (V_s) คือ

$$\hat{V}_s = \hat{E}_{s1} + (R_s + j2\pi f \cdot L_{ls}) \cdot \hat{I}_s \quad (20)$$

ในการออกแบบอินดักชันมอเตอร์โดยทั่วไป จะต้องให้ $2\pi f_{s1} \cdot L_{ls} \ll R_s$ ซึ่งจะเป็นจริงเมื่อ f_{s1} มีค่าต่ำ ดังนั้น ϕ_r ในสมการที่ (18) จึงมีค่าประมาณ 0 และมุมของแรงบิด θ มีค่าประมาณ 90° สมการที่ (19) จึงเขียนได้ใหม่เป็น

$$T_{\text{mech}} = k_4 \cdot \phi_{s1} \cdot I_r \quad (21)$$

จากสมการที่ (11), (12) และใช้การประมาณค่า f_{s1} จะได้

$$I_r = k_g \cdot \phi_{mx} \cdot f_{s1} \quad (22)$$

แทนค่าสมการที่ (22) ลงในสมการที่ (21)

$$T_{em} = k_g \cdot \phi_{mx}^2 \cdot I_r \quad (23)$$

จากการประมาณค่า $2\pi f_{s1} L_{s1} \ll R_r$ ทำให้ได้ความสัมพันธ์ของสมการที่ (17) ใหม่คือ

$$I_m = \sqrt{I_m^2 + I_r^2} \quad (24)$$

สำหรับที่ค่าพารามิเตอร์ปกติของมอเตอร์ (ยกเว้นที่ค่าความถี่ต่างๆ) จากสมการที่ (20) จะได้ว่า

$$V_m = E_{mx} \quad (25)$$

แทนสมการที่ (6) ลงในสมการที่ (25)

$$V_m = k_g \cdot \phi_{mx} \cdot f \quad (26)$$

จากสมการที่ (3) และ (16a) อัตราส่วนของเพาเวอร์สูญเสียในโรเตอร์ ต่อ กำลังงานกลทางไฟฟ้าที่ได้ (electromechanical output power, P_{em}) คือ

$$\%P_r = \frac{P_r}{P_{em}} = \frac{f_{s1}}{f - f_{s1}} \quad (27)$$

ข้อสังเกต

1. การปรับความเร็ว สามารถทำได้โดย การปรับความถี่ของไฟป้อนเข้า
2. ที่ค่า f สูงๆ ค่าเพาเวอร์สูญเสียเป็นเปอร์เซ็นต์ (Percentage Power Loss) ในความต้านทานของโรเตอร์จะมีค่าต่ำ เมื่อ f_{s1} มีค่าต่ำด้วย ดังนั้น ในสภาวะคงที่ ความถี่สลลิปต้องไม่เกินค่าพิกัด
3. ที่ค่า f_{s1} ต่ำๆ เมื่อ f มีค่าคงที่ ค่าสลลิป s จะมีค่าต่ำ และความเร็วของมอเตอร์แปรผันเป็นเชิงเส้นกับความถี่ f
4. ในการทำให้แรงบิดที่ความถี่ใดๆก็ตาม มีค่าเท่ากับแรงบิดที่พิกัด จะต้องรักษาค่า ϕ_{mx} ให้คงที่ และมีค่าเท่ากับค่าที่พิกัดของแต่ละความถี่ เพราะฉะนั้น ค่า V_m จะต้องแปรผันเป็นสัดส่วนกับ f
5. เนื่องจาก I_r แปรผันตาม f_{s1} ในการจำกัดกระแสของมอเตอร์ (V_m) ไม่ให้มีค่าเกินค่าที่พิกัด ค่าความถี่สลลิปในสภาวะคงที่ (steady-state slip frequency, f_{s1}) จะต้องไม่เกินค่าความถี่ที่พิกัด

mechanical power, P_{om}) คือ

$$P_{om} = P_{ax} - P_r = \frac{3R_r \cdot f - f_{s1} \cdot I_r^2}{f_{s1}} \quad (16a)$$

และ

$$T_{om} = P_{om} / \omega_r \quad (16b)$$

จากสมการที่ (7), (15), (18a) และ (18b) จะได้ว่า

$$T_{om} = P_{ax} / \omega_{s1} \quad (16c)$$

ในวงจรสมมูลดังรูปที่ 1a เราสามารถแบ่งแยกความสูญเสียที่เกิดจากความต้านทานในโรเตอร์ กับพลังงานกลทางไฟฟ้าต่อเฟสได้โดยแยกความต้านทาน $f \cdot R_r / f_{s1}$ ในสมการที่ (14) ออกเป็น R_r และ $R_r(f - f_{s1}) / f_{s1}$ ดังสมการที่ (13) และ (16a)

กระแสรวม I_m ที่ดึงมาจากสเตเตอร์ มีค่าเท่ากับผลรวมของกระแสสร้างฟลักซ์ (magnetizing current, I_m) กับกระแสในโรเตอร์ I_r

$$\hat{I}_m = \hat{I}_m + \hat{I}_r \quad (17)$$

จาก เฟเซอร์ ไดอะแกรม ของโวลเตจและกระแสที่สเตเตอร์ ดังรูปที่ 1-b กระแส I_m มีเฟสตามหลัง E_{ax} 90° กระแส I_r ทำให้เกิดแรงบิดแม่เหล็กไฟฟ้า มีเฟสตามหลัง E_{ax} ด้วยค่ามุมเพาเวอร์แฟคเตอร์

$$\phi_r = \tan^{-1} \frac{2\pi f_{s1} L_{lr}}{R_r} = \tan^{-1} \frac{2\pi f L_{lr}}{R_r / f_{s1}} \quad (18)$$

จากทฤษฎีทางแม่เหล็กไฟฟ้า, ค่าแรงบิดที่เกิดขึ้นคือ

$$T_{om} = k_a \cdot \phi_{ax} \cdot I_r \cdot \sin \theta \quad (19)$$

เมื่อ $\theta = 90^\circ - \phi_r$ เป็นมุมระหว่าง I_r กับ I_m

โวลเตจที่ต้องป้อนให้สเตเตอร์ต่อเฟส (V_s) คือ

$$\hat{V}_s = \hat{E}_{ax} + (R_s + j2\pi f \cdot L_{ls}) \cdot \hat{I}_s \quad (20)$$

ในการออกแบบอินดักชันมอเตอร์โดยทั่วไป จะต้องให้ $2\pi f_{s1} \cdot L_{ls} \ll R_s$ ซึ่งจะเป็นจริงเมื่อ f_{s1} มีค่าต่ำ ดังนั้น ϕ_r ในสมการที่ (18) จึงมีค่าประมาณ 0 และมุมของแรงบิด θ มีค่าประมาณ 90° สมการที่ (19) จึงเขียนได้ใหม่เป็น

$$T_{om} = k_a \cdot \phi_{ax} \cdot I_r \quad (21)$$

จากสมการที่ (11), (12) และใช้การประมาณค่า f_{s1} จะได้

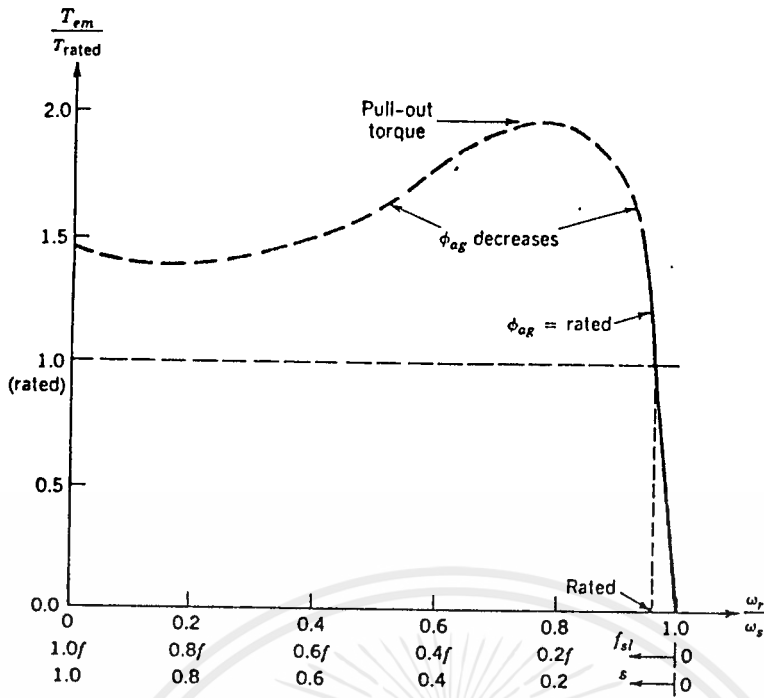
จากข้อสังเกตที่ผ่านมา สามารถสรุปได้ว่า การควบคุมความเร็วของมอเตอร์ ทำได้โดยการควบคุมความถี่ของไฟที่ป้อนเข้า และต้องรักษาค่าพิกัดในช่องอากาศให้มีค่าคงที่ที่พิกัด โดยการควบคุมขนาดของโวลเตจที่ป้อนเข้าให้เป็นสัดส่วนคงที่กับความถี่ f

III. คุณลักษณะของอินดักชันมอเตอร์ที่ความถี่(ไลน์)ที่พิกัด และที่พิกัดโวลเตจ

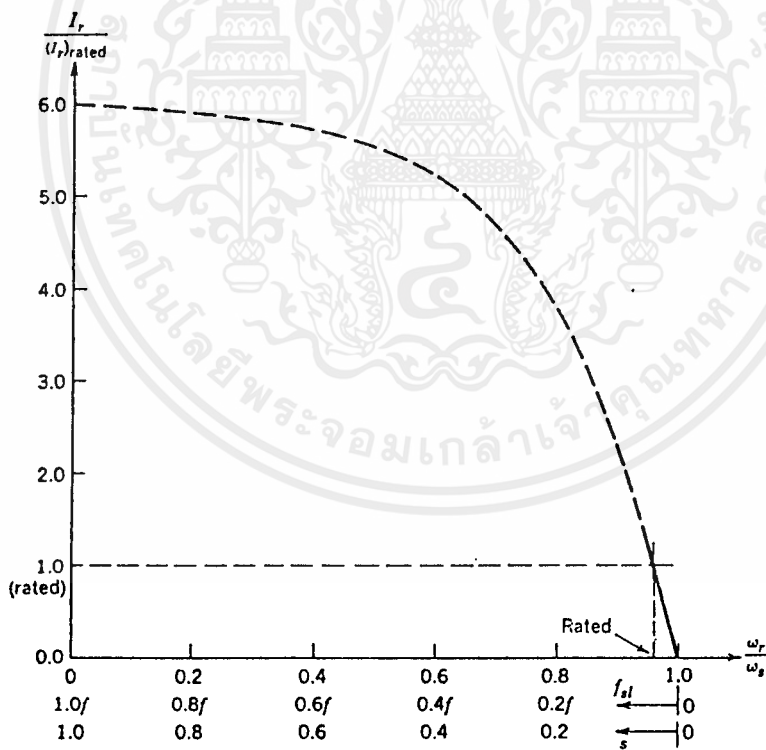
คุณลักษณะของอินดักชันมอเตอร์ที่มีความถี่และโวลเตจตามป้ายชื่อ (name plate) บนตัวมอเตอร์ แสดงไว้ในรูปที่ 2 และ 3 เมื่อเขียนกราฟของ T_{em} และ I_r เป็นฟังก์ชันของความเร็วโรเตอร์ และ f_{r1} ที่ค่าความถี่ f_{r1} ต่ำๆ T_{em} และ I_r แปรผันเป็นเชิงเส้นกับ f_{r1} เมื่อ f_{r1} มีค่าสูงขึ้น T_{em} และ I_r จะไม่แปรผันเป็นเชิงเส้นกับ f_{r1} อีกต่อไป เนื่องจากสาเหตุดังต่อไปนี้

- 1) ค่าอินดักทีฟ รีแอคแตนซ์ ในวงจรของโรเตอร์มีค่าสูงขึ้นเมื่อเทียบกับ R_r ในสมการที่ (12) ไม่สามารถตัดทิ้งได้
 - 2) ผลจากข้อ 1) ทำให้ I_r มีเฟสตามหลัง E_{r1} มากขึ้น มุม ϕ_r มีค่ามากขึ้น ทำให้มุมของแรงบิด θ ไม่เท่ากับ 90°
 - 3) ค่ากระแส I_r ที่สูงขึ้น ทำให้เกิดโวลเตจตกคร่อมที่อิมพีแดนซ์ในขดลวดสเตเตอร์มากขึ้น ดังสมการที่ (20) และเป็นผลให้ ϕ_{s1} ($=E_{s1}/f$) มีค่าลดลง ที่ความถี่ f และโวลเตจอินพุท V_s คงที่
- ผลกระทบที่กล่าวมาข้างต้นเกิดขึ้นพร้อมกัน คุณลักษณะของแรงบิดลัพธ์ (resulting torque) และกระแสเมื่อ f_{r1} มีค่าสูง แสดงไว้ด้วยกราฟเส้นประ ในรูปที่ 2 และ 3 ค่าแรงบิดสูงสุดที่มอเตอร์ทำงานได้เรียกว่า "แรงบิด พูล-เอาท์" (pull-out torque)

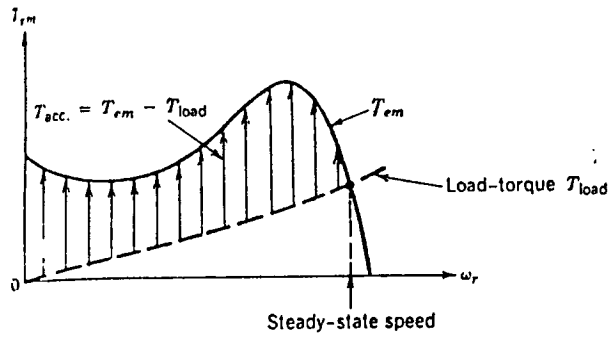
ในการใช้งานตัวอินดักชันมอเตอร์โดยทั่วไป ค่าความถี่ f_{r1} จะมีค่าต่ำ ดังนั้น เนื้อหาต่อไปนี้ จะไม่ใช้รูปกราฟที่เป็นเส้นประ ในรูป 2 และ 3 ซึ่งเป็นช่วงที่ f_{r1} มีค่าสูง อย่างไรก็ตาม ถ้าอินดักชันมอเตอร์เริ่มสตาร์ทจากไลน์โวลเตจ โดยปราศจากตัวควบคุมทางอิเล็กทรอนิกส์ มอเตอร์จะมีกระแสสูงประมาณ 6-8 เท่า ของกระแสที่พิกัด ดังในรูปที่ 3



รูปที่ 2.9 คุณลักษณะของแรงบิด-ความเร็ว ; V_u และ f มีค่าคงที่
ที่พิกัด



รูปที่ 2.10: กระแส I_r แปรผันตาม ความถี่ f_u ; V_u และ f
มีค่าคงที่ ที่พิกัด



รูปที่ 2.11: การเริ่มสตาร์ทของมอเตอร์ ; V และ f มีค่าคงที่ที่พิกัด

รูปที่ 2.114: แสดงให้เห็นถึงค่า แรงบิดเร่ง (acceleration torque) = $T_{em} - T_{load}$ จากรูปนี้ เราสมมติกราฟคุณลักษณะของแรงบิด-ความเร็วของโหลด จุดที่ตัดกันระหว่างกราฟของมอเตอร์กับกราฟของโหลด เป็นจุดที่สภาวะการทำงานคงที่

IV. การควบคุมความเร็วโดยการเปลี่ยนแปลงค่าความถี่และโวลเตจที่เสถเตอร์

คุณลักษณะของแรงบิด-ความเร็ว

จากสมการที่ (23) ถ้า f_{s1} มีค่าน้อย และรักษา ϕ_{m1} ให้มีค่าคงที่ จะได้ความสัมพันธ์ของแรงบิด T_{em} กับความถี่ f_{s1} ที่ค่า f ใดๆ ได้คือ

$$T_{em} = k_o \cdot f_{s1} \quad (28)$$

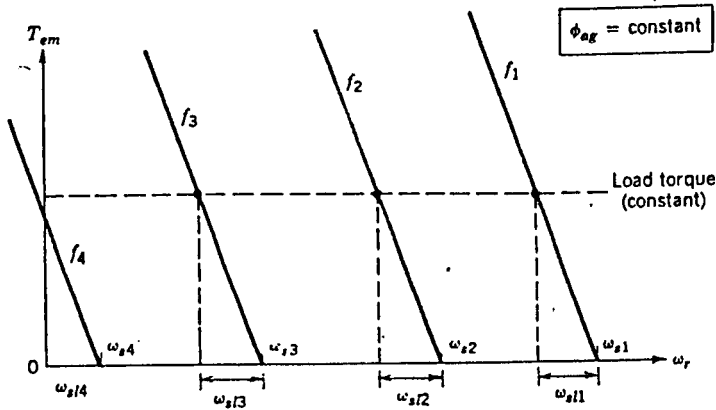
ความสัมพันธ์แสดงได้ด้วยเส้นกราฟที่เป็นเส้นทึบตามรูปที่ 2

เนื่องจากการเปลี่ยนแปลงความถี่ f อยู่ตลอดเวลา เราจึงแปลงค่า T_{em} ให้อยู่ในรูปของความเร็วสลิป w_{s1} จากสมการที่ (3) และ (12)

$$w_{s1} = \frac{f_{s1}}{f} \cdot w_s = \frac{4\pi \cdot f_{s1}}{\omega_s} \quad (29)$$

จากสมการที่ (28) และ (29)

$$T_{em} = k_{10} \cdot w_{s1} \quad (30)$$



รูปที่ 2.12: คุณลักษณะแรงบิด-ความเร็ว ที่ค่าสลิปต่ำ

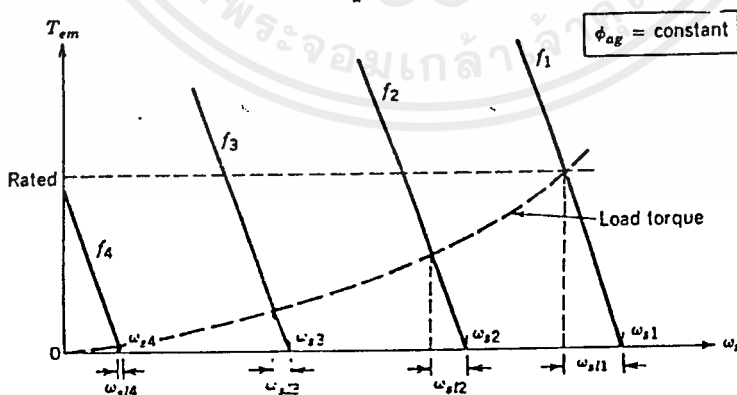
ϕ_{ag} มีค่าคงที่ ; แรงบิด มีค่าคงที่

กราฟคุณลักษณะของความเร็ว f มีค่าเท่ากับ f_1 จะมีความเร็วเชิงครันส์ ω_{s1} ดังแสดงในรูปที่ 5

ความสัมพันธ์ระหว่างแรงบิด-ความเร็วจะเลื่อนไปในแนว ข้าย-ขวา และ เส้นกราฟมีลักษณะขนานกัน พิจารณาที่ความเร็ว f_1 และ f_2 , ความเร็ว ω_{s1} และ ω_{s2} จะเป็นสัดส่วนกับความเร็ว f_1 และ f_2 ถ้าที่ความเร็ว ทั้งสองมีแรงบิดของโหลด (load torque) เท่ากัน จะทำให้ ω_{s1} มีค่าเท่ากับ ω_{s2}

เพราะฉะนั้นถ้าแรงบิดของโหลดมีค่าคงที่ ความเร็วสลิปจะมีค่าคงที่ด้วย แต่จากสมการที่ (10) สลิป (s) มีค่ามากขึ้น เมื่อความเร็ว (f) มีค่าลดลง จากสมการที่ (27) เพอร์เซนต์ของค่าเพาเวอร์สูญเสียในโรเตอร์เพิ่มขึ้นเมื่อ ความถี่ f ลดลง เพื่อลดความเร็วของมอเตอร์

แต่ในโหลดหลายๆชนิดเช่น บิ๊มป์, คอมเพรสเซอร์, พัดลม แรงบิดของ โหลดจะแปรผันตาม (ความเร็ว)² ทำให้ความเร็ว f_{s1} มีค่าลดลงตามค่า ความถี่ f ด้วยเช่นกัน ดังแสดงในรูปที่ 6 ดังนั้นความสูญเสียในโรเตอร์มีค่าต่ำ



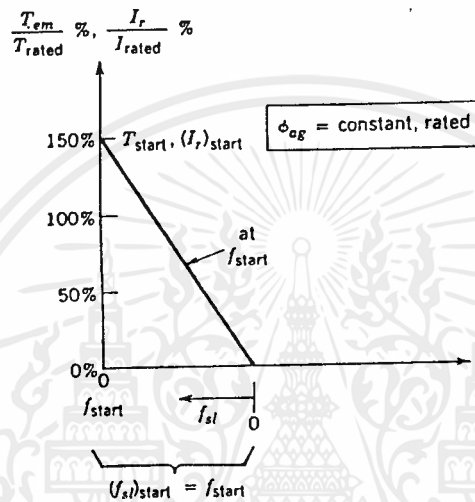
รูปที่ 2.13 แรงบิดของโหลดที่ใช้แรงเหวี่ยง ; แรงบิดแปรผันตาม (ความเร็ว)²

การพิจารณาขณะเริ่มสตาร์ท

ในขณะที่เริ่มสตาร์ทจะมีกระแสสูง ซึ่งจะต้องหาทางลดกระแสขณะสตาร์ทลง เพื่อป้องกันความเสียหาย ถ้ารักษา ϕ_{ag} ในสมการที่ (22) ให้มีค่าคงที่ จะได้ว่า

$$I_r = k_{11} \cdot f_{s1} \quad (31)$$

ใช้สมการที่ (28) และ (31) เขียนความสัมพันธ์ของ T_{em} , I_r กับความถี่ f_{s1} ดังรูปที่ 7 เพื่อแสดง วิธีการสตาร์ทมอเตอร์ ที่ความถี่ต่ำๆ ($=f_{start}$)



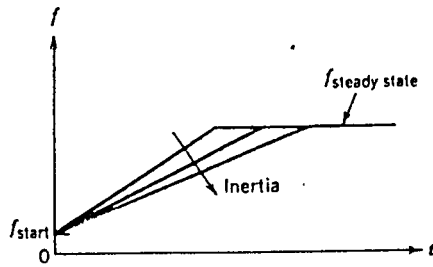
รูปที่ 2.14: ความถี่ขณะเริ่มสตาร์ท

เนื่องจากขณะเริ่มสตาร์ท f_{s1} มีค่าเท่ากับ f_{start} เราจึงสามารถกำหนด I_r ขณะสตาร์ทได้โดยการเลือก f_{start} ที่เหมาะสม เมื่อ I_m มีค่าคงที่ ทำให้ ϕ_{ag} มีค่าคงที่ และเป็นการควบคุมไม่ให้ I_m มีค่าสูง ในการหาความถี่ที่เหมาะสมในการสตาร์ท หาได้จาก

$$f_{start} = \frac{T_{start}}{T_{rated}} \cdot (f_{s1})_{rated} \quad (32)$$

เมื่อ T_{start} : แรงบิดสูงสุดขณะสตาร์ท ที่มอเตอร์ทนได้ (เป็น % ของแรงบิดที่พิกัด)

ในทางปฏิบัติ ความถี่ที่สเตเตอร์ (f) จะเพิ่มขึ้นอย่างต่อเนื่องตามอัตราที่ได้ตั้งเอาไว้แล้ว ดังแสดงในรูปที่ 8



รูปที่ 2.15: อัตราการเพิ่มของความถี่ f ขณะสตาร์ท .

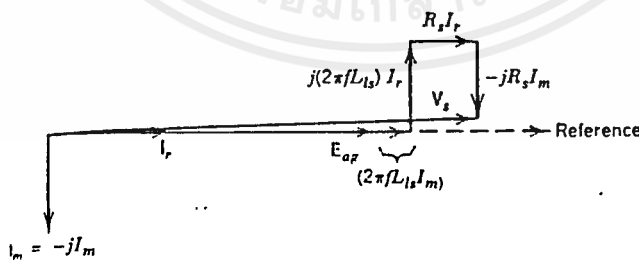
ซึ่งจะไม่ทำให้กระแส I_u มีค่าสูงเกินกว่าลิมิตที่กำหนดไว้ จนกว่าโรเตอร์จะมีความเร็วถึงค่าที่ต้องการ อัตราการเพิ่มของความถี่นี้ จะมีค่าลดลงเมื่อโหลดมีความเฉื่อยมากขึ้น

โวลเตจ บัส (voltage boost) ที่ต้องการขณะความถี่มีค่าต่ำ

ค่า R_u ที่ความถี่ f ต่ำ จะมีผลต่อวงจร ไม่สามารถตัดทิ้งได้แม้ว่า f_{u1} จะมีค่าน้อยก็ตาม ค่า $2\pi f L_{Lr}$ มีค่าต่ำเมื่อเทียบกับ $R_r(f/f_{u1})$ ตามวงจรสมมูลย์ในรูปที่ 1a ดังนั้น I_r จะมีเฟสตรงกับ E_{ux} เมื่อใช้ E_{ux} เป็นเฟเซอร์อ้างอิง , $I_u = I_r - jI_m$ ดังนั้น สมการที่ (20) สามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$V_u \approx [E_{ux} + (2\pi f L_{Lr}) I_m + R_u I_r] + j[(2\pi f L_{Lr}) I_r - R_u I_m] \quad (33)$$

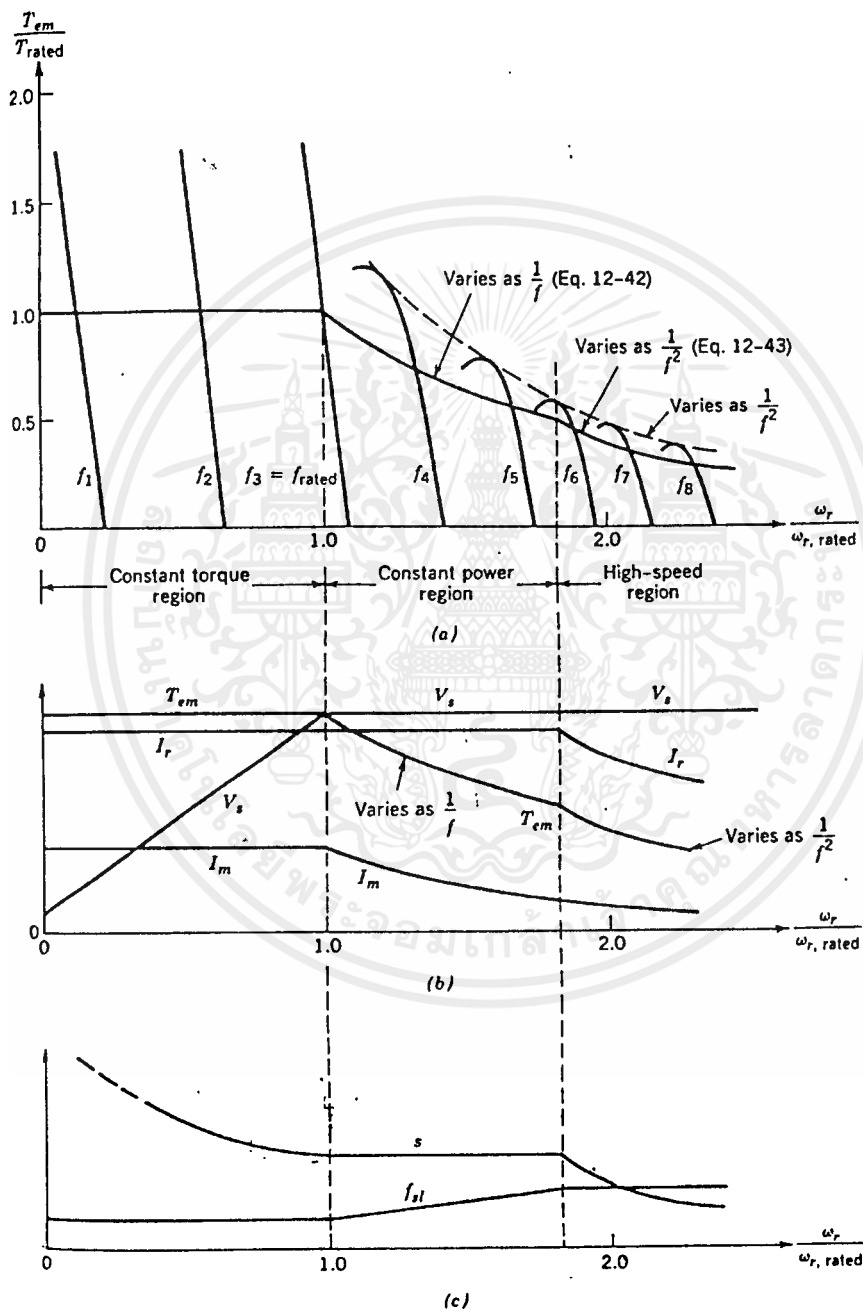
และแสดงเฟเซอร์ไดอะแกรมได้ดังรูปที่ 9



รูปที่ 2.16: เฟเซอร์ไดอะแกรมที่ค่า f_{u1} ต่ำๆ

จากรูปที่ 9 ค่าในเทอมที่ 2 ทางด้านขวามือของสมการที่ (33) มีลักษณะเป็นเฟเซอร์ที่เกือบตั้งฉากกับ V_u จึงมีผลต่อขนาดของ V_u น้อยมาก สามารถตัด

ให้มอเตอร์มีความเร็วสูงกว่าความเร็วที่พิกัดได้ถึง 2 เท่า โดยไม่ก่อให้เกิดความเสียหายต่อโครงสร้างของมอเตอร์ เนื่องจาก อินดักชันมอเตอร์ มีโครงสร้างที่แข็งแรง แต่จะต้องมีการกำหนด เพาเวอร์และแรงบิดที่ใช้กับความเร็วของมอเตอร์ ที่ชัดเจนก่อน



รูปที่ 2.18: คุณลักษณะของมอเตอร์ และความสามารถในการทำงาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในรูปที่ 11a แสดงคุณลักษณะความสัมพันธ์แรงบิด-ความเร็ว ที่ค่าความถี่ต่างๆ ในรูป 11b แสดงค่า V_u, I_r, I_m และ T_{em} เมื่อเป็นฟังก์ชันของความเร็วที่โรเตอร์ ในรูป 11c แสดงความสัมพันธ์ระหว่างสลิบ (s), ความถี่สลิบ (f_{s1}) กับความเร็วที่โรเตอร์ ในมอเตอร์ขนาดใหญ่ $I_m \approx I_r$ เนื่องจากกระแส I_m มีค่าน้อยมากเมื่อเทียบกับ I_u

1.) ที่ความเร็วต่ำกว่าความเร็วที่พิกัด-แรงบิดมีค่าคงที่

กราฟในช่วงที่ความเร็ว มีค่าต่ำกว่าพิกัดความเร็ว ดังรูป 11a แสดงค่าแรงบิด-ความเร็ว ที่ความถี่ f_{s1} ต่างๆ ซึ่ง ϕ_{mx} มีค่าคงที่ (โดยการปรับ V_u/f) โวลเตจที่สเตเตอร์ลดลงเป็นสัดส่วนกับความถี่ที่ลดลงจากค่าความถี่ที่พิกัด ดังรูป 11b ถ้ารักษา ϕ_{mx} ให้มีค่าคงที่ มอเตอร์จะจ่ายแรงบิดที่พิกัดโดยการดึงกระแส ให้กระแสในโรเตอร์มีค่าเท่ากับกระแสที่พิกัด ที่ความถี่ f_{s1} คงที่ ดังนั้นในช่วงบริเวณนี้ จึงเรียกว่า "ช่วงบริเวณแรงบิดคงที่" (constant torque region) ในช่วงบริเวณนี้ f_{s1} ยังมีค่าคงที่ขณะโหลดเต็มพิกัด

ในช่วงที่แรงบิดคงที่ พลังงานสูญเสีย (Power loss) $P_r = 3I_r^2 \cdot R_r$ ที่ความต้านทานในโรเตอร์ จะมีค่าคงที่ด้วย เนื่องจาก I_r มีค่าคงที่ ซึ่งในการทำงานของมอเตอร์ที่มีโครงสร้างปิด การระบายความร้อนไม่ดี เมื่อทำงานที่ความเร็วรอบต่างๆ ประสิทธิภาพจะตกลงเนื่องจากความร้อน แต่จะไม่มีปัญหากับมอเตอร์ที่ใช้งานแรงเหวี่ยง ซึ่งต้องการแรงบิดต่ำ ที่ความเร็วรอบต่ำ

2.) เมื่อเพิ่มความถี่จนมอเตอร์มีความเร็วเกินพิกัด-ช่วงบริเวณที่เฟาเวอร์คงที่

เมื่อเพิ่มความถี่จนมอเตอร์มีความเร็วสูงกว่าความเร็วที่พิกัด โวลเตจ V_u จะมีค่าคงที่ จากการรักษาให้ค่า V_u มีค่าคงที่ ทำให้อัตราส่วน V_u/f ลดลง และทำให้ ϕ_{mx} ลดลงด้วย จากการใช้สมการที่ (23), (26) และ (29) จะได้ว่า

$$T_{em} = \frac{k_{100} \cdot W_{u1}}{f^2} \quad (35)$$

และได้กราฟแรงบิด-ความเร็ว ที่มีสโลปลดลงตามค่า f^2 ดังรูป 11a ในช่วงบริเวณที่เฟาเวอร์คงที่

ในช่วงบริเวณนี้ I_r จะมีค่าคงที่เท่ากับค่าที่พิกัด และค่าสลิบมีค่าคงที่ด้วย ($s=f_{u1}/f$) ซึ่งพิจารณาได้จากสมการที่ (10), (22) และ (26) จะได้ว่า

$$I_r = k_{14} \cdot \frac{f_{u1}}{f} = k_{14} \cdot s = \text{constant} \quad (36)$$

ค่าความถี่สลิบ f_{u1} จึงมีค่าเพิ่มขึ้นตาม f ดังในรูป 11c ที่สลิบคงที่ จึงจะได้ว่า

$$w_r = (1-s) \cdot w_u = k_{15} \cdot f \quad (37)$$

เมื่อ V_u และ f_{u1}/f เป็นค่าคงที่ เราสามารถหาค่าแรงบิดสูงสุดได้จาก

$$T_{om,max} = \frac{f_{rated}}{f} \cdot T_{rated} \quad (38)$$

และสามารถหาพลังงานสูงสุดได้จาก $P_{om,max} = w_r \cdot T_{om,max}$ เนื่องจาก w_r แปรผันตาม f พลังงานสูงสุดที่ได้จึงมีค่าคงที่ ดังนั้น เราจึงเรียกบริเวณนี้ว่า "ช่วงกำลังงานคงที่" (constant power region)

ในทางปฏิบัติ เราสามารถทำให้มอเตอร์มีแรงบิดสูงกว่าพิกัดได้ดังนี้

1. ลดกระแส I_m ลง ทำให้ ϕ_{ux} ลดลง จึงสามารถเพิ่มกระแส I_r ให้สูงขึ้นได้ (I_m มีค่าคงที่ เท่ากับกระแสที่พิกัด) ทำให้ได้แรงบิดที่สูงขึ้น

2. เมื่อลดกระแส I_m ลง ทำให้ความสูญเสียที่แกนเหล็กลดลง ที่ความเร็วรอบสูง จึงมีความร้อนต่ำ

3.) การทำงานในช่วงความเร็วสูง-ช่วงบริเวณ f_{u1} คงที่

เมื่อความเร็วของมอเตอร์สูงขึ้นถึงในช่วง 1.5 - 2.0 เท่าของความเร็วที่พิกัด และ V_u มีค่าคงที่ ϕ_{ux} จะลดลงอย่างมาก มอเตอร์มีแรงบิดเข้าใกล้แรงบิด พูล-เอาร์ท และมอเตอร์จะให้ค่าแรงบิดเป็นเปอร์เซ็นต์ที่คงที่ของแรงบิด พูล-เอาร์ท ค่า $x_{u1}(f_{u1})$ มีค่าคงที่ ดังนั้นแรงบิดที่ได้จะมีค่าลดลง

$$T_{om,max} = k_{16} \cdot \frac{1}{f} \quad (37)$$

ทั้งค่าแรงบิดและกระแสในมอเตอร์ มีค่าลดลงเมื่อความเร็วสูงขึ้น
แรงบิดของมอเตอร์บริเวณนี้ ไม่ถูกจำกัดโดยค่าของกระแส เนื่องจาก

กระแสลิมิตมีค่าต่ำกว่ากระแสที่พิกัด

4.) การทำงานในช่วงโวลเตจมีค่าสูง

ในมอเตอร์ส่วนใหญ่ จะมีการออกแบบให้จนวน สามารถทนโวลเตจเกินได้
 ดังเช่น มอเตอร์ที่ใช้โวลเตจได้ 2 ค่า เช่น 230/460 V. ถ้าต่อไฟ 460 V.
 เข้ากับมอเตอร์ ซึ่งมีค่าเป็น 2 เท่าของพิกัด และค่าความถี่ f เป็น 2 เท่า
 ของ พิกัด มอเตอร์จะมีฟลักซ์ในห้องอากาศ เท่ากับที่พิกัด ดังนั้น มอเตอร์
 สามารถให้ค่าแรงบิดที่พิกัดได้โดยที่กระแสไม่เกินค่ากระแสที่พิกัด มอเตอร์
 จะหมุนด้วยความเร็วเป็น 2 เท่า ของความเร็วที่พิกัด จึงต้องใช้กำลังงาน
 เป็น 2 เท่า ของพลังงานที่พิกัดด้วย ก่อนการใช้งานในลักษณะนี้ จะต้อง
 ได้รับคำแนะนำจากบริษัทผู้ผลิตมอเตอร์เสียก่อน

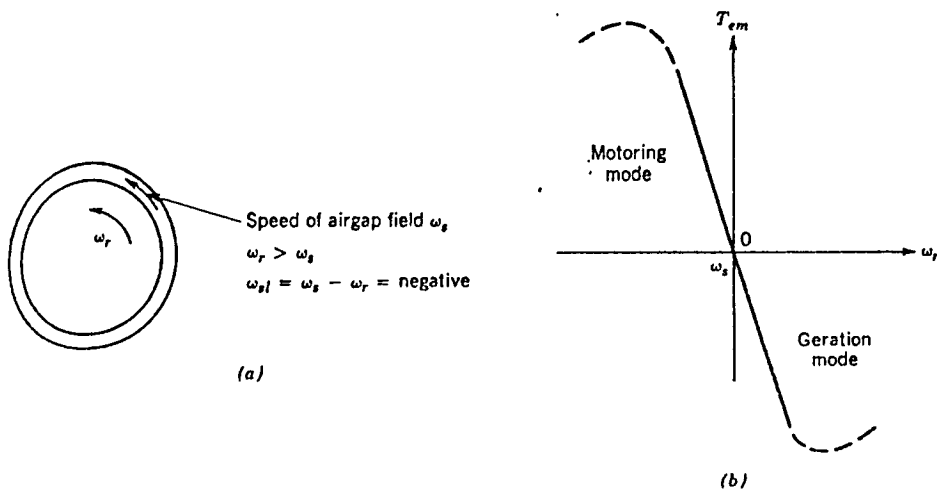
วิธีการเบรคอินดักชั่นมอเตอร์

ในการใช้มอเตอร์ จะต้องมีการเบรคหยุดมอเตอร์อย่างรวดเร็วบ่อยครั้ง
 ซึ่งการใช้งาน เครื่องควบคุมที่ เปลี่ยนความถี่ (variable frequency
 controller) สามารถใช้ในการควบคุมการเบรคหยุดของมอเตอร์ได้

วิธีการอื่นที่ใช้ในการควบคุมการเบรคหยุดของมอเตอร์ มีดังนี้

1. การเบรคโดยใช้วิธีการทางกล จะต้องสูญเสียกำลังงานที่
 ใช้ในการหยุดแรงเฉื่อยของโหลด ซึ่งทำให้ผ้าเบรคมีการสึกหรอเสียหายบ่อย
2. ปลั๊กกิ้ง (plugging) เป็นการกลับเฟสของมอเตอร์อย่างทันที
 ทันใด ทำให้เกิดกระแสจำนวนมากไหลเข้าสู่แหล่งจ่าย และทำให้มอเตอร์
 หยุดในสภาพที่ควบคุมไม่ได้ (uncontrol manner)

ในการใช้งานอินดักชั่นมอเตอร์เป็นเจนเนอเรเตอร์ สามารถทำได้โดย
 ใช้ตัวขับทางกล ขับเพลลาของมอเตอร์ให้มีความเร็วสูงกว่าความเร็วซิงโครนัส
 ดังแสดงในรูปที่ 12

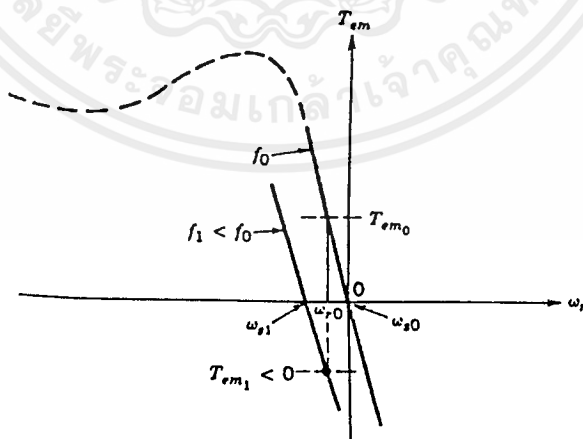


รูปที่ 2.19: โหมดการจ่ายกระแส (Generation Mode)

เมื่อความเร็วของมอเตอร์สูงกว่า ω_s ความเร็วสลิป (ω_{sl}) เป็นลบ คุณสมบัติของแรงบิด-ความเร็วที่ $\omega_r > \omega_s$ แสดงดังรูป 12b แรงบิดแม่เหล็กไฟฟ้า (electromagnetic torque) ที่ได้ มีค่าเป็นลบ และทำงานในทิศทางกันข้ามกับทิศสนามแม่เหล็กหมุน (rotating magnetic field)

ในการทำงานใน เจเนอเรชั่นโหมด เครื่องจักรจะไม่จ่ายกระแสออกมา เนื่องจากไม่มีแหล่งจ่ายกระแสที่ใช้สร้างสนามแม่เหล็กหมุนในช่องอากาศ จึงต้องต่อแหล่งจ่ายไฟเข้าที่ขั้วของสเตเตอร์ก่อน

การทำงานในแบบเจเนอเรชั่นที่กล่าวมา เป็นวิธีที่ใช้ในการเบรคหยุดมอเตอร์ในตัวขับมอเตอร์ที่เปลี่ยนความเร็วได้ ในรูปที่ 13 แสดงคุณสมบัติ แรงบิด-ความเร็วของมอเตอร์ ที่ความเร็ว 2 ค่า โดยสมมติให้ $\phi_{m1} = \phi_{m0}$ มีค่าคงที่



รูปที่ 2.20: การเบรคมอเตอร์ (ความเร็วเริ่มต้นของมอเตอร์ คือ ω_{r0} แล้วความเร็วที่ป้อนเข้าลดลงทันทีจาก f_0 เป็น f_1)

พิจารณาที่มอเตอร์ทำงานเริ่มแรกที่ความถี่สเตเตอร์ f_0 และมีความเร็วโรเตอร์ w_{r0} ที่ความเร็วเชิงโครนิส w_{s0} ถ้าความถี่ที่สเตเตอร์ลดลงเป็น f_1 จะมีค่าความเร็วเชิงโครนิสใหม่ที่ w_{s1} ความเร็วสลิบ w_{s1} จะมีค่าเป็นลบ และแรงบิด T_{em} มีค่าเป็นลบด้วย แรงบิด T_{em} ที่มีค่าเป็นลบนี้ ทำให้ความเร็วของมอเตอร์ลดลงอย่างรวดเร็ว และกำลังงานที่ได้จากแรงเฉื่อยของโหลด (load inertia) จะถูกจ่ายกลับไปให้แหล่งจ่ายที่ต่ออยู่กับสเตเตอร์

ในทางปฏิบัติ ความถี่ที่สเตเตอร์ (เมื่อ ϕ_{sm} มีค่าคงที่) จะถูกลดลงอย่างช้าๆ เพื่อป้องกันไม่ให้มีกระแสจำนวนมาก ไหลผ่านตัวควบคุมเปลี่ยนความถี่ ได้ และตัวควบคุมเปลี่ยนความถี่ ต้องสามารถควบคุมกำลังงานที่มอเตอร์จ่ายในโหมดเบรคหยุด (braking mode) ได้

V. ผลกระทบจากการกระตุ้นที่ไม่เป็นไซน์ในอินดักชันมอเตอร์ (Impact of Nonsinusoidal on Induction Motor)

จากที่กล่าวมาข้างต้นทั้งหมด เป็นการสมมติให้มอเตอร์ได้รับไฟ 3 เฟสที่สมดุลย์ แต่ในทางปฏิบัติ โวลเตจและกระแสที่ได้ ไม่เป็นค่าชายน้อยอย่างแท้จริง แต่มีองค์ประกอบของความถี่ที่สูงกว่า (harmonics) ของความถี่พื้นฐาน (fundamental frequency)

1.) กระแสฮาร์โมนิกในมอเตอร์ (Harmonic Motor Currents)

ที่ฮาร์โมนิก h (เมื่อ h เป็นเลขจำนวนคี่ และไม่มี 3 เป็นองค์ประกอบ) พลังค์ที่เกิดจากองค์ประกอบของโวลเตจ (v_{ah}, v_{bh}, v_{ch}) จะหมุนในช่องอากาศ ด้วยความเร็ว

$$w_{sh} = hw_s \quad (40)$$

ทิศทางการหมุนของพลังค์ขึ้นอยู่กับลำดับของฮาร์โมนิก โดยพลังค์ที่เกิดจากฮาร์โมนิก $h = 6n-1$ ($n=1, 2, 3, \dots$) จะมีการหมุนในทิศทางตรงข้ามกับทิศทางการหมุนของพลังค์ที่เกิดจากความถี่พื้นฐาน (fundamental) ทำให้พลังค์มีทิศทางการหมุนในทิศตรงข้ามกับโรเตอร์ ส่วนฮาร์โมนิก $h = 6n+1$ ($n=1, 2, 3, \dots$) จะทำให้เกิดการหมุนของพลังค์ ในทิศทางเดียวกับ การหมุนของโรเตอร์

ภายใต้การควบคุมความเร็วของมอเตอร์โดยการเปลี่ยนความถี่ มอเตอร์

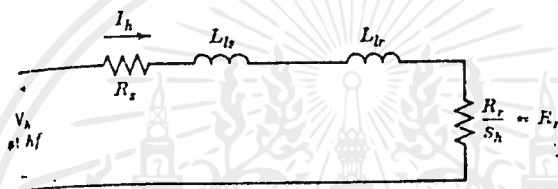
จะหมุนด้วยค่าสลิปที่ต่ำ จนสามารถสมมติได้ว่า ความเร็วโรเตอร์มีค่าเท่ากับ ความเร็วเชิงโครนัส

$$w_r = w_m \quad (41)$$

ดังนั้น ฮาร์โมนิค h ตามวงจรสมมูลย์ในรูปที่ 1a และจากสมการ (40) และ (41) จะได้ว่าค่าสลิปของโรเตอร์ที่ความถี่ฮาร์โมนิค คือ

$$\text{slip } s_h = \frac{w_{mh} + w_r}{w_{sh}} = \frac{h + 1}{h} = 1 \quad (42)$$

โดยที่เครื่องหมาย $+$ และ $-$ ใช้กับพลาซ์ที่มีทิศทางการหมุนตรงกับ หรือตรงข้าม กับทิศทางการหมุนของโรเตอร์ตามลำดับ วงจรสมมูลย์ที่ฮาร์โมนิค h แสดง ดังรูปที่ 14



รูปที่ 2.21: วงจรสมมูลย์ ที่เป็นค่าฮาร์โมนิคต่อเฟส

ในการคำนวณหากระแสในวงจรสมมูลย์ เราสามารถไม่เอาองค์ประกอบของกระแสแมกไนไทซิง (magnetizing component) มาคิดได้ ขนาดของกระแส หาได้จากค่ารีแอคแตนซ์รั่วไหล (leakage reactance) ที่ความถี่ฮาร์โมนิค ซึ่งมีค่าครอบคลุมถึงค่า R_m และ R_r แล้ว

$$I_h = \frac{V_h}{h\omega(L_{ls} + L_{lr})} \quad (43)$$

สมการที่ (43) แสดงให้เห็นว่า เมื่อเพิ่มความถี่ที่ค่าโวลเตจฮาร์โมนิค เกิดขึ้นที่เอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์ ทำให้ลดค่าของกระแสฮาร์โมนิคลงได้

2.) ความสูญเสียจากฮาร์โมนิค (Harmonic Losses)

กำลังงานสูญเสียต่อเฟส ในขดลวดของสเตเตอร์และโรเตอร์ ที่ขึ้นกับค่ากระแสฮาร์โมนิค หาได้จาก

$$\Delta P_{cu} = \sum_{h=2} (R_m + R_r) \cdot I_h^2 \quad (44)$$

เมื่อ R_m และ R_r มีค่าเพิ่มขึ้นอย่างไม่เป็นเชิงเส้นกับความถี่ฮาร์โมนิค

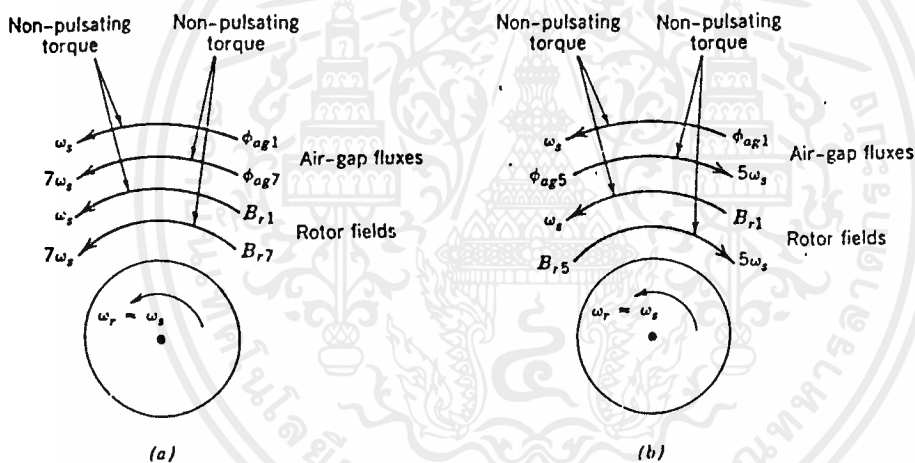
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นอกจากนี้ ยังมีค่าความสูญเสียในแกนเหล็ก คือ ฮีสเทอรีซิส และ กระแสเอ็ดดี้ (eddy current) , ความสูญเสียที่เกิดจากการบ้ายเบน (stray loss) ทางเรขาคณิตของมอเตอร์ ซึ่งความสูญเสียที่เพิ่มมานี้ มีค่าประมาณ 10% - 20% ของความสูญเสียทั้งหมดที่พิกัดโหลด

3) การแกว่งไกวของแรงบิด (torque-pulsations)

ฮาร์โมนิค ทำให้แรงบิดเกิดการแกว่ง ถ้าแรงบิดเกิดการแกว่ง ที่ความถี่ต่ำๆ จะทำให้ความเร็วมีการเปลี่ยนแปลงตลอดเวลา และทำให้ เพลาของมอเตอร์ต้องทำงานหนัก

ในการอธิบายองค์ประกอบของแรงบิดแกว่งไกว (pulsating torque component) สามารถอธิบายได้จากการพิจารณาค่าฮาร์โมนิค ที่ 5 และ 7



รูปที่ 2.23: การแกว่งไกวของแรงบิด

(a): ที่ฮาร์โมนิค ที่ 7

(b): ที่ฮาร์โมนิค ที่ 5

ในรูปที่ 2.23a การกระตุ้นของฮาร์โมนิคที่ 7 ทำให้เกิดฟลักซ์ในช่องอากาศ ที่หมุนด้วยความเร็ว $7\omega_s$ ในทิศทางเดียวกับฟลักซ์ในช่องอากาศที่เกิดจากความถี่พื้นฐาน และในทิศทางเดียวกับ ทิศทางการหมุนของโรเตอร์ สมมติให้มอเตอร์หมุนด้วยความเร็วเชิงโคโรนัส ω_s (เพื่อให้ง่ายต่อการพิจารณาสนามแม่เหล็กหมุนในโรเตอร์ ที่ประกอบด้วย องค์ประกอบพื้นฐาน B_{r1})

ที่ความเร็ว ω_s และองค์ประกอบของสนามแม่เหล็กหมุนที่ฮาร์โมนิคที่ 7

ซึ่งหมุนด้วยความเร็ว 7ω สนามแม่เหล็กของ ϕ_{m1} และ B_{r7} หมุนด้วยความเร็วเท่ากัน ทั้งสองกรณีนี้ จึงไม่เกิดการแกว่งไกวของแรงบิด

แต่ในการกระทำต่อกันระหว่าง ϕ_{m1} กับ B_{r7} และ ϕ_{m7} กับ B_{r1} ทำให้เกิดการแกว่งไกวของแรงบิดที่ความถี่ฮาร์โมนิกที่ 6 เนื่องจากทั้งสองกรณีมีความเร็วต่างกัน 6ω

ในรูปที่ 15b การกระตุ้นของฮาร์โมนิกที่ 5 ทำให้เกิดฟลักซ์หมุนในช่องอากาศด้วยความเร็ว 5ω ในทิศทางตรงข้ามกับการหมุนของโรเตอร์

ϕ_{m6} กระทำกับ B_{r1} และ ϕ_{m1} กระทำกับ B_{r6} ซึ่งทั้งสองกรณีนี้ ทำให้เกิดการแกว่งไกวของแรงบิด ที่ฮาร์โมนิกที่ 6

การแกว่งไกวของมอเตอร์ที่ฮาร์โมนิกที่ 6 เกิดจากการแกว่งไกวของฮาร์โมนิกที่ 5 และ 7 รวมกัน การคำนวณหาค่าความถี่ที่ฮาร์โมนิกอื่นๆ ก็สามารถทำได้โดยวิธีเดียวกัน

ผลกระทบจากริปเปิล (ripple) ของแรงบิด ที่มีผลต่อริปเปิลความเร็วของมอเตอร์ เมื่อสมมติว่าไม่มีค่ารีโซแนนซ์ หาได้จาก

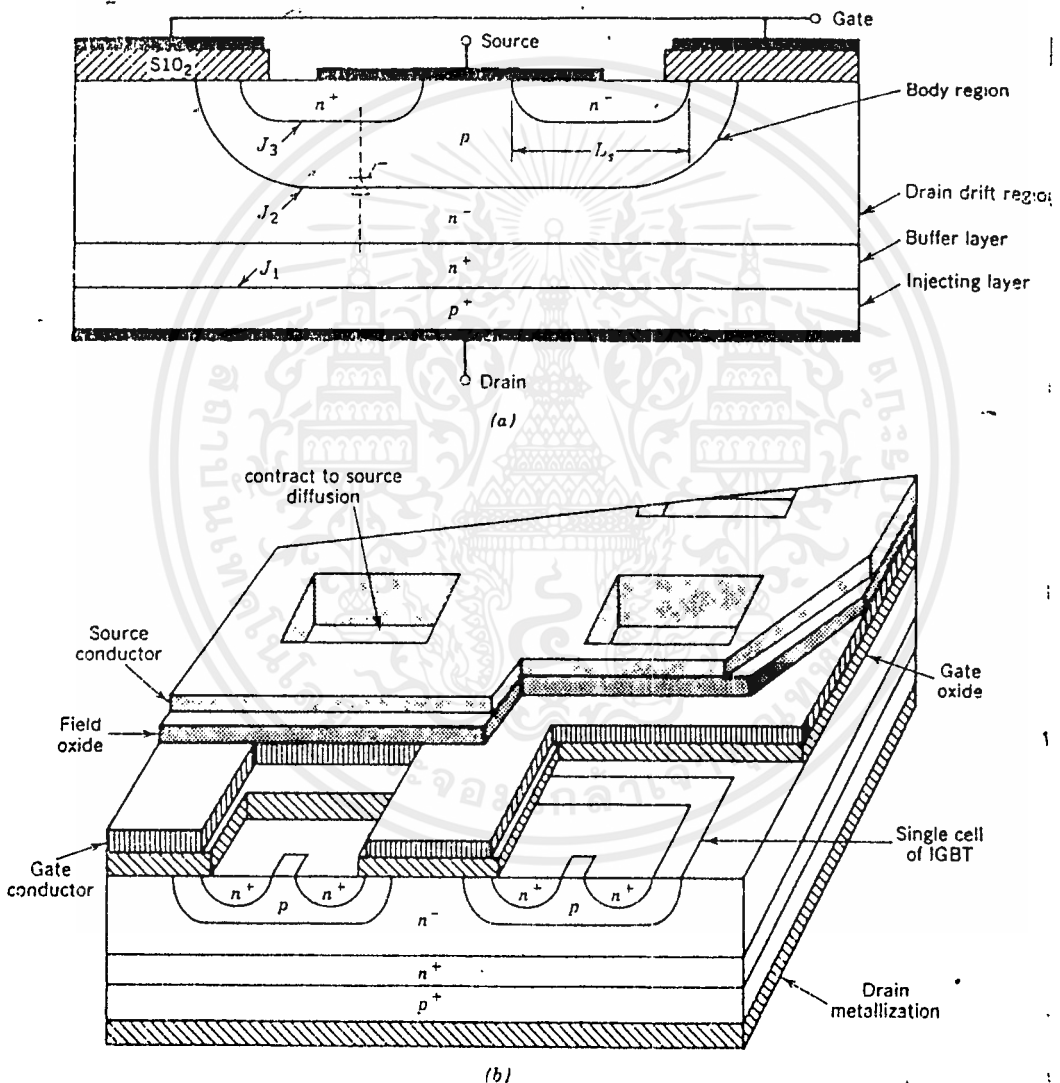
$$\text{Amplitude of speed ripple} = k_{17} \cdot \frac{\text{Amplitude of torque ripple} (45)}{\text{Ripple frequency} \cdot \text{Inertia}}$$

ซึ่งแสดงให้เห็นว่า ถ้ามีความถี่ริปเปิลสูงๆ ที่ค่าริปเปิลของแรงบิดค่าหนึ่งๆ แล้ว ริปเปิลของความเร็ว จะมีค่าน้อยมาก

2.3 ไอจีบีที (INSULATED GATE BIPOLAR TRANSISTOR : IGBT)

2.3.1 โครงสร้าง

พื้นที่ภาคตัดขวางของไอจีบีทีชนิดเอ็นแชนแนลแสดงในรูปที่ 2.24a. โครงสร้างนี้คล้ายกับมอสเฟต ในส่วนที่ต่างก็เกิดกับ ไอจีบีทีที่มีชั้นเพื่อบวกซึ่งทำหน้าที่สร้างเดรนของไอจีบีที นั่นคือกล่าวได้ว่าโครงสร้างรอยต่อพีเอ็น (N-P) ในรูปที่ 2.24a. ซึ่งพบเฉพาะส่วนน้อยไปถึงส่วนเดรน-คิฟ ส่วนมากแต่ละเซลล์นี้ก็ยังคงมีลักษณะที่เหมือนกัน



รูปที่ 2.24 โครงสร้างของ IGBT

ระดับการกระตุ้นที่ใช้ในแต่ละพื้นที่ของไอจีบีทีคล้ายกับที่ใช้ในมอสเฟต ยกเว้นที่ส่วนน้อยจะมีระดับการกระตุ้นที่ต่างออกไป เราสามารถที่จะสร้างไอจีบีที

ชนิดพีแชนแนลได้โดยการเปลี่ยนแปลงรูปแบบการกระตุ้นในแต่ละชั้นของอุปกรณ์ จากโครงสร้างของไอจีบีทีที่แสดงในรูปที่ 2.24a นั้นจะเห็นว่ามีการาชิติโคริสรเตอร์อยู่ด้วยซึ่งเราไม่ต้องการให้ทริสรเตอร์ตัวนี้มากระแสรายละเอียดในโครงสร้างรูปที่ 2.24a นั้นเราจะต้องเปลี่ยนแปลงไปเพื่อที่จะทำให้เกิดการกระตุ้นตัวทริสรเตอร์ดังกล่าวน้อยที่สุด ไอจีบีทียังคงมีการขยายของซอร์สเหนือย่านบอดี้เหมือนกับในเมอสเฟตและการทำให้บอดี้และซอร์สต่อถึงกันภายในไอจีบีทีช่วยลดการทำให้พาราริติโคริสรเตอร์มากระแสร

ชั้นเอ็นเบวก-นัฟเฟลร์ระหว่างชั้นพีเบวก-เดรนและชั้นเอ็นลบ-ดริฟไม่ใช่ว่าสำคัญในการทำงานของไอจีบีทีและในบางครั้ง ไอจีบีทีก็สร้างขึ้นมาจากไม่มีชั้นดังกล่าว(เรียกว่าไอจีบีทีแบบสมมาตร แต่ก็มีชั้นดังกล่าวเรียกว่าไอจีบีทีแบบไม่สมมาตร) ถ้าความหนาแน่นในการกระตุ้นและความบางของชั้นที่ถูกเลือกอย่างเหมาะสมแล้วการที่มีชั้นนี้อยู่สามารถปรับปรุงการทำงานของไอจีบีทีใน 2 ข้อที่สำคัญคือ

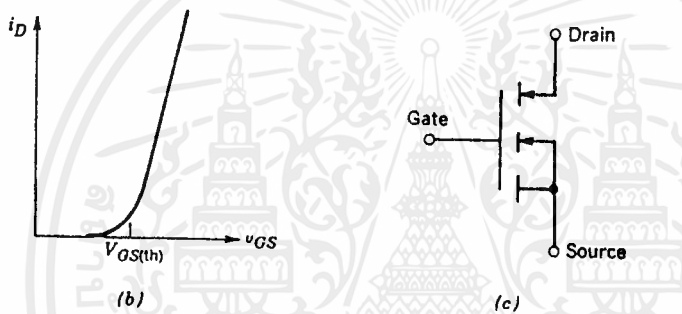
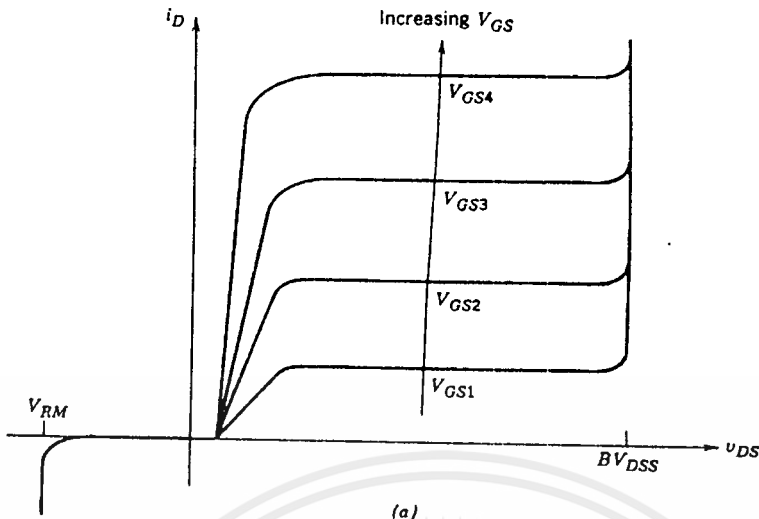
1) มันสามารถทำให้แรงดันตกคร่อมอุปกรณ์ในสภาวะนำกระแสมีค่าต่ำลงได้

2) มันสามารถลดเวลาการหยุดนำกระแส อย่างไรก็ตาม การที่มีชั้นนี้อยู่ทำให้ความสามารถในการปิดกั้นกลับ(reverse blocking capability) ของไอจีบีทีลดลง

สัญลักษณ์วงจรสำหรับไอจีบีทีชนิดเอ็นแชนแนลแสดงในรูปที่ 2.25c ซึ่งถ้าเป็นชนิดพีแชนแนลแล้วทิศทางของลูกศรจะกลับกัน

2.3.2 คุณสมบัติของกระแสและแรงดัน

คุณสมบัติของกระแสและแรงดันแสดงในรูปที่ 2.25a ในทิศทางฟอร์เวอร์ต มันจะมีลักษณะเหมือนกับไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ ยกเว้นที่ตัวแปรการควบคุม กล่าวคือ ในไอจีบีทีจะไม่ใช่แรงดันอินพุทหรือแรงดันเกต-ซอร์สเป็นตัวแปรการควบคุมมากกว่าที่จะให้กระแสอินพุท คุณสมบัติหลักในไอจีบีทีชนิดพีแชนแนลก็มีลักษณะเหมือนกับยกเว้นชื่อของแรงดันและกระแสที่ควรจะกลับกัน



รูปที่ 2.25 คุณสมบัติของกระแสและแรงดันและสัญลักษณ์วงจร

(a) คุณสมบัติทางเอ้าท์พุท

(b) คุณสมบัติการทรานส์เฟียร์

(c) สัญลักษณ์วงจรของ IGBT ชนิดเอ็นแชนแนล

รอยต่อ J_2 ในรูปที่ 2.25a จะบิดกั้นแรงดันตรงเพียงเล็กน้อยเมื่อไอจีบีทีหยุดนำกระแส แรงดันรีเวอร์สบล็อกกิ้งที่แสดงในคุณสมบัติของกระแสและแรงดันสามารถที่จะสร้างให้มีค่ามากพอๆกับแรงดันฟอร์เวิร์ดบล็อกกิ้งได้ถ้าอุปกรณ์ถูกสร้างขึ้นโดยปราศจากชั้นเอ็นเบวก-บัฟเฟอร์ ซึ่งความสามารถในการรีเวอร์สบล็อกกิ้งนี้นำไปใช้ประโยชน์ในหลายรูปแบบของการใช้งานกับวงจรไฟสลับ (รอยต่อ J_2 ในรูปที่ 2.24a เป็นรอยต่อรีเวอร์สบล็อกกิ้ง) อย่างไรก็ตาม ถ้าชั้นเอ็นเบวก-บัฟเฟอร์ยังคงมีอยู่ในโครงสร้างของอุปกรณ์ แรงดันพังทลาย (breakdown voltage) ของรอยต่อนี้จะมีความต่ำประมาณไม่กี่สิบโวลต์ เนื่องจากการกระตุ้นที่หนักเกิดขึ้นที่ทั้งสองข้าง

ของรอยต่อนี้และไอจีบีทีก็ที่จะไม่มีความสามารถในการรีเวอร์สบล็อกกิ้ง

เส้นกราฟสเฟอ i_D-v_{DS} แสดงในรูปที่ 2.25b เส้นเคิร์ฟนี้เป็นเชิงเส้นเกือบจะตลอดย่านกระแสเดรนและจะไม่เป็นเชิงเส้นเฉพาะที่กระแสเดรนต่ำซึ่งแรงดันเกท-ซอร์สมีค่าเข้าใกล้ค่าขอบเขต (threshold) ถ้า v_{DS} มีค่าน้อยกว่าแรงดันขอบเขต $V_{DS(enh)}$ แล้วไอจีบีทีจะอยู่ในสภาวะหยุดนำกระแส แรงดันสูงสุดที่ควรจะมีค่าเข้าที่ที่ว เกท-ซอร์สโดยปกติจะถูกจำกัดโดยกระแสเดรนสูงสุดซึ่งยอมให้ไหลผ่านไอจีบีทีได้

2.3.3 กายภาพของการทำงานของอุปกรณ์

2.3.3.1 การทำงานสภาวะปิดกั้น

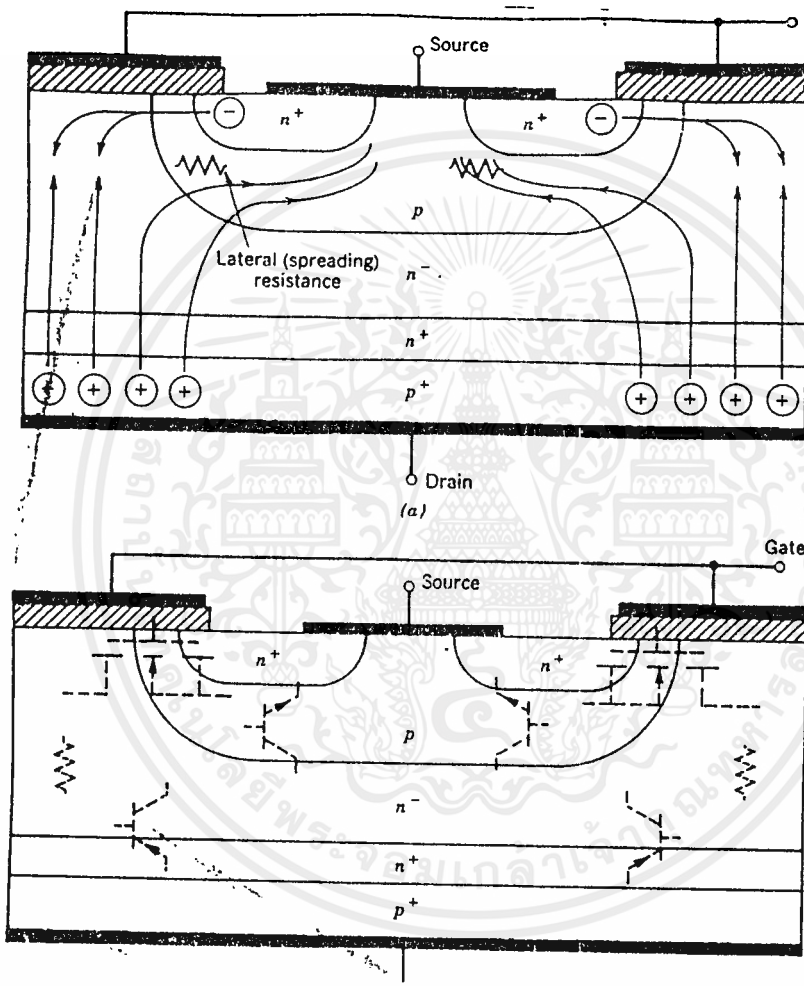
ไอจีบีทีที่ถูกมุ่งให้ทำงานเหมือนอย่างมอสเฟตซึ่งย่านเดรน-ดริฟถูกเพิ่มความสามารถในการนำโดยการพ่นพาหะส่วนน้อย ("โฮล" ในกรณีของไอจีบีทีชนิดเอ็นแชนแนล) ไปยังย่านดริฟ การพ่นนี้สำเร็จได้โดยการเพิ่มขึ้นพีบวคเข้าที่เดรนทำให้เกิดรอยต่อพีเอ็นระหว่างย่านดริฟและเดรนเคอแมก การพ่นพาหะทำให้ความต้านทานของย่านดริฟต่ำลงและด้วยเหตุนี้จึงเป็นการช่วยให้เกิดแรงดันในสภาวะนำกระแส เมื่อไอจีบีทีมีลักษณะเหมือนกับมอสเฟต แรงดันเกท-ซอร์สทำหน้าที่ควบคุมลำดับขั้นของอุปกรณ์ เมื่อ v_{DS} มีค่าน้อยกว่า $V_{DS(enh)}$ มันจะไม่มีชั้นเอ็นเวอร์ชันในการเชื่อมต่อเดรนกับซอร์สและด้วยเหตุนี้อุปกรณ์จะอยู่ในสภาวะหยุดนำกระแสซึ่งแรงดันเดรน-ซอร์สที่ป้อนเข้าไปถึงจะตกคร่อมรอยต่อ J_2 และอาจจะมีการแพร่รั่วไหลเพียงเล็กน้อยเท่านั้น การทำงานสภาวะปิดกั้นนี้เป็นเหมือนกับมอสเฟต

ย่านดีพลีชัน depletion region ของรอยต่อ J_2 ขยายไปยังย่านเอ็นแลบ-ดริฟเมื่อย่านพีบวคถูกกระตุ้นเหนือกว่าย่านดริฟ ถ้าย่านดริฟมีความหนาที่พอเหมาะกับการย่านดีพลีชันแล้วความหนาของย่านดีพลีชันจะไม่สามารถที่จะสัมผัสกับชั้นพีบวคที่ทำหน้าที่พ่นพาหะได้ดังนั้นชั้นเอ็นแลบ-บัพเฟอในรูปแบบที่ 2.24a ก็จะไม่มีความจำเป็น ในบางครั้ง รูปแบบดังกล่าวนี้ของไอจีบีทีถูกกำหนดเป็น "ไอจีบีทีแบบสมมาตร" (symmetry IGBT) หรือ "นอนพังก์-ทรู ไอจีบีที" (nonpunch-through IGBT) และมันสามารถที่จะปิดกั้นแรงดันกลับซึ่งมีขนาดมากพอๆกับแรงดันตรงที่ถูกออกแบบเพื่อปิดกั้น

อย่างไรก็ตาม มันเป็นไปได้ที่จะทำให้ความหนาที่ต้องการของย่านดริฟลดลงได้ประมาณ 2 เท่าถ้าใช้โครงสร้างพีเอ็น-ซรู. ในลักษณะนี้ชั้นดีพลีชันถูกยอมให้ขยายข้ามย่านดริฟที่ค่าแรงดันต่ำกว่าที่ดจำกัดแรงดันพังทลาย การที่ชั้นดีพลีชันผ่านไป

ถึงขั้นเฟ้นวกรั้นสามารถป้องกันได้โดยการแทรกชั้นเอ็นเบวก-บัฟเฟอร์ระหว่างย่านดริฟ และย่านเฟ้นวกรั้นดังรูปที่ 2.24a โครงสร้างของไอจีบีทีแบบนี้ในบางครั้งเรียกว่า "ไอจีบีทีแบบไม่สมมาตร" การที่ย่านดริฟมีความหนาแน่นน้อยลงนี้ทำให้การสูญเสียขณะนำกระแสมีค่าต่ำลงแต่การที่มีชั้นเอ็นเบวก-บัฟเฟอร์นี้ทำให้ความสามารถในการรีเวอร์สบล็อกกิ้งต่ำลง

2.3.3.2 การทำงานสภาวะนำกระแส



รูปที่ 2.26 แสดงภาพตัดขวางของ IGBT

(a) ทางเดินการไหลของกระแสสภาวะนำกระแส

(b) การทำงานของส่วนมอสเฟตและไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ใน IGBT

เมื่อแรงดันเกต-ซอร์สมีค่ามากเกินกว่าค่าขอบเขต (threshold) ขึ้น อินเวอร์ชันสร้างเกตของไอจีบีทีที่ไม่ดีพอ ขึ้นอินเวอร์ชันนี้เชื่อมต่อย่านเอ็นลบ-ดริฟ กับย่านเอ็นเบวก-ซอร์สเหมือนกับมอสเฟต กระแสอิเล็กตรอนไหลผ่านชั้นอินเวอร์ชัน เหมือนในรูปที่ 2.26 ซึ่งความจริงแล้วก็คือโฮลที่พ่นจากชั้นเฟ้นวกรั้นไปยังย่านเอ็นลบ-

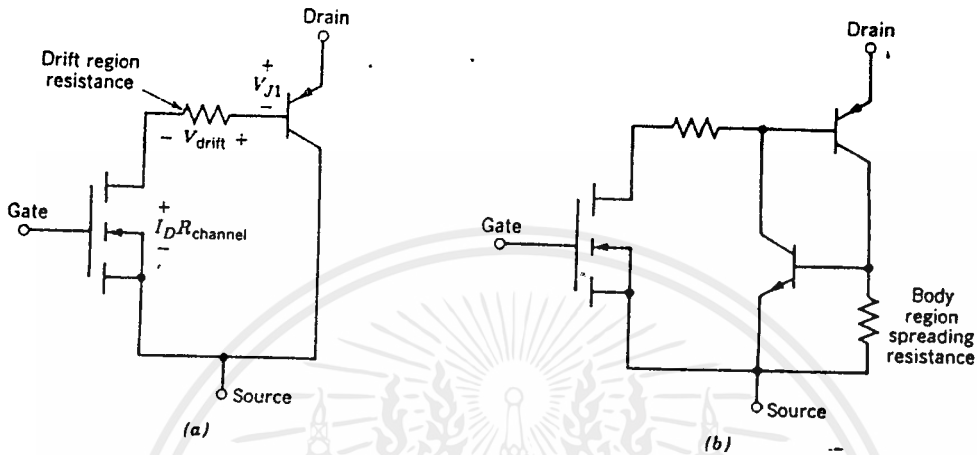
ครีฟ โพล์ที่ถูกพันนี้จะเคลื่อนตัวข้ามย่านครีฟโดยทั้งครีฟและดิฟฟิชั่นจะได้ทางเดินต่างๆตามที่อยู่ในรูปที่ 2.26) และไปถึงย่านเฟืองดีซึ่งปิดล้อมย่านเอ็นเบก-ชอร์ส ในเวลาต่อมา โพล์ที่อยู่ภายในย่านเฟืองดีซึ่งมีประจุว่างจะดึงดูดอิเล็กตรอนจากชอร์สซึ่งต่อกับย่านเบตต์และโพล์ส่วนเกินจะรวมกันอีกครั้งอย่างรวดเร็ว

รอยต่อที่สร้างขึ้นโดยย่านเฟืองดีและย่านเอ็นเบก-ครีฟจะสะสมโพล์ที่แพร่และเหมือนกับการทำงานของคอลเลกเตอร์ของพีเอ็นพีทรานซิสเตอร์ ทรานซิสเตอร์นี้แสดงในรูปที่ 2.26b) ที่พื้นเฟืองเดรนเหมือนกับอิมิตเตอร์, เบสที่เป็นส่วนประกอบของย่านเอ็นเบก-ครีฟและคอลเลกเตอร์ที่สร้างจากย่านเฟืองดี จากการอธิบายนี้ วงจรเสมือนสำหรับการจำลองการทำงานของไอจีบีทีที่สามารถที่จะได้รับการพัฒนาซึ่งแสดงในรูปที่ 2.27a. วงจรนี้จำลองไอจีบีทีเหมือนกับวงจรดาร์ลิงตันซึ่งมีพีเอ็นพีทรานซิสเตอร์เป็นเสมือนทรานซิสเตอร์หลักและมอสเฟตซึ่งเสมือนกับอุปกรณ์ขับ ส่วนมอสเฟตของวงจรเสมือนแสดงในรูปที่ 2.27a. ร่วมกับส่วนไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ ความต้านทานระหว่างขาเบสของพีเอ็นพีทรานซิสเตอร์และขาเดรนของมอสเฟตแทนที่ความต้านทานย่านเอ็นเบก-ครีฟ

ตัวมอสเฟตในวงจรเสมือนของไอจีบีทีรับภาระเกือบทั้งหมดของกระแสที่ป้อนเข้ามา การแบ่งที่ไม่เท่ากันในการไหลของกระแสนี้เป็นที่พึงพอใจสำหรับการทำงานกับการนำกระแสที่สามารถจะเป็นไปได้ของพาราซิติคไครซิสเตอร์ ในสถานการณ์เช่นนี้ แรงดันสภาวะนำกระแส $V_{DS(on)}$ ซึ่งใช้วงจรเสมือนรูปที่ 2.27a. สามารถที่จะแสดงได้ดังนี้

$$V_{DS(on)} = V_{J1} + V_{cr,1st} + I_D R_{channel1}$$

แรงดันที่ตกคร่อมรอยต่อ J_1 เป็นแรงดันไบแอสตรงที่ตกคร่อมรอยต่อพีเอ็นซึ่งขึ้นอยู่กับกระแสอย่างเอ็กซ์โพเนนเชียลและที่ first order มีค่าคงที่ประมาณ 0.7-1.0 โวลต์ แรงดัน $V_{cr,1st}$ ในไอจีบีทีมีค่าน้อยกว่าในมอสเฟตเพราะว่าการเพิ่มความสามารถในการนำของย่านครีฟและการสร้างแรงดันสภาวะนำกระแสทั้งหมดของไอจีบีทีนี้ให้เมื่อก่อนน้อยกว่ามอสเฟตกำลัง การใช้โครงสร้างพินซ์-ชรูมีจุดประสงค์ในการรักษาค่า $V_{cr,1st}$ ให้มีค่าน้อยๆ แรงดันตกคร่อมย่านแซนแนลเกิดขึ้นเนื่องจากความต้านทานของย่านแซนแนล



รูปที่ 2.27 วงจรเสมือนของ IGBT
 (a) วงจรเสมือนของ IGBT สำหรับสภาวะการทำงานปกติ
 (b) วงจรเสมือนของ IGBT แสดงตัวต้านทานที่ประกอบกับพาราติคไทริสเตอร์

2.3.4 แลทช์อัพในไอจีบีที (LATCHUP in IGBT)

2.3.4.1 สาเหตุของการแลทช์อัพ

ทางเดินที่เดินทางโดยโวลที่พุ่งไปยังย่านดริฟ (ขาเบสของพีเอ็นพีทรานซิสเตอร์) เป็นสิ่งสำคัญในการทำงานของไอจีบีที องค์ประกอบของกระแสโวลเดินทางค่อนข้างจะเป็นเส้นตรงมีทิศทางสู่ชั้นซอร์ส อย่างไรก็ตาม โวลเกือบ

ทั้งหมดถูกดึงดูดสู่ขั้วอินเวอร์ชันโดยประจุลบของอิเล็กตรอนภายในชั้น ด้วยเหตุผลนี้ องค์ประกอบกระแสโวลิจเดินทางผ่านชั้นพินอดีดังแสดงในรูปที่ 2.26 การไหลของกระแสนี้จะทำให้เกิดแรงดันตกคร่อมในความต้านทานของชั้นพินอดี (spread resistance) สิ่งนี้จะไปแสดงตรงที่รอยต่อเอ็นเบวก-พี (J_0 ในรูปที่ 2.24.) ด้วยแรงดันที่สูงมากคร่อมรอยต่อที่ขั้วอินเวอร์ชันพบกับเอ็นเบวก-ฮอลล์

ถ้าแรงดันมีค่ามากพอ การชนอิเล็กตรอนจากฮอลล์ไปยังย่านพินอดีจะเกิดขึ้นและพาราซิติกเอ็นพีเอ็นเทรานซิสเตอร์ที่แสดงในรูปที่ 2.28b จะถูกทำให้น่ากระแส ถ้าสิ่งนี้เกิดขึ้นตั้งแต่ขั้วพาราซิติกเอ็นพีเอ็นและพีเอ็นพีเทรานซิสเตอร์จะนำกระแสและเนื่องจากเหตุนี้พาราซิติกไทรซิสเตอร์ซึ่งประกอบด้วยเทรานซิสเตอร์ทั้งสองจะคงการนำกระแสต่อไปที่จะทำให้เกิดการแลทช์อัพขึ้นในไอจีบีที สำหรับตัวไอจีบีทีนี้จะมีค่าวิกฤตของกระแสเดรนที่เป็นสาเหตุให้เกิดแรงดันตกคร่อมข้างเคียงที่มากพอที่จะไปกระตุ้นไทรซิสเตอร์ เนื่องจากสาเหตุดังกล่าว ผู้ผลิตอุปกรณ์จึงกำหนดค่ากระแสเดรนที่ยอมรับได้ (peak allowable drain current : I_{DM}) ซึ่งสามารถไหลได้โดยปราศจากการแลทช์อัพและในด้านของแรงดันเกต-ฮอลล์นั้นก็จะต้องยอมให้กระแสเดรนไหลที่ค่าไม่มากเกินไป

เมื่อไอจีบีทีเกิดการแลทช์อัพ ทาเกตก็ไม่สามารถที่จะควบคุมการไหลของกระแสเดรนได้ซึ่งจำเป็นต้องการที่จะให้ไอจีบีทีสามารถที่จะใช้งานหรือนำกระแสได้อีกครั้งก็มีเพียงหนทางเดียวเท่านั้นคือต้องให้วิธีการคอมมิวเตตแบบการบังคับ (forced commutation) ในเกาท์ของกระแสซึ่งเหมือนกับไทรซิสเตอร์ ถ้าการแลทช์อัพไม่สิ้นสุดลงอย่างรวดเร็ว ตัวไอจีบีทีจะได้รับความเสียหายเนื่องจากการกระจายกำลังที่มากเกินไป

การแลทช์อัพที่ได้อธิบายไปแล้วนั้นเป็นการแลทช์อัพทางสถิต (static latchup) เพราะว่า มันเกิดขึ้นเมื่อกระแสในสภาวะนำกระแสต่อเนื่องมีค่าเกินค่าวิกฤต แต่ภายใต้สภาวะไดนามิกนั้นเมื่อไอจีบีทีกำลังสวิตช์จากการนำกระแสสู่การหยุดนำกระแสอาจจะเกิดการแลทช์อัพที่ค่าของกระแสเดรนน้อยกว่าค่ากระแสในสภาวะสถิตซึ่งเป็นสิ่งที่ไม่ควรจะให้เกิดขึ้น พิจารณาไอจีบีทีที่อยู่ในวงจรสแต็ปดาว์โคอนเวอร์เตอร์ เมื่อไอจีบีทีถูกทำให้หยุดนำกระแส ส่วนมอสเฟตของอุปกรณ์จะหยุดนำกระแสอย่างรวดเร็วและกระแสที่ไหลผ่านอุปกรณ์จะลดลงสู่ค่าศูนย์ซึ่งเป็นผลให้เกิดแรงดันเดรน-ฮอลล์กับกันที่รอยต่อดริฟ-พินอดี (J_2) ด้วยเหตุดังกล่าวนี้ทำให้เกิดการแพร่กระจายอย่างกันที่ของชั้นดีพลีชัน (depletion) ของรอยต่อนี้ไปยังทั้ง

ย่านบอดี้และครีฟ โดยเฉพาะในย่านครีฟเนื่องจากการกระตุ้นที่ต่ำของย่านนี้ สิ่งดังกล่าวนี้เพิ่มค่า α_{eff} ของพีเอ็นทีที่รวมพีเอสเตอร์ซึ่งเหมือนกับว่าโพลที่พันไปยังย่านครีฟจะรอดพ้นเส้นขวางของย่านครีฟและจะถูกสะสมโดยรอยต่อ J_e ขนาดของกระแสโพลที่ไหลนี้จะเพิ่มขึ้นเท่าที่แรงดันเพิ่มขึ้นด้วย จากสิ่งที่กล่าวมาทั้งหมด สภาวะสำหรับการแลกซ์อ็อพจะเป็นที่พึงพอใจแม้ว่ากระแสในสภาวะนำกระแสก่อนที่จะเริ่มหยุดนำกระแสมีค่าต่ำกว่าค่าในสภาวะสแตติกที่จำเป็นสำหรับการแลกซ์อ็อพ ค่าของ I_{on} โดยปกติที่ถูกกำหนดโดยผู้ผลิตอุปกรณ์จะเป็นค่าในการแลกซ์อ็อพทางไดนามิค

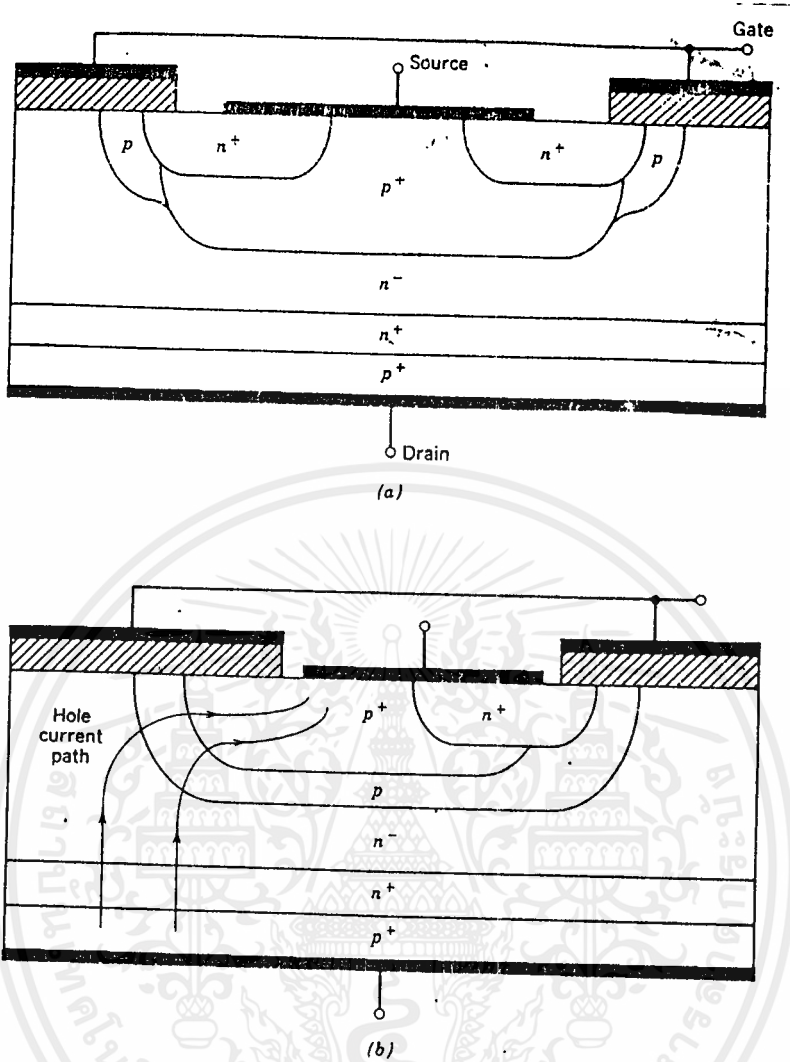
2.3.4.2 การหลีกเลี่ยงการแลกซ์อ็อพ

มันมีขั้นตอนมากมายที่ผู้ใช้งานสามารถที่จะหลีกเลี่ยงการแลกซ์อ็อพและทางด้านผู้ผลิตก็สามารถที่จะเพิ่มค่ากระแสวิกฤตที่ต้องการสำหรับสภาวะเริ่มต้นของการแลกซ์อ็อพ ผู้ใช้งานสามารถที่จะออกแบบวงจรที่มีค่ากระแสเกินซึ่งมีค่าเกินกว่าค่า I_{on} ที่ต่ำสุดเท่าที่จะเป็นไปได้ อย่างไรก็ตาม มันเป็นไปได้ที่จะตัดสิ่งดังกล่าวออกไปได้อย่างสมบูรณ์ วิธีการอื่นๆที่สามารถทำได้คือการทำให้ไอจีบีที่หยุดนำกระแสช้าลงกล่าวคือ อัตราการเติบโตของย่านดีพลีชันไปยังย่านครีฟถูกทำให้ช้าลงและโพลที่อยู่ภายในครีฟมีเวลานานขึ้นในการรวมกันใหม่ซึ่งเป็นการทำให้กระแสที่ไหลลดลงในย่านพีบอดี้ระหว่างการหยุดนำกระแส การเพิ่มเวลาการหยุดนำกระแสถูกทำให้สำเร็จได้โดยง่ายโดยการเพิ่มความต้านทานเกทอนุกรม (R_g) ที่มีค่ามาก

ผู้ผลิตอุปกรณ์ต้องการเพิ่มขอบเขตกระแสแลกซ์ซึ่ง (latching current threshold : I_{on}) โดยการลดค่าของความต้านทานการพ่น (body-spreading resistance) ในวงจรเสมอในรูปแบบที่ 2.27b ซึ่งสามารถที่จะกระทำได้ในหลายแนวทางคือ

- 1) ความกว้างของย่านซอร์ส (L_s ในรูปที่ 2.24a) ควรจะมีค่าน้อยเท่าที่จะเป็นไปได้โดยที่ไม่ขัดกับความตึงเครียดอื่นๆ
- 2) ย่านพีบอดี้ซึ่งถูกแบ่งออกเป็น 2 ย่านที่แยกจากกันโดยระดับความหนาแน่นการกระตุ้นที่แสดงในรูปที่ 2.28a ย่านแชนเนล (channel region) ที่ย่านอินเวอร์ชันถูกสร้างขึ้นถูกกระตุ้นที่ระดับที่ไม่รุนแรงนัก (10^{18} cm^{-3}) และความลึกของย่านพีเอ็นไม่ได้ลึกกว่าย่านเอ็นบวก-สกรีน ส่วนอื่นๆของย่านบอดี้ได้ย่านเอ็นบวก-ซอร์สถูกกระตุ้นที่ระดับที่ค่อนข้างจะรุนแรง (10^{19} cm^{-3}) และถูกสร้างให้หนา (ลึกกว่าย่านอื่นๆ) สิ่งนี้สร้างความต้านทานข้างเคียงที่ค่อนข้างมีค่าน้อยทั้งคู่เพราะว่า พื้นที่ตัดขวางที่ใหญ่กว่าและเพราะว่ามีความสามารถในการนำที่สูงกว่านั่นเอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.28 IGBT ที่ปรับปรุงย่านบดตี-ทอร์สให้มีความต้านทานการพ่น (spreading resistance) ซึ่งทำให้ขอบเขตกระแสเดรนสำหรับการแลกซ์ที่ล้นเพิ่มขึ้น

(a) การปรับปรุงการกระตุ้นให้มากขึ้นและย่านบดตีที่หนาขึ้น

(b) การปรับปรุงโดยให้โครงสร้างลัดผ่านกระแสโฮล

การปรับปรุงที่เป็นไปได้อื่นๆ ที่ใช้เบอด้ในรูปที่ 2.28b ซึ่งย่านหนึ่งของย่านทอร์สถูกตัดออกจากไอจีบีที่พื้นฐาน สิ่งดังกล่าวนี้ยอมให้กระแสโฮลถูกสะสมโดยด้านข้างของไอจีบีที่ทอร์สถูกเคลื่อนย้ายซึ่งเรียกว่าโครงสร้างลัดผ่านโฮล (hole bypass) โดยในความเป็นจริงจัดเตรียมเพื่อทางเดินสลับสำหรับองค์ประกอบกระแสโฮลซึ่งไม่ได้ไหลได้ย่านทอร์ส ลักษณะเช่นนี้เป็นผลให้เกิดการเพิ่มขึ้น

ของขอบเขตการแลตช์ล๊อค (latchup threshold) แต่มันต้องมีค่าใช้จ่ายของการทำให้ลดลงของ transconductance ของไอจีบีทีที่เมื่อความกว้างของเกตถูกทำให้ลดลงโดยการสูญเสียของย่านสอร์สที่ 2

โดยการวิเคราะห์วิธีการต่างๆที่กล่าวมาแล้ว ปัญหาการแลตช์ล๊อคของไอจีบีทีจะมีไ้อย่างมาก อุปกรณ์โปรโตไทป์ (prototype) ถูกแสดงให้เห็นว่ามันสามารถใช้เป็นอุปกรณ์ที่ใช้ปรับปรุงการแลตช์ล๊อค

2.3.4 คุณสมบัติการสวิตช์ลิ่ง

2.3.4.1 การนำกระแสที่วุ่นวาย (TURN-ON TRANSIENT)

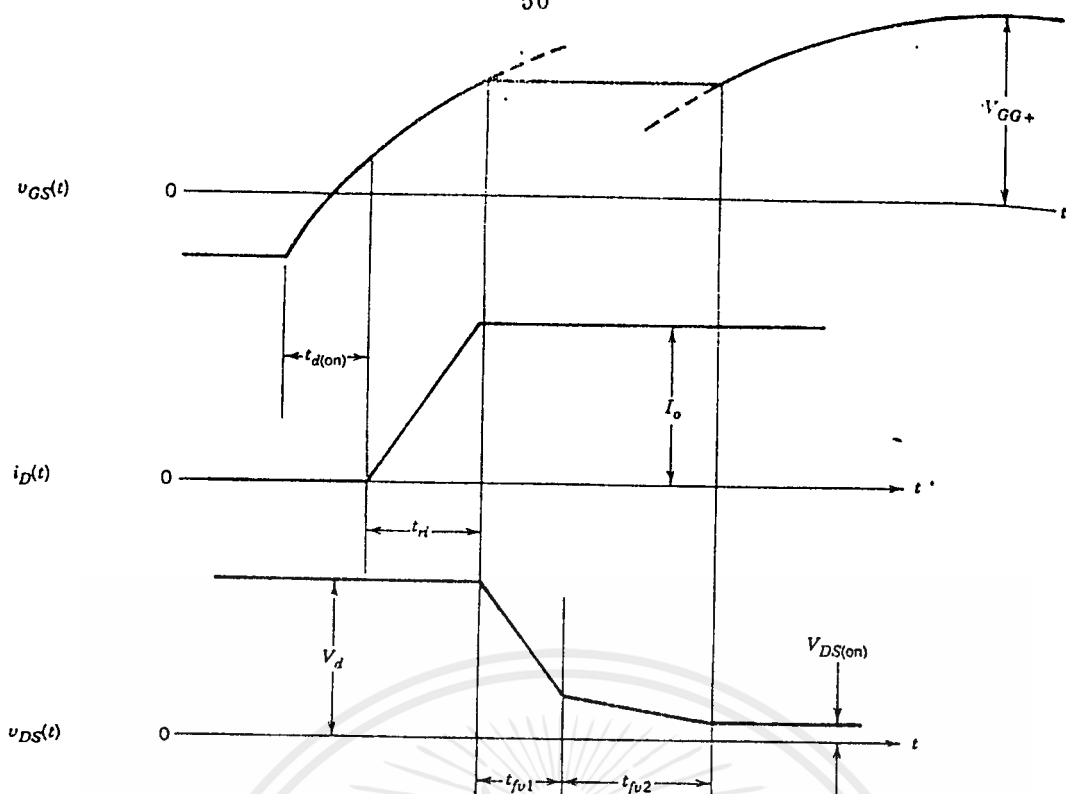
รูปคลื่นของกระแสและแรงดันสำหรับการนำกระแสของไอจีบีทีที่อยู่ในช่วงจรสเต็มไดรฟ์ก่อนแวลท์เทจเตอร์แสดงในรูปที่ 2.29

โดยปกติแล้ว ช่วงเวลา $t_{r, on}$ จะรักษารูปคลื่นแรงดันเดรน-ซอร์สในไอจีบีทีซึ่งจะมีองค์ประกอบที่เกี่ยวข้องกับช่วงเวลา $t_{r, on}$ ในรูปคลื่นไอจีบีที 2 ตัวคือ

1) ค่าตัวเก็บประจุ (C_{gs}) จะมีค่าเพิ่มขึ้นในส่วนมอสเฟตของไอจีบีทีที่แรงดันเดรน-ซอร์สค่าต่ำๆ

2) ส่วนพีเอ็นพีที่ทรานซิสเตอร์ของไอจีบีทีจะขัดขวางการนำกระแสของย่านทำงาน (active region) ซึ่งมีการอัดตัวที่ค่อนข้างสูงโดยในส่วนนี้จะช้ากว่าส่วนมอสเฟตของไอจีบีที

จนกระทั่งพีเอ็นพีที่ทรานซิสเตอร์นำกระแสอย่างเต็มที่ทำให้ผลที่ได้รับอย่างเต็มที่ของการเพิ่มความสามารถในการนำของย่านเดรน-ดริฟไม่สามารถที่จะปฏิบัติได้และแรงดันตกคร่อมตัวไอจีบีทีไม่ตกคร่อมค่าสภาวะนำกระแสสุดท้าย

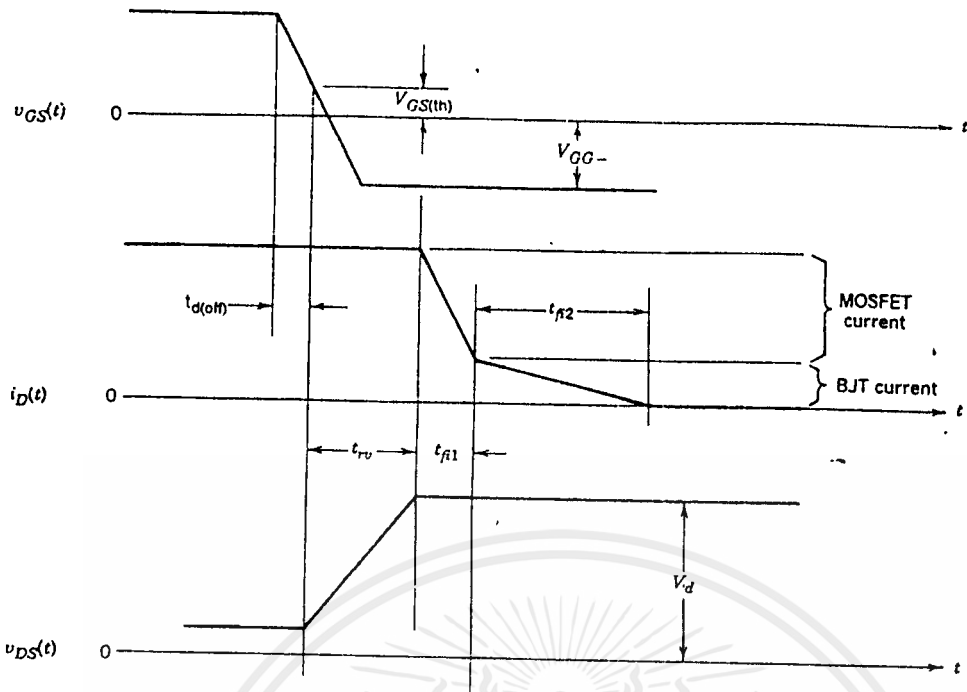


รูปที่ 2.29 รูปคลื่นกระแสและแรงดันขณะนำกระแสของ IGBT

2.3.4.2 การหยุดนำกระแสที่ว่องไว (TURN-OFF TRANSIENT)

รูปคลื่นของกระแสและแรงดันสำหรับไอจีบีทีในวงจรสวิตช์เปิดดาวโคแวนเวอร์เตอร์แสดงในรูปที่ 2.30 ลำดับที่ถูกรักษาของการเพิ่มในครึ่งแรกของแรงดันเดรน-ซอร์สที่ค่าสภาวะที่ติดกันของวันก่อนที่จจะลดค่ากระแสเดรนนั้นถูกรักษาเอาไว้ในอุปกรณ์ซึ่งใช้วงจรสวิตช์เปิดดาวโคแวนเวอร์เตอร์ ในช่วงเวลาเริ่มต้น เวลาการดีเลย์ขณะหยุดนำกระแส ($t_{d(off)}$) และเวลาการเพิ่มของแรงดัน (t_{fv}) ถูกควบคุมโดยส่วนเมอสเฟทของไอจีบีที ในไอจีบีทีนั้นจะใช้ค่าของตัวเก็บประจุเกต-เดรน (C_{gd}) มากกว่าที่จะใช้ 2 ค่าในการคำนวณ

ความแตกต่างที่สำคัญในการหยุดนำกระแสระหว่างไอจีบีทีและเมอสเฟทกำลังแสดงในรูปคลื่นกระแสเดรนที่มีช่วงเวลาที่ชัดเจน 2 ช่วง การตกคร่อมอย่างรวดเร็วจะเกิดขึ้นในระหว่างช่วงเวลา $t_{d(off)}$ ซึ่งเป็นการหยุดนำกระแสของส่วนเมอสเฟทของไอจีบีที ในส่วนหางของกระแสเดรนระหว่างช่วงเวลา t_{fv} เกิดขึ้นเนื่องจากประจุที่สะสมในช่องแกลน-ดริฟ เมื่อส่วนเมอสเฟทหยุดนำกระแสและไม่มีแรงดันกลับโคมเพ้าสัตัวไอจีบีทีนั้นสามารถทำให้เกิดกระแสเดรนที่เป็นลบได้



รูปที่ 2.30 รูปคลื่นกระแสและแรงดันขณะหยุดนำกระแสของ IGBT

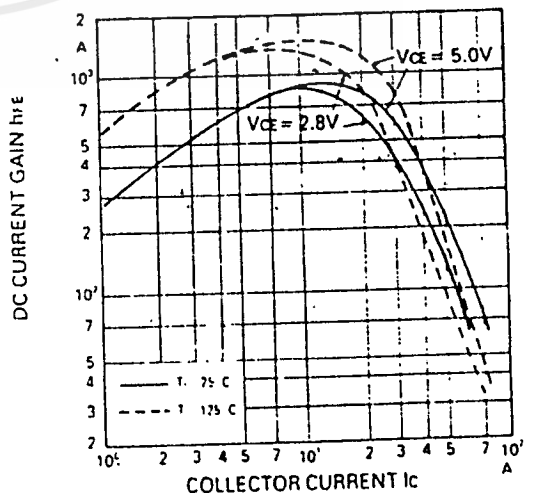
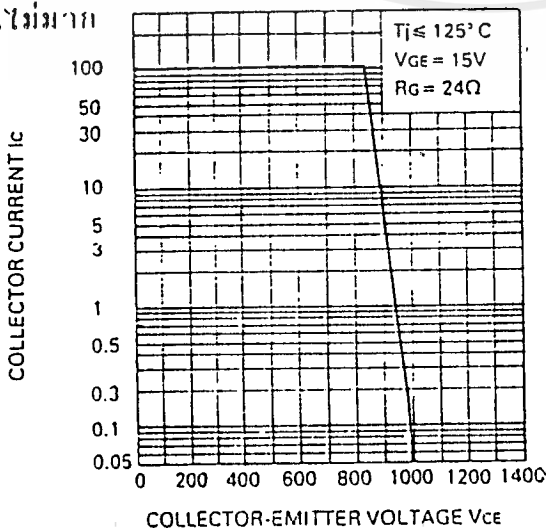
หนทางเดียวที่สามารถกำจัดพาหะส่วนเกินก็คือโดยการรวมกันใหม่ (recombination) ภายในย่านเอ็นเอ-ดริฟ เมื่อช่วงชีวิตของพาหะส่วนเกินในย่านเอ็นเอยาวนานทำให้แรงดันตกคร่อมในสภาวะนำกระแสมีค่าต่ำ ดังนั้นช่วงเวลา $t_{r, re}$ ที่ขณะหยุดนำกระแสจะยาวนาน แต่อย่างไรก็ตาม ช่วงเวลาที่ยาวนานดังกล่าวไม่เป็นที่ต้องการ เพราะว่า การกระจายกำลังในช่วงเวลานี้จะมีค่ามากเมื่อแรงดันแคโร-ซอร์สอยู่ที่ค่าในสภาวะหยุดนำกระแสของมัน เวลาดังกล่าวนี้จะเป็นสัดส่วนกับอุณหภูมิ เราสามารถที่จะกำหนดช่วงชีวิตของพาหะในไอจีบีทีในย่านดริฟที่ค่าที่ต้องการได้ โดยการฉายอิเล็กตรอน

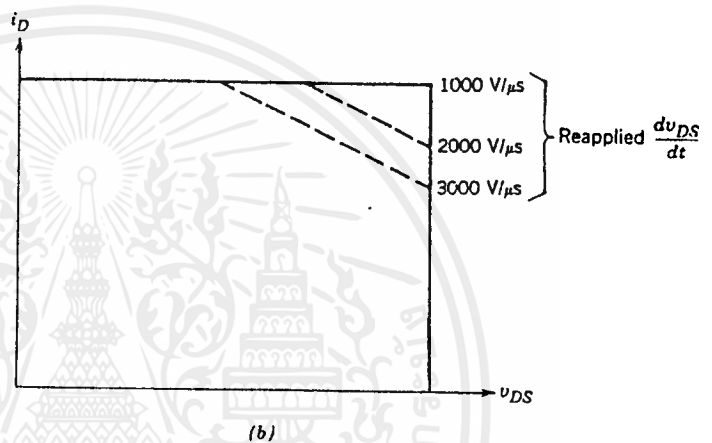
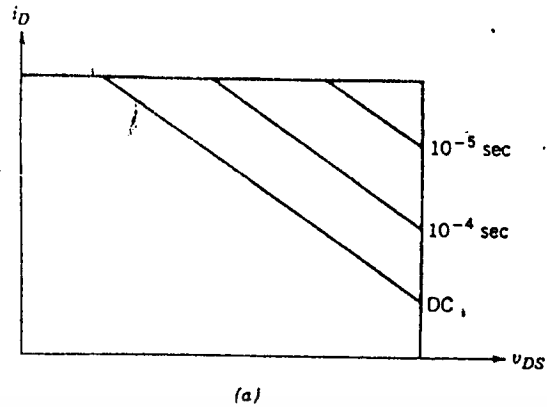
การเคลื่อนย้ายของประจุที่สะสมจากย่านดริฟโดยการแพร่ของโฮลสู่ชั้นพีบวกสามารถที่จะทำให้ช่วงเวลา $t_{r, re}$ สั้นลงถ้าเส้นแรงแม่เหล็กของการแพร่โฮลสามารถที่จะสร้างให้มาก ในโครงสร้างของไอจีบีทีที่ปราศจากชั้นเอ็นเอบวก-บัฟเฟอร์นั้นจะไม่สามารถเกิดการแพร่ได้ เพราะว่า การกระจายโฮลมีทิศทางที่ผิดซึ่งความหนาแน่นโฮลบนด้านพีบวกจะมีค่ามากกว่าความหนาแน่นโฮลส่วนเกินในย่านดริฟ ซึ่งเนื่องมาจากเหตุดังกล่าวโฮลส่วนเกินจึงเป็นส่วนประกอบที่มีผลต่อย่านดริฟ อย่างไรก็ตาม การที่มีชั้นเอ็นเอบวก-บัฟเฟอร์ที่เหมาะสมสามารถที่จะช่วยปรับปรุงสภาวะที่ผิดปกตินี้ได้ ซึ่งดังกล่าวนี้ไม่มีช่วงชีวิตของพาหะส่วนเกินที่สั้นและกระทำ

ตัวรับโวลต์ส่วนเกิน อัตราการรวมกันใหม่ที่ค่ามากของโวลต์ในชั้นบัฟเฟอร์กำหนดความหนาแน่นโวลต์ในย่านเดิฟระหว่างกว่าหตุตนากระแสดังเป็นสาเหตุให้เกิดเส้นแรงแม่เหล็กที่มากของโวลต์ที่แพร่ไปทางชั้นบัฟเฟอร์ ส่วนนี้ช่วยส่งเสริมอัตราการเคลื่อนย้ายของโวลต์จากย่านเดิฟและช่วงเวลา $t_{r, on}$ ที่สั้น ไอจีบีที่ถูกใช้ประโยชน์ค่าแรงดันเปิดที่ 1000 โวลต์และความสามารถในการนำกระแสที่ค่า 200 แอมป์ซึ่งมีเวลาการหยุดนำกระแส 1 ไมโครวินาทีหรือต่ำกว่า ในการลดเวลาการหยุดนำกระแสที่สั้นลงนั้นไม่ต้องทำให้ช่วงชีวิตของพาหะลดลงในย่านเดิฟซึ่งทำให้การสูญเสียการนำในสภาวะนำกระแสไม่มีค่าเพิ่มขึ้น

2.3.5 พื้นที่การทำงานปลอดภัย

เส้นเดิฟพื้นที่การทำงานปลอดภัยขณะไบแอสตรง (forward-bias safe operating area : FBSOA) และเส้นเดิฟพื้นที่การทำงานปลอดภัยขณะไบแอสกลับ (reverse-bias safe operating area : RBSOA) นั้นกว้างกว่าเส้นเดิฟทั้งคู่อในกรณีของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ทำให้ไอจีบีที่มีคุณภาพในการสวิตช์ซึ่งที่ค่อนข้างทนทาน สิ่งทีกล่าวมาที่สามารถที่จะอธิบายได้โดยการเปรียบเทียบเส้นเดิฟพื้นที่การทำงานปลอดภัยขณะไบแอสกลับ (RBSOA) ของ Mitsubishi MG502NYS1 ในรูปที่ 2.31 กับไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ในรูปที่ 2.32 ซึ่งสามารถที่จะเห็นได้ว่าไอจีบีที่สามารถที่จะทนต่อแรงดัน 850 โวลต์ที่กระแส 100 แอมป์ซึ่งแตกต่างจากไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ที่สามารถทนต่อแรงดันได้ 800 โวลต์ ไอจีบีที่ทั้งคงจะได้รับความเสียหายจากการชั่งหลายครั้งที่ 2 รวมอยู่ด้วยสำหรับเส้นเดิฟพื้นที่การทำงานปลอดภัยขณะไบแอสกลับ (RBSOA) ที่ไม่เป็นเส้นเหลี่ยมจัตุรัสแต่ผลที่เกิดขึ้นไม่มาก





รูปที่ 2.33 พื้นที่การทำงานปลอดภัย

(a) FBSOA

(b) RBSOA

2.3.6 การปฏิบัติงานวงจรลัด (SHORT CIRCUIT PERFORMANCE)

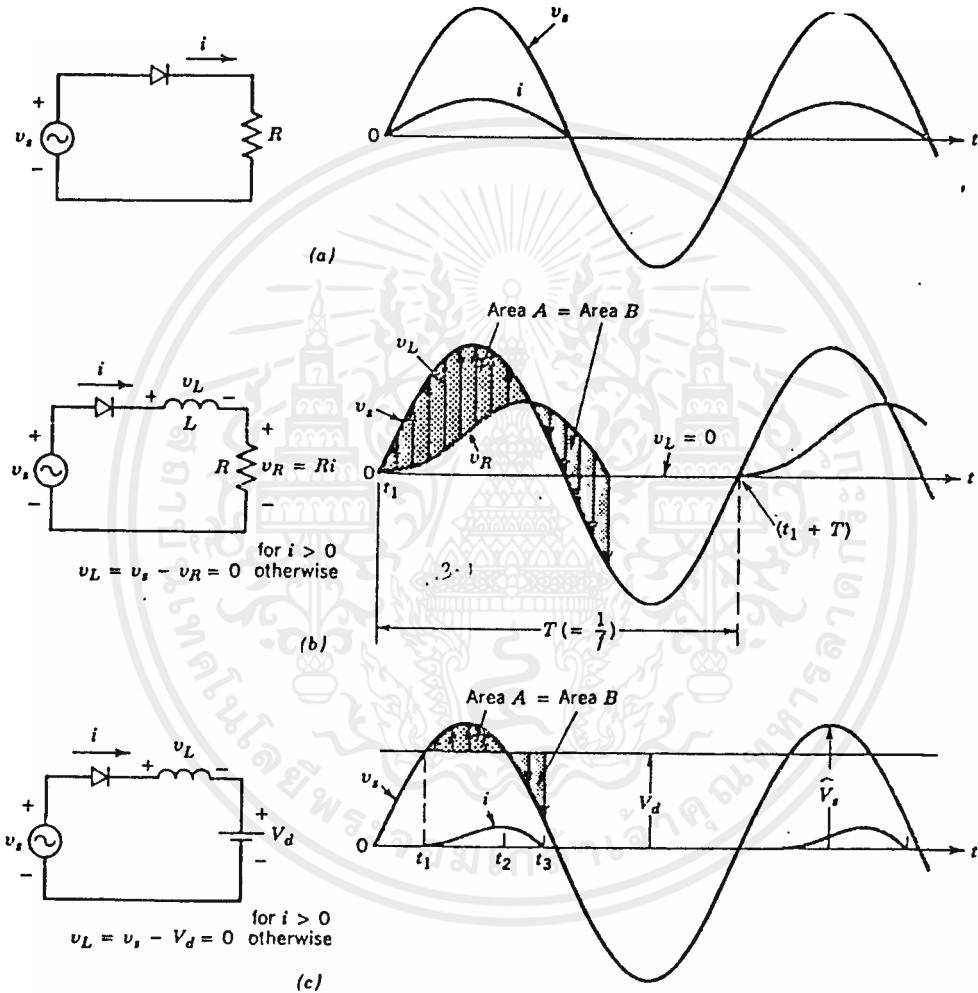
ไอจีบีทีมีลักษณะที่ต่ำกว่าในขณะที่เกิดการลัดวงจรขึ้นเมื่อเทียบกับไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ซึ่งกึ่งที่พิจารณาในลักษณะของการยอมรับแรงดันตกคร่อมอุปกรณ์ในระหว่างการลัดวงจร ตัวอย่างเมื่อพิจารณา MG502NYS1 สามารถที่จะทนต่อแรงดัน 750 โวลต์ที่ตกคร่อมตัวมันได้ในเวลา 10 ไมโครวินาทีด้วยค่า V_{CEP} ประมาณ 850 โวลต์ที่ขณะหยุดนำกระแส สิ่งที่ต้องระมัดระวังก็คือจะต้องแน่ใจว่าวงจรกำลังจะมีค่า V_{CEP} ที่ไม่มากเกินไปเพราะว่าที่ดจกัตกกระแสลัดวงจรมีค่าประมาณ 10 เท่าของพิกัดกระแส และ เวลาตก (fall time) จะสั้น

บทที่ 3

เรกติฟายเออร์ และ วงจรกรองกระแส ดี.ซี.

(Rectifiers & D.C. Filter)

การทำงานของเรกติฟายเออร์ คือ การแปลงไฟกระแสสลับ(a.c.)ให้เป็นไฟกระแสตรง(d.c.)

3.1. หลักการพื้นฐานของเรกติฟายเออร์

รูปที่ 3.1: หลักการพื้นฐานของเรกติฟายเออร์

เมื่อ v_s เป็นแหล่งกำเนิดไฟกระแสสลับ ต่ออนุกรมกับไดโอดและความต้านทาน กระแสจะไหลผ่านไดโอดในช่วงที่ศักดาเป็นบวกเท่านั้น เมื่อต่ออินดักแตนซ์(L) อนุกรมกับ R ในวงจร จะได้โวลเตจที่ตกคร่อมความต้านทาน (V_R) ซึ่งแปรผันตามกระแสดังรูป (1-b)

โวลเตจที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำ (V_L) มีค่าเท่ากับ $V_u - V_r$ ระหว่างเวลา $i > 0$ แสดงให้เห็นว่ากระแสยังคงไหลอยู่ภายหลังจากที่ V_u อยู่ในช่วงลบ เมื่อกระแสมีค่าเป็นศูนย์ V_L จะมีค่าเป็นศูนย์ด้วย และ V_u มีค่าเป็นลบ

ช่วงเวลาระแสไหลหาได้จาก สมการที่อินทิเกรตศักดา ที่คร่อมตัวเหนี่ยวนำ (V_L) ในช่วงเวลา 1 คาบ (T) ต้องเท่ากับศูนย์

ในระหว่างเวลา t_1 กับ $t_1 + T$ (เมื่อ t_1 เป็นเวลาที่ V_u มีค่าเท่ากับ 0)

$$di = \frac{1}{L} V_L \cdot dt \quad (1)$$

อินทิเกรตทั้งสองข้างในระหว่างเวลา t_1 กับ $t_1 + T$ จะได้

$$I(t_1 + T) - I(t_1) = \frac{1}{L} \int_{t_1}^{t_1 + T} V_L \cdot dt \quad (2)$$

ที่สภาวะคงที่ (steady state) $I(t_1 + T)$ เท่ากับ $I(t_1)$

$$\int_{t_1}^{t_1 + T} V_L \cdot dt = 0 \quad (3)$$

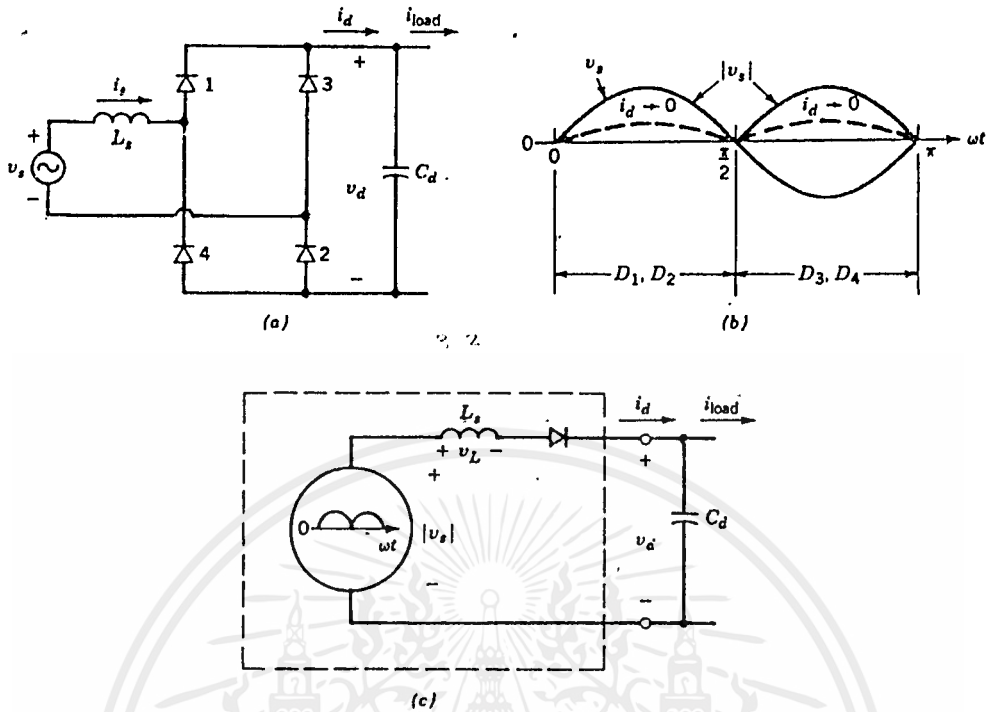
ซึ่งแสดงว่าพื้นที่ A กับพื้นที่ B ในรูป 1-b มีค่าเท่ากัน

3.2. เเรคติฟายเออร์แบบบริดจ์ไดโอด 1 เฟส

วงจรสมมูลย์

เรกติฟายเออร์แบบบริดจ์ไดโอด 1 เฟส มีวงจรสมมูลย์ดังรูป 2-a โดยมีคาปาซิเตอร์กรองกระแส ต่ออยู่ทางด้านไฟกระแสตรง แหล่งจ่ายกระแสไฟ V_u ต่ออนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำ (L_u) ซึ่งในทางปฏิบัติ แหล่งจ่ายไฟจะมีความต้านทานภายในเป็นตัวเหนี่ยวนำ (inductive) ในกรณีที่ L_u มีค่าสูง การใส่ตัวเหนี่ยวนำกรองกระแส (filter-inductor) ก็เพื่อปรับปรุงรูปคลื่นของกระแสให้ดีขึ้น

ในการหารูปคลื่นของโวลเตจ และกระแส ที่ออกจากเรกติฟายเออร์ (V_u และ i_u) จะต้องพิจารณาวงจรสมมูลย์ของเรกติฟายเออร์แบบบริดจ์ไดโอด ที่มองจากทางด้านไฟกระแสตรง โดยการหาศักดาของไฟกระแสตรงที่ได้ เมื่อเปิดวงจรทางด้านเอาต์พุต โดยสมมติว่ามีความต้านทาน R_u ต่อแทนที่คาปาซิเตอร์ C_u และ R_u มีค่าสูงมาก กระแส i_u ที่ได้จึงมีค่าประมาณ 0 และได้รูปแบบคลื่นของกระแสตามรูป 2-b



รูปที่ 3.2 : เรคติฟายเออร์แบบบริดจ์ไดโอด 1 เฟส

(a): ลักษณะวงจร

(b): รูปคลื่นเมื่อเปิดวงจรโดยไม่มี C_d และ กระแส i_d มีค่าเข้าใกล้ 0

(c): วงจรสมมูล

ในระหว่างที่รูปคลื่น v_s มีค่าในช่วงบวก ไดโอด D_1 และ D_2 นำกระแส และ $v_d = v_s$ เมื่อรูปคลื่น v_s มีค่าในช่วงลบ ไดโอด D_3 และ D_4 นำกระแส และ $v_d = -v_s$ ซึ่งแสดงให้เห็นว่า

$$v_{d/output-circuit} = |v_s| \quad (4)$$

จากสมการที่ 4 ทำให้วงจรสมมูลดังรูป 3.2-c ซึ่งวงจรสมมูลดังรูปนี้ไม่ผล เมื่อกระแส i_d มีค่าสูงๆเท่านี้

คุณลักษณะของเรคติฟายเออร์

ในการวิเคราะห์วงจรตามรูปที่ 3.2-a มีข้อสมมติและข้อสังเกตดังนี้

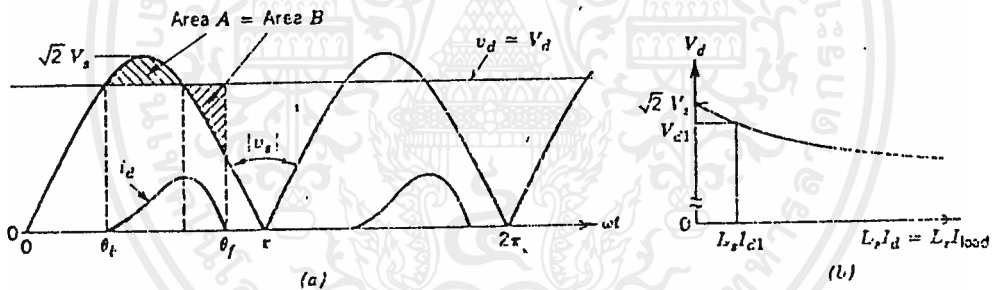
1. L_s และ C_d ตามรูป 3.2-a เป็นลักษณะของวงจรกรองกระแสแบบโลว์-พาส (low-pass filter) ถ้า C_d มีค่ามากๆ รูปคลื่น

v_u จะมีริปเปิล (ripple) น้อย สามารถประมาณได้ว่า $v_u(t) = v_u$

2. สมมติให้ C_u มีค่ามากๆ กระแส i_u จะมีลักษณะไม่ต่อเนื่องและมีค่า เข้าหา 0 ก่อนที่ v_u มีค่าเป็น 0 ในแต่ละครึ่งรอบ (half-cycle) จากข้อสมมตินี้ จึงสามารถใช้วงจรสมมูลย์ตามรูป 2-c ได้

3. เมื่อ C_u มีค่ามากๆ จึงเสมือนเกิดการลัดวงจรกับริปเปิล ในกระแสโหลด (i_{load}) กระแสเอาต์พุตเฉลี่ยที่ได้จากเรกติฟายเออร์ (i_u) มีค่าเท่ากับกระแสโหลดเฉลี่ย เนื่องจากกระแสที่ไหลผ่าน C_u ในช่วงสภาวะคงที่ (steady state) เป็น 0

ในการออกแบบ จะต้องทำให้ V_u เป็นฟังก์ชันของ I_{load} เพื่อหาค่า V_u และค่าความเหนี่ยวนำ L_u โดยใช้วิธีการกราฟิกหาค่า V_u แทนการใช้สมการซึ่งสลับซับซ้อนและยุ่งยาก เมื่อทราบค่า V_u และ I_u ที่ต้องการแล้ว ก็สามารถหาค่าต่างๆได้ ตามวิธีการดังต่อไปนี้



รูปที่ 3.3: เรกติฟายเออร์ 1 เฟส

(a): รูปคลื่น

(b): คุณลักษณะ (characteristic)

1. เลือกค่าของ V_u ให้มีค่าน้อยกว่าค่าสูงสุด (peak) ของไฟ กระแสสลับที่อินพุต กระแส i_u จะเริ่มไหลที่มุม θ_u ตามรูปที่ 3.3-a มุม θ_u สามารถหาได้จากสมการ

$$V_u = \sqrt{2} V_s \sin \theta_u \quad (5)$$

2. โวลเตจที่ตกคร่อม L_u ตามรูป 3.2-c คือ

$$v_L = \sqrt{2} V_s \sin \omega t - V_u \quad (6)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งจะมีค่าอยู่ตลอดเวลาที่กระแส i_u ยังคงไหลอยู่

จากการใช้สมการที่(1) และรูป 3.3-a จะได้ว่า

$$L_u \cdot i_u(\omega t) = \frac{1}{\omega} \int_{\omega t_b}^{\omega t} v_L \cdot d(\omega t) \quad ; \quad \omega t_b < \omega t < \omega t_c \quad (7)$$

มุม ωt_c สามารถหาได้จากสมการ(5)-(7) ในรูปของ ωt เมื่อ i_u มีค่าเป็น 0 ตามรูป 3.3-a ถ้ามุม ωt_c มากกว่า π จะต้องเลือกค่า V_u ที่มากขึ้น

3. เมื่อรู้ค่า ωt_c แล้ว สามารถหาค่า $L_u \cdot I_u$ ได้โดยหาค่าเฉลี่ย $L_u \cdot i_u(\omega t)$ จากสมการที่(7) ระหว่างช่วงเวลา $\omega t = 0$ และ π

$$L_u \cdot I_u = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi L_u \cdot i_u(\omega t) \cdot d(\omega t) \quad (8)$$

โดยวิธีการนี้ เราสามารถเขียนกราฟ V_u กับ $L_u \cdot I_u$ ได้ดังรูป 3.3-b ค่าของ V_u เมื่อ $L_u \cdot I_u$ จนกระทั่ง $\omega t_c > \pi$ แสดงโดยเส้นประเมื่อเราทราบ ค่า V_u, L_u และ $I_{u1} (=I_{u1})$ ก็สามารถหาค่า V_{u1} ได้

กระแสไลน์ i_u (line current)

กระแสไลน์ i_u ที่ เป็นกระแสอินพุตเข้าเรกติฟายเออร์ มีลักษณะผิดเพี้ยนไม่เป็นรูปไซน์(sinusoidal) ดังแสดงในรูปที่ 3.4

จากการวิเคราะห์โดยวิธีฟูเรียร์ สามารถแสดงกระแสไลน์ในรูปขององค์ประกอบความถี่พื้นฐาน (fundamental frequency) i_{u1} (ดังแสดงด้วยเส้นประในรูป3.4) ในรูปของค่าเฉลี่ยกำลังสอง(rms)ของโวลเตจ V_u และค่า I_{u1} rms ขององค์ประกอบความถี่พื้นฐานของกระแส i_u

พลังงานเฉลี่ย(P) ที่ไหลผ่านวงจรเรกติฟายเออร์คือ

$$P = V_u \cdot I_{u1} \cdot \cos \phi_1 \quad (9)$$

เมื่อ ϕ_1 คือมุมที่ i_{u1} ตามหลัง(lags) v_u ดังรูปที่ 3.4 พลังงานปรากฏ (apparent power, S) เป็นผลคูณของค่าโวลเตจ rms V_u กับกระแส rms(I_u) ของกระแสไลน์ i_u

$$S = V_u \cdot I_u \quad (10)$$

ค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์จึงหาได้จาก

$$\text{Power factor PF} = P/S \quad (11)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่(9-11) จะได้ว่า

$$PF = \frac{V_s \cdot I_{s1} \cdot \cos \phi_1}{V_s I_s} = \frac{I_{s1} \cdot \cos \phi_1}{I_s} \quad (12)$$

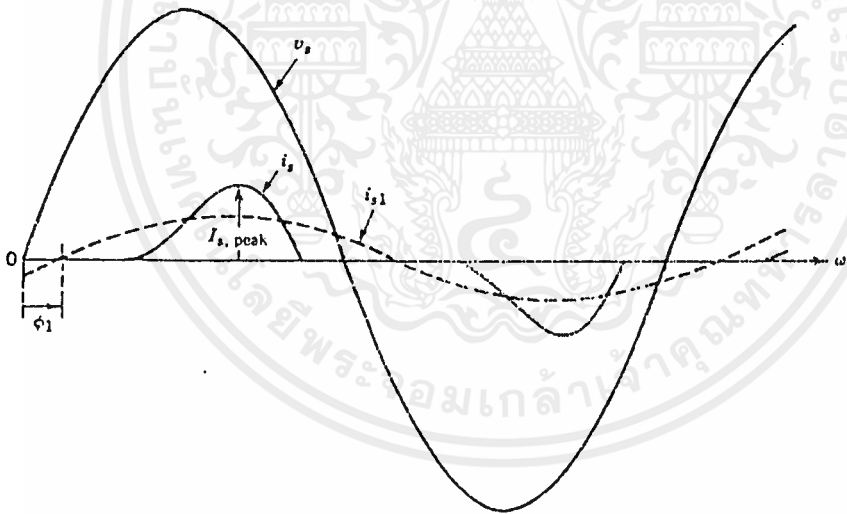
ค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์การเคลื่อนที่(displacement power factor) ซึ่งเท่ากับ ค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์ในวงจร ที่มีโวลเตจ และ กระแส เป็นชาน์ ถูกนิยามโดยเป็น ค่าโคซาย์ของมุม ϕ_1

$$\text{ค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์การเคลื่อนที่ } DPF = \cos \phi_1 \quad (13)$$

ดังนั้น

$$PF = \frac{I_{s1}}{I_s} \cdot DPF \quad (14)$$

จากสมการที่(14) จะเห็นได้ว่า ความผิดเพี้ยนของกระแสไลน์มีมาก ถ้า อัตราส่วน I_{s1}/I_s มีค่าน้อย ทำให้ค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์มีค่าต่ำด้วย



รูปที่ 3.4: รูปคลื่นของกระแสอินพุต(input current waveform)

ค่า rms ของกระแสไลน์ (I_s) สามารถหาได้จากค่ารากเฉลี่ยกำลังสองของ รูปคลื่น i_s ดังสมการที่(15)

$$I_s = \left[\frac{1}{T} \int_0^T i_s^2(t) \cdot dt \right]^{1/2} ; T=2\pi/\omega \quad (15)$$

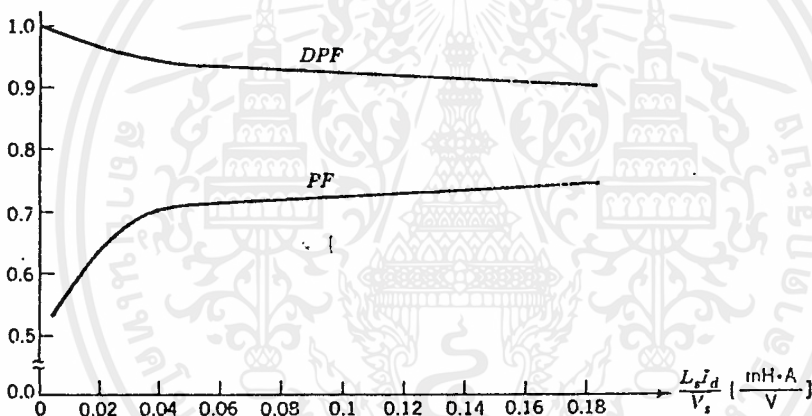
หรือหาในเทอมของค่า rms ขององค์ประกอบฟูเรียร์ I_{s1} และ I_{sn}

$$I_{\Sigma} = [I_{\Sigma 1}^2 + \sum_{h=2} I_{\Sigma h}^2]^{1/2} \quad (16)$$

จากสมการที่(16) สามารถหาค่า rms ขององค์ประกอบของความผิดเพี้ยน (distortion component) ในกระแสไลน์ได้จาก

$$I_{d, \Sigma} = [I_{\Sigma}^2 - I_{\Sigma 1}^2]^{1/2} = [\sum_{h=2} I_{\Sigma h}^2]^{1/2} \quad (17)$$

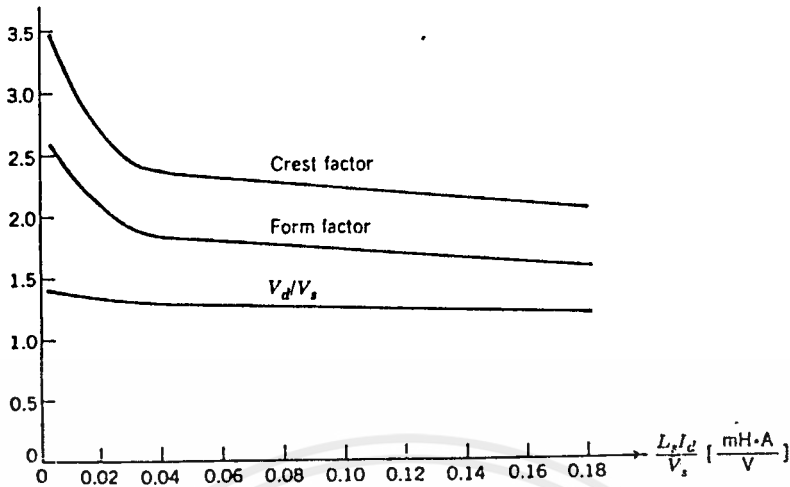
ผลของ L_{Σ} ที่มีต่อเพาเวอร์แฟคเตอร์การเคลื่อนที่ และเพาเวอร์แฟคเตอร์ แสดงในรูปที่ 3.5



รูปที่ 3.5: ผลของ L_{Σ} ที่มีต่อกระแส ของไฟกระแสสลับ (L_{Σ} มีค่าเป็น mH, I_{Σ} คือ ค่ากระแสเฉลี่ย และ V_{Σ} คือค่า โวลเตจ rms)

รูปที่ 3.5 แสดงให้เห็นว่าในเรกติฟายเออร์แบบไดโอด มีค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์ของการเคลื่อนที่ (DPF) สูงกว่า 0.9 ในขณะที่เดียวกันค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์จะมีค่าต่ำเมื่อค่า L_{Σ} มีค่าน้อยๆ และจะมีค่าสูงสุดประมาณ 0.75 เมื่อเพิ่มค่า L_{Σ} ให้สูงขึ้น

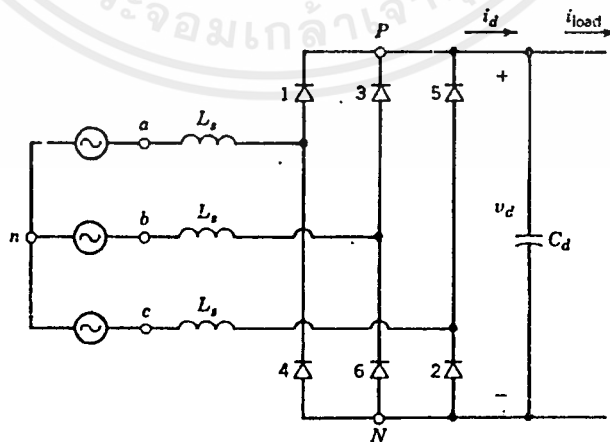
ในรูปที่ 3.6 เป็นกราฟของอัตราส่วน V_d/V_{Σ} ซึ่งแสดงให้เห็นว่าที่ค่า L_{Σ} ต่ำๆ จะทำให้กระแส $I_{\Sigma, \text{peak}}$ มีค่าสูงเป็นหลายเท่าของกระแส I_{Σ}



รูปที่ 3.6: อัตราส่วนระหว่างโวลเตจไฟกระแสตรงกับโวลเตจไลน์ rms (V_d/V_{rms})

3.2. เรคติไฟเออร์แบบ พูล-บริดจ์ 3 เฟส

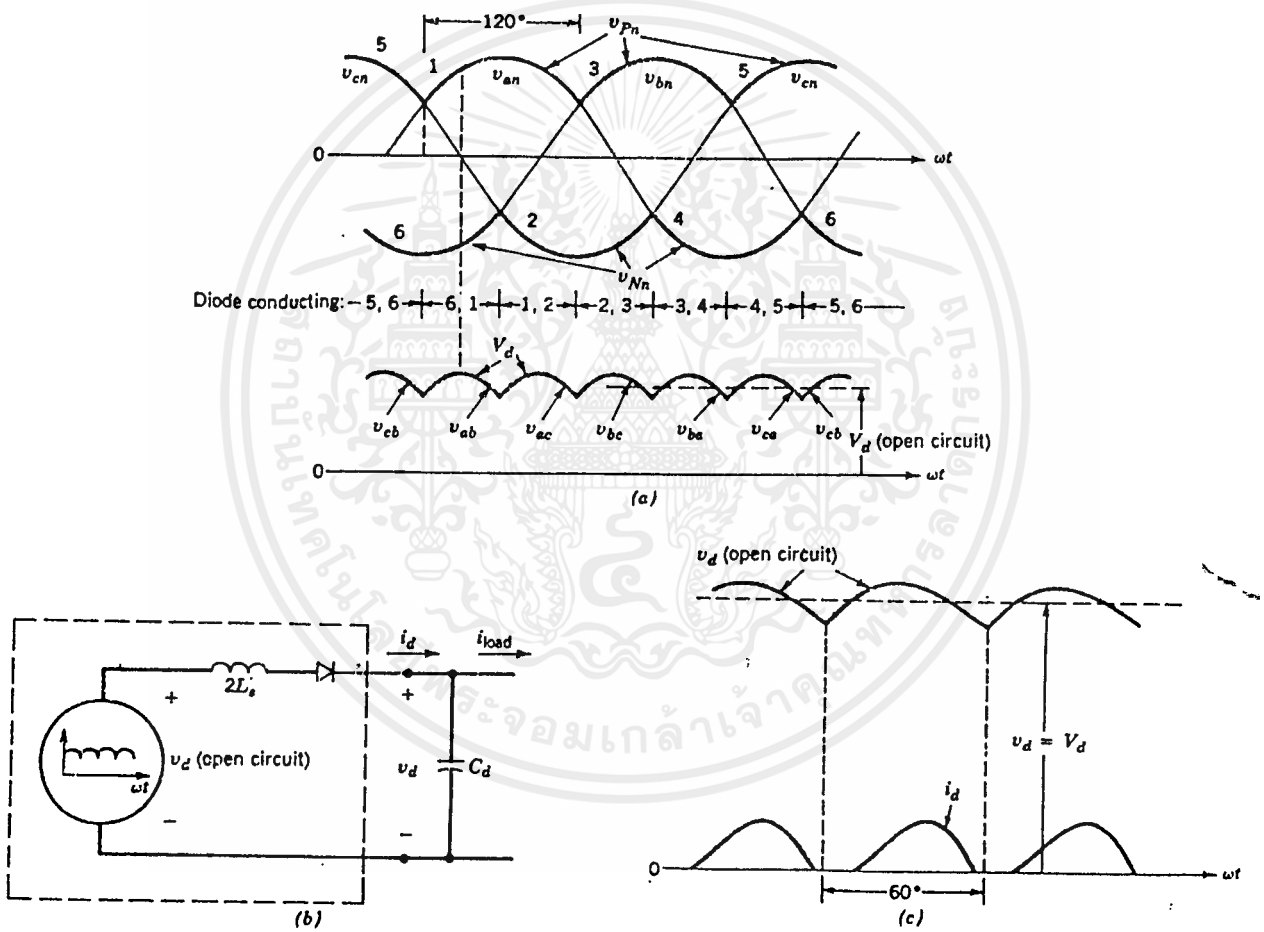
ในการใช้งานทางอุตสาหกรรม นิยมใช้วงจรเรคติไฟเออร์ 3 เฟส มากกว่า แบบ 1 เฟส เนื่องจากสามารถจัดหาไฟ 3 เฟสมาใช้ได้สะดวก มีรีปเปิลต่ำกว่า และมีความสามารถในการควบคุม การใช้เพาเวอร์ที่สูงกว่าแบบ 1 เฟส ในรูปที่ 3.7 เป็นวงจรเรคติไฟเออร์ แบบ พูล-บริดจ์ ไดโอด 6 พัลส์ 3 เฟส ซึ่งเป็นวงจรที่ใช้กันโดยทั่วไป มีคาปาซิเตอร์กรองกระแสต่ออยู่ทางด้านไฟกระแสตรง



รูปที่ 3.7: เรคติไฟเออร์ที่ใช้ไดโอด แบบ 3 เฟส

ในการวิเคราะห์วงจรสมมูลอย่างง่ายเพื่อหารูปคลื่นของ V_d เราจะสมมติว่า มีความต้านทาน R_d ต่ออยู่ทางด้านไฟกระแสดตรง แทนที่ C_d และ R_d มีค่าเป็นอนันต์ ดังนั้นกระแส i_d จึงมีค่าประมาณ 0

V_{Pn} เป็นค่าของศักดาที่ขั้วบวก และ V_{Nn} เป็นค่าของศักดาที่ขั้วลบ ทางด้านไฟกระแสดตรงของเรกติฟายเออร์เมื่อเทียบกับนิวทรัลของแหล่งจ่ายไฟ ค่า V_{Pn} และ V_{Nn} แสดงในรูปที่ 3.8-a โดยใช้เส้นหนา ค่าของ $V_d (=V_{Pn}-V_{Nn})$ เมื่อเปิดวงจรแสดงไว้ในรูป 3.8-a นี้เช่นกัน



รูปที่ 3.8: เรกติฟายเออร์ 3 เฟส

(a): รูปคลื่นเมื่อเปิดวงจร ไม่มี C_d และกระแส i_d มีค่า

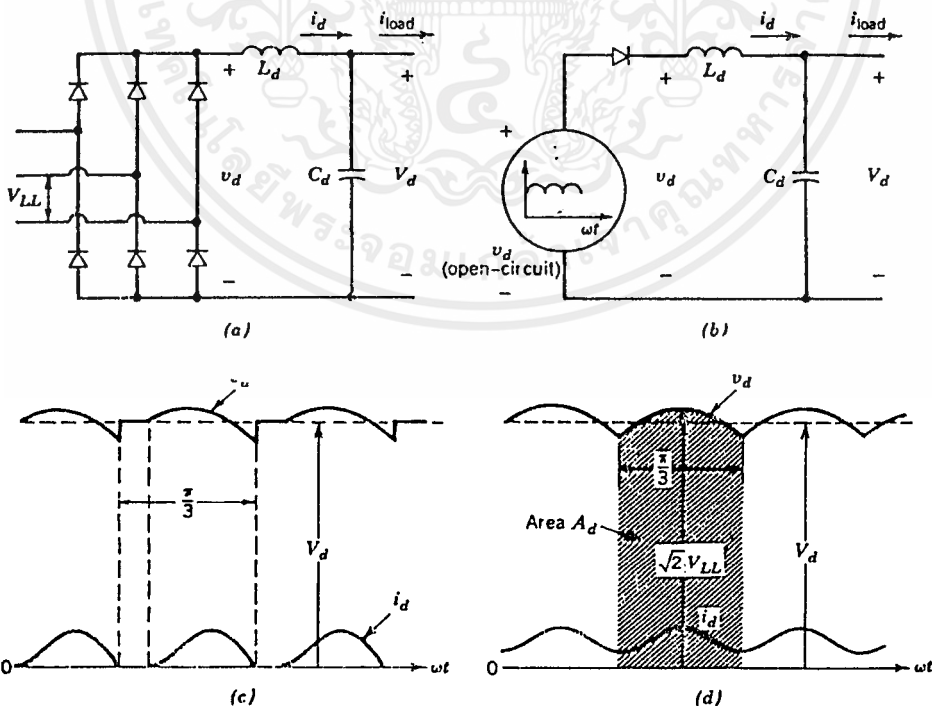
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เข้าใกล้ 0

(b): วงจรสมมูลย์

(c): รูปคลื่นของกระแส i_d

ณ. ที่เวลาใดๆ จะมีไคโอดเพียง 2 ตัวที่นำกระแส 1 ตัวจากไคโอดกลุ่ม 1,3,5 และอีก 1 ตัวจากไคโอดกลุ่ม 2,4,6 จากรูปคลื่นในรูป 8-a การทำงานของไคโอดจะเรียงตามลำดับ 1,2,3,4,5,6 ไคโอดแต่ละตัวจะนำกระแส 120° ในแต่ละรอบของลูกคลื่น (cycle) และไคโอดตัวต่อมา จะเริ่มนำกระแสหลังจากไคโอดตัวแรกนำกระแสไปแล้ว 60° ทำให้รูปคลื่นของ V_d ประกอบด้วยรูปคลื่นของไลน์-ทู-ไลน์ โวลเตจ (line-to-line voltage) ในแต่ละ 60° จึงเป็นรูปคลื่นเรกติฟายเออร์ที่มี 6 พัลส์ จากการวิเคราะห์ทำให้ได้รูปวงจรสมมูลย์อย่างง่ายดังรูปที่ 3.8-b ไคโอดที่ต่ออนุกรมกับ V_d เป็นตัวป้องกันไม่ให้กระแส i_d ไหลย้อนกลับ ตัวเหนี่ยวนำเพิ่มค่าเป็น $2L_d$ เนื่องจากในแต่ละช่วงเวลาจะมีโวลเตจ 2 เฟสที่ไคโอดนำกระแสพร้อมกัน กระแส i_d ที่ไหลผ่านเรกติฟายเออร์จะมีค่าลดลงเป็น 0 ก่อนถึง 60° ในแต่ละพัลส์



รูปที่ 3.9: วงจรเรกติฟายเออร์ 3 เฟส เมื่อต่อ L_d

- (a): วงจร
- (b): วงจรสมมูลย์
- (c): กระแสไม่ต่อเนื่อง i_u
- (d): กระแสต่อเนื่อง i_u

ในวงจรเรกติฟายเออร์ 3 เฟส จะใช้ตัวเหนี่ยวนำในการปรับปรุงรูปคลื่นและ ริปเปิลของกระแสทางด้านเอาต์พุตไฟกระแสตรงให้ดีขึ้น โดยการ ใช้ตัวเหนี่ยวนำ L_u ต่อระหว่างวงจรเรกติฟายเออร์ กับคาปาซิเตอร์กรองกระแส ดังรูปที่ 3.9-a ซึ่งวงจรนี้จะทำให้กระแส i_u ไหลอย่างต่อเนื่อง เราสามารถปรับปรุงวงจรสมมูลย์ให้ดีขึ้นจากรูป 3.8-b เป็นรูป 3.9-b ค่า L_u มีค่าน้อยมาก สามารถตัดทิ้งได้

ที่ค่ากระแส I_u เดียวกัน ผลของตัวเหนี่ยวนำ L_u ที่มีต่อกระแส ไม่ต่อเนื่อง และกระแสต่อเนื่องแสดงได้ดังรูป 3.9-c และรูป 3.9-d ตามลำดับ

การหาค่าตัวเหนี่ยวนำ L_u ที่ต้องการเพื่อให้ได้กระแสต่อเนื่อง(i_u) ที่มีค่ากระแส I_u และมีอินพุตโวลเตจ V_{LL} สามารถหาได้จาก

$$L_{u, \min} = \frac{0.013 V_{LL}}{w'd} \quad (18)$$

เมื่อ V_{LL} คือ ค่า rms ของไลน์-ทู-ไลน์ โวลเตจ

w คือ ความถี่ไลน์(line frequency) เป็นค่า เรเดียน/วินาที

จากกระแสที่ไหลต่อเนื่อง(i_u) ค่าเฉลี่ยของโวลเตจเอาต์พุตสามารถคำนวณได้ จากรูป 3.9-d พื้นที่ที่อยู่ใต้กราฟ v_u ในระหว่างช่วง 60° ของรูปคลื่น

$$A_u = \int_{-\pi/6}^{\pi/6} \sqrt{2} V_{LL} \cos \omega t \cdot d(\omega t) = \sqrt{2} V_{LL} \quad (19)$$

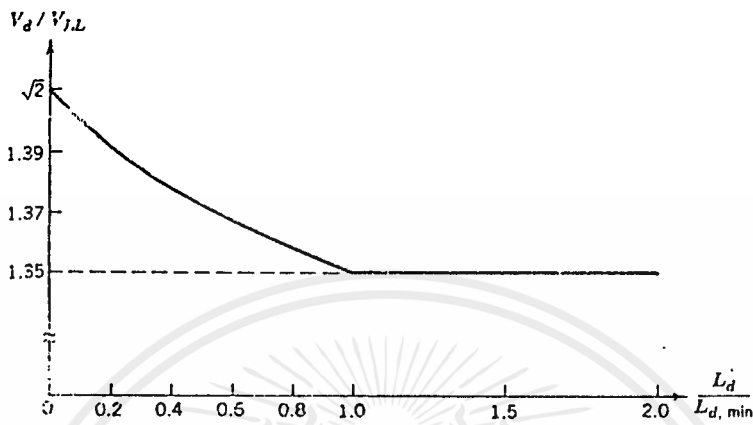
เพราะฉะนั้น จะได้ว่า

$$V_u = \frac{A_u}{\pi/3} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} V_{LL} = 1.35 V_{LL} \quad (20)$$

ผลของ L_u ที่มีต่อโวลเตจเฉลี่ย V_u แสดงดังรูปที่ 10

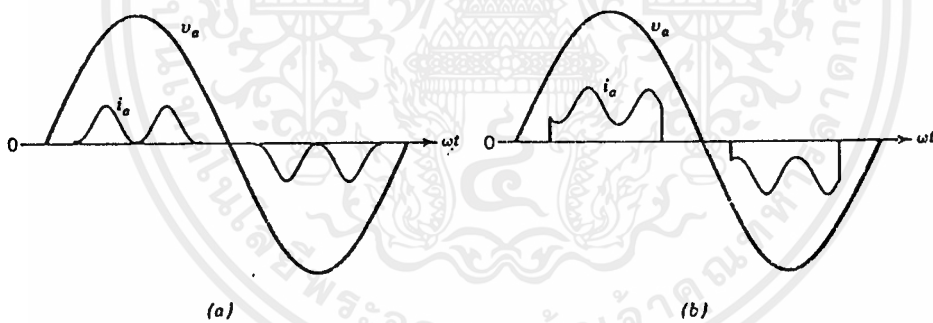
เมื่อ L_u มีค่าต่ำ กระแส i_u จะไม่ต่อเนื่อง และ V_u มีค่าเข้าใกล้ $\sqrt{2} V_{LL}$ แต่ถ้า $L_u \Rightarrow L_{u, \min}$ กระแส i_u จะต่อเนื่อง และ V_u จะมีค่าเท่ากับ $1.35 V_{LL}$ ดังสมการที่ (20) จากสมการที่ (18)

และ (12) สามารถสรุปได้ว่า ที่ค่า L_d ค่าหนึ่งๆ เมื่อกระแสไหลลดเพิ่มขึ้น(ทำให้กระแส i_d เปลี่ยนจากไม่ต่อเนื่องเป็นต่อเนื่อง) ค่าโวลเตจ V_d จะตกลงเล็กน้อย ประมาณ 4.5%



รูปที่ 3.10: อัตราส่วนของ V_d/V_{dL} แปรผันตาม $L_d/L_{d,min}$

กระแสไลน์(line current, i_a)



รูปที่ 3.11: รูปคลื่นของกระแสไลน์

(a): กระแสไม่ต่อเนื่อง i_d

(b): กระแสต่อเนื่อง i_d

จากรูปที่ 3.11-b ซึ่งเป็นกระแสต่อเนื่อง i_d กระแสของเรกติฟายเออร์ทางด้านไฟกระแสสลับ จะเลื่อนในทันทีที่โวลเตจเปลี่ยน โดยเลื่อนทีละคู่ เช่น (a,b) ไปเป็น (b,c)

การเปลี่ยนโดยทันทีของกระแสจะเกิดขึ้นเมื่อ ตัวเหนี่ยวนำทางด้านไฟกระแสสลับ L_d ถูกสมมติให้มีค่าเป็น 0

ถ้าสมมติให้ L_d มีค่าเท่ากับ 0 การเพิ่มค่า L_d จะเป็นการปรับปรุง

ค่าเพาเวอร์แฟกเตอร์ที่อินพุต ถ้า L_u มีค่าสูงมาก ค่าเพาเวอร์แฟกเตอร์ จะมีค่าเข้าใกล้ 0.955 ส่วนค่าเพาเวอร์แฟกเตอร์ของการเคลื่อนที่ยังคงมีค่ามากกว่า 0.98

3.4. การเปรียบเทียบระหว่างเรกติฟายเออร์ 1 เฟสกับ 3 เฟส

จากการเปรียบเทียบกระแสไลน์ในรูปที่ 3.5 และรูปที่ 3.12 จะเห็นได้อย่างชัดเจนว่า กระแสไลน์ในเรกติฟายเออร์มีความผิดเพี้ยน(distortion)สูงกว่าแบบ 3 เฟส ซึ่งเป็นผลให้ค่าเพาเวอร์แฟกเตอร์แบบ 1 เฟส ต่ำกว่าแบบ 3 เฟส

และในการเปรียบเทียบกระแสตรง(i_d) ที่ได้จากรูปที่ 3.3 และรูปที่ 3.10 จะพบว่า ในแบบ 3 เฟส มีรีปเปิลของกระแสน้อยกว่าในแบบ 1 เฟส ซึ่งทำให้คาปาซิเตอร์กรองกระแสที่ใช้ในแบบ 3 เฟส มีขนาดเล็กกว่าที่ใช้ในแบบ 1 เฟส นอกจากนี้ เรกติฟายเออร์ในแบบ 1 เฟส จะมีเรกกูเลชัน(regulation) สูงกว่า ในแบบ 3 เฟส

3.5. กระแสเกิน และ สักดาเกินขณะเปิดใช้งาน (Inrush Current and Overvoltage)

จากที่ผ่านมาเป็นการพิจารณาเรกติฟายเออร์ในสภาวะคงที่(steady state) แต่ ในทางปฏิบัติ ขณะเปิดใช้งานเรกติฟายเออร์ กระแสและโวลเตจจะมีค่าสูง ~ มาก ถ้าคิดในสภาวะเลวร้ายที่สุดที่อาจเกิดขึ้นได้ เราจะสมมติให้ ขณะเปิดวงจรใช้งาน คาปาซิเตอร์กรองกระแสจ่ายประจุออกจนหมด และ โวลเตจที่ป้อนเข้าเป็นค่าสูงสุด(peak value) ดังนั้นค่าโวลเตจสูงสุด ที่คร่อมคาปาซิเตอร์หรือคร่อม L-C ที่ต่ออนุกรมกัน มีค่าเท่ากับ

$$V_{d, max} = 2/2 \cdot V_u \quad (1 \text{ เฟส}) \quad (21)$$

$$V_{d, max} = 2/2 \cdot V_{LL} \quad (3 \text{ เฟส}) \quad (22)$$

โดยทั่วไป โหลดที่ต่อขนานกับคาปาซิเตอร์กรองกระแส มักเป็นวงจรทางอิเล็กทรอนิกส์ ที่มีความไว(sensitive) ในการตอบสนองต่อค่าโวลเตจที่เปลี่ยนแปลงไปอย่างมาก สักดาเกินพิกัดจึงอาจทำให้เกิดความเสียหายได้ นอกจากนี้ กระแสสูงขณะเปิดวงจรจะทำให้ไดโอดเสียหาย

วิธีการแก้ปัญหาที่ทำได้โดยการให้ความต้านทานจำกัดกระแส (current

limiting resistor) ต่อทางด้านไฟกระแสตรง ระหว่างเอาต์พุตของ
 เรกติฟายเออร์กับคาปาซิเตอร์กรองกระแส ความต้านทานนี้จะถูกลัดวงจร
 หลังจากเปิดวงจรใช้งานแล้ว โดยใช้คอนแทคเตอร์ (contactor) ทางกลหรือใช้
 ไทริสเตอร์



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4 อินเวอร์เตอร์

การแปลงไฟกระแสตรงเป็นไฟกระแสสลับ นิยมเรียกว่าอินเวอร์เตอร์ซึ่งสามารถเปลี่ยนแปลงหรือควบคุมแรงดันไฟและความถี่ของไฟกระแสสลับได้ อินเวอร์เตอร์ได้นำไปใช้ประโยชน์ต่างๆได้ เช่น

4.1.1 แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับสำรอง เมื่อแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับหลักเกิดขัดข้องขึ้นซึ่งเรียกแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับนี้ว่า Stant-By Power Supplies หรือ Uninterruptible Power Supplies ใช้เป็นแหล่งจ่ายไฟฟ้าสำรองสำหรับเครื่องมือที่สำคัญเช่น คอมพิวเตอร์ โดยเมื่อแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับหลักเกิดขัดข้อง Transfer witch จะต้องระบบอินเวอร์เตอร์จ่ายไฟกระแสสลับแทนแหล่งจ่ายไฟกระแสสลับหลัก โดยแหล่งไฟจากแบตเตอรี่

4.1.2 ใช้ควบคุมความเร็วของมอเตอร์กระแสสลับโดยการเปลี่ยนความถี่ เมื่อความถี่ของไฟฟ้ากระแสสลับเปลี่ยนแปลง ความเร็วของมอเตอร์จะเปลี่ยนแปลงตามสมการ

$$N = 120 * f / p$$

โดย N = ความเร็วรอบเป็นรอบต่อนาที

f = ความถี่ของแหล่งจ่ายไฟเป็นไซเคิลต่อวินาที

P = จำนวนโพลของมอเตอร์

ในการควบคุมนี้จะต้องรักษาให้อัตราส่วนของแรงดันต่อความถี่ที่จ่ายเข้ามอเตอร์จะต้องคงที่ เมื่อต้องการให้แรงบิด (torque) คงที่ ทุกๆความเร็วที่เปลี่ยนแปลง

4.1.3 ใช้แปลงไฟฟ้าจากระบบส่งกำลังไฟฟ้าแรงสูงชนิดไฟฟ้ากระแสตรงให้เป็นไฟฟ้ากระแสสลับ เพื่อจ่ายให้กับผู้ใช้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.1.4 ใช้ในเตาถลุงเหล็กที่ใช้ความถี่สูง ซึ่งใช้หลักการเหนี่ยวนำด้วยสนามแม่เหล็กทำให้ร้อน (Induction Heating)

วงจรอินเวอร์เตอร์สามารถใช้สารกึ่งตัวนำที่ทนแรงดันและกระแสไฟฟ้าสูงๆ ได้ เช่น เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ เอสซีอาร์ ไอจีบีที เป็นต้น แต่ในปริญญานิพนธ์นี้เลือกใช้อุปกรณ์สวิตชิงแบบ ไอจีบีที เนื่องจากมีข้อดีคือ ไอจีบีที สามารถทำงานได้ที่ความถี่สวิตชิงสูง สามารถควบคุมการเปิดปิดได้โดยการป้อนค่าโวลเทจที่ขาเบส ทำให้ไม่ต้องมีวงจรคอมมิวเททซึ่งมีขนาดใหญ่

การปรับความเร็วมอเตอร์เหนี่ยวนำกระแสสลับโดยใช้อินเวอร์เตอร์ควบคุมนั้น เราสามารถใช้วิธีการควบคุมได้หลายแบบขึ้นอยู่กับคุณสมบัติที่ต้องการนำไปใช้ ในการควบคุมนี้จะกล่าวถึงแต่การควบคุมแบบสเกลล่า (Scalar Control Method) ซึ่งเกี่ยวข้องกับ magnetude ของตัวแปรเท่านั้น และค่า Feedback ที่ป้อนกลับมาเป็นสัญญาณ ดีซี ซึ่งเป็นสัดส่วนโดยตรงกับค่าของตัวแปร สามารถแบ่งการควบคุมเป็นข้อๆ ได้ดังนี้

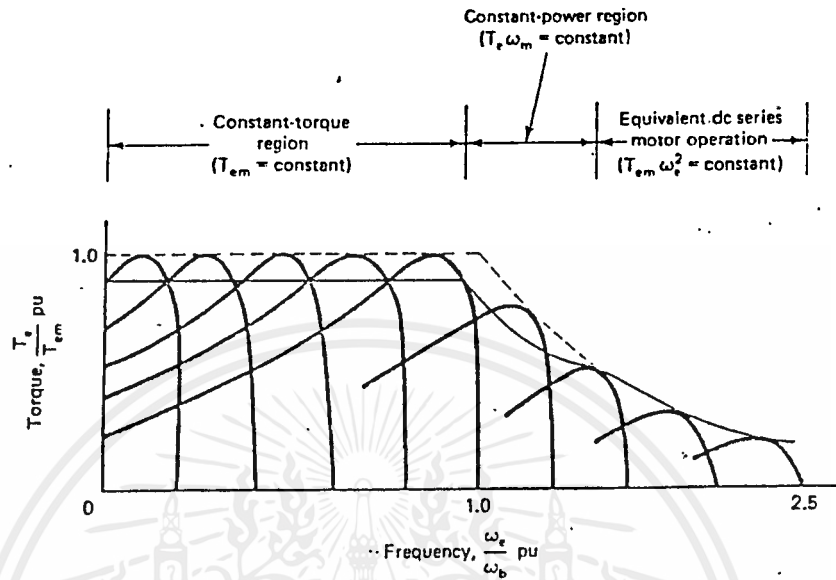
4.1. VOLTAGE-FED INVERTER CONTROL

VOLTAGE-FED INVERT โดยทั่วไปอาจจำแนกเป็น 2 ชนิด คือ Square-Wave Inverter หรือ Six-Step Inverter และ Pulse-Width Modulated Inverter

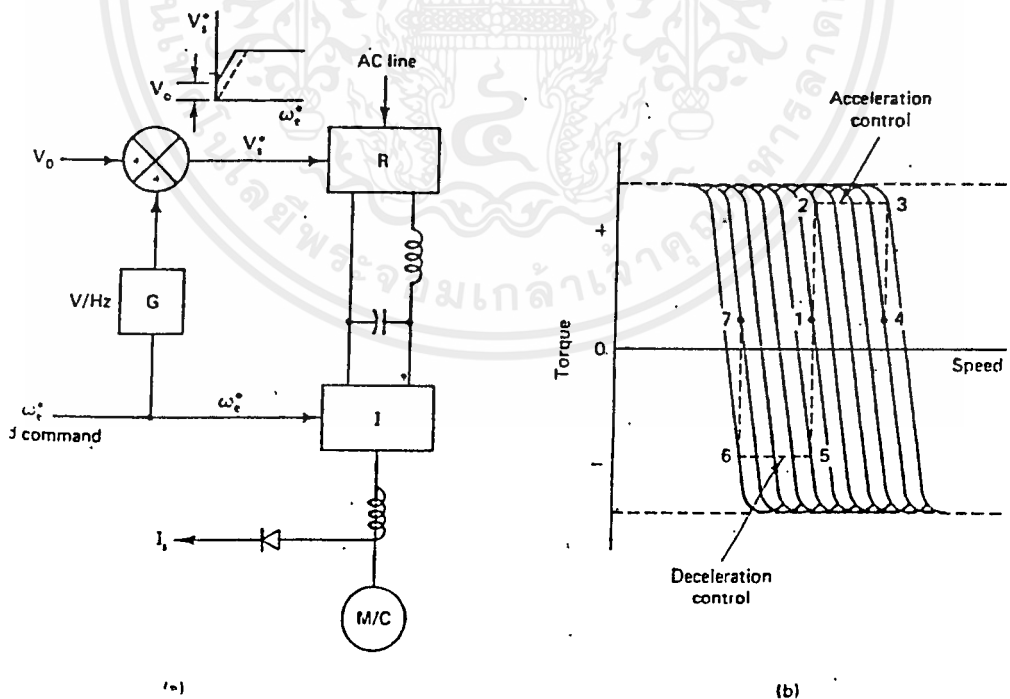
การที่เรียกอินเวอร์เตอร์แบบนี้ว่าเป็น VOLTAGE-FED INVERTER ก็เนื่องจากการที่มีตัวเก็บประจุที่ใช้ในการกรองแรงดันมีค่าใหญ่ ทำให้แรงดันอินพุตของอินเวอร์เตอร์มีค่าคงที่และแรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์มีค่าไม่ขึ้นกับโหลด

ข้อดีของการใช้การควบคุมแรงดัน (Voltage Control) ก็คือสามารถควบคุมแรงบิดมอเตอร์ได้โดยการควบคุมความเร็ว โดยวิธีควบคุมแรงดันจะทำได้โดยไม่จำเป็นต้องมีการเป็นกลับ หรือถ้ามีระบบป้อนกลับเกิดขัดข้องจะทำให้เกิดการคลาดเคลื่อนเกิดขึ้นทางด้านความเร็วเท่านั้น สำหรับข้อเสียของ Voltage Control ก็คือหากเกิดความผิดพลาดในการควบคุมสวิตช์ จะทำให้เกิดปัญหา Short-Through ซึ่งอาจทำให้วงจรกำลังหรือในบางครั้งวงจรควบคุมเสียหายได้ สำหรับเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หลักการควบคุมสามารถแบ่งได้ดังนี้



รูปที่ 4.1 แสดงการควบคุมแบบ VOLTAGE-FED INVERTER



รูปที่ 4.2 (ก)แสดงการควบคุมแบบลูปเปิด (ข)แสดงการเร่งและการหน่วง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.1.1) การควบคุมอัตราส่วนโวลเทจต่อความถี่ให้คงที่ (V/F CONTROL)

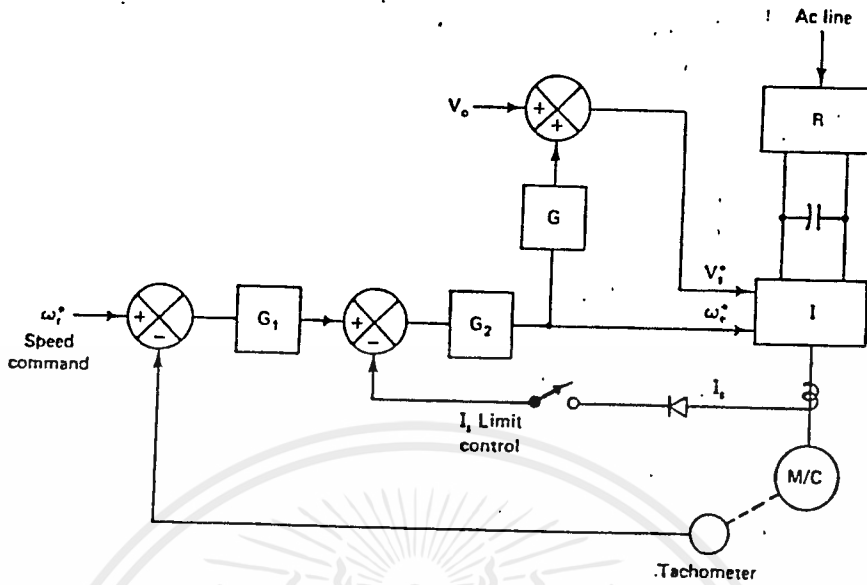
ค่าโวลเทจที่ผ่านออกมาจากเรกติฟายเออร์จะถูกควบคุมโดยสัญญาณ V_u^* ซึ่งได้จากการรวมสัญญาณ V_o กับสัญญาณความถี่ที่ใช้งาน ω_u^* โดยผ่าน gain G ก่อน เราจึงเรียกการควบคุมแบบนี้ว่า volt/hertz control หากเราควบคุมให้ ϕ_m (V/ω_u) มีค่าสูงสุด ทำให้ค่าทอร์คที่ออกมามีค่ามากที่สุด และ ค่า ทอร์คที่ต้องการขึ้นอยู่กับกระแสสเตเตอร์ (stator) เท่านั้น

ในกรณีความถี่ต่ำๆ ค่าโวลเทจที่เหนี่ยวนำจะมีค่าใกล้เคียงศูนย์ ซึ่งเกิดจาก voltage drop ที่ สเตเตอร์ ทำให้ค่า ϕ_m (V/f) ลดลง เราจึงป้อนค่า V_o ที่จุดนี้ ทำให้ได้ค่าทอร์คสูงสุดแม้ว่าความเร็วจะเป็นศูนย์ก็ตาม

ที่จุดทำงาน เมื่อค่าทอร์คของโหลดสูงขึ้น ค่าสลิปจะสูงขึ้นตามในช่วงๆหนึ่ง การทำงานยังอยู่ที่จุดสมดุลย์หากค่า develop torque ของมอเตอร์ยังสูงค่าค่าทอร์คของโหลด หากต้องการใช้ความถี่ที่เกินค่า base การทำงานของเครื่องจักรจะย้ายเข้าไปสู่ช่วง field weakening ค่าของโวลเทจจะคงที่ที่ค่าค่าหนึ่ง ในช่วงนี้ ค่า flux (ทอร์ค) จะลดลงในขณะที่กระแสสเตเตอร์มีค่าเท่ากับช่วงทอร์คคงที่

หากเราเพิ่มค่า ω_u^* เป็น step จะทำให้สลิปเกินค่า breakdown torque ทำให้เครื่องจักรไม่มีเสถียรภาพ จากรูปที่ 2(ข) เมื่อต้องการเพิ่มความถี่เริ่มจากจุด 1 ค่าของสลิปเพิ่มขึ้นค่าของกระแสสเตเตอร์ I_u เพิ่มขึ้นจนถึงค่าที่ถูกจำกัด ซึ่งจุดทำงานจะย้ายจากจุด 1 ไปจุด 2 หลังจากนั้นค่าความถี่จะเพิ่มขึ้นอย่างเชิงเส้น(ramp)ภายใต้การจำกัดกระแส ในช่วงนี้ความเร็วมอเตอร์จะเร่งขึ้นด้วยค่าทอร์คคงที่ จากจุด 2 ไป 3 เมื่อได้ความเร็วที่ต้องการแล้ว คือช่วง 3 ถึง 4 ค่าของกระแสจะลดต่ำลง และการทำงานจะอยู่ที่จุด 4 ซึ่งจุดนี้เป็นจุดเสถียรภาพ

ในช่วงหน่วงความเร็ว ก็อธิบายได้ในทำนองเดียวกัน แต่ค่าพลังงานที่จ่ายกลับออกมาที่ dc link จะทำให้ โวลเทจ สูงขึ้นได้ เราสามารถแก้ไขได้โดยใช้การเบรคแบบ dynamic ซึ่งจะช่วยลดซับพลังงานส่วนที่เกินออกมา

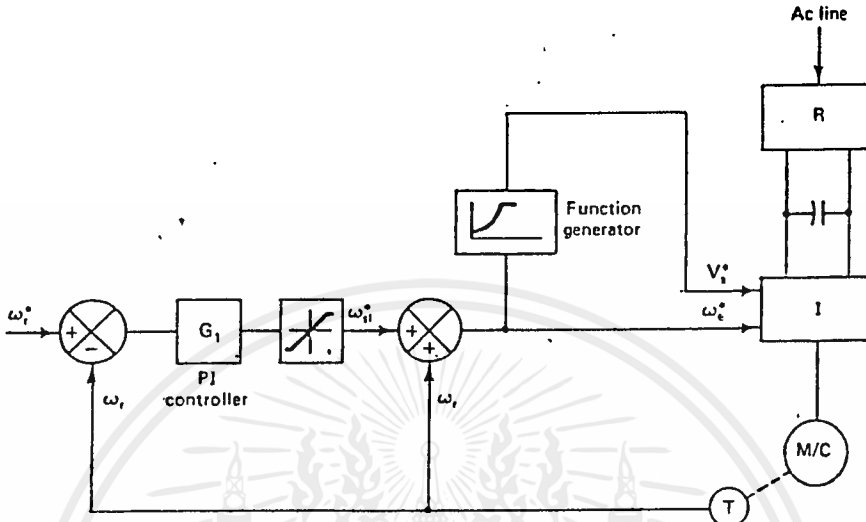


รูปที่ 4.3 การควบคุมอัตราส่วนโวลเทจต่อความถี่ที่ แบบลูปปิด

หากใช้การควบคุมแบบลูปเปิด การแกว่งของไฟสลับ (ac line voltage) และ impedance drop จะทำให้เกิดการแกว่งของ air gap flux ซึ่งเราแก้ไขได้โดยใช้การควบคุมแบบลูปปิด ด้วยวิธีนี้ ความเร็วจะเปลี่ยนไปตามค่าของทอร์คของโหลด (I_a) และการแกว่งของ supply ดังรูปที่ 4.3

วิธีควบคุม v/f อีกแบบหนึ่งคือใช้การควบคุมสลิป ดังรูปที่ 4.4 ค่าความแตกต่างระหว่างความเร็วที่ต้องการและความเร็วจริง (error speed) จะสร้างค่าสลิปที่ต้องการผ่านทาง PI (Proportional-integral) และ limiter ค่าสลิปที่ได้จะไปบวกกับค่าความเร็วจริงของมอเตอร์ ทำให้ได้ค่าความถี่ที่ต้องป้อนให้กับมอเตอร์ (ω_m^*) และค่าความถี่นี้จะไปผ่าน function volt/hertz เพื่อสร้างโวลเทจ ซึ่งได้รวมค่าโวลเทจที่ต้องชดเชยเมื่อความถี่ต่ำๆ ไปแล้ว เนื่องจาก สลิปแปรตามค่า develop torque ดังนั้นแบบของการควบคุมนี้อาจถือว่าเป็น การควบคุมทอร์คโดยใช้ความเร็วควบคุม ซึ่งแบบนี้ต่างจากแบบการควบคุมที่กล่าวมาแล้ว ทอร์คของมอเตอร์จะถูกควบคุมทางกระแสเตเตอร์ ข้อได้เปรียบ คือ การควบคุมแบบนี้ไม่จำเป็นต้องมี current sensor ซึ่งมีราคาแพง และ สัญญาณของความเร็วสามารถใช้ควบคุมได้ทั้งทอร์คและ v/f เมื่อต้องการเร่งความเร็วของมอเตอร์สามารถทำได้โดยเพิ่มค่าสลิป ซึ่งมีข้อจำกัดว่า เพิ่ม

ได้มากที่สุดที่จุด maximum torque และจะกลับลงสู่จุดสมดุลที่ค่าเท่ากับทอร์คของโหลด



รูปที่ 4.4 การควบคุมอัตราส่วนโวลเทจต่อความถี่คงที่ แบบควบคุมสลิป

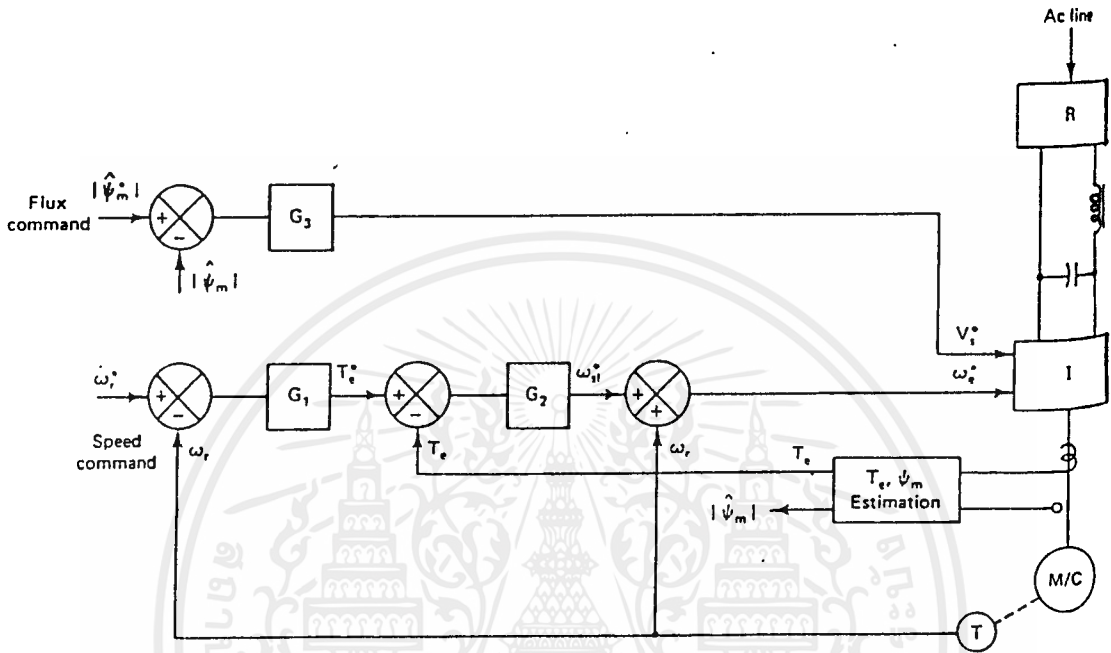
หากต้องการลดความเร็ว ω_r^* ลดลง ค่าสลิปจะกลายเป็นลบ (negative) มอเตอร์จะเข้าสู่การเบรคแบบ dynamic หรือ regenerative mode

แทนที่จะควบคุมให้สลิปมีค่าคงที่ เราใช้ค่า speed loop error ไปควบคุมเฉพาะเอาท์พุทโวลเทจของอินเวอร์เตอร์ ทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลง v/f ส่งผลให้ flux เปลี่ยนแปลง และทำให้ค่า develop torque เปลี่ยนแปลง ($T \propto \phi_m^2 \omega_s$) การลดค่า air gap flux ในโหลดต่ำๆ ทำให้ค่าประสิทธิภาพดีขึ้น เนื่องจากค่า core loss ลดลง แต่ข้อเสียคือเครื่องจักรอาจเสียหายเมื่อเพิ่มทอร์คของโหลดอย่างทันทีทันใด

4.1.2) การควบคุมค่าทอร์คและค่าสนามแม่เหล็ก (Torque and Flux Control)

ข้อเสียของการควบคุมแบบ v/f ดังกล่าวข้างต้น คือ ค่า air gap flux อาจไม่คงที่ เป็นผลให้ค่าทอร์คเปลี่ยนแปลงตามค่าของสลิปและกระแสเดเตเตอร์ หากค่า v/f มีค่าไม่ถูกต้อง ค่าฟลักซ์อาจลดลงหรือเพิ่มขึ้นจนเกิดการอิ่มตัว และการที่ค่าตัวแปรในวงจรสเตเตอร์มีค่าเปลี่ยนแปลงตามอุณหภูมิ เป็นผลทำให้เกิดการ

บิดเบือนของ air gap flux จากการควบคุมสลิปดังที่กล่าวมา หากค่าฟลักซ์มีค่าลดลง ค่า maximum torque ของเครื่องจักรมีค่าลดลง ค่า ω_{cr} จะต้องเพิ่มขึ้นเพื่อให้ได้ค่าทอร์คเท่าเดิม ทำให้ผลตอบสนองช่วง transient มีค่าลดลง



รูปที่ 4.5 แสดงการควบคุมความเร็วที่แยกอิสระกับการควบคุมทอร์คและฟลักซ์

จากรูปที่ 4.5 การเพิ่มลูปทอร์คซ้อนในลูปความเร็ว ทำให้ผลตอบสนองของความเร็วมีค่าเร็วขึ้น และมีเสถียรภาพมากขึ้น G_1 อาจเป็น PI compensator เพื่อให้ค่าความผิดพลาดของความเร็วเป็นศูนย์ที่สถานะเสถียร ส่วน G_2 อาจเป็น pure gain หรือ PI compensator การใช้การควบคุมฟลักซ์หรือทอร์คสามารถแก้ปัญหาการบิดเบือนของฟลักซ์ได้ แต่การจับสัญญาณ flux feedback ให้ถูกต้องทำได้ยาก

เครื่องมือวัดค่าฟลักซ์อาจทำได้โดย ติดตั้ง Hall effect sensor ที่ air gap ของเครื่องจักร แต่ ข้อเสียคือ sensor จะมีค่าเปลี่ยนไปเมื่ออุณหภูมิเปลี่ยนไป หรืออีกวิธีคือ ติดตั้งคอยล์ระหว่าง air gap เพื่อที่จะให้เกิดการเหนี่ยวนำโวลเทจ แต่ส่วนใหญ่ผู้ออกแบบเครื่องจักรไม่ต้องการให้มีเครื่องมือทั้งสองอย่างอยู่ในเครื่องจักร จากรูปที่ 4.5 ค่าทอร์คและฟลักซ์สามารถคำนวณได้จากค่า phase voltage และกระแส

หากนำค่าของ stator drop . ไปลบออกจากค่าของ terminal phase voltage ก็จะได้ค่าสัญญาณโวลเทจที่ air gap และถ้าเครื่องจักรมีค่าความเร็วเกิน 10% สามารถที่จะตัดค่า stator drop ออกไปได้ การคำนวณโดยวิธีนี้สามารถเป็นจริงได้ก็ต่อเมื่อกระแส และ โวลเทจเป็นแบบสมดุลและเป็นรูป sine แต่ในความเป็นจริงไม่เป็นเช่นนั้น ค่า ϕ_m และ T_m ที่วัดได้จะมีฮาร์มอนิกมาด้วย จึงต้องมีวงจร filter

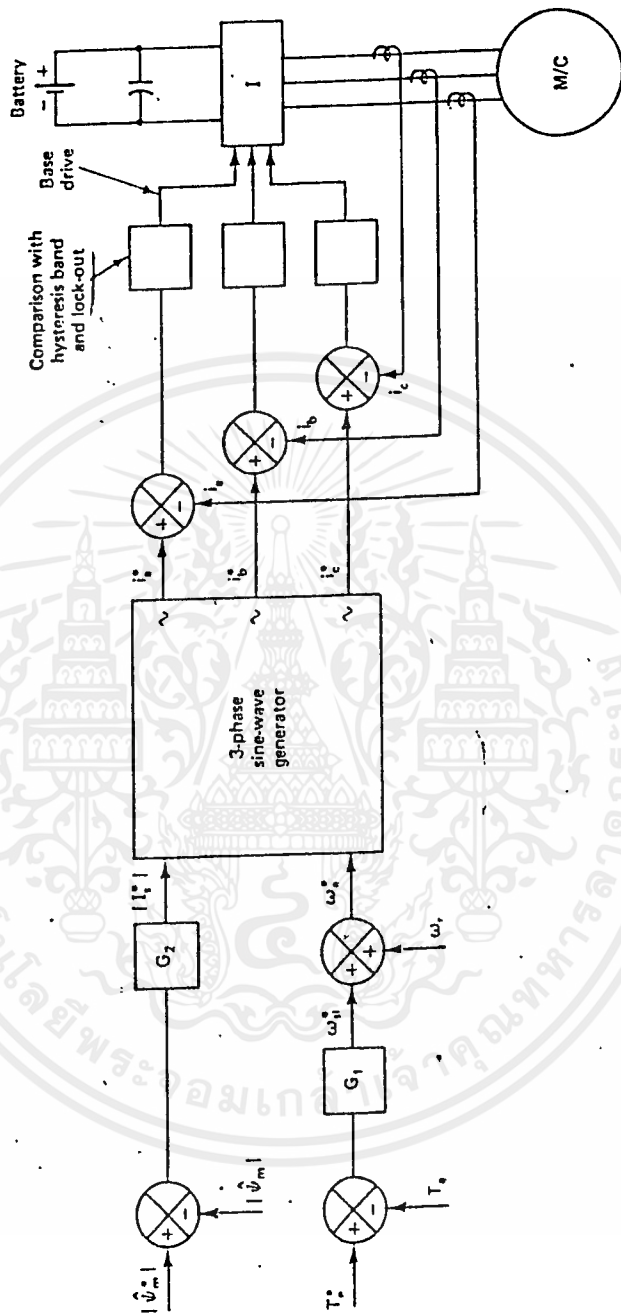
การทำงานของวงจรในรูปที่ 4.5 สามารถทำงานได้ทั้งในช่วงทอร์คคงที่ และช่วง field weakening และได้ทั้ง regeneration mode และ motor mode เครื่องจักรสามารถเริ่มทำงานได้ที่ทอร์คเต็มพิกัด เมื่อเครื่องจักรเพิ่มความเร่งด้วยค่า maximum torque . ค่า ω_m^* เป็นค่าบวก (positive) และค่าความถี่ ω_m^* เพิ่มขึ้นตามเพื่อเพิ่มความเร็ว การเพิ่มค่า ω_m^* ทำให้ฟลักซ์ลดลง แต่การควบคุมในรูปของฟลักซ์จะเพิ่มค่าโวลเทจตามสัดส่วนเพื่อให้ค่าฟลักซ์คงที่ เมื่อทำงานมากกว่าค่า base speed (ความเร็วที่ใช้งานปกติของมอเตอร์) อินเวอร์เตอร์ จะทำงานอยู่ใน mode square wave และใน mode นี้ การควบคุมรูปของฟลักซ์จะใช้ไม่ได้

4.1.3) การควบคุมกระแสโดยใช้อินเวอร์เตอร์แบบ PWM

แทนที่จะควบคุมโวลเทจของอินเวอร์เตอร์ โดยใช้รูปของฟลักซ์ เราสามารถใช้กระแสสแตเตอร์ ในการควบคุมได้ กระแส surge อาจทำให้เกิดข้อผิดพลาดในการคอมมิวเทจใน GTO หรือ thyristor inverter โดยเฉพาะ transistor inverter เพราะความสามารถในการทนกระแสกระชากของ transistor มีค่าต่ำ เราอาจใช้รูปของกระแสควบคุมฟลักซ์ได้โดยทางอ้อมจากค่าสลิปที่ต้องผ่านทาง function generator

การใช้ drive ประเภทนี้เหมาะกับก ปรประยุกต์ใช้กับรถไฟไฟฟ้า ซึ่งใช้ควบคุมทอร์คมากกว่าควบคุมความเร็ว แหล่งจ่ายที่เป็นแบตเตอรี่สามารถดูดซับพลังงานใน mode regeneration ได้ในรูปของฟลักซ์จะใช้ควบคุมกระแส I_m^* (ในรูปที่ 4.6) ส่วนในรูปของทอร์คใช้ควบคุมความถี่ ω_m^* (ในรูปที่ 4.6) เมื่อมี input ดังกล่าวเข้าใน 3- ϕ sinewave generator ก็จะทำการสร้าง output เป็นกระแสอ้างอิงแบบสมดุลแบบ 3 เฟส และจะนำไปเปรียบเทียบกับกระแสจริงในแต่ละเฟสใน hysteresis band และสร้างกระแสขับ drive โดยวงจร lock-out

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

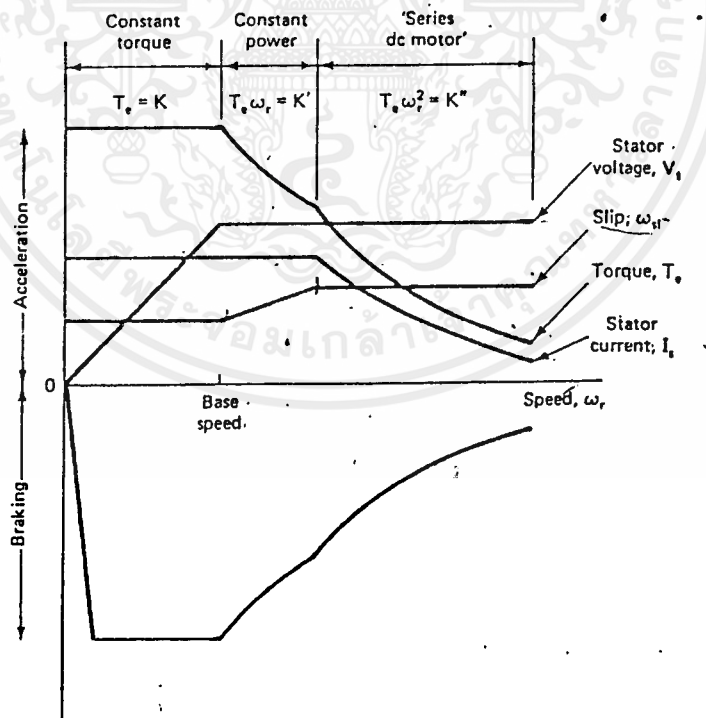


รูปที่ 4.6 แสดงการควบคุมกระแสโดยใช้อินเวอร์เตอร์แบบ PWM

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การทำงานของ drive มีอยู่ 3 ช่วง ช่วงแรกคือ ช่วงทอร์คที่อินเวอร์เตอร์จะควบคุมกระแสโดยใช้ PWM mode และทำงานในลักษณะ current-fed inverter แต่หากค่าความเร็วมีค่ามากกว่าค่า base อินเวอร์เตอร์จะทำงานแบบ square wave mode และจะไม่ใช้การควบคุมแบบ PWM

สมมติว่าเครื่องจักรเร่งความเร็วตั้งแต่หยุดนิ่งด้วยค่าทอร์คเต็มพิกัด ซึ่งจำกัดโดยค่าสลิปและกระแสสเตเตอร์ ในที่นี้ค่าของกระแสสูงสุดที่กำหนดเป็นตัวจำกัดค่าของสลิปให้มีค่าที่ต่ำกว่าค่า breakdown torque ค่าของโวลเทจที่สเตเตอร์จะเพิ่มขึ้นตามสัดส่วนของความเร็วจนถึงค่า base speed ในช่วงที่จะข้ามจาก base speed ไป จะเห็นการ chop เล็กน้อยที่บริเวณขอบของ square wave ของโวลเทจที่สเตเตอร์ ในขณะที่เราไม่สามารถควบคุมกระแสได้โดยตรงการทำงานของมอเตอร์ในขณะที่ความเร็วมากกว่าช่วง constant power ค่าของสลิปจะคงที่เพราะการทำงานจะอยู่ที่ทอร์คสูงสุด แต่ค่าของกระแสสเตเตอร์ จะลดลง drive สามารถลดค่าทอร์คที่ความเร็วต่างๆได้โดยการลดค่าของสลิป ในการเบรค ค่าทอร์คที่ใช้ในการเบรค จะลดลงตามค่าของความเร็ว และจะหายไปเมื่อความเร็วเป็นศูนย์

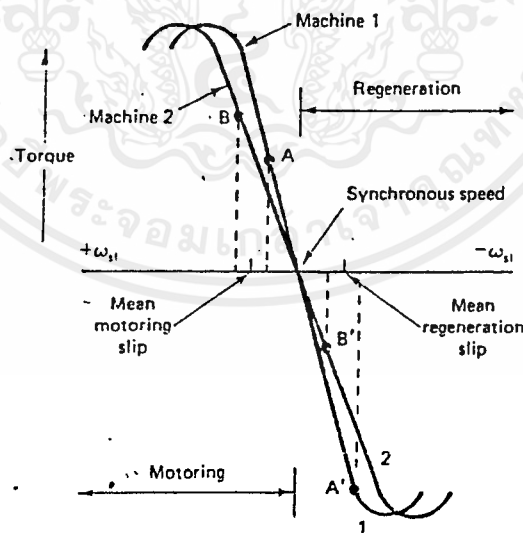


3

รูปที่ 4.7 แสดงการทำงานของ DRIVE ขณะทำการเร่งและเบรค

4.1.4) การทำงานของอินเวอร์เตอร์เมื่อใช้ควบคุมเครื่องจักรหลายตัว

ในการใช้ voltage-fed inverter สามารถใช้อินเวอร์เตอร์หลายตัวกับแรงดันไฟฟ้าแอตตัวเดียวได้ หรือ สามารถใช้เครื่องจักรหลายๆตัวกับอินเวอร์เตอร์ตัวเดียวได้ การใช้งานรูปแบบนี้จะประยุกต์ใช้งานกับ สายพาน (conveyor line) , subway transmit car ซึ่งจำเป็นต้องใช้มอเตอร์เหนี่ยวนำหลายๆตัวทำงานขนานพร้อมกันโดยใช้อินเวอร์เตอร์เพียงตัวเดียว หากค่า torque-speed characteristic ของเครื่องจักรที่นำมาขนานกันมีค่าเหมือนกัน ค่าอิมพีแดนซ์เสมือน (equivalent impedance) จะมีค่าเหมือนกันทุกความถี่ของไฟที่ป้อนให้ ค่า develop torque และค่าความเร็วจะเป็นค่าเดียวกัน แต่ในทางปฏิบัติค่า torque-speed characteristic มีค่าต่างกันเล็กน้อย ดังนั้นที่สลิปต่างๆ ค่าของความเร็วของมอเตอร์จะมีค่าใกล้เคียงกัน แต่ถ้าสลิปมีค่ามากผลจะออกมาในทางตรงกันข้าม ดังนั้นถ้าจะให้เครื่องจักรมีค่าความเร็วเท่ากันจะต้องให้ค่าสลิปเท่ากัน เครื่องจักรที่มีค่าสลิปต่ำจะสามารถรองรับค่าทอร์คในส่วนที่มากกว่า ถ้า drive ขับเครื่องจักรที่ขับโหลดที่ไม่ต่อเนื่องกัน 2 ตัวขึ้นไป แต่ต้องการมีการควบคุมแบบลูปปิดสามารถใช้ค่าเฉลี่ยของความเร็วมาเป็นสัญญาณป้อนกลับได้



รูปที่ 4.8 แสดงผลกระทบจากการที่ใช้ DRIVE ตัวเดียวขับมอเตอร์ซึ่งขับโหลดที่มีขนาดไม่เท่ากันทำงานขนานกัน

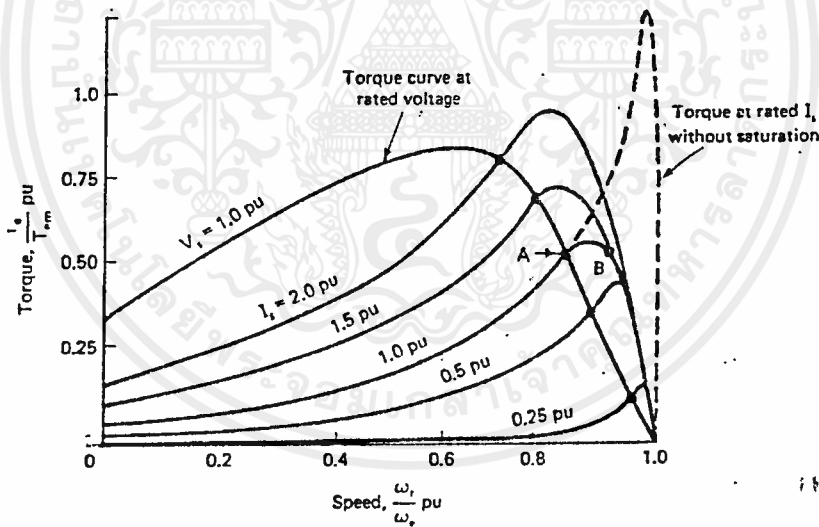
ในการประยุกต์ใช้งานกับรถไถดินหรือรถจักรไฟฟ้า มีปัญหาในการทำงานร่วมกันคือ ค่าเส้นผ่านศูนย์กลางของแต่ละล้อมีค่าไม่เท่ากัน จากรูปที่ 4.8 สมมติว่าอินเวอร์เตอร์ขับเครื่องจักร 2 ตัว ซึ่งทำงานขนานกัน และแต่ละตัวขับเพลลาของรถจักรไฟฟ้า เครื่องจักร 1 ขับเพลลาซึ่งมีล้อขนาดเส้นผ่านศูนย์กลางเล็กกว่าที่ เครื่องจักร 2 ขับ ซึ่งทำให้เกิดความแตกต่างกันเล็กน้อยดังรูป ขณะอยู่ใน motor mode ระบบควบคุมจะใช้ค่าสลิปเฉลี่ยที่ค่าๆหนึ่ง ดังนั้น เครื่องจักร 1 จึงหมุนด้วยความเร็วมากกว่า ทำให้ค่า สลิป น้อยกว่า เป็นผลให้ค่า ทอร์ค ที่กระจายมีค่าไม่เท่ากัน (จุด A และ B) ซึ่งในกรณีนี้ถึงแม้ว่ามอเตอร์จะมีค่า characteristic ที่เท่ากัน การกระจายของทอร์คก็จะไม่เท่ากัน เครื่องจักร 1 จะรับค่าทอร์คน้อยกว่าในช่วงการทำงานแบบมอเตอร์ แต่ในช่วง regeneration ค่าทอร์ค ที่รับมาจะมีค่ามากกว่า หากใช้เครื่องจักรที่มีค่า characteristic ของสลิปต่ำ ค่าของทอร์คจะมีค่าต่างกันมากซึ่งอาจเป็นไปได้ว่ามอเตอร์ตัวหนึ่งให้ค่า develop torque ส่วนอีกตัวให้ค่า breaking torque กรณีอย่างนี้จะเกิดขึ้นไม่ว่าจะอยู่ใน motor mode หรือ generation mode ก็ตาม แต่กรณีที่ทอร์คที่เครื่องจักร 2 รับไปอาจเกินค่า maximum torque ในช่วง motor mode และอาจทำให้หลุดจากการเหนี่ยวนำได้

4.2. CURRENT-FED INVERTER CONTROL

อินเวอร์เตอร์ชนิดนี้จะประกอบด้วยวงจรคอนโทรลเรกติฟายเออร์ (CONTROLLED RECTIFIER) และ ฟิลเตอร์ (CURRENT FILTER CHOCK) โดยไม่มีคาปาซิเตอร์เป็นวงจรทางด้านอินพุทของอินเวอร์เตอร์และมี CURRENT MODE INVERTER เป็นวงจรทางด้านเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์ดังรูป

CONTROLLED RECTIFIER และ FILTER CHOKE จะทำหน้าที่เป็นตัวปรับค่าโวลเทจ ดีซี เพื่อควบคุมการไหลของกระแสเข้ามอเตอร์เหนี่ยวนำ กระแสสลับเพื่อทำให้เกิดเป็นรูปคลื่นของกระแส 3 เฟส ที่สามารถแปลงความถี่ได้

ข้อดีของการควบคุมแบบ Current-Fed Inverter ในการขับเคลื่อนมอเตอร์คือ มอเตอร์จะสามารถทำงานได้ 4 ควอดแดรนต์โดยไม่ต้องเพิ่มอุปกรณ์ ไม่มีปัญหาเกี่ยวกับกระแสเกิน หรือ Short Though ข้อเสียของ Current-Fed Inverter คือ ทำงานแบบ Open Loop ไม่ได้ Filter Choke มีขนาดใหญ่และหนัก ด้านอินพุตเป็น Control Rectifier ซึ่งทำให้เพาเวอร์แฟคเตอร์ของระบบมีค่าต่ำเมื่อโหลดมีค่าน้อยๆ ช่วงความถี่ในการทำงานต่ำกว่าแบบ Voltage-Fed Inverter ไม่สามารถทำงานได้ที่ไร้โหลด และการควบคุมมอเตอร์หลายตัวโดยใช้อินเวอร์เตอร์ตัวเดียวทำได้ยาก



รูปที่ 4.9 แสดงการควบคุมแบบ CURRENT-FED INVERTER

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บางหลักการของการควบคุมอินเวอร์เตอร์ แบบ voltage-fed ซึ่งได้กล่าวมาข้างต้นก็เป็นหลักการของ current-fed inverter ด้วยเช่นกัน ซึ่งได้กล่าวไว้แล้วว่า การควบคุม voltage-fed inverter ด้วยกระแสก็คือลักษณะการควบคุมของ current-fed inverter นั้นเอง ซึ่งสามารถแบ่งการควบคุมได้ดังนี้

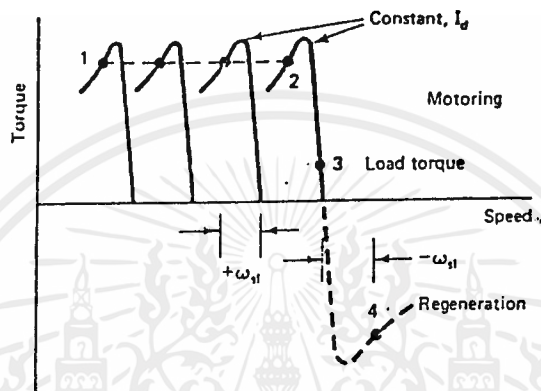
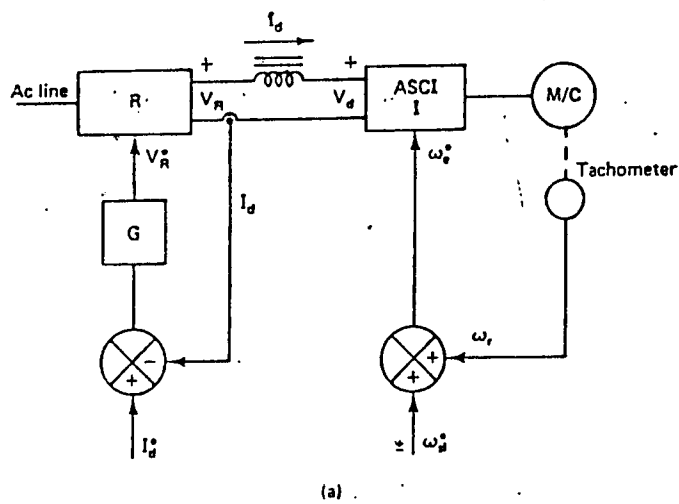
4.2.1) การควบคุมโดยแยกควบคุมสลิปและกระแสออกจากกัน

สำหรับการควบคุมแบบนี้ ค่ากระแส dc link และค่าความถี่ของอินเวอร์เตอร์ควบคุมโดยตัวแปร 2 ตัวแปร ซึ่งค่ากระแสถูกควบคุมโดยมุม firing angle ที่ป้อนให้กับเรกติฟายเออร์ตัวหน้าสุด มีข้อสังเกตคือ การควบคุมแบบ current-fed inverter ไม่สามารถควบคุมแบบลูปเปิด ได้เหมือนแบบ voltage-fed inverter ในการควบคุมแบบลูปปิดของ current-fed inverter การควบคุมกระแสและสลิปเป็นอิสระต่อกัน ได้แสดงไว้ในรูปที่ 4.10 แล้วค่ากระแสของ dc link ควบคุมโดยลูปป้อนกลับ ซึ่งจะไปควบคุม voltage output (V_R) ของเรกติฟายเออร์ ค่าของสลิปที่ตัดการจะไปบวกกับสัญญาณของความถี่ เพื่อที่จะได้ความถี่ที่ต้องการออกมา เครื่องจักรสามารถทำงานใน regenerative mode โดยค่าสลิปเป็นลบ ซึ่งทำให้ค่า V_R และ V_D กลับตัว พลังงานก็จะป้อนเข้าสู่แหล่งจ่าย ข้อเสียของระบบควบคุมนี้คือไม่สามารถควบคุมค่า air gap flux ของเครื่องจักร ซึ่งค่าทอร์คสามารถควบคุมโดยค่ากระแส dc link (I_d) หรือสลิป (ω_{sl}) ในรูปที่ 4.10(b) ได้แสดงการเร่งของเครื่องจักรด้วยค่าทอร์คคงที่ค่าหนึ่ง จากจุด 1 ไป จุด 2 ซึ่งจะควบคุมให้กระแสและสลิปคงที่ แต่ช่วงนี้เป็นช่วงที่ไม่มีเสถียรภาพของ torque-speed curve เนื่องจาก air gap flux ต้องมีค่าต่ำกว่าจุดอิ่มตัว แต่ที่จุดทำงานนี้ต่ำกว่าจุดอิ่มตัวเพียงเล็กน้อยเท่านั้น เมื่อได้จุดสมดุลเฉพาะค่าของ สลิปจะลดลงมาเรื่อยๆ จนถึงจุด 3 ซึ่งเป็นจุดที่ develop torque และทอร์คของโหลดเท่ากัน ซึ่งวิธีนี้ทำให้เกิดการอิ่มตัวของฟลักซ์ได้ แต่ในอีกทางหนึ่งเราสามารถลดค่า I_d ลงมา โดยที่ค่าสลิปมีค่าคงที่ เพื่อที่จะให้สมดุลกับค่าของทอร์คของโหลด แต่เครื่องจักรจะทำงานในช่วงฟลักซ์น้อย (weak flux) เนื่องจากปัญหาเหล่านี้ การควบคุมโดยวิธีนี้จึงไม่ค่อยได้ใช้ในทางปฏิบัติเท่าไรนัก

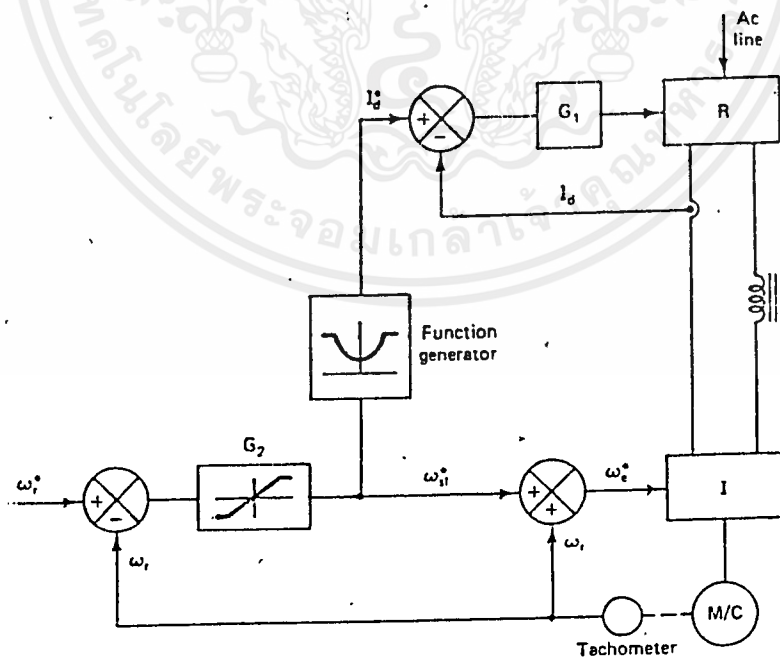
4.2.2) การใช้โปรแกรมควบคุมกระแสโดยให้ฟลักซ์คงที่

จากรูปที่ 4.11 แสดงรูปแบบการควบคุมความเร็วที่ปรับปรุงแล้วและใช้ในงานจริงได้ ค่าของกระแส I_m^* ถูกควบคุมโดย w_{m1}^* ผ่าน function generator เพื่อให้ค่า air gap flux คงที่ ตามที่ได้กล่าวข้างต้นแล้วค่า air gap flux ที่คงที่จะทำให้ drive มีเสถียรภาพและมีผลตอบสนองที่รวดเร็วต่อระบบของ drive ที่ค่าสลิปเป็นศูนย์ ค่า develop torque จะเท่ากับศูนย์ ค่า I_m^* ที่ได้เป็นค่าที่น้อยที่สุดซึ่งเป็นค่าของกระแส magnetizing เมื่อสลิปมีค่าเพิ่มขึ้น I_m^* จะมีค่าเพิ่มขึ้นด้วยเพื่อจะให้ค่า volt/hertz มีค่าคงที่ สำหรับการทํางานในช่วงลบของสลิป ความสัมพันธ์ของ I_m^* และ w_{m1}^* ยังคงเหมือนกับในควอเตอร์ที่ 1 ทำให้ drive สามารถทํางานได้ทั้ง 4 ควอเตอร์ เราสามารถคำนวณค่า function generator output ไว้ก่อนเพื่อให้เหมาะสมกับเครื่องจักรแต่ละตัว หากไม่สนใจค่าตัวแปรต่างๆเครื่องจักรก็จะทํางานคล้ายกับเครื่องจักรกระแสตรง (dc machine) ซึ่งมีค่าฟลักซ์คงที่ในสภาวะสมดุล แทนที่เราจะใช้รูปของความเร็ว ควบคุมสลิปโดยตรง เราใช้รูปที่ใช้ความผิดพลาดของความเร็ว (speed loop error) ในการควบคุมกระแส I_m^* แล้วใช้ค่า I_m^* นี้ผ่าน function generator ในการสร้างค่าสลิป ในการทำงานแบบ regeneration จะเป็นการกลับขั้วของสลิป ทำให้ค่าลูปความเร็ว (speed loop error) เป็นลบ หลักการควบคุมแบบนี้สามารถใช้กับ voltage-fed inverter ได้

การควบคุม air gap flux ให้แน่นอนยิ่งขึ้น อาจจะมีลูปที่ใช้สำหรับควบคุมฟลักซ์เพิ่มเป็นอิสระอีกลูปหนึ่ง ซึ่งลูปนี้จะไปควบคุมกระแสในลูปของกระแส (current control loop) มีข้อสังเกตว่าการควบคุมฟลักซ์ทั้งโดยตรงหรือทางอ้อมโดยลูปของกระแส (current control loop) จะไม่สามารถควบคุมได้ต่อไปหากค่าโวลเทจที่ออกจากเรกติฟายเอรมีค่าสูงสุดแล้ว ระบบจะยังทํางานต่อไปในช่วง field weakening mode โดยการควบคุมสลิปเสมือน voltage-fed inverter เพื่อให้ I_m ใน control loop ยังคงสามารถทํางานต่อไปได้



รูปที่ 4.10 (ก) การแยกการควบคุมกระแสและสลิปออกจากกัน
(ข) แสดงค่า torque-slip characteristic



รูปที่ 4.11 แสดงโปรแกรมควบคุมกระแสโดยให้ค่าพลาซัดังที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

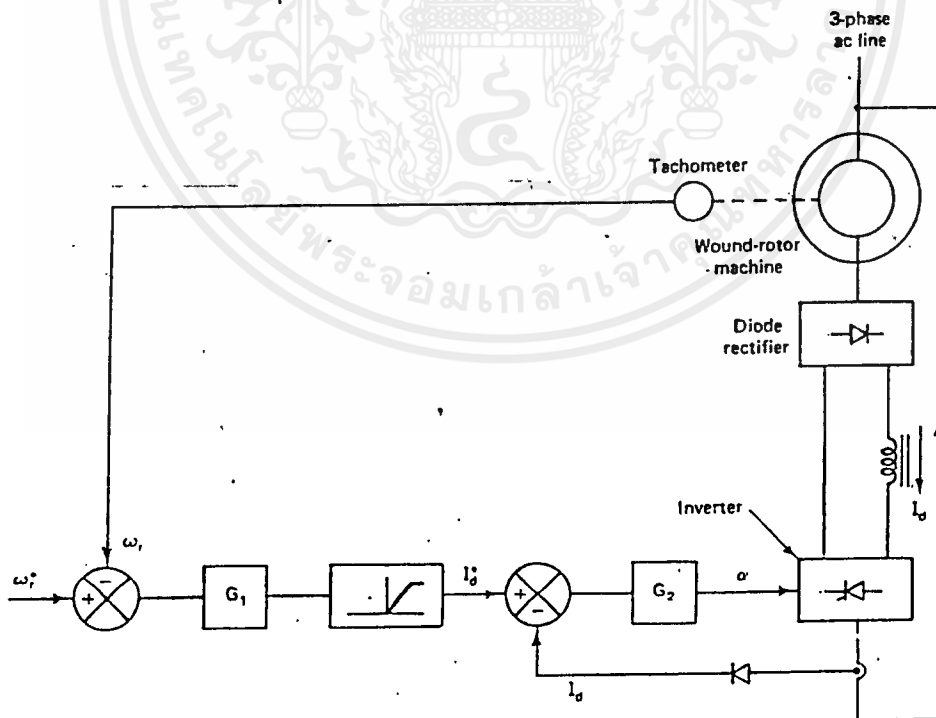
ได้มีการพัฒนาอีกแบบหนึ่ง นอกเหนือจากการควบคุมสลิป คือ ควบคุมค่า torque angle ($\sin \theta$) ค่ามุม θ คือมุมระหว่าง air gap flux และ stator current mmf. มีความสัมพันธ์กันดังนี้

$$T = (3/2) (P/2) \left| \phi_m \right| I_s \sin \theta$$

แบบของการควบคุมนี้สามารถให้ผลตอบสนองของทอร์คได้เร็วขึ้น โดยการหมุน เวกเตอร์ของกระแส I_s ในช่วง transeint แต่การควบคุมในรูปแบบนี้อยู่ในเรื่อง VECTOR CONTROL

4.2.3) การควบคุมกำลังงานจากค่าสลิป (SLIP POWER RECOVERY CONTROL)

การควบคุมแบบนี้เรียกอีกอย่างว่า วิธีของแควมเมอร์ (Kramer method) ซึ่งได้แสดงไว้ในรูปที่ 4.12 จากที่กล่าวมาแล้วว่าระบบ drive นี้ทำงานคล้ายคลึงกับการควบคุมเครื่องจักรกระแสตรงแบบแยกกระตุ้น (separate excited dc machine) โดยการควบคุมจากเรกติฟายเออร์แบบ phase controlled



รูปที่ 4.12 แสดงระบบ DRIVE ควบคุมความเร็วของแควมเมอร์

ในช่วง air gap flux คงที่ ค่าของทอร์คเป็นสัดส่วนโดยตรงกับค่าของกระแสที่ dc link (I_d) ที่ควบคุมโดยลูปป้อนกลับ (feedback loop) การรับสัญญาณกระแส I_d สามารถทำได้โดยอาศัยหม้อแปลงกระแส (current transformer) และ เรกติฟายเออ (rectifier) แทนการรับสัญญาณกระแส I_d โดยตรง การควบคุมแบบนี้เป็นการควบคุมแบบง่าย ๆ แต่มีข้อเสียคือ ใช้งานได้เพียง 1 quadrant เท่านั้น หากต้องการเพิ่มความเร็วมอเตอร์จะเร่งความเร็วด้วยค่า develop torque คงที่ค่าหนึ่ง ขึ้นอยู่กับค่าจำกัด ของ I_d^* ซึ่งตั้งค่าได้โดยลูปของความเร็วก่อน (speed control loop) หากค่าความเร็วจริงมีค่าใกล้เคียงกับความเร็วที่ต้องการ กระแสใน dc link ก็จะลดลงจนค่าทอร์คของมอเตอร์สมดุลกับโหลด ถ้าต้องการลดความเร็วลงมา ค่ากระแส I_d จะมีค่าใกล้เคียงศูนย์ เครื่องจักรจะหยุดหมุนด้วยแรงของทอร์คของโหลด ค่า air gap flux จะมีค่าคงที่ตลอดการทำงาน ซึ่งควบคุมโดยค่า stator voltage และความถี่ ที่โหลดค่าหนึ่ง ค่าความเร็วของมอเตอร์จะน้อยกว่าความเร็ว ชินโครนัส (synchronous) เสมอ ถ้าต้องการให้มอเตอร์ทำงานด้วยความเร็วชินโครนัส ต้องเพิ่มความถี่ที่ป้อนให้กับมอเตอร์

บทที่ 5

การมอดูเลตความกว้างพัลส์ (PWM)

5.1 การมอดูเลตความกว้างพัลส์ (PULSE-WIDTH MODULATION : PWM)

การมอดูเลตความกว้างพัลส์เป็นวิธีการแบ่งรูปคลื่นสัญญาณใน 1 คาบของสัญญาณควบคุมออกเป็นพัลส์ย่อยๆหลายๆพัลส์โดยที่แต่ละพัลส์อาจจะมี ความกว้างไม่เท่ากัน ในการมอดูเลตความกว้างพัลส์นั้นจะต้องมีสัญญาณ 2 สัญญาณคือ

- สัญญาณควบคุมรูปซายน์หรือสัญญาณอ้างอิง
- สัญญาณรูปคลื่นสามเหลี่ยมหรือสัญญาณแคเรียร์

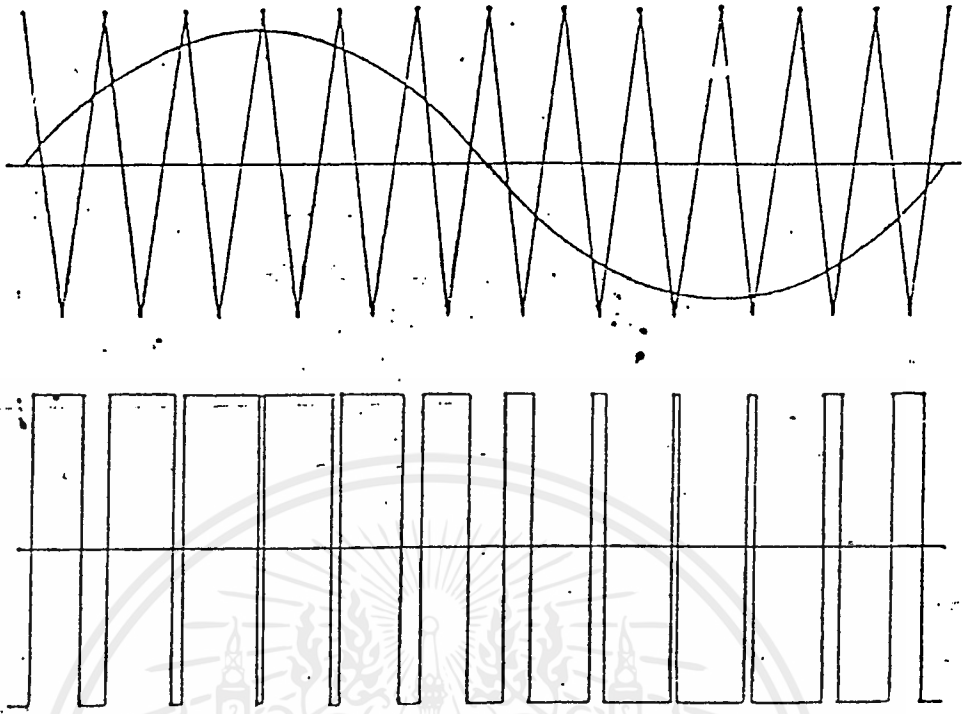
โดยนำสัญญาณทั้งสองมาทำการเปรียบเทียบกันซึ่งจะทำให้เกิดสัญญาณการสวิตซ์ซึ่งวิธีการมอดูเลตความกว้างพัลส์มีอยู่ด้วยกันหลายชนิด แต่ชนิดที่เป็นพื้นฐานและถูกนำมาใช้ประโยชน์มากที่สุดได้แก่

5.1.1 การมอดูเลตแบบ 2 ระดับ (2 level PWM)

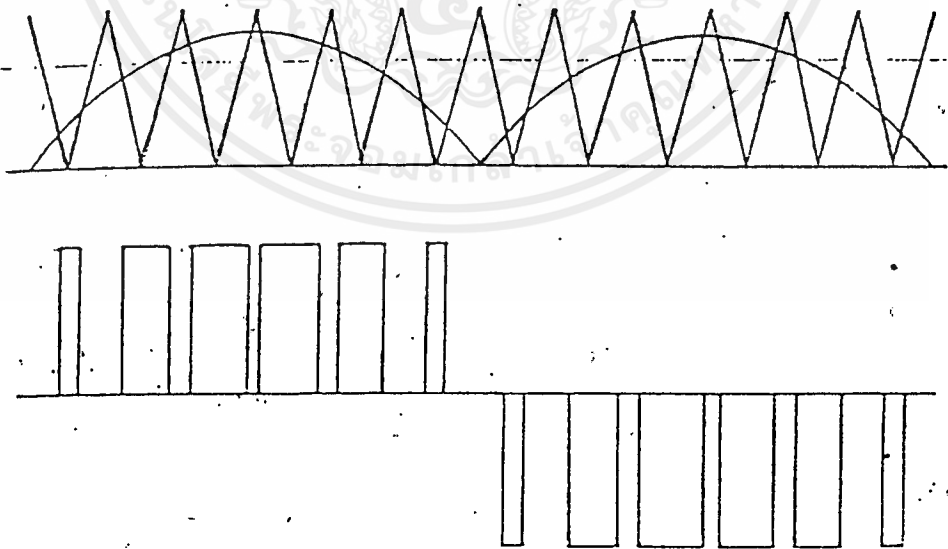
การมอดูเลตแบบนี้จะได้รูปคลื่นที่มีการสวิตซ์ซึ่งระหว่างระดับอ้างอิง 2 ระดับคือ แรงดันบวกกับแรงดันลบ ซึ่งการสร้างสัญญาณสวิตซ์ซึ่งแบบนี้เกิดจากการนำเอาสัญญาณอ้างอิงที่เป็นคลื่นรูปซายน์และสัญญาณแคเรียร์แบบเต็มรูปคลื่นโดยที่เมื่อสัญญาณอยู่ในช่วงที่สัญญาณอ้างอิงมีขนาดมากกว่าสัญญาณแคเรียร์จะให้สัญญาณสวิตซ์ซึ่งเป็นบวก ส่วนในช่วงที่สัญญาณควบคุมมีขนาดน้อยกว่าสัญญาณแคเรียร์จะให้สัญญาณสวิตซ์ซึ่งที่เป็นลบ ดังแสดงในรูปที่ 5.1

5.1.2 การมอดูเลตแบบ 3 ระดับ (3 level PWM)

การมอดูเลตแบบนี้จะได้รูปคลื่นที่มีการสวิตซ์ซึ่งระหว่างระดับอ้างอิง 3 ระดับคือแรงดันบวก, แรงดันลบและแรงดันศูนย์ ซึ่งการสร้างสัญญาณสวิตซ์ซึ่งแบบนี้เกิดจากการนำเอาสัญญาณอ้างอิงที่เป็นคลื่นรูปซายน์ที่ถูกเรคตีไฟร์เป็นฟูลเวฟและสัญญาณแคเรียร์ที่ถูกยกกระด้นขึ้นไปอยู่เหนือเส้นกราวนด์โดยที่เมื่อสัญญาณอยู่ในช่วงที่สัญญาณอ้างอิงมีขนาดมากกว่าสัญญาณแคเรียร์จะให้สัญญาณสวิตซ์ซึ่งที่เป็นบวกในครึ่งคาบแรกและให้สัญญาณสวิตซ์ซึ่งที่เป็นลบในครึ่งคาบหลัง ส่วนในช่วงที่สัญญาณอ้างอิงมีขนาดน้อยกว่าสัญญาณแคเรียร์จะให้สัญญาณสวิตซ์ซึ่งที่เป็นศูนย์ ดังแสดงในรูปที่ 5.2



รูปที่ 5.1 การสร้างรูปคลื่นชนิด 2 ระดับ



รูปที่ 5.2 การสร้างรูปคลื่น 3 ระดับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในวงจรอินเวอร์เตอร์นั้น การมอดูเลตความกว้างพัลส์เป็นส่วนที่ค่อนข้างจะซับซ้อนซึ่งตัวอินเวอร์เตอร์มีความต้องการเอาต์พุตที่เป็นคลื่นรูปซายน์ซึ่งมีขนาดและความถี่ที่สามารถควบคุมได้ การที่จะได้เอาต์พุตเป็นคลื่นรูปซายน์ที่มีความถี่ที่ต้องการนั้นจะต้องมีสัญญาณอ้างอิงที่เป็นคลื่นรูปซายน์ที่มีความถี่ที่ต้องการนำมาเปรียบเทียบกับสัญญาณแคเรียร์ดังรูปที่ 5.4 ความถี่ของสัญญาณแคเรียร์จะเป็นตัวสร้างความถี่การสวิตช์ซึ่งของอินเวอร์เตอร์และโดยทั่วไปแล้ว มันจะมีค่าคงที่ตลอดช่วงขนาดของมัน

ในการศึกษาการมอดูเลตความกว้างพัลส์จะมีการกำหนดตัวแปรในการพิจารณา ดังนี้

- $V_{reference}$: ขนาดของสัญญาณอ้างอิง ($V_{reference}$)
 $V_{carrier}$: ขนาดของสัญญาณแคเรียร์ ($V_{carrier}$)
 f_1 : ความถี่การมอดูเลตหรือความถี่มูลฐานที่ต้องการของแรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์
 f_m : ความถี่พาหะหรือความถี่การสวิตช์ซึ่งซึ่งเป็นความถี่ของสัญญาณแคเรียร์

ซึ่งตัวแปรต่าง ๆ นั้นจะนำมาใช้พิจารณาประกอบกับสมการดังนี้

- อัตราส่วนการมอดูเลตแอมพลิจูด (m_a)

$$m_a = \frac{V_{reference}}{V_{carrier}} \quad \text{----- (5.1)}$$

- อัตราส่วนการมอดูเลตความถี่ (m_f)

$$m_f = \frac{f_m}{f_1} \quad \text{----- (5.2)}$$

ในแบบจำลองอินเวอร์ตเตอร์ในรูปที่ 5.3 สวิตช์ T_{A+} และ T_{A-} ถูกควบคุมอยู่บนพื้นฐานการเปรียบเทียบของสัญญาณอ้างอิงและสัญญาณแคเรียร์ซึ่งแรงดันเอาต์พุตที่ได้ขึ้นจะไม่ขึ้นอยู่กับการไหลของกระแสไหล (i_o) กล่าวคือ

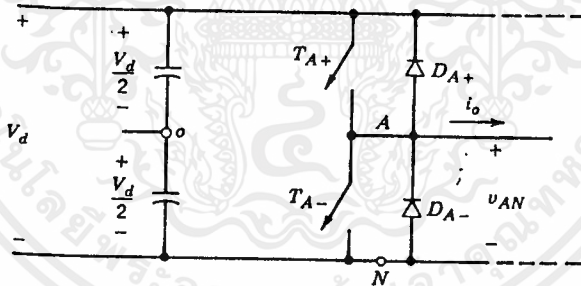
- เมื่อสัญญาณอ้างอิงมีขนาดมากกว่าสัญญาณแคเรียร์

$$T_{A+} \text{ จะนำกระแส และ } v_{Ao} = V_d / 2$$

- เมื่อสัญญาณอ้างอิงมีขนาดน้อยกว่าสัญญาณแคเรียร์

$$T_{A-} \text{ จะนำกระแส และ } v_{Ao} = -V_d / 2$$

เมื่อสวิตช์ทั้งสองยังไม่ได้ถูกทำให้หยุดนำกระแสอย่างทันทีทันใด แรงดันเอาต์พุต (v_{Ao}) จะมีค่าขึ้นๆลงๆระหว่างค่า 2 ค่าคือ $V_d / 2$ และ $-V_d / 2$



รูปที่ 5.3 แบบจำลองของอินเวอร์ตเตอร์

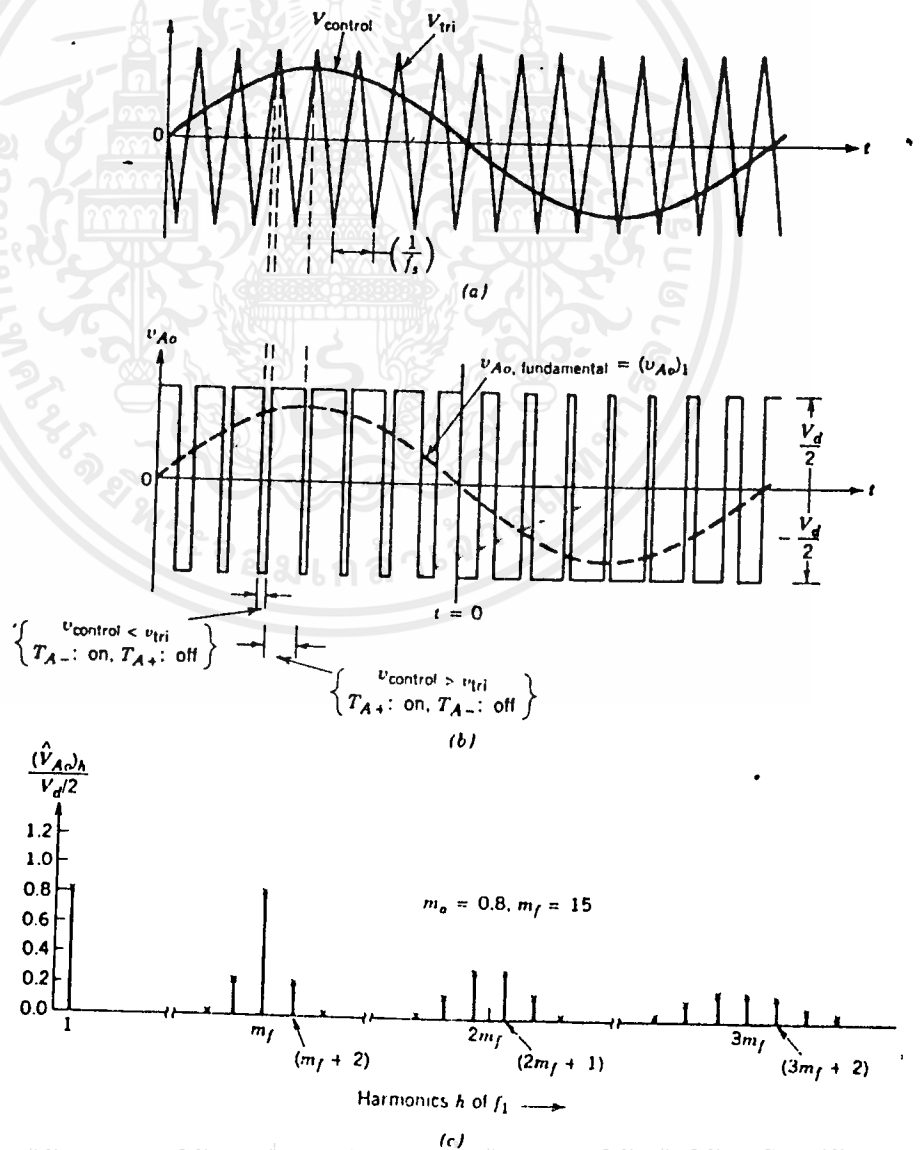
v_{Ao} และส่วนประกอบความถี่มูลฐาน (เส้นไขว้ปลา) ของมันแสดงในรูปที่ 5.4b ซึ่งใช้ค่า $m_f = 15$ และ $m_u = 0.8$

ฮาร์โมนิกส์เปกตรัมของ v_{Ao} ภายใต้สภาวะที่แสดงในรูปที่ 5.4a และ 5.4b เป็นดังรูปที่ 5.4c ซึ่งโดยปกติแล้ว แรงดันฮาร์โมนิกส์ $[(v_{Ao})_n / (V_d / 2)]$ จะมีสัญญาณแสดงแอมพลิจูดให้เห็นซึ่งในรูปดังกล่าวเป็นรูปที่ได้จากค่าของ $m_u \leq 1.0$ ซึ่งชี้ให้เห็นถึงข้อสำคัญ 3 ข้อคือ

1) พีคแอมพลิจูด (peak amplitude) ของส่วนประกอบความถี่มูลฐาน $[(V_{Ao})_1]$ คือ $m_o * V_d / 2$ สิ่งดังกล่าวนี้สามารถที่จะอธิบายได้โดยใช้รูปที่ 5.5a ซึ่งจะเห็นว่า V_{Ao} ขึ้นอยู่กับอัตราส่วนระหว่าง $V_{reference}$ กับ $V_{carrier}$ สำหรับค่า V_d ที่ให้มาคือ

$$V_{Ao} = \frac{V_{reference}}{V_{carrier}} * \frac{V_d}{2} \quad \text{----- (5.3)}$$

โดยที่ $V_{reference} \leq V_{carrier}$



รูปที่ 5.4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สมมติว่า $v_{reference}$ แปรเปลี่ยนค่าน้อยมากในระหว่างคาบเวลาการสวิตช์ซึ่งกล่าวคือ m_u มีค่ามากดังรูปที่ 5.5b ดังนั้นจึงสมมติว่า $v_{reference}$ มีค่าคงที่ตลอดคาบเวลาการสวิตช์ซึ่งซึ่งสมการที่ 5.3 ซึ่งให้เห็นว่า ค่าเฉลี่ยอย่างรวดเร็ว (instantaneous-average) ของ v_{Ao} (เป็นค่าเฉลี่ยที่ตลอดคาบเวลาการสวิตช์ซึ่ง 1 คาบ) แปรเปลี่ยนจากคาบเวลาการสวิตช์ซึ่งหนึ่งไปยังคาบเวลาการสวิตช์ซึ่งคาบต่อไปได้อย่างไร ค่าเฉลี่ยดังกล่าวเหมือนกับส่วนประกอบความถี่มูลฐานของ v_{Ao}

ต่อไปนี้จะแสดงว่าทำไมจึงต้องเลือก $v_{reference}$ ที่เป็นคลื่นรูปไซน์เพื่อที่จะได้แรงดันเอาต์พุตที่เป็นคลื่นรูปไซน์ที่มีฮาร์โมนิกน้อยๆ กำหนดให้แรงดันควบคุมแปรเปลี่ยนอย่างไซน์ที่มีความถี่ $f_1 = \omega_1 / 2\pi$ ซึ่งเป็นความถี่มูลฐานเอาต์พุตที่ต้องการของอินเวอร์เตอร์

$$v_{reference} = \hat{V}_{reference} \sin \omega_1 t \quad \text{-----(5.4)}$$

$$\text{โดยที่ } \hat{V}_{reference} \leq \hat{V}_{carrier}$$

การใช้สมการที่ 5.3 และ 5.4 และค่ากล่าวซึ่งแสดงว่าส่วนประกอบความถี่มูลฐาน $(v_{Ao})_1$ แปรเปลี่ยนอย่างไซน์และมีมุมที่ตรงกับ $v_{reference}$ เป็นฟังก์ชันของเวลากล่าวคือ

$$\begin{aligned} (v_{Ao})_1 &= \frac{\hat{V}_{reference}}{\hat{V}_{carrier}} * \sin \omega_1 t * \frac{V_d}{2} \\ &= m_u * \sin \omega_1 t * \frac{V_d}{2} \quad \text{-----(5.5)} \end{aligned}$$

$$\text{โดยที่ } m_u \leq 1.0$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งจะได้ว่า

$$(V_{Ao})_1 = m_u * \frac{V_u}{2} \quad \text{----- (5.6)}$$

โดยที่ $m_u \leq 1.0$

ซึ่งแสดงให้เห็นว่าในการมอดูเลตความกว้างพัลส์ที่เป็นซายน์นั้น แอมพลิจูดของส่วนประกอบความถี่มูลฐานของแรงดันเอาต์พุตแปรเปลี่ยนอย่างเป็นเชิงเส้นกับ m_u ($m_u \leq 1.0$) ซึ่งจะเห็นว่าย่าน m_u จาก 0 ถึง 1 ถูกอ้างถึงเหมือนกับย่านเชิงเส้น

2) ฮาร์โมนิคในรูปคลื่นแรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ปรากฏเหมือนไซด์แบนด์(sideband) ซึ่งศูนย์กลางล้อมรอบความถี่การสวิตช์ซึ่งและตัวคูณของมันซึ่งก็คือล้อมรอบฮาร์โมนิค $m_r, 2m_r, 3m_r, \dots$ รูปแบบโดยทั่วไปนี้ยังคงถูกต้องสำหรับค่าทั้งหมดของ m_u ในย่าน 0 ถึง 1

สำหรับที่อัตราส่วนการมอดูเลตความถี่หนึ่งคือ $m_r \geq 9$ (ซึ่งโดยปกติจะใช้ค่านี้เสมอ ยกเว้นที่อัตรากำลังสูง) ขนาดของฮาร์โมนิคส่วนใหญ่ไม่ขึ้นอยู่กับค่า m_r ค่า m_r กำหนดความถี่ที่ขนาดของฮาร์โมนิคเกิดขึ้น ความถี่ที่ฮาร์โมนิคแรงดันเกิดขึ้นสามารถที่จะชี้ให้เห็นได้ดังนี้

$$f_h = (jm_r + k)f_1$$

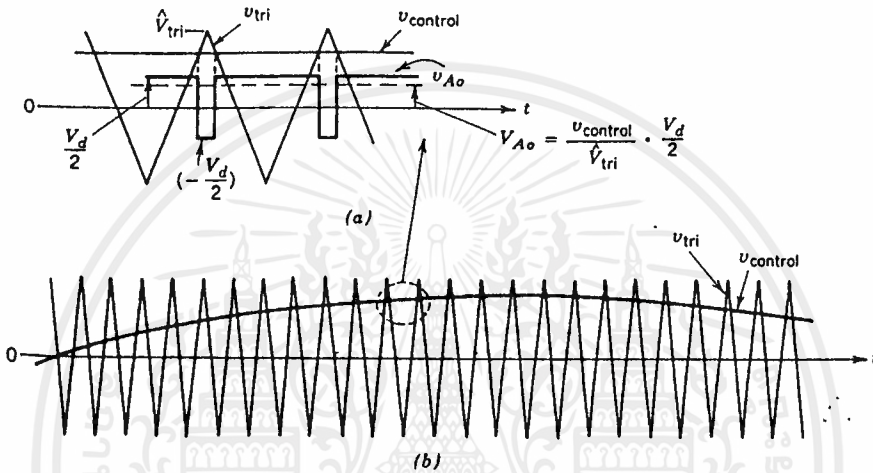
นั่นคือ ระดับฮาร์โมนิค(h) เป็นเหตุเป็นผลกับไซด์แบนด์(sideband) ที่ k ของ j คูณกับอัตราส่วนการมอดูเลตความถี่(m_r) กล่าวคือ

$$h = j(m_r) + k \quad \text{----- (5.7)}$$

โดยที่ ความถี่มูลฐานก็คือ $h=1$ สำหรับค่าที่เป็นเลขคู่ของ j นั้น ฮาร์โมนิคจะเกิดขึ้นสำหรับค่าที่เป็นเลขคี่ของ k เท่านั้น สำหรับค่าที่เป็นเลขคู่ของ j นั้น

ฮาร์โมนิคจะเกิดขึ้นสำหรับค่าที่เป็นเลขคี่ของ k เท่านั้นเช่นกัน

ในตารางที่ 5.1 แสดงค่าฮาร์โมนิคปกติ $[(V_{Ao})_n / (V_d/2)]$ ซึ่งเป็นฟังก์ชันของอัตราส่วนการมอดูเลตแอมพลิจูด (m_a) โดยสมมติค่า $m_f \gg 9$ ที่ค่าฮาร์โมนิคปกติที่มีแอมพลิจูด (j) ตั้งแต่ 1 ถึง 4 ในสมการที่ 5.7



รูปที่ 5.5 การมอดูเลตความกว้างพัลส์อย่างช้าๆ

มันจะถูกนำไปใช้ประโยชน์ต่อมาซึ่งได้รับการยอมรับในวงจรอินเวอร์เตอร์รูปที่ 5.3

$$V_{AN} = V_{Ao} + \frac{V_d}{2} \quad \text{----- (5.8)}$$

ซึ่งจะได้ว่า ส่วนประกอบแรงดันฮาร์โมนิคใน V_{AN} และ V_{Ao} นั้นเหมือนกัน

$$(V_{AN})_n = (V_{Ao})_n \quad \text{----- (5.9)}$$

ตารางที่ 5.1 แสดงให้เห็นว่าสมการที่ 5.6 ส่วนใหญ่จะเป็นจริงและแอมพลิจูดของส่วนประกอบมูลฐานในแรงดันเอาต์พุตแปรเปลี่ยนอย่างเป็นเชิงเส้นกับ m_a

ตารางที่ 5.1

TABLE 6-1
Generalized Harmonics of v_{Ao} for a Large m_f . $(\hat{V}_{Ao})_h / (V_d / 2) [= (\hat{V}_{AN})_h / (V_d / 2)]$
Is Tabulated as a Function of m_a .

h	m_a	0.2	0.4	0.6	0.8	1.0
1		0.2	0.4	0.6	0.8	1.0
fundamental						
m_f		1.242	1.15	1.006	0.818	0.601
$m_f \pm 2$		0.016	0.061	0.131	0.220	0.318
$m_f \pm 4$						0.018
$2m_f \pm 1$		0.190	0.326	0.370	0.314	0.181
$2m_f \pm 3$			0.024	0.071	0.139	0.212
$2m_f \pm 5$					0.013	0.033
$3m_f$		0.335	0.123	0.083	0.171	0.113
$3m_f \pm 2$		0.044	0.139	0.203	0.176	0.062
$3m_f \pm 4$			0.012	0.047	0.104	0.157
$3m_f \pm 6$					0.016	0.044
$4m_f \pm 1$		0.163	0.157	0.008	0.105	0.068
$4m_f \pm 3$		0.012	0.070	0.132	0.115	0.009
$4m_f \pm 5$				0.034	0.084	0.119
$4m_f \pm 7$					0.017	0.050

3) m_f ควรจะเป็นเลขจำนวนเต็มคู่ การเลือก m_f เป็นเลขจำนวนเต็มคู่เป็นผลในสมมาตรคือ $[f(-t) = -f(t)]$ เหมือนกับการสมมาตรครึ่งคลื่น $[f(t) = -f(t + T/2)]$ กับจุดเริ่มต้นเวลาดังรูปที่ 5.4b ซึ่งเขียนขึ้นที่ $m_f = 15$ ซึ่งจะเห็นได้ว่ามีเพียงฮาร์โมนิคคี่เท่านั้นที่ยังคงมีอยู่และฮาร์โมนิคคู่จะไม่ปรากฏให้เห็นจากรูปคลื่นของ v_{Ao} นอกจากนั้น ค่าสัมประสิทธิ์ของอนุกรมซายน์ในการวิเคราะห์ฟูเรียร์มีขีดจำกัด และ ค่าสัมประสิทธิ์ของอนุกรมโคซายน์มีค่าเป็นศูนย์ ฮาร์โมนิคสเปกตรัมถูกเขียนในรูปที่ 5.4c

เราอธิบายการเลือกความถี่การสวิตช์ซึ่งและอัตราส่วนการมอดูเลตความถี่ (m_f) เพราะว่าความสัมพันธ์ในการกรองแรงดันฮาร์โมนิกที่ความถี่สูง มันมีความต้องการใช้ความถี่การสวิตช์ที่สูงเท่าที่จะเป็นไปได้ยกเว้นสำหรับข้อเสียหายกล่าวคือ การสูญเสียในการสวิตช์ซึ่งในการสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์เพิ่มขึ้นเป็นสัดส่วนกับความถี่การสวิตช์ซึ่ง (f_s) เพราะฉะนั้นในการใช้งานส่วนใหญ่ ความถี่การสวิตช์ซึ่งถูกเลือกที่ค่าต่ำกว่า 6 กิโลเฮิร์ตซ์หรือมากกว่า 20 กิโลเฮิร์ตซ์เพื่อที่จะครอบคลุมย่านที่สามารถได้ยินเสียงได้ ถ้าความถี่การสวิตช์ซึ่งที่เหมาะสมออกมาจากย่านดังกล่าวไปที่ย่านอื่นๆ ในระหว่าง 6-20 กิโลเฮิร์ตซ์ดังนั้นการเพิ่มความถี่ซึ่งไปถึง 20 กิโลเฮิร์ตซ์ถูกกระทำขึ้นโดยทำให้อยู่ในย่านที่ไม่สามารถได้ยินเสียงด้วยค่า f_s เท่ากับ 20 กิโลเฮิร์ตซ์หรือมากกว่า เพราะฉะนั้น การใช้งานที่ความถี่ 50-60 เฮิร์ตซ์ เช่น ตัวขับเคลื่อนมอเตอร์กระแสสลับ (โดยที่ ความถี่มูลฐานของเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์อาจจะต้องการค่าสูงประมาณ 200 เฮิร์ตซ์) อัตราส่วนการมอดูเลตความถี่ (m_f) อาจจะมีค่าเท่ากับ 9 หรือมีค่าต่ำสำหรับความถี่การสวิตช์ซึ่งซึ่งน้อยกว่า 2 กิโลเฮิร์ตซ์ ในทางตรงข้าม m_f จะมีค่ามากกว่า 100 สำหรับความถี่การสวิตช์ซึ่งซึ่งมากกว่า 20 กิโลเฮิร์ตซ์ ความสัมพันธ์ที่ต้องการระหว่างสัญญาณแคเรียร์และสัญญาณแรงดันอ้างอิงถูกชี้ให้เห็นจากค่า m_f

ในการอธิบายต่อไปนี้จะใช้ค่า $m_f = 21$ เป็นค่าที่เป็นขอบเขตในการแบ่งระหว่างค่าที่มากกับค่าที่น้อยและสมมติว่าค่า m_f มีค่าต่ำกว่า 1

1. อัตราส่วนการมอดูเลตความถี่ค่าต่ำ ($m_f \leq 21$)

-การมอดูเลตความกว้างพัลส์แบบซิงโครนัส (SYNCHRONOUS PWM)

สำหรับค่าต่างๆของ m_f นั้น สัญญาณแคเรียร์และสัญญาณอ้างอิงจะซิงโครไนซ์กันดังรูปที่ 5.4a การมอดูเลตความกว้างพัลส์แบบซิงโครนัสนี้มีความต้องการค่า m_f ที่เป็นเลขจำนวนเต็ม เหตุผลสำหรับการใช้การมอดูเลตความกว้างพัลส์แบบซิงโครนัสนั้นก็คือ การมอดูเลตความกว้างพัลส์แบบอะซิงโครนัส (ค่า m_f ไม่ใช่เลขจำนวนเต็ม) เป็นเหตุให้เกิดฮาร์โมนิกย่อย (subharmonics) ของความถี่มูลฐานซึ่งไม่เป็นที่ต้องการในการใช้งานส่วนใหญ่ สิ่งทีกล่าวนำนี้หมายความว่าความถี่สัญญาณแคเรียร์แปรเปลี่ยนกับความถี่ที่ต้องการของอินเวอร์เตอร์ ตัวอย่างเช่น ถ้าความถี่เอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์และความถี่ของ $v_{reference}$ มีค่าเท่ากับ 65.42 เฮิร์ตซ์และ m_f มีค่าเท่ากับ 15 แล้ว ความถี่สัญญาณแคเรียร์ควรจะมีความถี่

เท่ากับ 15×65.42 ซึ่งจะเท่ากับ 981.3 เอิร์ช

- อัตราการมอดูเลตความถี่ควรเป็นเลขจำนวนเต็มคี่
ข้อกำหนดนี้ได้อธิบายไว้แล้ว

- ความชันของ $v_{reference}$ และ $v_{carrier}$ ควรจะตรงข้ามกัน
ที่จุดตัดของคลื่นทั้งสองบริเวณที่ทรอสซิง (zero crossing) ดังรูป
ที่ 5.4a ควรจะให้ความชันของคลื่นทั้งสองต่างกันซึ่งเป็นสิ่งสำคัญโดยเฉพาะที่ค่า m_f ของ m_f

2. อัตราส่วนการมอดูเลตความถี่ค่ามาก ($m_f > 21$)

แอมพลิจูดของฮาร์โมนิกย่อยเกิดขึ้นในการมอดูเลตความถี่แบบบอชิงโครนัสจะมีค่าน้อยเมื่อค่าของ m_f มีค่ามาก เพราะฉะนั้นที่ m_f ค่ามากๆ การมอดูเลตความถี่แบบบอชิงโครนัสสามารถที่จะนำมาใช้ได้โดยที่ความถี่ของสัญญาณแคเรียร์ยังถูกรักษาให้มีค่าคงที่ตลอดช่วงที่ความถี่ของ $v_{reference}$ แปรเปลี่ยนเป็นผลให้ m_f เป็นค่าที่ไม่เป็นเลขจำนวนเต็ม อย่างไรก็ตาม ถ้าอินเวอร์เตอร์กำลังจ่ายโหลดมอเตอร์กระแสสลับ ฮาร์โมนิกย่อยที่ความถี่เป็นศูนย์หรือมีค่าใกล้ศูนย์จะมีแอมพลิจูดน้อยซึ่งเป็นผลให้เกิดกระแสสูงที่ไม่ต้องการ เพราะฉะนั้นการมอดูเลตความถี่แบบบอชิงโครนัสจึงควรที่จะหลีกเลี่ยง

3. โอเวอร์มอดูเลชัน ($m_u > 1.0$)

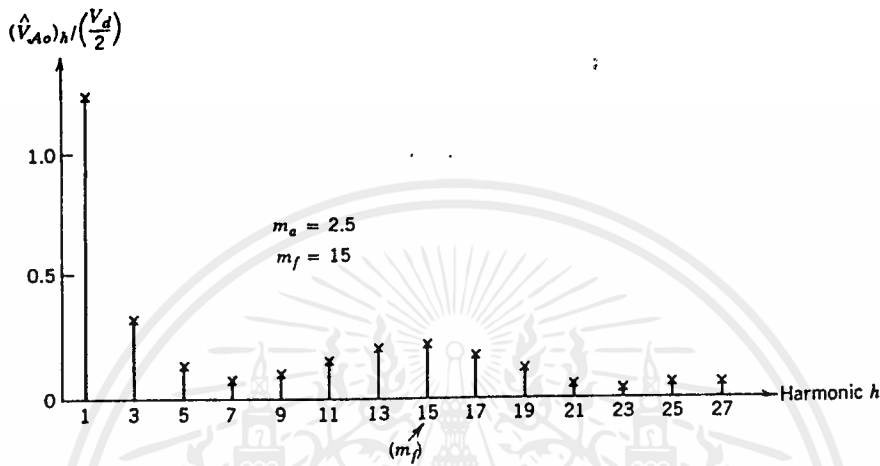
ในการอธิบายที่ผ่านมา เราสมมติให้ $m_u \leq 1.0$ ซึ่งเป็นเหตุเป็นผลกับการมอดูเลตความถี่แบบบอชิงโครนัสในย่านที่เป็นเชิงเส้น เพราะฉะนั้นแอมพลิจูดของแรงดันความถี่มูลฐานจะแปรเปลี่ยนอย่างเป็นเชิงเส้นกับค่าของ m_u ดังอธิบายในสมการที่ 5.6 ในย่านดังกล่าวนี้ ($m_u \leq 1.0$) การมอดูเลตความถี่แบบบอชิงโครนัสจะส่งเสริมให้เกิดฮาร์โมนิกที่ย่านความถี่สูงรอบความถี่สวิตช์ซิงและตัวคูณของมัน ลักษณะที่ต้องการของการมอดูเลตความถี่แบบบอชิงโครนัสในย่านเชิงเส้นนี้จะมีอุปสรรคอยู่อย่างหนึ่งก็คือ แอมพลิจูดที่โพรโชนสูงสุดของส่วนประกอบความถี่มูลฐานมีค่าที่ไม่สูงพอตามที่เรต้องการ สิ่งนี้เป็นผลตามธรรมชาติของรอยบาก (notch) ในรูปคลื่นแรงดันเอาต์พุตในรูปที่ 5.4b

เพื่อที่จะเพิ่มค่าแอมพลิจูดของส่วนประกอบความถี่มูลฐานในแรงดันเอาต์พุต m_u ถูกเพิ่มค่าขึ้นเกินกว่า 1.0 เป็นผลให้เกิดการโอเวอร์มอดูเลชัน โอเวอร์มอดูเลชันเป็นเหตุให้แรงดันเอาต์พุตมีฮาร์โมนิกมากในไซด์แบนด์ซึ่งเปรียบเทียบกับย่านที่เป็นเชิงเส้นดังรูปที่ 5.6 ฮาร์โมนิกที่มีแอมพลิจูดที่สามารถเห็นได้อย่างเด่นชัดในย่านที่เป็นเชิงเส้นอาจจะไม่สามารถเห็นได้อย่างเด่นชัดในระหว่างการโอเวอร์มอดูเลชัน สิ่งที่สำคัญเกี่ยวกับโอเวอร์มอดูเลชันก็คือ แอมพลิจูดของส่วนประกอบความถี่มูลฐานจะไม่แปรเปลี่ยนอย่างเป็นเชิงเส้นกับอัตราส่วนการมอดูเลตแอมพลิจูด (m_u) รูปที่ 5.7 แสดงให้เห็นถึงแอมพลิจูดยอดปกติ(normalized peak amplitude) ของส่วนประกอบความถี่มูลฐาน $[(V_{uo})_1 / (V_u/2)]$ ซึ่งเหมือนกับเป็นฟังก์ชันของอัตราส่วนการมอดูเลตแอมพลิจูด (m_u) ที่ค่า m_u มากๆ นั้น ส่วนประกอบความถี่มูลฐานขึ้นอยู่กับ m_u ในย่านโอเวอร์มอดูเลชัน สิ่งนี้จะขัดกับย่านที่เป็นเชิงเส้นกล่าวคือส่วนประกอบความถี่มูลฐานจะแปรเปลี่ยนอย่างเป็นเชิงเส้นกับ m_u โดยที่ส่วนใหญ่จะไม่ขึ้นอยู่กับ m_u

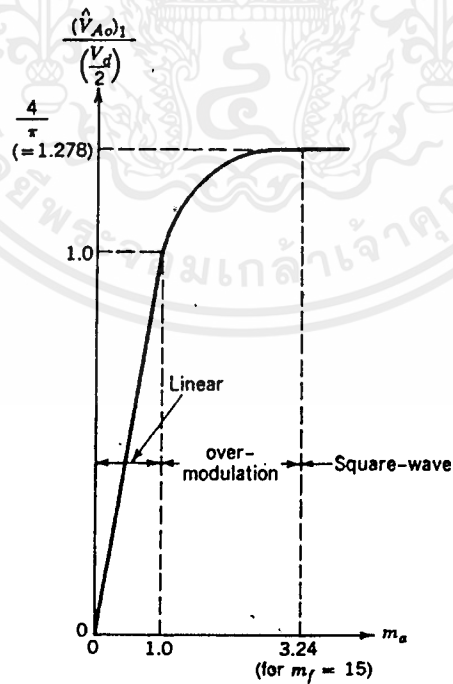
เมื่อการโอเวอร์มอดูเลชันไม่คำนึงถึงค่าของ m_u แนะนำว่า ควรจะนำการมอดูเลตความกว้างพัลส์มาใช้งานตามที่ได้อธิบายในกรณีที่ m_u มีค่าน้อย

สำหรับ m_u ที่มีขนาดมากพอ รูปคลื่นแรงดันของอินเวอร์ตเตอร์จะเปลี่ยนจากการมอดูเลตความกว้างพัลส์ไปเป็นรูปคลื่นสี่เหลี่ยม(square wave) กล่าวโดยรวมแล้วจากรูปที่ 5.5 ในย่านโอเวอร์มอดูเลชันที่ค่า $m_u > 1.0$ นั้น

$$\frac{V_u}{2} < (V_{uo})_1 < \frac{4}{\pi} \frac{V_u}{2}$$



รูปที่ 5.6 ฮาร์โมนิกเนื่องจากการโอเวอร์มอดูเลชัน



รูปที่ 5.7 แรงดันควบคุมโดยการแปรเปลี่ยน m_a

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

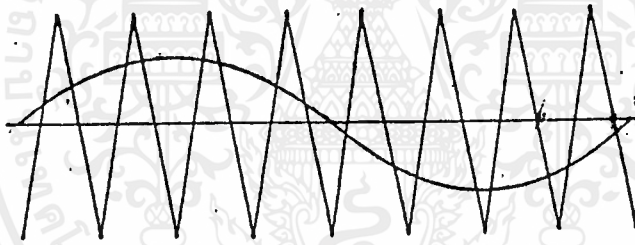
บทที่ 6

การออกแบบวงจรควบคุมแบบสัญญาณ PWM

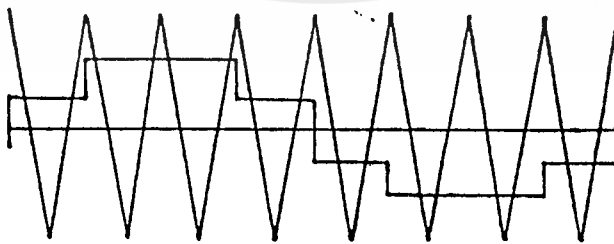
รูปคลื่นพัลส์บลิว เอ็มจะประกอบไปด้วยรูปคลื่นสองสัญญาณคือสัญญาณอ้างอิงกับสัญญาณแคเรียร์นำมามอดดูเลทกัน ซึ่งเอซีไคร์ฟที่นำมาวิจัยนี้จะสร้างสัญญาณพัลส์บลิว เอ็มจากการใช้ไมโครโปรเซสเซอร์พัลส์บลิว เอ็มเอซิค (PWM ASIC) เพื่อที่จะคำนวณมุมสวิทช์ของรูปคลื่นพัลส์บลิว เอ็ม โดยใช้พื้นฐานการคำนวณจากหลักการมอดดูเลทของคลื่นทั้งสองชนิด

6.1 การคำนวณมุมสวิทช์ของรูปคลื่นพัลส์บลิว เอ็มแบบ 2 ระดับ

รูปคลื่นพัลส์บลิว เอ็มสร้างขึ้นโดยการใช่วงจรเปรียบเทียบ จะเกิดมุมสวิทช์ตรงจุดตัดของสัญญาณอ้างอิงกับสัญญาณแคเรียร์ ซึ่งสามารถหาจุดตัดเหล่านั้นด้วยวิธีนิวเมอริคอล (Numerical)



(ก)



(ข)

รูปที่ 6.1 การเปรียบเทียบแบบ 2 ระดับ (ก) เนทอโรล (ข) เรกูลาร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในการวิเคราะห์รูปคลื่นแบบเนเทอรอลพีดับบลิวเอ็ม ชนิด 2 ระดับ จะใช้สภาวะเริ่มต้นที่คลื่นซ้ายมีขนาดเท่ากับ 0 และคลื่นสามเหลี่ยมมีขนาดสูงสุด ดังแสดงในรูปที่ 3.1 ซึ่งมีลักษณะเช่นเดียวกับวงจรที่ได้สร้างขึ้นมาจริง

สมการเส้นตรงเส้นที่ k ของคลื่นสามเหลี่ยมที่มุม x ใดๆ สามารถเขียนได้ว่า

$$Y(x) = (-1)^{k+1} m(x - kT/2) + (-1)^k$$

โดยที่ $k = 0, 1, 2, \dots, 2N-1$

N = อัตราส่วนความถี่คลื่นสามเหลี่ยมต่อคลื่นซ้าย

T = คาบของคลื่นสามเหลี่ยม = $2\pi/N$

m = ความชัน(Slop)ของคลื่นสามเหลี่ยม

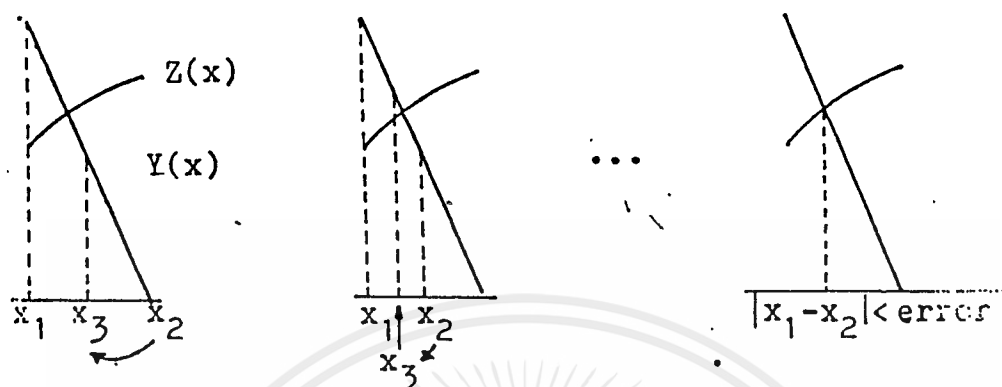
x = มุมใดๆมีค่า $0 \leq x \leq 2\pi$

แอมพลิจูดของคลื่นสามเหลี่ยมจะกำหนดเป็น 1 หน่วย ส่วนคลื่นซ้าย จะมีแอมพลิจูดเท่ากับค่าตราส่วนการมอดดูเลชั่น(K) ดังนั้นจึงสามารถเขียนสมการของคลื่นซ้ายได้ดังนี้

$$Z(x) = \sin(x) * K$$

สำหรับวิธีกำหนดนิวเมอริคอลที่ใช้หาจุดตัดของคลื่นทั้งสอง จะมีขั้นตอนดังนี้

- 1) กำหนดจุด x_1 และ x_2 ที่จุดเริ่มต้นและปลายของคลื่นสามเหลี่ยม เส้นที่พิจารณาตามลำดับ
- 2) พิจารณาระหว่างจุด x_1 และ x_2 ว่ามีจุดตัดหรือไม่ ถ้าไม่มีให้ข้ามไปพิจารณาสามเหลี่ยมเส้นต่อไป
- 3) กำหนด $x_0 = (x_1 + x_2)/2$
- 4) พิจารณาว่าจุดตัดอยู่ระหว่างจุด x_1 และจุด x_0 หรือไม่ (เครื่องหมายของ $Y(x_1) - Z(x_1)$ ตรงข้ามกับเครื่องหมายของ $Y(x_0) - Z(x_0)$) ถ้ามีให้ $x_2 = x_0$ ถ้าไม่มี (เครื่องหมายของ $Y(x_1) - Z(x_1)$ เหมือนกับเครื่องหมายของ $Y(x_0) - Z(x_0)$) ให้ $x_1 = x_0$
- 5) กลับไปทำข้อ 3) ลงมาใหม่จนค่าความแตกต่างระหว่าง x_1 และจุด x_2 น้อยกว่าค่าผิดพลาด(error) ที่ตั้งไว้และให้จุดตัดนั้นเท่ากับ $x_0 = (x_1 + x_2)/2$ สามารถเขียนโฟลว์ชาร์ท(Flowchart) ของการหามุมสวิทช์ได้ดังรูปที่ 3.3



รูปที่ 6.2 แสดงการหาจุดตัดโดยวิธีนิวเมอริคอล

OnAngle คือมุมที่สวิตช์จาก $-E$ ไปสู่ $+E$

OffAngle คือมุมที่สวิตช์จาก $+E$ ไปสู่ $-E$

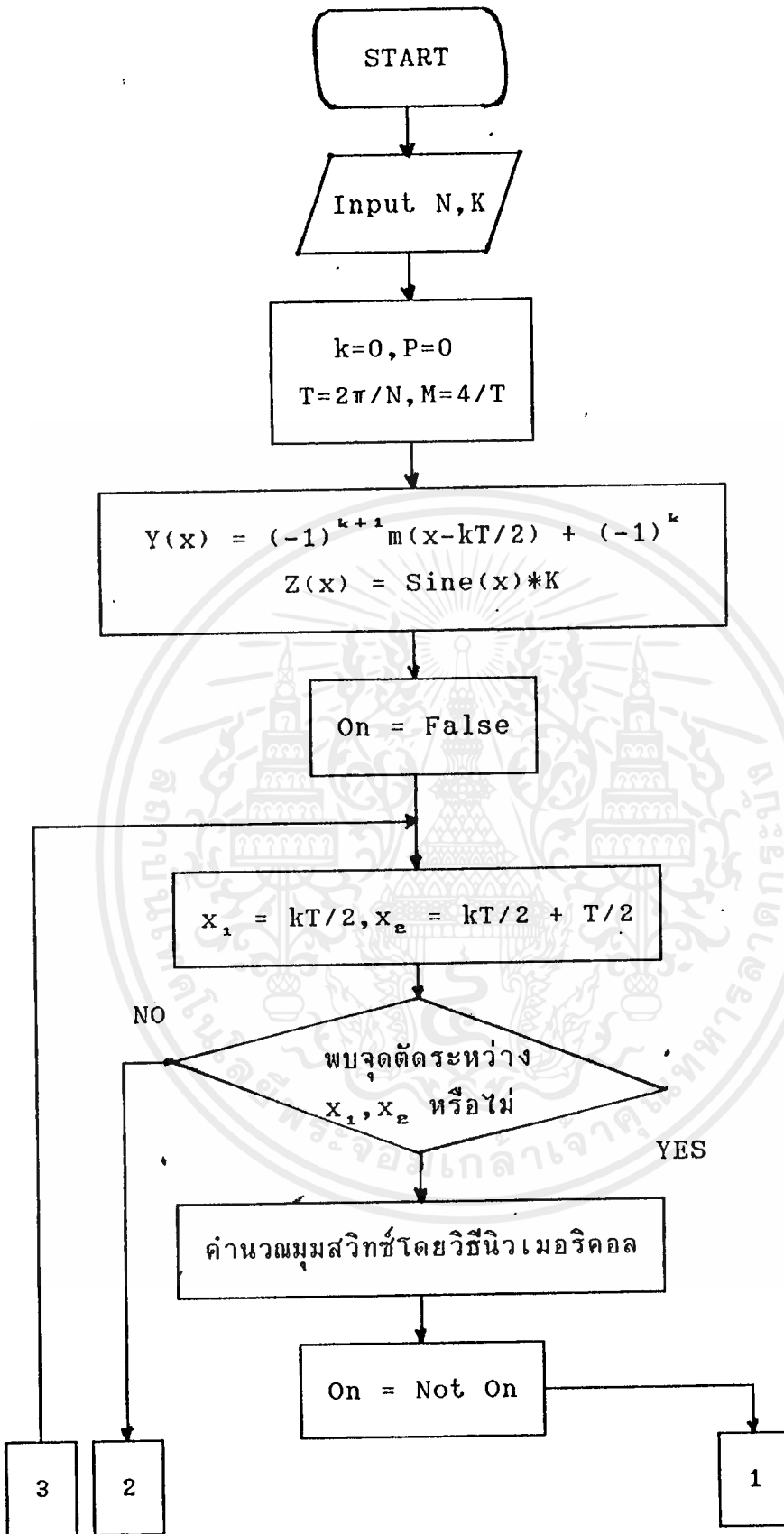
P คือตัวแปรสำหรับนับจำนวนพัลส์

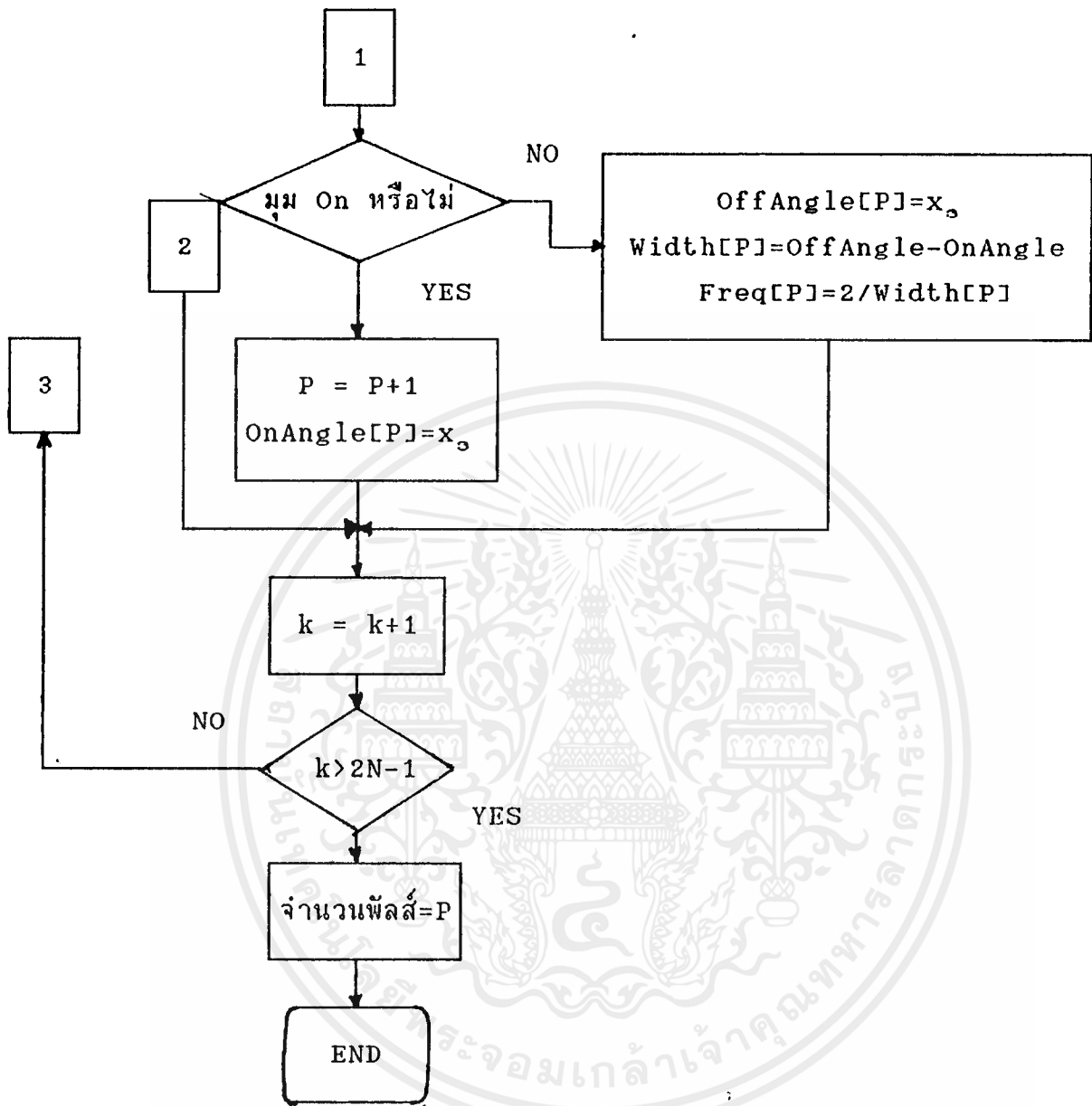
Frq คือตัวแปรที่บอกว่าพัลส์นั้นมีความถี่กี่เท่าของคลื่นอ้างอิง

สำหรับรูปคลื่นแบบเรกูลาร์ที่ดับบลิวเอ็มจะใช้โพลีชาร์ทเช่นเดียวกับ
เนทเทอร์อล เพียงแต่เปลี่ยนฟังก์ชัน $Z(x)$ เป็นฟังก์ชันคลื่นบันไดซึ่งแสดงได้ดังรูปที่

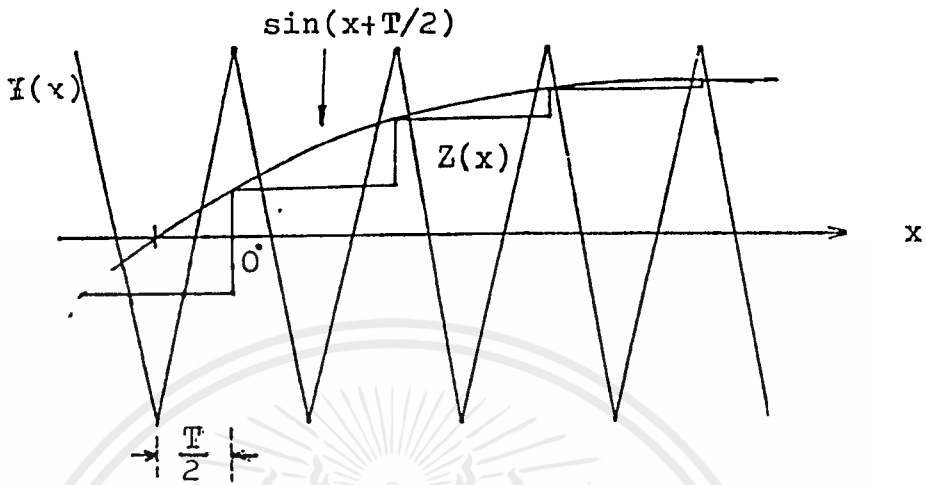
6.4

$$\begin{aligned} Z(x) &= \text{Step}(k, T) \\ &= \text{Sin}(bT/2) ; b = \text{integer}(k/2) \end{aligned}$$





รูปที่ 6.3 โฟลว์ชาร์ตแสดงการคำนวณมุมสวิทช์ของรูปคลื่นเนเทอรอลพีดับลิวเอ็มแบบ 2 ระดับ



รูปที่ 6.4 แสดงฟังก์ชันของคลื่นขึ้นบันได

6.2 การคำนวณมุมสวิทช์ของรูปคลื่นพีดับบลิวเอ็มแบบ 3 ระดับ

มุมสวิทช์ของรูปคลื่นพีดับบลิวเอ็มแบบ 3 ระดับสามารถหาได้โดยวิธีนิวเมอริคอล เช่นเดียวกับแบบ 2 ระดับจะแตกต่างกันที่สมการรูปคลื่นที่ใช้ในการเปรียบเทียบซึ่งสำหรับรูปคลื่นแบบเนเทอรอลจะมีสมการของรูปคลื่นที่ใช้เปรียบเทียบดังนี้

$$\text{คลื่นสามเหลี่ยม} \quad Y(x) = (-1)^{k+1} m(x-kT/2) + 1/2 + (-1)^k/2$$

$$\text{คลื่นไซน์} \quad Z(x) = |\sin(x)| * A$$

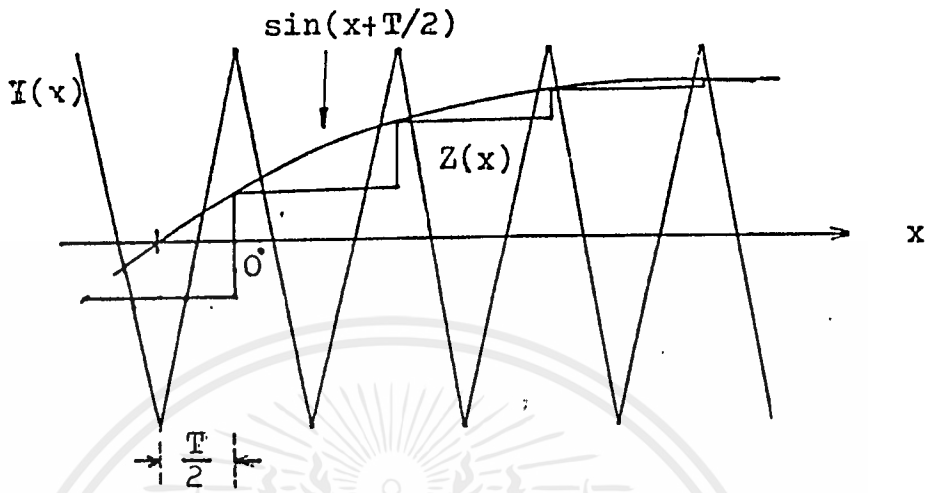
$$\text{โดยที่} \quad k = 0, 1, 2, \dots, 2n-1$$

$$N = \text{อัตราส่วนความถี่คลื่นสามเหลี่ยมต่อคลื่นไซน์}$$

$$T = \text{คาบของคลื่นสามเหลี่ยม} = 2\pi/N$$

$$m = \text{ความชันของคลื่นสามเหลี่ยม} = 2/T$$

$$x = \text{มุมใดๆมีค่า } 0 \leq x \leq 2\pi$$



รูปที่ 6.4 แสดงฟังก์ชันของคลื่นขึ้นบันได

6.2 การคำนวณมอดูลัสของรูปคลื่นพีดับบลิวเอ็มแบบ 3 ระดับ

มอดูลัสของรูปคลื่นพีดับบลิวเอ็มแบบ 3 ระดับสามารถหาได้โดยวิธีนิวเมอริคอล เช่นเดียวกับแบบ 2 ระดับจะแตกต่างกันที่สมการรูปคลื่นที่ใช้ในการเปรียบเทียบซึ่งสำหรับรูปคลื่นแบบเนเทอรอลจะมีสมการของรูปคลื่นที่ใช้เปรียบเทียบดังนี้

$$\text{คลื่นสามเหลี่ยม} \quad Y(x) = (-1)^{k+1} m(x-kT/2) + 1/2 + (-1)^k/2$$

$$\text{คลื่นไซน์} \quad Z(x) = |\sin(x)| * A$$

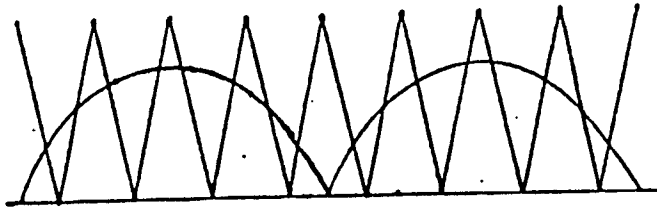
$$\text{โดยที่} \quad k = 0, 1, 2, \dots, 2n-1$$

$$N = \text{อัตราส่วนความถี่คลื่นสามเหลี่ยมต่อคลื่นไซน์}$$

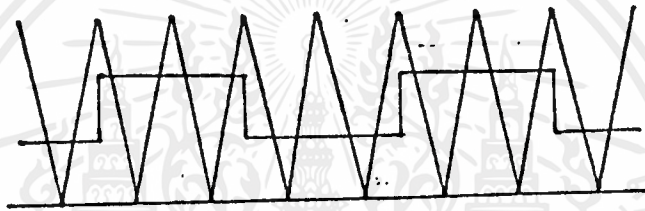
$$T = \text{คาบของคลื่นสามเหลี่ยม} = 2\pi/N$$

$$m = \text{ความชันของคลื่นสามเหลี่ยม} = 2/T$$

$$x = \text{มุมใดๆมีค่า } 0 \leq x \leq 2\pi$$



(ก)



(ข)

รูปที่ 6.5 การเปรียบเทียบแบบสามระดับ (ก) เนเทอร์อล (ข) เรกูลาร์
โพลัวซาร์ทของการคำนวณมุมสวิทช์แสดงได้ดังรูปที่ 6.7

ในครั้งแรก OnAngle คือมุมที่สวิทช์จาก 0 ไปสู่ +E

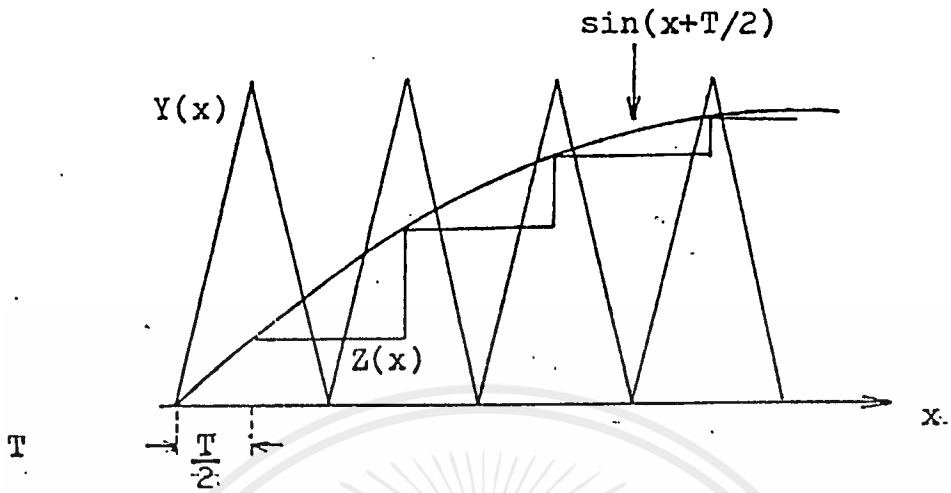
OffAngle คือมุมที่สวิทช์จาก +E ไปสู่ 0

ในครั้งคาบหลัง OnAngle คือมุมที่สวิทช์จาก 0 ไปสู่ -E

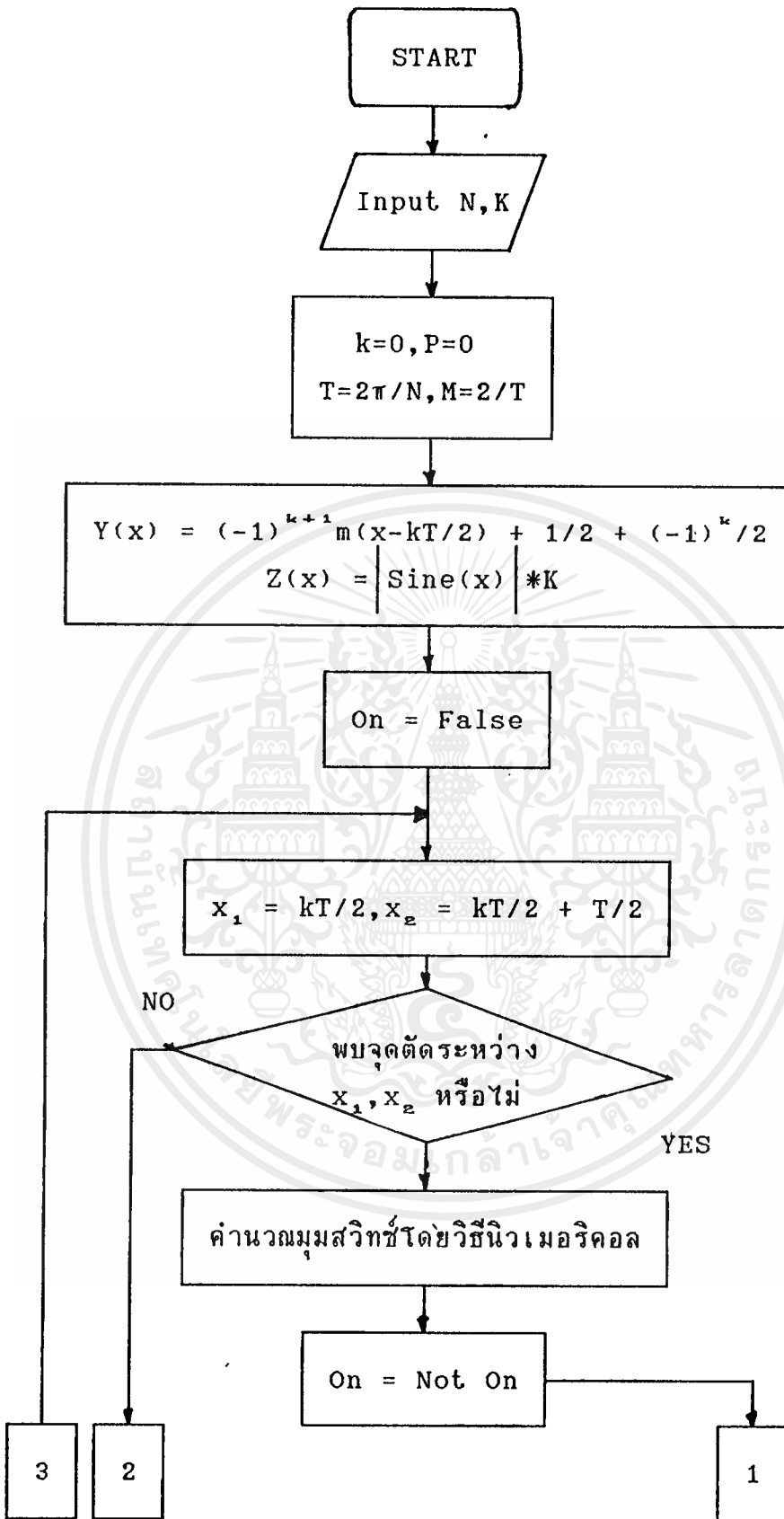
OffAngle คือมุมที่สวิทช์จาก -E ไปสู่ 0

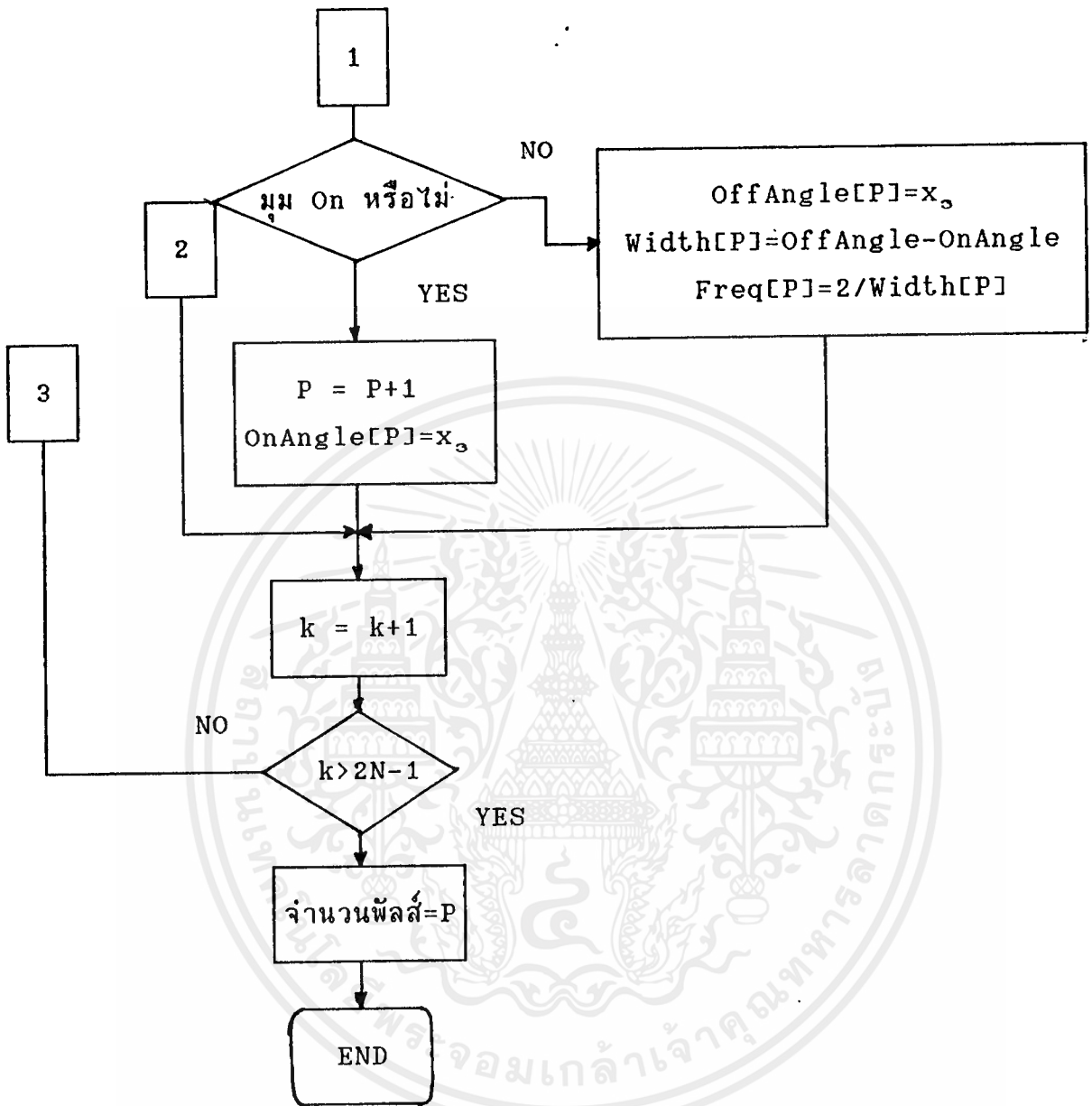
สำหรับรูปคลื่นแบบเรกูลาร์พีดับบลิวเอ็มจะใช้โพลัวซาร์ทเช่นเดียวกับ
แบบเนเทอร์อล เพียงแต่เปลี่ยนฟังก์ชัน $Z(x)$ เป็นฟังก์ชันคลื่นบันไดที่ถูกเรกติไฟร์
แทนฟูลเวฟ ฟังก์ชันของคลื่นบันไดที่ถูกเรกติไฟร์แสดงได้ดังรูปที่ 6.6

$$\begin{aligned} Z(x) &= \text{Step}(k, T) \\ &= \left| \sin(bT + T/2) \right|; \quad b = \text{integer}(k/2) \end{aligned}$$



รูปที่ 6.6 แสดงฟังก์ชันของคลื่นขึ้นบันไดที่ถูกเรกตีไฟร์สำหรับเรกูลาร์
พัลส์บลิวเอ็มแบบ 3 ระดับ





รูปที่ 6.7 โพล์ชาร์ทแสดงการคำนวณมุมสวิทช์ของรูปคลื่นเนเทอรอลพีดับลิวเอ็มแบบ 3 ระดับ

บทที่ 7

สัญญาณเอาพุทและอินพุท PWM

วงจรที่เรากล่าวถึงในบทนี้ จะเป็นสัญญาณอินพุทและเอาท์พุทที่เข้าออกจากตัวอินเวอร์เตอร์ โดยสัญญาณเหล่านี้จะแบ่งออกตามลักษณะของสัญญาณได้ 2 ชนิดคือ

1. อนุาลอกอินพุท/เอาท์พุท (Analog I/O)
2. ดิจิตอลอินพุท/เอาท์พุท (Digital I/O)

โดยหลักการทำงานที่สำคัญโดยส่วนใหญ่จะเป็นวงจรรับสัญญาณอินพุทเข้ามาเพื่อควบคุมความเร็ว ซึ่งสามารถควบคุมได้โดยใช้แรงดันหรือกระแสและยังสามารถควบคุมได้ทั้ง Analogue I/O และ Digital I/O ส่วนสำคัญของ I/O ประกอบไปด้วยไมโครโปรเซสเซอร์และวงจรขยายของออปแอมป์รูปแบบต่างๆ เป็นหลัก ซึ่งวงจรในส่วนออปแอมป์จะใช้ขยายสัญญาณ เพื่อป้อนมายังพอร์ทของไมโครโปรเซสเซอร์ เมื่อได้ผลแล้วก็จะถูกนำมาประมวลผลแล้วจะส่งผลออกมาตามโปรแกรมที่เขียนไว้

1. อนุาลอกอินพุท/เอาท์พุท (Analog I/O) ประกอบด้วย

1.1 อนุาลอกอินพุท (Analog Input)

1.1.1 ความเร็วอ้างอิงอินพุท (เทอร์มินอล 5) เป็นส่วนที่ทำหน้าที่ควบคุมความเร็วมอเตอร์จากภายนอก โดยปรับค่าความเร็วโดยเปลี่ยนแปลงแรงดันอนุาลอกอินพุท จาก 0-10 โวลท์ ซึ่งจะมีการเปลี่ยนความเร็วจาก 0 ถึง ความถี่สูงสุด โดยจะผ่านวงจรที่มี R120, 121 และ C38 เป็นตัวกรองแรงดันให้เรียบและมีซีเนอร์ไดโอด D28 ทำหน้าที่ขลิบแรงดันและไม่ให้เกิน 12 โวลท์ แล้วจึงผ่านสล็อตบัฟเฟอร์ ซึ่งจะขยายกระแสโดยชุดนี้จะประกอบด้วยชุดของ IC3 และ IC29 และยังผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำ (R197 และ C99) จึงจะเข้าสู่ขา 19 ของไมโครโปรเซสเซอร์ซึ่งขานี้จะป้อนอนุาลอกอินพุทจากนั้นมอเตอร์ก็จะนำไปประมวลผลและทำการปรับความเร็วของมอเตอร์ตามที่ต้องการ

1.1.2 แรงบิดอ้างอิงอินพุท (เทอร์มินอล 7) เป็นส่วนที่ทำหน้าที่ควบคุมค่าทอร์คของมอเตอร์ซึ่งจะต้องใช้ควบคู่ไปกับพิทพารามิเตอร์ที่ 0 และพารามิเตอร์ ที่ 4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยจะปรับค่าเทอร์คอ้างอิง จากการปรับค่าแรงดัน 0-10 โวลต์ที่จ่ายเข้าสู่ เทอร์มินอล 7 จากวงจรจะเห็นว่าที่ เทอร์มินอล 7 จะพลัฟไว้ที่ 15 โวลต์โดยจะกำหนดกระแสที่ไหลเข้าวงจรจาก R203 เมื่อปรับค่า เทอร์คอ้างอิงแรงดันที่จ่ายจะถูกแบ่งครึ่งโดย R128 และ R129 แล้วจึงจ่ายเข้าสู่อินพุตของ IC3 ที่ขา 13 ทำหน้าที่เป็นวงจรบัฟเฟอร์ซึ่งประกอบด้วย R126, 127 และ IC29 ซึ่งเป็นนอตกเทท หลังจากนั้นจะผ่านวงจรกรองสัญญาณให้สัญญาณเรียบ แล้วจึงจ่ายเข้าสู่ไมโครโปรเซสเซอร์ที่ขา 17 ซึ่งเป็นขานาลอกอินพุตจากนั้นไมโครโปรเซสเซอร์ก็จะนำค่านี้ไปประมวลผลและปรับค่าเทอร์คดังต้องการ

1.1.3 ความเร็วอ้างอิงอินพุต (เทอร์มินอล 8) เป็นส่วนที่ทำหน้าที่ควบคุมค่าความเร็วของมอเตอร์ โดยใช้แหล่งจ่ายกระแสเป็นตัวควบคุมโดยจะกำหนดค่ากระแสในการควบคุมในช่วง 4-20 mA เข้าสู่เทอร์มินอล 8 แต่เราจะมองแรงดันที่ขาเข้าอินพุตขาที่ 6 ของ IC3 จะปรับค่าจะปรับค่าประมาณ 0-2 โวลต์ IC3 และ IC29 จะเป็นส่วนขยายสัญญาณแบบขยายด้านบวก โดยจะขยายเป็น 2.5 เท่า ซึ่งผลที่ออกมาจะอยู่ในช่วงระหว่าง 0-5 โวลต์ แล้วจึงผ่าน RC Filter ซึ่งจะช่วยกรองความถี่ให้เรียบขึ้นแล้วจึงเข้าสู่ตัวไมโครโปรเซสเซอร์ที่ขา 18 ซึ่งจะเป็นอนาลอกอินพุต จากนั้นไมโครโปรเซสเซอร์ก็จะนำค่านี้ไปประมวลผลเพื่อปรับค่าความเร็วดังต้องการ

1.1.4 เทอร์มิสเตอร์ (เทอร์มิสเตอร์) เป็นส่วนที่ควบคุมอุณหภูมิที่เกิดขึ้นจากตัวมอเตอร์ โดยการใช้เทอร์มิสเตอร์ ซึ่งจะเปลี่ยนแปลงความต้านทานตามอุณหภูมิที่สูงขึ้น(จะติดเทอร์มิสเตอร์ไว้ที่ตัวของมอเตอร์) โดยจะต่อคร่อมอยู่ระหว่าง เทอร์มินอล 9 และ เทอร์มินอล 4 ซึ่งจะทำหน้าที่แบ่งแรงดันอินพุตที่เข้าสู่วงจรบัฟเฟอร์(ขา 2 ของ IC3)โดยวงจรแบ่งแรงดันจะประกอบไปด้วย R132, 133, 134, 135 และเทอร์มิสเตอร์ โดยจะมีการพลัฟไว้ที่ 15 โวลต์จะมีไดโอด D31 ซึ่งเป็นซีเนอร์ไดโอดช่วยป้องกันแรงดันเกิน 10 โวลต์ เนื่องจากการเปลี่ยนแปลงความต้านทานของเทอร์มิสเตอร์ ค่าแรงดันอินพุตที่เข้าสู่วงจรบัฟเฟอร์จึงอยู่ในช่วง 0-5 โวลต์การทำงานจะเกิดขึ้น เมื่ออุณหภูมิของเทอร์มิสเตอร์สูงจนทำให้ความต้านทานมีขนาดมากกว่า 3000 โอห์ม แรงดันอินพุตเข้าสู่มอเตอร์มีแรงดันมากกว่า 4.8 โวลต์ ก็จะผ่านไปสู่อินพุตของไมโครโปรเซสเซอร์ที่ขา 13 ซึ่งจะเป็นอนาลอกอินพุต จาก

นั้นไมโครโปรเซสเซอร์ก็จะนำค่านี้ไปประมวลผลและไปสั่งให้เกิดการทริปเพื่อให้ไมโครโปรเซสเซอร์หยุดการทำงาน (ไปควบคุมให้หยุดสัญญาณเกตและแสดง error เป็น [th]) และเมื่อมอเตอร์เย็นลงความต้านทานลดลงต่ำกว่า 1800 โอห์ม แรงดันอินพุตที่เข้าสู่บีเฟออร์จะมีขนาดต่ำกว่า 4.3 โวลต์ ไมโครโปรเซสเซอร์ก็จะนำค่านี้ไปประมวลผลและส่งสัญญาณไปรีเซ็ตให้อินเวอร์เตอร์สามารถทำงานต่อไปได้

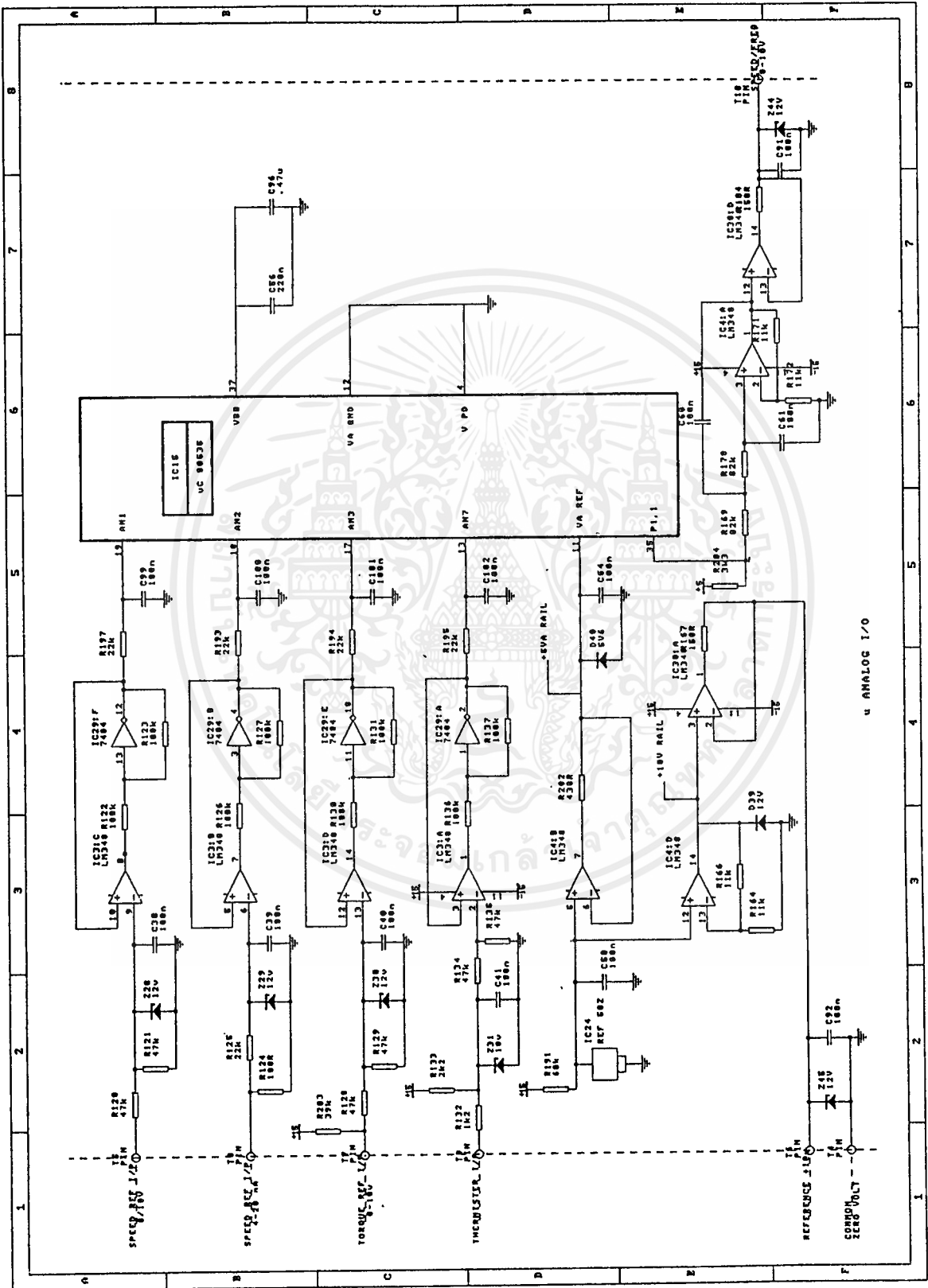
1.1.5 แรงดันอ้างอิง (VA REF) ส่วนนี้จะทำหน้าที่ป้อนสัญญาณอนาล็อกอ้างอิงเข้าสู่ตัวไมโครโปรเซสเซอร์และทำงานควบคู่ไปกับขา VA GND โดยค่าแรงดันอ้างอิงที่จะต้องจ่ายเข้าสู่ขาเมื่อเทียบกับ VA GND จะต้องมีความประมาณ 0-5 โวลต์ แต่ในการใช้จริงสำหรับโปรเจกต์นี้ใช้อนาล็อกอินพุตอ้างอิงที่ 5 โวลต์ ซึ่งจะเป็นตัวเปรียบเทียบให้ค่านี้เป็นค่าสูงสุดของแรงดันอนาล็อกอินพุตที่ขาต่างๆ จากวงจรเราจะเห็นว่ามีกรุปออปแอมป์แรงดันไว้ที่ 15 โวลต์ แต่เมื่อมาผ่าน IC24 แรงดันอ้างอิงเหลือ 5 โวลต์ แล้วจึงมาผ่าน IC4 ซึ่งเป็นวงจรบีเฟออร์ช่วยในการขยายกระแสที่ผ่านออกมาให้มากขึ้น จากนั้นจึงจะผ่านเข้าสู่ขา 11 ของไมโครโปรเซสเซอร์ ซึ่งเป็นขาแรงดันอินพุตอ้างอิง

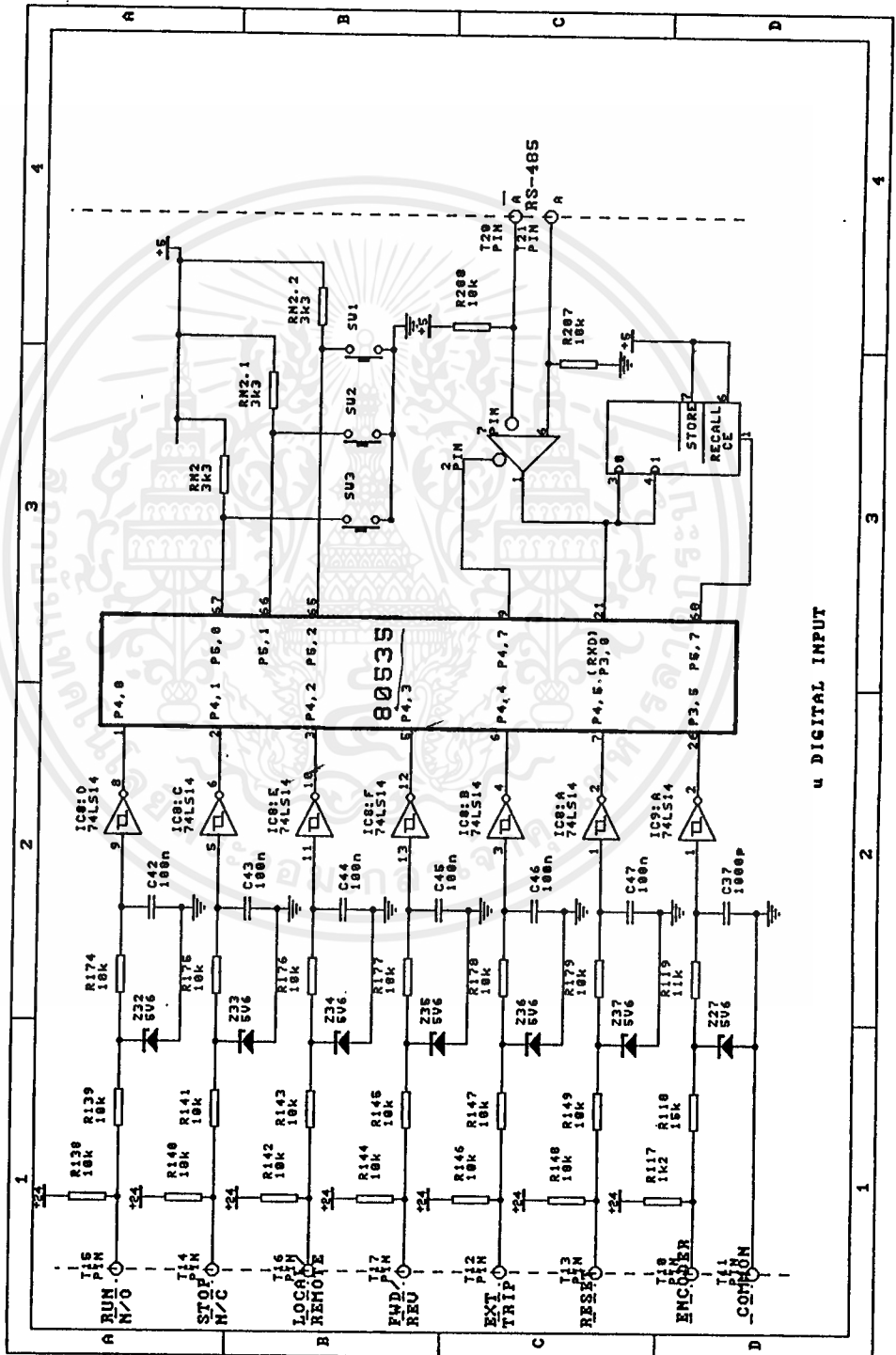
1.1.6 แรงดันอ้างอิง (เทอร์มินอล 6) ส่วนนี้จะทำหน้าที่จ่ายแรงดันอ้างอิงขนาด 10 โวลต์ เมื่อเทียบกับเทอร์มินอล 4 ซึ่งจะเป็นแรงดันที่ใช้ร่วมกับ เทอร์มินอล 5 และ เทอร์มินอล 7 วงจรภายในสร้างจากการดึงแรงดันขนาด 5 โวลต์ก่อนเข้า IC4 ของวงจรแรงดันอ้างอิง แล้วมาเข้าสู่ขา 12 ของ IC 4 ซึ่งจะป้อนเป็นวงจรมอนิเตอร์ตั้งอินพุต ส่วนนี้จะขยายสัญญาณเป็นบวกมีขนาดเพิ่มขึ้นเป็น 2 เท่า ดังนั้นสัญญาณเอาต์พุตที่ออกมาจาก IC 4 จะมีขนาด 10 โวลต์ จากนั้นจะผ่านเข้าสู่วงจรบีเฟออร์เพื่อช่วยขยายกระแส แล้วจึงออกมาสู่ เทอร์มินอล 6 ซึ่งที่ขา 6 จะต่อเชื่อมอยู่กับ เทอร์มินอล 4 ด้วยไดโอด D45 และ C92 โดยซีเนียร์ไดโอดจะช่วยขลิบแรงดันเพื่อไม่ให้เกินค่า 12 โวลต์ และตัวเก็บประจุจะช่วยกรองแรงดันให้เรียบขึ้น เทอร์มินอล 4 จะถูกกำหนดให้เป็นกราวด์

1.2 อนุาลอกเอาต์พุต (Analog Output)

1.2.1 ความถี่เอาต์พุต (เทอร์มินอล 18) ส่วนนี้จะทำหน้าที่จ่ายเอาต์พุต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้





รูปที่ 7.2 ดัชนีตลาดอสังหาริมทรัพย์

ออกมาเป็นสัญญาณอนาลอกขนาด 0-10 V โดยแรงดันนี้จะถูกส่งออกมาเป็นแรงดันที่เปลี่ยนแปลงตามความถี่ จะมีขนาด 0-<Pr1> ซึ่งจะนำไปใช้เป็นมิเตอร์แสดงผล ความเร็วรอบหรือความถี่เอาท์พุทก็ได้ จากวงจรจะมีสัญญาณเอาท์พุทออกมาทางขา 35 ของไมโครโปรเซสเซอร์ 80535 เป็นพัลส์ออกมาขนาด 5 V เข้าสู่วงจรกรองความถี่ต่ำ (Low Pass Filter) ซึ่งจะกันความถี่ไม่เกิน 54 Hz และในขณะที่เดียวกันวงจรกรองความถี่ต่ำ (Low Pass Filter) ก็จะเป็นตัวเปลี่ยนความถี่เป็นแรงดันซึ่งถ้าความถี่สูงแรงดันก็จะสูงตามไปด้วย โดยจะอยู่ในช่วง 0-10 V

2. ดิจิตอลอินพุท/เอาท์พุท (Digital I/O) ประกอบด้วย

2.1 ดิจิตอลอินพุท (Digital Input)

2.1.1 เอ็นโคเดอร์/ความเร็วอ้างอิงแบบดิจิตอล (เทอร์มินอล 10) ในส่วนที่เป็นเอ็นโคเดอร์ทำงานเป็นแบบการควบคุมแบบลูปปิด โดยมีเอ็นโคเดอร์เป็นตัวเซนเซอร์ความเร็วรอบเอาท์พุทของเอ็นโคเดอร์ออกมาเป็นพัลส์โดยมีข้อกำหนดให้เอ็นโคเดอร์ขนาด 15 พัลส์ต่อหัวมอเตอร์ต่อรอบและเอ็นโคเดอร์ก็จะจ่ายพัลส์นั้นเข้ามายังขา 35 โดยจะผ่านวงจรป้องกันแรงดันเกินโดยซีเนอร์ไดโอด 5.6 โวลต์ และนอกเกทซึ่งจะช่วยขยายกระแสแต่จะมีการกลับสัญญาณแรงดันเมื่อผ่านตัวมัน จะมาเข้าสู่ไมโครโปรเซสเซอร์ที่ พอร์ต 3,5 ไมโครโปรเซสเซอร์จะนำสัญญาณนี้ไปเปรียบเทียบกับความถี่ที่ตั้งไว้ ถ้าไม่เท่ากันก็จะเปลี่ยนแปลงความถี่เพื่อให้สัญญาณความถี่จากเอาท์พุทเท่ากับความถี่อ้างอิงที่ตั้งไว้

ในส่วนที่เป็นความเร็วอ้างอิงแบบดิจิตอล จะเป็นการใช้แหล่งจ่ายความถี่ดิจิตอลเป็นตัวจ่ายสัญญาณเข้าไปซึ่งวงจรภายในต่างๆ เป็นชุดเดียวกับเอ็นโคเดอร์ซึ่งความถี่ที่จ่ายเข้าสู่มอเตอร์จะมีค่าเท่ากับ 1/30 เท่าของความถี่ดิจิตอลอินพุท

2.1.2 ดิจิตอลคอมมอน (เทอร์มินอล 11) เป็นขาคอมมอนขนาด 0 โวลต์ของดิจิตอลอินพุท

2.1.3 ไดรฟ์ทริป (เทอร์มินอล 12) เป็นขาที่ใช้ในการทริปให้ไดรว์หยุดการทำงาน ซึ่งโดยปกติแล้วเทอร์มินอลนี้จะถูกต่อสวิตช์แบบปกติปิดกับขาดิจิตอลคอมมอนและวงจรภายในใช้การพูลอัพ R146 ไว้ที่ 24 โวลต์ ทำให้แรงดันที่ตกคร่อม D36 เท่ากับ 0 โวลต์ ซึ่งจะเป็นตัวขลิบสัญญาณโดยขณะนี้จะมีลอจิกเป็น "0" เมื่อผ่าน

ตัวนอกเกทจะกลับลอจิกเป็น "1" เข้าสู่ไมโครโปรเซสเซอร์ที่พอร์ท 4, 4 แต่ไครฟ์ทริปจะแอคทีฟเมื่อได้รับสัญญาณอิมพัลส์จากการเปิดสวิตช์ จะทำให้เอาต์พุตของนอกเกทที่เข้าสู่ไมโครโปรเซสเซอร์จะเป็น "0" เมื่อใดไมโครโปรเซสเซอร์จะส่งสัญญาณไปยัง IC PWM ASIC เพื่อที่จะตัดสัญญาณเกทที่เป็นตัวควบคุมการทำงานของ IGBT ทำให้กระแสภายในวงจรกำลังหยุดไหลและจะแสดงผลจะแสดงผลออกมาเป็น "Et"

2.1.4 ไครฟ์รีเซ็ต (เทอร์มินอล 13) เป็นขาที่ใช้ในการรีเซ็ตการทำงานของอินเวอร์เตอร์ หรือรีเซ็ตข้อมูลในการแสดงค่า Error ต่างๆ เพื่อให้อินเวอร์เตอร์พร้อมที่จะทำงานใหม่ เนื่องจากเมื่อมีการแสดงค่า Error ออกมาแล้วจะไม่สามารถใช้งานอินเวอร์เตอร์ได้อีกจนกว่าจะมีการรีเซ็ตการทำงานที่จุดนี้ โดยปรกติแล้วเทอร์มินอลนี้จะถูกต่อสวิตช์แบบปรกติเปิดกับ เทอร์มินอล 11 อยู่ และจากวงจรภายในจะมีการพูลอัพ R148 วัที่ 24 โวลท์ และแรงดันที่ตกคร่อม D37 เท่ากับ 5.6 โวลท์ ซึ่งจะเป็นตัวขลิบสัญญาณลง โดยขณะนี้จะมองเป็นสัญญาณที่มีลอจิกเป็น "1" เมื่อผ่านนอกเกทจะกลับสัญญาณลอจิกเป็น "0" เข้าสู่ไมโครโปรเซสเซอร์ที่ พอร์ท 4, 5 แต่ไครฟ์รีเซ็ตจะแอคทีฟเมื่อมีสัญญาณอิมพัลส์จากสวิตช์มากับสัญญาณเอาต์พุตของนอกเกทจาก "0" เป็น "1" และไมโครโปรเซสเซอร์ก็จะมารับข้อมูลนี้ไปประมวลผลเมื่อพบว่าพอร์ทนี้มีลอจิกเป็น "1" เมื่อใดอินเวอร์เตอร์จะทำการลบค่า Error ต่างๆที่คงอยู่ออกไปและจะทำให้อินเวอร์เตอร์พร้อมที่จะเริ่มทำงานใหม่ได้

2.1.5 ไครฟ์สตอป (เทอร์มินอล 14) เป็นขาที่ใช้หยุดการทำงานของมอเตอร์ โดยปรกติแล้วเทอร์มินอลนี้จะถูกต่อสวิตช์แบบปรกติปิดกับ เทอร์มินอล 11 อยู่ และจากวงจรภายในจะมีการพูลอัพ R140 วัที่ 24 โวลท์และแรงดันที่ตกคร่อม D33 เท่ากับ 5.6 โวลท์ ซึ่งจะตัวขลิบสัญญาณลง โดยขณะนี้จะมองเป็นสัญญาณที่มีลอจิกเป็น "0" เมื่อผ่านนอกเกทจะกลับสัญญาณลอจิกเป็น "1" เข้าสู่ไมโครโปรเซสเซอร์ที่ พอร์ท 4, 1 แต่ไครฟ์สตอปจะแอคทีฟเมื่อมีสัญญาณอิมพัลส์จากสวิตช์มากับสัญญาณเอาต์พุตของนอกเกทจาก "1" เป็น "0" และไมโครโปรเซสเซอร์ก็จะมารับข้อมูลนี้ไปประมวลผล เมื่อพบว่าพอร์ทนี้มีลอจิกเป็น "0" เมื่อใดอินเวอร์เตอร์จะเข้าสู่ฟังก์ชัน การเบรคซึ่งตัวไมโครโปรเซสเซอร์จะเป็นตัวกำหนดว่าจะป็นฟังก์ชันชนิดใดควรควบคุม IGBT ให้สวิตช์ซึ่งแบบใด อย่างไรบ้าง ซึ่งจะส่งสัญญาณเหล่านี้ไปยัง IC PWM ASIC อีกต่อหนึ่งเพื่อควบคุมการขับแรงดันที่ขาเบสของ IGBT เพื่อควบคุม

คู่มือการทำงานตามที่ต้องการ

2.1.6 ไตรฟ์รัน (เทอร์มินอล 15) เป็นขาที่ใช้สั่งให้มอเตอร์เริ่มทำงาน โดยปรกติแล้ว เทอร์มินอลนี้จะถูกต่อสวิตช์แบบปรกติเปิดกับเทอร์มินอล 11 และจากวงจรภายในจะมีการพูลอัพ R138 ไว้ที่ 24 โวลต์ และแรงดันที่ตกคร่อม D32 เท่ากับ 5.6 โวลต์ ซึ่งจะเป็นตัวขลิบสัญญาณลงโดยขณะนี้จะมองเป็นสัญญาณที่มีลอจิกเป็น "1" เมื่อผ่านนอกเกทจะกลับสัญญาณลอจิกเป็น "0" เข้าสู่ไมโครโปรเซสเซอร์ที่พอร์ท 4,0 แต่ไตรฟ์รันจะแอดทีฟเมื่อมีสัญญาณอิมพัลส์จากสวิตช์มากับสัญญาณเอาต์พุตของนอกเกทจาก "0" เป็น "1" และไมโครโปรเซสเซอร์ก็จะมารับข้อมูลนี้ไปประมวลผลเมื่อพบว่าพอร์ทนี้มีลอจิกเป็น "1" เมื่อใดไมโครโปรเซสเซอร์ก็จะส่งสัญญาณไปยัง IC PWM ASIC ให้เริ่มส่งสัญญาณไปควบคุมการสวิตช์ซึ่งของ IGBT มอเตอร์ก็จะเริ่มทำงาน

2.1.7 โลดคอล/รีโมท (เทอร์มินอล 16) เป็นขาที่ใช้ในการเลือกการทำงานใน 2 โหมด คือ การทำงานแบบ โลดคอล และการทำงานแบบ รีโมท โดยปรกติแล้วเทอร์มินอลนี้จะถูกต่อสวิตช์แบบปรกติเปิดกับเทอร์มินอล 11 และจากวงจรภายในจะมีการพูลอัพ R142 ไว้ที่ 24 โวลต์ และแรงดันที่ตกคร่อม D34 เท่ากับ 5.6 โวลต์ ซึ่งจะเป็นตัวขลิบสัญญาณลง โดยขณะนี้จะมองเป็นสัญญาณที่มีลอจิกเป็น "1" เมื่อผ่านนอกเกทจะกลับสัญญาณลอจิกเป็น "0" เข้าสู่ไมโครโปรเซสเซอร์ที่พอร์ท 4,2 ซึ่งไมโครโปรเซสเซอร์จะประมวลผลและจะทำงานในโหมดโหลดคอล และถ้าสับสวิตช์ปิดจะทำให้สัญญาณเอาต์พุตของนอกเกทเป็น "1" อินเวอร์เตอร์จะทำงานในโหมดรีโมท

2.1.8 พอร์เวิร์ด/รีเวิร์ด (เทอร์มินอล 17) เป็นขาที่ใช้ในการกลับทิศทางการหมุนของมอเตอร์โดยปรกติแล้ว เทอร์มินอลนี้จะถูกต่อสวิตช์แบบปรกติเปิดกับเทอร์มินอล 11 และจากวงจรภายในจะมีการพูลอัพ R144 ไว้ที่ 24 โวลต์และแรงดันที่ตกคร่อม D35 เท่ากับ 5.6 โวลต์ ซึ่งจะเป็นตัวขลิบสัญญาณลงโดยขณะนี้จะมองเป็นสัญญาณที่มีลอจิกเป็น "1" เมื่อผ่านนอกเกทจะกลับสัญญาณลอจิกเป็น "0" เข้าสู่ไมโครโปรเซสเซอร์ที่ พอร์ท 4,3 ซึ่งมอเตอร์จะเกิดการกลับทิศทางการหมุนได้จากการสลับเฟสของไฟที่จ่ายให้แก่มอเตอร์ 1 คู่ ดังนั้นเมื่อต้องการกลับทิศทางการหมุน

จะต้องสับสวิทช์ปิด เพื่อกลับสัญญาณทำให้สัญญาณเอาต์พุตของนอกเกตเปลี่ยนเป็น "1" ไมโครโปรเซสเซอร์จะนำไปประมวลผลและส่งสัญญาณไปยัง IC PWM ASIC เพื่อสลับเฟสสัญญาณทริกที่ส่งไปควบคุมขาเกตของ IGBT 1 คู่ ซึ่งจะส่งผลไปทำให้เอาต์พุตที่ออกจากอินเวอร์เตอร์กลับเฟสกัน 1 คู่ ซึ่งจะทำให้มอเตอร์กลับทิศทางการหมุน

2.1.8 คีย์แพด (Keypad) เป็นสวิทช์ 3 ชุดที่ทำหน้าที่เป็นคีย์บอร์ดสำหรับอินพุตข้อมูลต่างๆจากภายนอกเข้าไปเพื่อกำหนดค่าพารามิเตอร์ และ บิทพารามิเตอร์ต่างๆหลักการทำงานของส่วน Keypad นี้จะใช้สวิทช์ 3 ชุด เป็นอินพุตค่าลอจิก "0" และ "1" เข้าสู่ พอร์ต 5,0 พอร์ต 5,1 พอร์ต 5,2 (SW3, SW2, SW1 ตามลำดับ) โดยจะมีหน้าที่ต่างกันดังนี้

- SW1 - MODE SET : ใช้ในการตั้งโหมดการทำงานของฟังก์ชันต่างๆว่าจะสามารถตั้งค่าที่อยู่ในฟังก์ชันนั้นได้หรือไม่
- SW2 - UP VALUE : ใช้ในการเพิ่มค่าต่างๆทั้งในการเพิ่มค่าฟังก์ชันและเพิ่มค่าที่อยู่ในฟังก์ชันนั้นด้วย
- SW3 - DOWN VALUE : ใช้ในการลดค่าต่างๆทั้งในการลดฟังก์ชันและลดค่าภายในฟังก์ชัน

หลักสำคัญในการทำงานของคีย์แพดนี้คือโปรแกรมที่อยู่ภายในการควบคุม โดยโปรแกรมจะทำการตรวจสอบค่าที่เข้ามาทางพอร์ตทั้งสามนี้ตลอด เมื่อมีการกดคีย์ใดๆก็จะเข้าไปทำงานในรูปการทำงานนั้น

2.1.9 Serial Interface (เทอร์มินอล 20, 21) ส่วนนี้จะทำหน้าที่ส่งสัญญาณติดต่อกันระหว่างอินเวอร์เตอร์ไปยังคอมพิวเตอร์โดยขา 22 เป็นขาที่ต่อกับขา 23 และกราวด์ (Ground) ของคอมพิวเตอร์และขา 21 จะเป็นขารับสัญญาณ (Recieve) จากคอมพิวเตอร์ที่ขา 2 ของ RS-232 เข้าสู่ตัวอินเวอร์เตอร์

2.2 ดิจิตอลเอาต์พุต (Digital Output)

2.2.1 ขาแสดงสถานะไดรฟ์ (เทอร์มินอล 1, 2, 3) เป็นรีเลย์ที่แสดงถึงสภาวะการทำงานของอินเวอร์เตอร์ว่าขณะนั้นทำงานอยู่ในสภาวะ Power On หรือ Power Off ถ้า T1 = Common, T2 = N/O T3 = N/C แล้วอินเวอร์เตอร์จะอยู่

ในสภาวะ Fault หรือ Power Off และเมื่ออินเวอร์เตอร์อยู่ในสภาวะ Power On ไมโครโปรเซสเซอร์จะส่งเอาต์พุตออกมาที่ พอร์ต 5,6 เป็น "0" ซึ่งจะส่งผลให้เอาต์พุตที่ออกมาจากนอกเกทมีค่าเป็น "1" (นอกเกทนอกจากจะกลับค่าลอจิกแล้วยังเป็นตัวช่วยขยายกระแส) จะเป็นตัวจ่ายกระแสให้แก่ขาเบสของทรานซิสเตอร์ ทำให้มีกระแส I_c ไหลผ่านคอปัลของรีเลย์ RC1 ทำให้หน้าสัมผัสของ RC1 เปลี่ยนแปลงจาก N/O เป็น N/C และ N/C เป็น N/O และเมื่ออินเวอร์เตอร์เกิด Fault ขึ้นในไมโครโปรเซสเซอร์จะส่งเอาต์พุตออกมาจาก พอร์ต 5,6 เป็น "1" ดังนั้นเอาต์พุตที่ออกมาเป็น "0" และจะไปหยุดการทำงานของทรานซิสเตอร์ ดังนั้นจึงไม่มีการไหลของกระแส I_c ผ่าน Coil ของรีเลย์ RC1 หน้าสัมผัสต่างๆ ก็จะกลับไปอยู่ในสภาวะปกติ

2.2.2 การแสดงโหมดจอแสดงผล เป็น LED ที่ใช้แสดงว่าขณะนี้จอแสดงผล 7 เซ็กเมนต์ แสดงฟังก์ชันต่างๆ ซึ่งจะบอกถึงว่าในขณะนั้นไม่สามารถที่จะอินพุตค่าต่างๆลงในพารามิเตอร์เหล่านั้นได้ แต่เมื่อเรากด SW1 LED นี้จะดับลงแสดงว่าขณะนี้สามารถที่จะอินพุตเพื่อเปลี่ยนแปลงค่าต่างๆภายในฟังก์ชันได้ การควบคุมวงจรนี้หลักสำคัญอยู่ที่ไมโครโปรเซสเซอร์จะจ่ายลอจิกเป็น "1" ออกมาที่ พอร์ต 5,3 ทำให้ทรานซิสเตอร์ทำงานและมีกระแส I_c ไหลผ่าน LED1 ซึ่งจะหมายความว่าขณะนี้ยังไม่มีค่าฟังก์ชันต่างๆแต่เมื่อกดที่ SW1 ไมโครโปรเซสเซอร์จะรับข้อมูลมาประมวลผลและส่งสัญญาณมาที่ พอร์ต 5,3 ให้เอาต์พุตออกมาเป็น "0" ซึ่งจะทำให้ LED1 ดับซึ่งแสดงว่าขณะนี้สามารถที่จะตั้งค่าข้อมูลภายในพารามิเตอร์นั้นได้

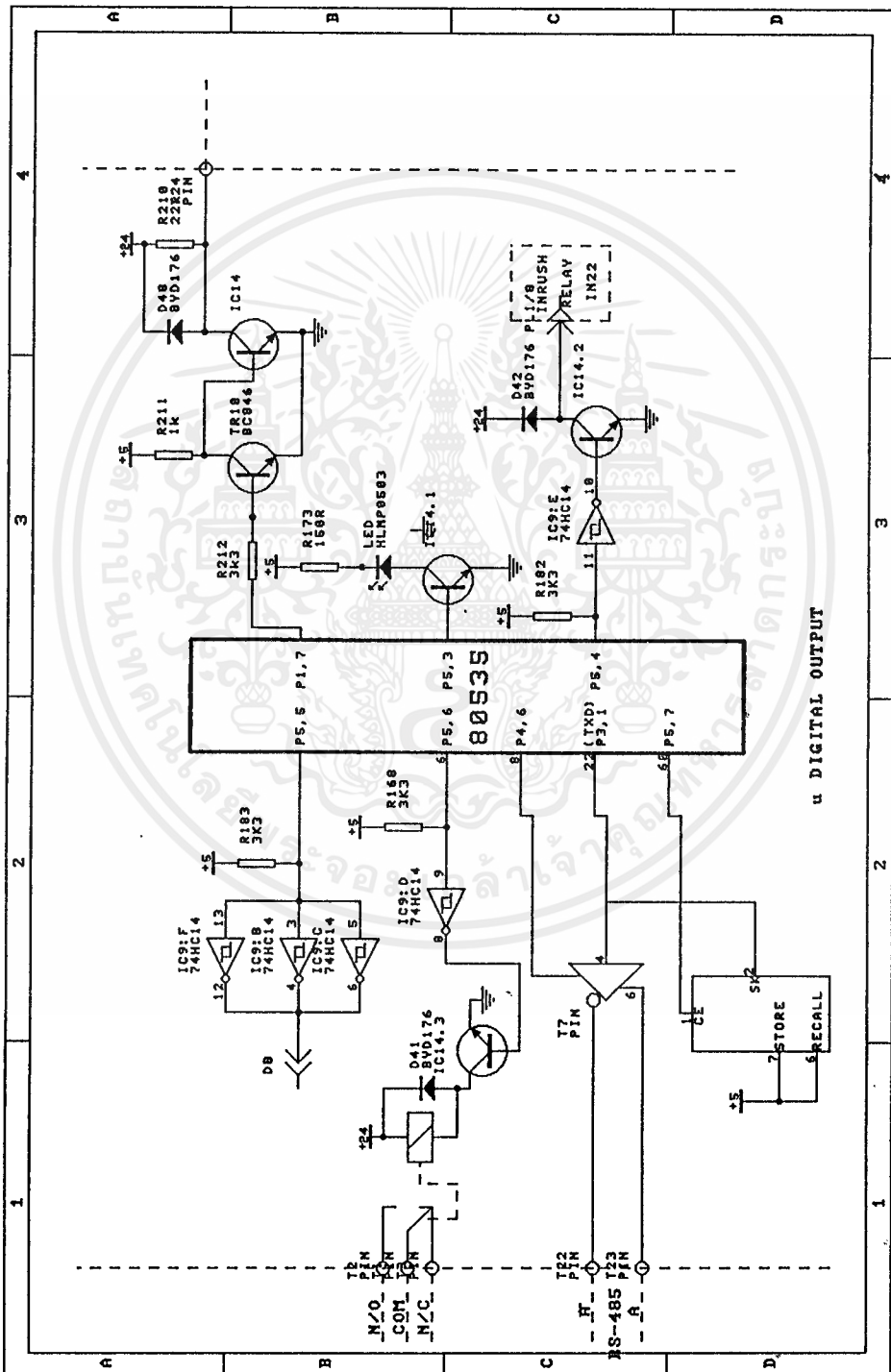
2.2.3 Inrush Relay เป็นส่วนควบคุมการทำงานของรีเลย์ที่ลดกระแสอินrush ที่เกิดขึ้นในช่วงเริ่มเปิดเครื่องให้อินเวอร์เตอร์เริ่มการทำงาน โดยปกติจะเป็นรีเลย์ที่มีหน้าสัมผัสปกติเปิดต่อชานอยู่กับ R3 เมื่อเปิดเครื่องให้ทำงานไมโครโปรเซสเซอร์จะส่งสัญญาณเอาต์พุตออกมาที่ พอร์ต 5,4 เป็นลอจิก "0" และมาเข้าสู่อินพุตของนอกเกท (IC9) จะถูกกลับสัญญาณออกมาเป็นลอจิก "1" จ่ายเป็นอินพุตเข้าสู่ขาเบสของทรานซิสเตอร์ (IC14) ทำให้มีกระแสไหลผ่านคอปัลของรีเลย์ K1 และ K2 หน้าสัมผัสของรีเลย์ทั้งสองจึงเปลี่ยนเป็นเปิดให้กระแสจากดีซีลิงค์ไหลผ่าน R3 จึงช่วยลดกระแสลงได้ และหลังจากนั้นช่วงเวลาหนึ่งไมโครโปรเซสเซอร์ก็จะส่งสัญญาณออกมาเป็นลอจิก "1" ทำให้เอาต์พุตที่ออกมาจากนอกเกทมีค่า

เป็นลอจิก "0" จะตัดการทำงานของทรานซิสเตอร์รวมทั้งตัดกระแสที่เลี้ยงคอยล์ของ K1 และ K2 ทำให้หน้าสัมผัสของรีเลย์ทั้งสองปิดลงให้กระแสไหลผ่านเหมือนเดิม

2.2.4 สัญญาณไดนามิกเบรก(DB Signal) เป็นสัญญาณที่ส่งไปควบคุมให้ส่วนที่เป็นไดนามิกเบรกทำงาน หลักการทำงานคือเมื่อมีสัญญาณเบรกเข้าสู่ไมโครโปรเซสเซอร์ไมโครโปรเซสเซอร์ก็จะส่งสัญญาณออกจาก พอร์ต 5,5 เป็นลอจิก "0" ซึ่งเมื่อผ่านนอเทททั้ง 3 ตัว(ที่ต้องใช้นอเททถึง 3 ตัวเนื่องจากต้องการขยายกระแสให้มีความสูงมากๆ) แล้วจะได้ลอจิกออกมาเป็น "1" ซึ่งจะส่งสัญญาณไปยัง IN 24 Card เพื่อนำไปควบคุมการทำงานของ Plus Braking Card ให้ทำงานแบบไดนามิกเบรก

2.2.5 ไดรฟ์รันนิ่ง/โลว์สปีด (Terminal 24) ขานี้แสดงผลการทำงานของอินเวอร์เตอร์ว่าอยู่ในสภาวะใดระหว่างช่วง โลว์สปีด หรืออินเวอร์เตอร์กำลังทำให้มอเตอร์ Run อยู่ซึ่งผลที่ออกมาเป็น 0 โวลท์หรือ 24 โวลท์อาจจะแทนด้วย ไดรฟ์รันนิ่ง หรือ โลว์สปีด ขึ้นอยู่กับการตั้งค่าบิตพารามิเตอร์ที่ 4 (โลว์สปีด = ความเร็วที่ต่ำกว่าหรือเท่ากับ <Pr0>) ตัวอย่างเช่น ให้บิตพารามิเตอร์ที่ 4 มีค่าเท่ากับ 1 แสดงว่าเป็นฟังก์ชันของไดรฟ์รันนิ่ง เมื่ออินเวอร์เตอร์ทำงานอย่างปรกติจะให้เอาต์พุตที่ขา 24 มีค่าเท่ากับ 24 โวลท์เทียบกับชาคคอมมอน ซึ่งดูจากวงจรภายในเมื่ออินเวอร์เตอร์กำลังทำงานอยู่ไมโครโปรเซสเซอร์จะจ่ายเอาต์พุตที่ออกมาที่ พอร์ต 1,7 มีค่าลอจิกเป็น "1" จะจ่ายสู่ขาเบสของทรานซิสเตอร์ Tr10 ทำให้เกิดกระแส I_c ผ่าน Tr10 จึงไม่มีกระแสไหลเข้าสู่ขาเบสของ IC14 ทรานซิสเตอร์นี้จึงไม่ทำงานจะมีแรงดันตกคร่อม R210 = 24 โวลท์ ออกสู่ T24

2.2.6 Serial Interface (Terminal 22,23) ส่วนนี้จะทำหน้าที่ส่งสัญญาณติดต่อกันระหว่างอินเวอร์เตอร์ไปยังคอมพิวเตอร์โดยขา 23 เป็นขาที่ต่อกับกราวด์(Ground)ของคอมพิวเตอร์และขา 22 จะเป็นขาส่งสัญญาณ(Transmit) จากอินเวอร์เตอร์เข้าสู่คอมพิวเตอร์ที่ขา 2 ของ RS-232



รูปที่ 7.3 ดิจิตอลเอ้าท์พุท

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 8

วงจรป้องกัน (PROTECTION)

8.1 วงจรป้องกันกระแสเกิน (OVERCURRENT PROTECTION) เป็นวงจรที่ใช้สำหรับป้องกันอินเวอร์เตอร์เพื่อไม่ให้กระแสที่เข้าสู่อินเวอร์เตอร์สูงเกินไปโดยเราจะใช้ DCCT(Direct Current Current Transformer) ทำการจับสัญญาณของกระแสจากดีซีลิงค์(DC Link) และจะได้กระแสจากการแปลงลงของหม้อแปลงกระแสออกมาค่าหนึ่ง เพื่อจ่ายเป็นสัญญาณแรงดันเข้าสู่อินพุตของวงจรบีฟเฟอร์เพื่อช่วยในการจ่ายกระแสแล้วจึงผ่านเข้าสู่วงจรเนกาทีฟฟีดแบค(Negative Feedback) ซึ่งมีคุณสมบัติพิเศษคือทางด้านเอาต์พุตจะต่อเข้ากับมอสเฟส (MOSFET) และพูลชาเดรน(Drain) ไว้ที่ 10 V เมื่อเอาต์พุตที่ออกจากออปแอมป์มีสัญญาณสูงพอที่จะทริกขาเบสเพื่อทำให้มอสเฟตทำงาน (ขนาดประมาณ 7 V) จึงมีกระแสไหลผ่านขาเดรนไปสู่ชาฮอร์ส ทำให้แรงดันตกคร่อม R100 เท่ากับ 5 V และส่งเป็นอินพุตเข้าสู่วงจรวินโดว์คอมพาราเตอร์(Window Comparater) ซึ่งวงจรวินโดว์คอมพาราเตอร์จะเป็นวงจรที่ทำงานในลักษณะเดียวกันกับวงจรแบนพาสฟิวเตอร์(Bandpass Filter) แต่เป็นการกำหนดระดับแรงดันซึ่งจากวงจรนี้จะมีระดับแรงดันที่ระดับต่ำ(Low Level) เท่ากับ 0 V และระดับแรงดันสูง (High Level) เท่ากับ 10 V ซึ่งถ้าแรงดันอินพุตที่เข้าสู่วงจรนี้มีค่าอยู่ระหว่าง 0-10 V จะมีเอาต์พุตที่ออกจากวงจรนี้เท่ากับ 5 V เข้าสู่ขาที่ 40 ของไอซี 18(PWM ASIC) โดยปรกติแล้วขณะที่ยังไม่เกิดกระแสเกิน (Overcurrent) แรงดันอินพุตที่เข้าสู่วงจรวินโดว์คอมพาราเตอร์จะมีค่าอยู่ในช่วง 0-10 V เอาต์พุตที่ออกมาจากวงจรนี้จะมีค่าเป็น 5 V แต่ถ้าเกิดกระแสเกินแรงดันที่เข้าสู่วงจรวินโดว์คอมพาราเตอร์จะมากกว่า 10 V เอาต์พุตที่ออกมาจะมีค่าเป็น 0 V ผ่านเข้าสู่ขา 40 ของไอซี 18 (PWM ASIC) ซึ่งภายในไมโครโปรเซสเซอร์นี้จะทำการประมวลผลและจะทำการหยุดสัญญาณเลขที่ส่งไปยังวงจรอินเวอร์เตอร์ ให้หยุดการทำงานและส่งสัญญาณไปที่จอแสดงผลแสดงค่าผิดพลาดออกมาเป็น "OI" (จะหยุดการทำงานของไดรฟ์จนกระทั่งมีการกดปุ่มรีเซ็ตเพื่อให้ไดรฟ์เริ่มการทำงานใหม่)

8.2 พิกัดกระแส (PEAK UPPER LIMIT) เป็นวงจรที่ใช้เตือนให้ผู้ใช้รู้ว่ากระแสในดีซีลิงค์มีค่าใกล้ถึงค่ากระแสที่พิกัด โดยจะใช้สัญญาณอินพุตที่เข้าสู่วงจรวินโดว์

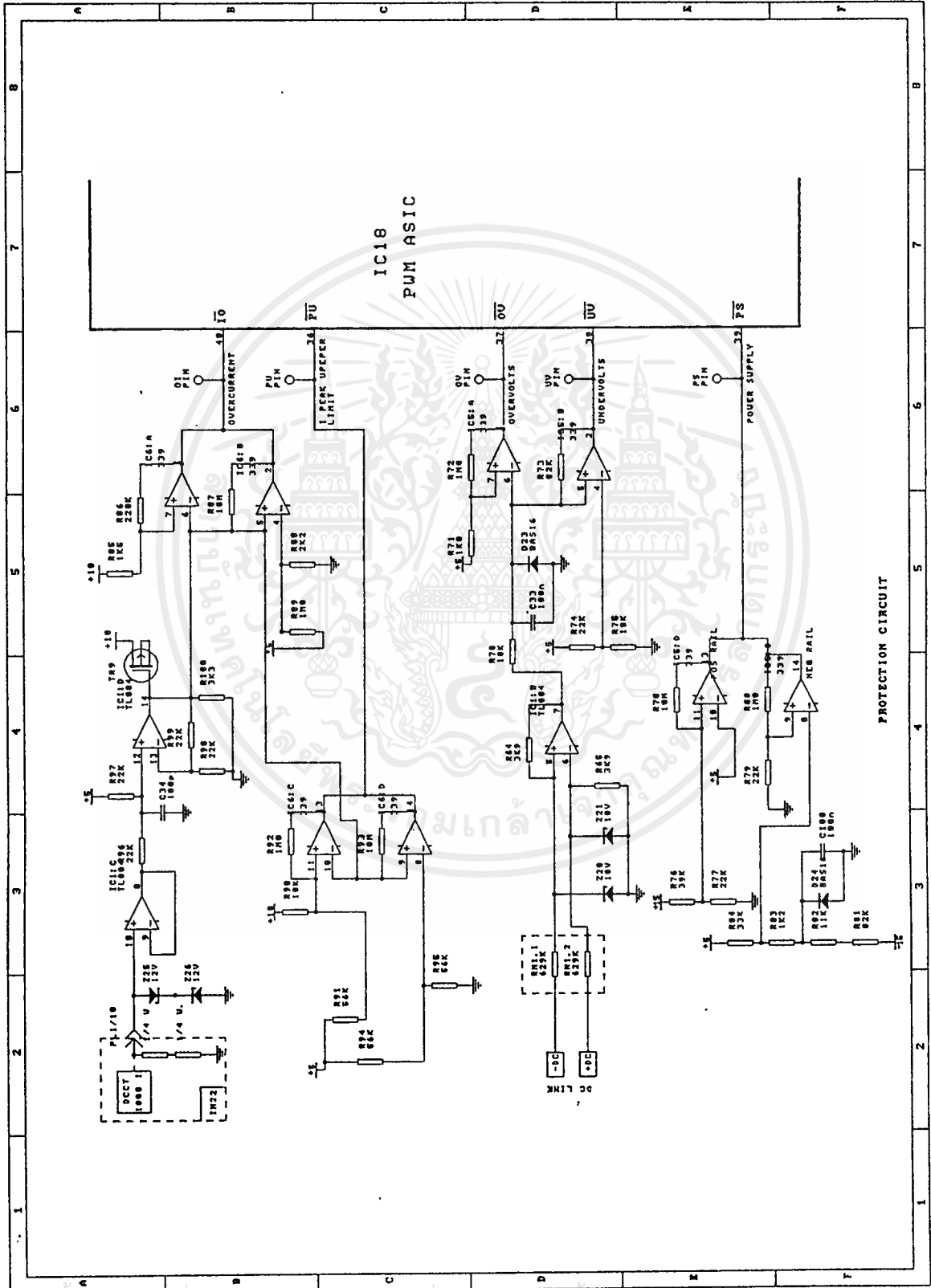
คอมพาราเตอร์ชุดเดียวกับวงจรป้องกันกระแสเกิน แต่วงจรวินโดว์คอมพาราเตอร์ชุดนี้จะจำกัดระดับแรงดันต่ำและระดับแรงดันสูงที่ค่าต่างกันคือ 0.8 V และ 8.5 V ตามลำดับ ซึ่งโดยปรกติแล้วอินพุตที่จ่ายเข้าสู่วงจรนี้มีค่าประมาณ 5 V ดังนั้นจะอยู่ในช่วง 0.8 V ถึง 8.5 V ทำให้เอาต์พุตที่ออกมาจะมีค่า 5 V ซึ่งจะเป็นอินพุตที่เข้าสู่ขา 36 ของไอซี 18 (PWM ASIC) แต่ถ้าระดับกระแสในดีซีลิงค์เกิดสูงผิดปกติจนทำให้อินพุตที่เข้าสู่วงจรวินโดว์คอมพาราเตอร์มีค่าสูงเกิน 8.5 V ทำให้เอาต์พุตที่ออกมาจะมีค่าเป็น 0 V ไมโครโปรเซสเซอร์ก็จะนำไปประมวลผลและจะส่งสัญญาณไปสั่งให้จอแสดงผลแสดงตำแหน่งที่เป็นจุดกระแสพรึบขึ้นมา เพื่อให้ผู้ใช้รู้ว่าใกล้ถึงพิกัดกระแสแล้ว

8.3 OVERVOLTAGE เป็นส่วนที่ใช้ในการป้องกันอินเวอร์เตอร์ให้หยุดการทำงานในขณะที่แรงดันอินพุตที่ดีซีลิงค์มีค่าสูงเกินค่าที่กำหนดไว้คือ $380-460 \pm 10\%$ โดยสัญญาณแรงดันจากดีซีลิงค์ผ่านตัวต้านทาน RN1 เพื่อช่วยในการลดแรงดันที่เข้าสู่วงจรขยายแบบนอนอินเวอร์ตติ้งแอมพลิไฟเออร์ โดยออปแอมป์จากไอซี 1 ซึ่งผลที่ออกมาในสภาวะปรกติจะมีค่าไม่เกิน 5 V หลังจากนั้นจะผ่านเข้ามาสู่วงจรเปรียบเทียบ (Comparater) ของไอซี 5 (TL339) ซึ่งมีค่าแรงดันอ้างอิงประมาณ 5 V แต่เมื่อใดที่แรงดันที่ดีซีลิงค์มีค่าสูงผิดปกติ จะทำให้แรงดันเอาต์พุตที่ออกมาจากไอซี 1 มีค่าเกิน 5 V ผ่านเข้าสู่วงจรเปรียบเทียบแรงดัน (Comparater) $V_{in} > V_{ref}$ จะทำให้ค่าเอาต์พุตออกมาเป็น 0 V เข้าสู่ขา 37 ของไอซี 18 ซึ่งจะประมวลผลและ ส่งสัญญาณสั่งให้หยุดการส่งสัญญาณเกทไปสู่วงจรอินเวอร์เตอร์มอเตอร์ก็จะหยุดการทำงานและในขณะเดียวกันก็จะสั่งให้จอแสดงผลแสดงค่า "OV" ออกมา (จะหยุดการทำงานของไดรฟ์จนกระทั่งมีการกดปุ่มรีเซ็ตเพื่อให้ไดรฟ์เริ่มทำงานใหม่)

8.4 วงจรป้องกันแรงดันต่ำ (UNDERVOLTAGE PROTECTION) เป็นส่วนที่ใช้ในการป้องกันอินเวอร์เตอร์ให้หยุดการทำงานในขณะที่แรงดันอินพุตที่ดีซีลิงค์มีค่าต่ำเกินที่กำหนดไว้คือ $380 - 10\%$ โดยจะจับสัญญาณแรงดันจากดีซีลิงค์ผ่านตัวต้านทาน RN1 เพื่อช่วยในการลดแรงดันที่เข้าสู่วงจรขยายแบบนอนอินเวอร์ตติ้งแอมพลิไฟเออร์ โดยออปแอมป์จากไอซี 1 ซึ่งผลที่ออกมาในสภาวะปรกติจะมีค่าไม่เกิน 5 V และจะเป็นอินพุตที่เข้าสู่วงจรเปรียบเทียบแรงดัน (Comparater) ของไอซี 5 ซึ่งมีค่าซึ่งมีค่าแรงดันอ้างอิงเท่ากับ 2.25 V ถ้า $V_{in} > V_{ref}$ เอาต์พุตที่ออกมาจะมีค่าเป็น 5

V แต่ถ้า $V_{in} < V_{ref}$ เอาท์พุทที่ออกมาเป็น 0 V เข้าสู่ชา "UV" ของไอซี 18 เพื่อประมวลผล และส่งสัญญาณไปหยุดการจ่ายสัญญาณเกทที่จ่ายไปสู่วงจรอินเวอร์เตอร์ในขณะเดียวกันจะส่งสัญญาณไปสู่จอแสดงผลแสดงค่า "UV" ออกมา (จะหยุดการทำงานของไดรฟ์จนกระทั่งมีการกดปุ่มรีเซ็ตเพื่อให้ไดรฟ์เริ่มทำงานใหม่)

8.5 วงจรตรวจจับแหล่งจ่าย (POWERSUPPLY DETECT) เป็นส่วนที่ช่วยในการป้องกันและแสดงผลว่าขณะนั้นมีการเกิดความผิดพลาดเนื่องจากเพาเวอร์ซัพพลายขึ้น โดยจะตรวจสอบว่าไฟเลี้ยงของไอซีที่ขนาดต่างๆขาดหายไป แหล่งจ่ายไฟเลี้ยงวงจรส่วนใหญ่มีค่าเป็น +5 V, +15 V, -15 V เมื่อใดที่เพาเวอร์ซัพพลายขาดหายไป ชุดใดชุดหนึ่ง วงจรขับขาเบสของวงจรอินเวอร์เตอร์ก็จะหยุดการทำงานและจอแสดงผลก็จะแสดงค่า "PS" ออกมาจากวงจรจะใช้วงจรเปรียบเทียบแรงดัน 2 ชุดมา AND กันโดยชุดแรกจะเป็นชุดแหล่งจ่ายทางด้านไฟบวกมีไอซี 5 เป็นตัวเปรียบเทียบแรงดันระหว่างแรงดันอ้างอิงซึ่งแบ่งแรงดันมาจากแหล่งจ่ายไฟเลี้ยง +15 V มีขนาดประมาณ +5 V กับ V_{in} ขนาด 5 V ที่เวลาปรกติ $V_{in} < V_{ref}$ เอาท์พุทที่ออกมาจะมีขนาด 5 V แต่ถ้าแหล่งจ่ายไฟ +15 V มีปัญหาแรงดันเป็น 0 V ทำให้ $V_{in} > V_{ref}$ เอาท์พุทที่ออกมาจะมีขนาด 0 V จ่ายเข้าสู่ไมโครโปรเซสเซอร์ไอซี 18 ที่ขา 39 และนำไปประมวลผลส่งให้สัญญาณที่ขาเกทหยุดจ่ายไปสู่วงจรอินเวอร์เตอร์ในขณะเดียวกันจอแสดงผลจะแสดง "PS" ออกมา ในชุดที่ 2 เป็นชุดแหล่งจ่ายทางด้านไฟลบ ทำงานในลักษณะเดียวกันกับทางด้านไฟบวกแต่จะตรวจจับแหล่งจ่ายไฟ 2 ชุดคือ +5 V, -15 V ซึ่งจะมาเปรียบเทียบกับ V_{ref} ที่มีค่าเท่ากับ 0 V ซึ่งเมื่อใดที่แหล่งจ่ายชุดใดชุดหนึ่งหรือทั้งสองชุดไม่ทำงาน เอาท์พุทของวงจรเปรียบเทียบแรงดันที่ออกมาจะเป็น 0 V จ่ายเข้าสู่ไอซี 18 ที่ขา 39 และไมโครโปรเซสเซอร์จะทำงานเหมือนเดิม



รูปที่ 8.1 วงจรป้องกัน

บทที่ 9

ไดนามิกเบรกและการควบคุมแบบลูปปิด

9.1 ไดนามิกเบรก

เป็นส่วนที่ทำหน้าที่ควบคุมการเบรกแบบไดนามิกเบรก ซึ่งส่วนนี้จะควบคุมให้มีกระแสที่เกิดขึ้นจากมอเตอร์กระทำตัวเป็นเจนเนอเรเตอร์ (ขณะที่ทำการเบรกจะมีความเฉื่อย) จะมีกระแสไหลผ่าน Braking Resister การที่กระแสจะไหลผ่านหรือไม่นั้นจะขึ้นอยู่กับการทำงานของ IGBT (HS1, HS2) และส่วนที่ควบคุม IGBT อีกส่วนหนึ่งจะเริ่มจากจะมีกระแสสัญญาณเอาต์พุตจากไมโครโปรเซสเซอร์พอร์ท 5, 5 มีสัญญาณที่ออกมา 0 กับ 5 โวลต์ แล้วแต่การประมวลผลของไมโครโปรเซสเซอร์ว่าขณะนั้นจะให้สัญญาณเป็นอะไร ในเวลาปกติแล้วสัญญาณจะมีสัญญาณออกมาเป็น 5 โวลต์ แต่เมื่อมีการเบรกขานี้จะส่งสัญญาณ 0 โวลต์ออกมาหลังจากนั้นจะผ่านส่วนที่ขยายกระแสและจะกลับสัญญาณจาก 0 เป็น 5 โวลต์ออกมาผ่าน PL4/1 เทียบกับ PL4/2 (Ground) จากบอร์ด IN 23 มาสู่บอร์ด IN 24 ที่ขา PL5/2 และขา PL5/1 ในบอร์ด IN 24 สามารถแยกส่วนประกอบได้ 3 ส่วน ดังนี้

- 9.1.1 วงจรจ่ายสัญญาณควบคุมไดนามิกเบรก (Dynamic Braking Signal circuit)
- 9.1.2 วงจรขยายสัญญาณเกต (Gate Drive Circuit)
- 9.1.3 วงจรตัวต้านทานของไดนามิกเบรก (Braking Resister Circuit)

9.1.1 วงจรจ่ายสัญญาณควบคุมไดนามิกเบรก เป็นวงจรที่ควบคุมการส่งผ่านสัญญาณจากไมโครโปรเซสเซอร์ไปสู่วงจรขยายสัญญาณเกต (Gate Drive Circuit) โดยจะมีสัญญาณมายัง PL4/1 จะมีขนาด 0 ถึง 5 โวลต์ เข้าสู่ Opto-transistor (IC TLP550) เพื่อส่งสัญญาณผ่านไปยังส่วนเกตไดรฟ์โดยใช้แสงเพื่อแยกวงจรออกจากกันโดยสิ้นเชิงเนื่องจากใช้แหล่งจ่ายแรงดันขนาดต่างกัน ซึ่งแสงจะเป็นตัวสวิตช์ปิดเปิดการทำงานของทรานซิสเตอร์นั่นเอง

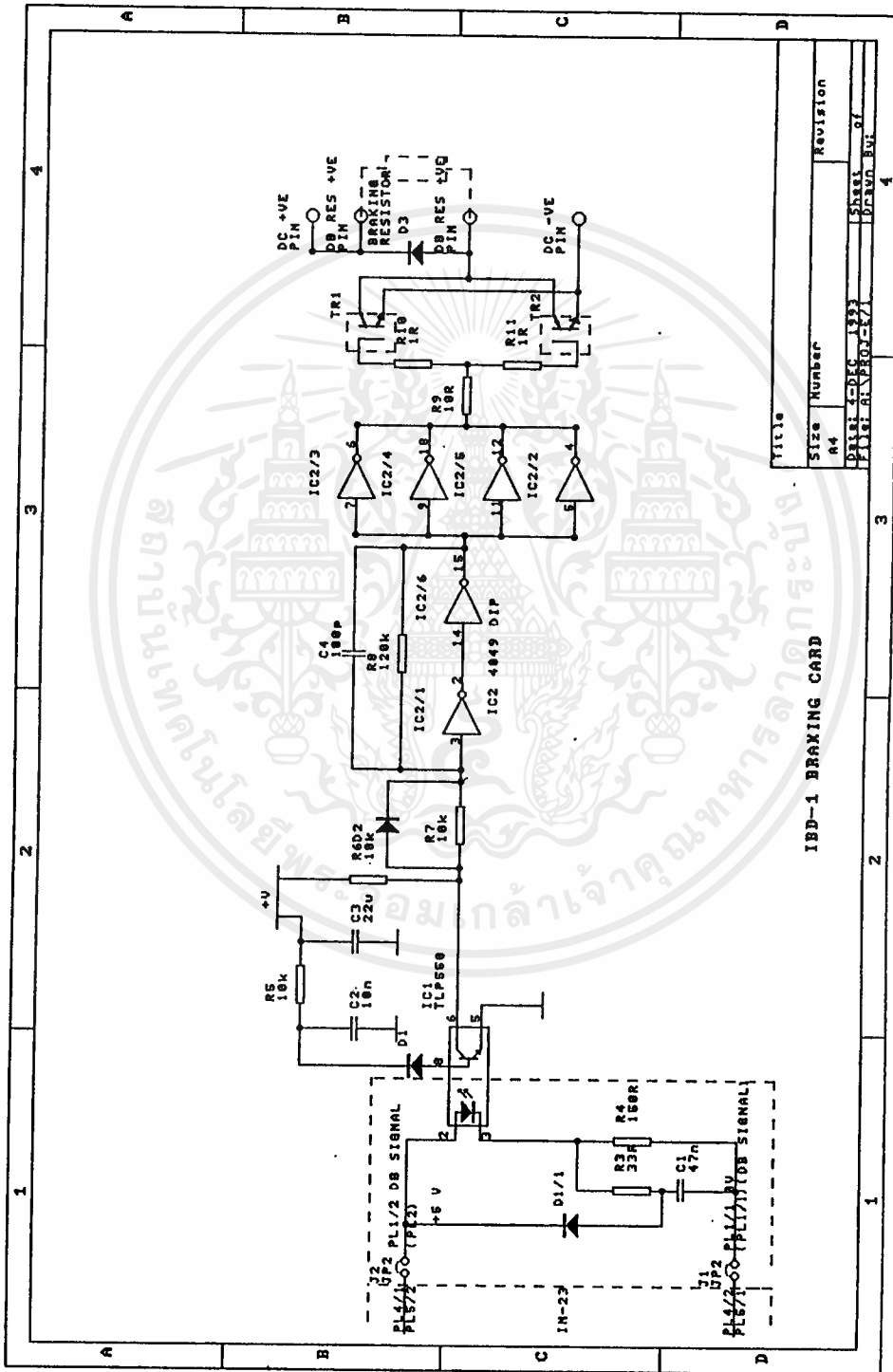
9.1.2 วงจรขยายสัญญาณเกต เป็นวงจรที่ขยายสัญญาณแรงดันและกระแสเพื่อไปทริกขาเกตของ IGBT ให้ IGBT ทำงานโดยปกติขณะยังไม่เกิดการเบรก จะไม่มีสัญญาณส่งผ่านมาทำให้ทรานซิสเตอร์ทำงานดังนั้นแรงดันที่ตกคร่อมขาคอลเลค

เตอร์ของทรานซิสเตอร์ (IC TLP550) จะมีขนาดเท่ากับ 15 โวลต์ แต่เมื่อมีการเบรคเกิดขึ้นไมโครโปรเซสเซอร์ก็จะส่งสัญญาณ DB Signal ออกมาส่งผ่านไปทริกให้ทรานซิสเตอร์ทำงานทำให้แรงดันที่ตกคร่อมชาคอลเลคเตอร์มีขนาดเป็น 0 โวลต์ เป็นเอาท์พุทไปยังส่วนที่เป็นวงจรขยายกระแสโดยจะมีนอกเกทต่ออนุกรมกันสามชุด คือ 1 ตัว 2 ชุด และต่อขนานกัน 4 ตัว 1ชุด เพราะฉะนั้นอินพุทที่เข้าสู่ขาเกทของ IGBT ทั้งสองตัวจะมีขนาดเป็น 15 โวลต์ซึ่งจะทริกให้ IGBT ทั้งสองตัวทำงานโดยจะมีกระแสไหลผ่าน

9.1.3 วงจรตัวต้านทานของไดนามิกเบรค เป็นวงจรส่วนที่ปิดเปิดให้กระแสที่ถูกจ่ายจากมอเตอร์ในขณะเบรคให้ไหลผ่านตัวต้านทานโดยมี IGBT 2 ตัวเป็นตัวปิดเปิดให้เกิดกระแสไหลสาเหตุที่ใช้ IGBT 2 ตัวก็เพื่อช่วยในการแบ่งกระแสที่ไหลออกมาและอุปกรณ์ที่สำคัญอีกตัวหนึ่งคือตัวต้านทานซึ่งมีหน้าที่สำหรับทำให้กระแสที่ไหลผ่านสูญเสียพลังงานในรูปของความร้อนเพื่อทำให้มอเตอร์หยุดได้เร็วขึ้น

9.2 การควบคุมแบบลูปปิด

เป็นวงจรส่วนทำหน้าที่ช่วยในการควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์ให้คงที่ ไม่ว่าโหลดจะมากขึ้นเท่าใดก็ตาม โดยปรกติแล้วจะใช้วงจร F/V (เป็นวงจรที่ใช้ Photo Cell ตรวจจับความเร็วมาเป็นความถี่แล้วแปลงเป็นแรงดัน จากนั้นใช้แรงดันที่ได้จ่ายเข้าสู่วงจรพีไอคอนโทรล (PI Control) แต่สำหรับโครงที่ทำการวิจัยนี้จะใช้เอ็นโคดเดอร์สำหรับจับความเร็วรอบของมอเตอร์ และเปลี่ยนเป็นสัญญาณพัลส์ที่มีความถี่ต่างๆ ตามความเร็วรอบของมอเตอร์ (เอ็นโคดเดอร์ที่ใช้จะต้องจ่าย 60 พัลส์/รอบ) และจ่ายสัญญาณเข้าสู่อินเวอร์เตอร์ที่เทอร์มินอล 10 และ 11 (Common) ซึ่งสัญญาณนี้จะผ่านเข้าสู่อินเวอร์เตอร์ที่ขา 26 หลังจากนั้นไมโครโปรเซสเซอร์จะทำการเปรียบเทียบความถี่ที่จับมาได้จากเอ็นโคดเดอร์ กับสัญญาณอ้างอิง (ความถี่ของสัญญาณจากเอ็นโคดเดอร์จะสูงกว่าความถี่ของสัญญาณอ้างอิง 30 เท่าจะต้องนำความถี่ของสัญญาณจากเอ็นโคดเดอร์มาหาร 30 ก่อนแล้วจึงนำมาเปรียบเทียบกันได้) เมื่อมีโหลดความเร็วรอบของมอเตอร์จะลดลง ในขณะที่สัญญาณความถี่ที่จ่ายเข้าสู่มอเตอร์มีค่าคงที่ ดังนั้นความถี่ของสัญญาณอ้างอิงมีค่าสูงกว่าสัญญาณจากเอ็นโคดเดอร์ ซึ่งหลังจากนำมาเปรียบเทียบได้แล้วว่าความถี่ต่างกันเท่าไร ก็จะนำค่าความแตกต่างนั้นไปรวมกับความถี่ที่จ่ายเข้าสู่มอเตอร์ ทำให้ความเร็วรอบที่ออกมามีค่าคงที่เสมอ



รูปที่ 9.1 วงจรไดนามิกเบรค

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โปรแกรมการใช้งานในโหมดโคลสลับ

จากการวิเคราะห์โครงสร้างของไมโครโปรเซสเซอร์ 80535 แล้วพบว่าอยู่ในตระกูล MCS-51 จึงเขียนโปรแกรมภาษาแอสเซมบลีของ MCS-51 เพื่อแสดงขั้นตอนการควบคุมการควบคุมความเร็วรอบโดยใช้เอนโคเดอร์

f_c = ความถี่ที่ได้จากเอนโคเดอร์

f_m = ความถี่ที่จ่ายเข้าสู่มอเตอร์

เพราะฉะนั้น $f_c = 30 * f_m$

$f_{max} = 480 \text{ Hz}$

$f_{min} = 0 \text{ Hz}$

เพราะฉะนั้น $f_{cmax} = 14400 \text{ Hz}$

$f_{cmin} = 0 \text{ Hz}$

กำหนด $0 \text{ Hz} = 0 \text{ Count}$

$14400 \text{ Hz} = 4800 \text{ Count}$

$3 \text{ Hz} = 11 \text{ Count}$

R_6 = เป็นรีจิสเตอร์ที่เก็บค่าความถี่ที่ถูกกำหนดเพื่อจ่ายเข้าสู่มอเตอร์
ในสภาวะปกติที่ค่าไบต์ต่ำ (อยู่ในแบงค์ 1)

R_7 = เป็นรีจิสเตอร์ที่เก็บค่าความถี่ที่ถูกกำหนดเพื่อจ่ายเข้าสู่มอเตอร์
ในสภาวะปกติที่ค่าไบต์สูง (อยู่ในแบงค์ 1)

ADDRESS	MNEMONIC	COMMENT
---------	----------	---------

	.equ frqflg, 0fh	;
--	------------------	---

	.org 0000h	
--	------------	--

. freq:	mov sp, #0fh	; ตั้งค่าแอสต็กเหนือรีจิสเตอร์แบงค์ 1
	sjmp over	; ข้ามไปสู่ over

; T1 จะโอเวอร์โพล์และมาทำงานที่ตำแหน่งข้างล่างนี้; R4 และ R5 จะรวม
; กันเป็นตัวนับที่มีขนาด 16-bit เพื่อนับการโอเวอร์โพล์ 1736 ครั้ง สำหรับ
; เป็นช่วงเวลาการนับจำนวนพัลส์ที่เข้ามาทาง T0

.org 001bh	; เป็นแอดเดรสของอินเทอร์รัพเวด
------------	--------------------------------

```

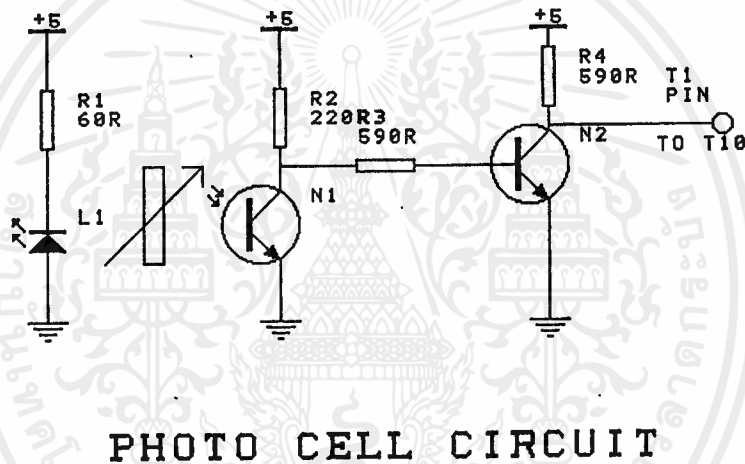
;เตอร์ T1
setb PSW.3 ;ปรับรีจิสเตอร์แบงค์ไปที่ 1
djnz R4,timup
dec R5
timup: cjne R5,#0f0h,go ;นับค่าลงโดยรวมทั้งหมด1736ครั้ง
cjne R4,#038h,go
clr tcon.4 ;หยุด T0 และ ตั้งค่าใน frqflg
setb frqflg
clr tcon.6 ;หยุดการทำงานของ T1
mov R1,#08Ah ;นำค่าใน R6 เปรียบเทียบกับค่า
mov A,R6 ;ของข้อมูลแอดเดรสที่ 08Ah และ
subb A,@R1 ;นำค่าที่ได้มารวมกับข้อมูลเดิมในR6
add A,R6 ;ซึ่งผลที่ได้เก็บ R6
mov R6,A
mov R1,#08Ch ;นำค่าใน R7 เปรียบเทียบกับค่า
mov A,R7 ;ของข้อมูลแอดเดรสที่ 08Ch และนำ
subb A,@R1 ;ค่าที่ได้มารวมกับข้อมูลเดิมใน R7
add A,R7 ;ซึ่งผลที่ได้เก็บใน R7
mov R7,A
ljmp over
go: clr PSW.3 ;กลับสู่การทำงานของรีจิสเตอร์
;แบงค์ 0
reti
over: setb PSW.3 ;เลือกรีจิสเตอร์แบงค์ 1
mov R4,#00h ;รีเซ็ตค่าของ R4,R5
mov R5,#00h
clr PSW.3 ;กลับสู่รีจิสเตอร์แบงค์ 0
mov tmod,#25h ;T1เป็นตัวจับเวลา Mode2 และT0
; เป็นตัวนับ
mov tl1,#00h ;นับค่าจาก 00เพิ่มขึ้นจนเกิดโอเวอร์

```

```

mov     th1,#00h      ;ทโพลว์
mov     tcon,#50h      ;และทโพลต์ค่าจาก th1 เข้ามาแทน
mov     ie,#88h        ;เริ่มการทำงานของ T0 และ T1
mov     ie,#88h        ;enable T1 สำหรับการอินเทอร์รัพ
simulate: jbc     flqflg,getflq
sjmp    simulate
getfrq:  nop
sjmp    simulate
.end

```



รูปที่ 9.2 วงจรจับความเร็วรอบของมอเตอร์

บทที่ 10

วงจรขยายแรงดันสัญญาณเกทและวงจรสับเบอร์

10.1 วงจรขับสัญญาณเกท

จากวงจรขยายสัญญาณเกทรูปที่ 10.1 จะมีสัญญาณเกทเป็นรูปแบบพัลส์ดับบลิวเอ็มขนาด 0-5 V ออกมาเข้าขา 2 ของไอซี 1 (6N136) ซึ่งเป็นออปโตคัปเลอร์จะทำหน้าที่แยกกราวด์ของวงจรออกจากกัน เมื่อพัลส์ดับบลิวเอ็มจ่ายแรงดัน 5 V ออกมาเข้าไอซี 1 จะส่งผลให้อินพุตที่ขา 10 ของไอซี 2 เป็น 0 V และถ้าพัลส์ดับบลิวเอ็มจ่ายแรงดัน 0 V ขา 10 ของไอซี 2 จะเป็น 15 V ซึ่งไอซี 2 จะเป็นวงจรคอมพาราเตอร์เทียบสัญญาณกันระหว่างขา 10 และขา 11 โดยขา 11 มีแรงดันคงที่ที่ 7.5 V (เป็น Noninverting Input) เพราะฉะนั้นเอาต์พุตจะมีค่าแปรผกผันกับขา 10 คือถ้าขา 10 มีแรงดัน 15 V เอาต์พุตที่ขา 13 มีแรงดัน 0 V แต่ถ้าขา 10 มีแรงดัน 0 V เอาต์พุตที่ขา 13 จะมีแรงดัน 15 V จ่ายเข้าสู่ขาเบสของทรานซิสเตอร์ T1 (BC846) เมื่อ T1 On จะส่งอินพุตเข้าสู่ขา 13 ของไอซี 3 เป็น 15 V (Off เป็น 0 V) ในขณะเดียวกันจะจ่ายแรงดัน 15 V เข้าสู่ขา 8 ของไอซี 2 ซึ่งเป็นวงจรคอมพาราเตอร์เทียบกับขา 9 ที่มีแรงดันคงที่ 3.3 V (เป็น Noninverting Input) ดังนั้นสัญญาณที่ออกมาทางเอาต์พุตขา 14 จะตรงข้ามกับสัญญาณอินพุตที่ขา 8 และในขณะเดียวกันสัญญาณจะมีขนาดตรงข้ามกับขา 13 ของไอซี 13 เสมอ โดยเอาต์พุตที่ขา 14 ของไอซี 2 จะเป็นอินพุตที่ขา 8 และ 6 ของไอซี 3 จาก V_{cc} โดยปรกติจะส่งผลให้อาต์พุตที่ขา 1 ของไอซี 2 มีค่าเท่ากับ 15 V ขณะที่ม่แรงดันจากดีซีบัลและผลที่ได้จะเป็นอินพุตที่ขา 9 ของไอซี 3 ดังนั้นผลการเปลี่ยนแปลงเอาต์พุตที่ขา 10 จะตรงข้ามกับขา 8 เสมอจากนั้นสัญญาณที่ขา 10 จะส่งเป็นสัญญาณอินพุตที่แนกอีกตัวหนึ่งของไอซี 3 ดังนั้นขา 9 ของไอซี 3 จะมีค่าเป็น 1 เสมอในขณะที่ดีซีบัลยังมีแรงดันอยู่ แรงดันที่ขา 12 กับ 13 จะมีค่าเท่ากันอยู่เสมอและเอาต์พุตที่ขา 11 จะมีค่าตรงข้ามกับขา 13 จากนั้นสัญญาณจะถูกส่งเข้าสู่ขา 4 ของไอซี 2 เป็นอินพุตของคอมพาราเตอร์ (เป็นขา Inverting) จะได้เอาต์พุตที่ขา 2 ตรงข้ามกับขา 4 เสมอและจะต่อเข้ากับขา 1 ของไอซี 3 เป็นวงจรฟลิปฟล็อปโดยที่อินพุตอีกขาหนึ่งเป็นขา 6 ซึ่งจากวงจรที่กล่าวมาแล้วขา 1 กับขา 6 ของไอซี 3 จะมีสัญญาณตรงข้ามกันเสมอและเอาต์พุตที่ออกมาทางขา 3

จะแปรตามขา 6 ซึ่งถ้าขา 3 เป็น 0 จะจ่ายเข้าสู่ขาเบสของมอสเฟตชนิด P-Channel (ZVP 2106) ทำให้มอสเฟตทำงานและจ่ายแรงดันเข้าสู่ขาเกตของ IGBT เท่ากับ 15 V แต่ถ้าแรงดันที่ขา 3 เป็น 15 V จะทำให้ TR2 (BC856) นำกระแสจ่ายกระแสไปสู่วงจรทรานซิสเตอร์ที่ต่อกันแบบคอมพลีเมนต์เทรี (Complementary) ป้อนแรงดันเท่ากับ 0 V ให้กับขาเบสชนิด n-Channel (ZVN 3306) ทำให้มอสเฟตทำงานจ่ายแรงดัน -7.5 V ไปสู่ขาเกตของ IGBT

ตารางลอจิกแสดงการทำงานของขาต่างๆเพื่อจ่ายสัญญาณเกต

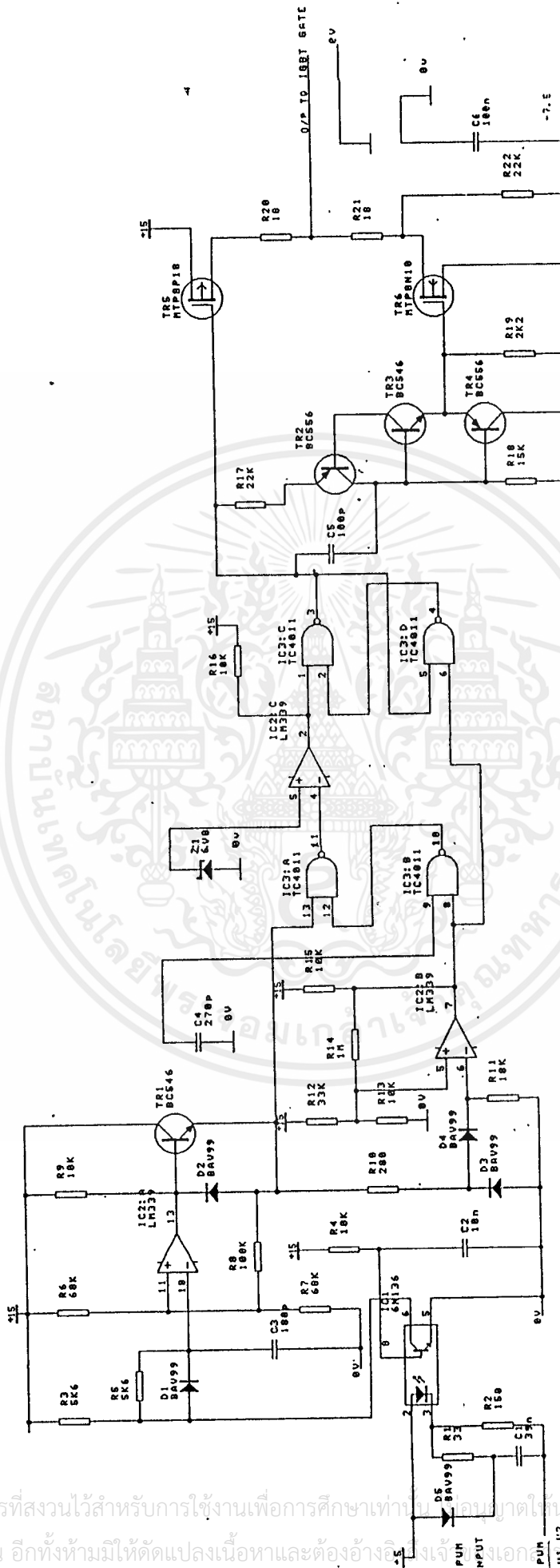
- 1 เป็นลอจิกแทนค่าแรงดัน 15 V
- 0 เป็นลอจิกแทนค่าแรงดัน 0 V

IC3

IC2

13	8	9	11	3	2
0	1	0	1	1	0
0	1	1	1	1	0
0	1	0	1	1	0
0	1	1	1	1	0
1	0	0	0	0	1
1	0	1	0	0	1
1	0	0	0	0	1
1	0	1	0	0	1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 10.1 วงขยายแรงดัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงแหล่งที่มาของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

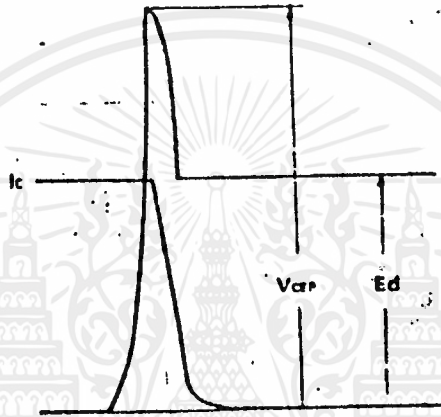
10.2 วงจรสับเบอว์ (SNUBBER CIRCUIT)

วงจรสับเบอว์จะทำหน้าที่กักจัดกระแสเลิร์จสวิตช์ซิ่ง (surge switching voltage) และสามารถป้องกันการเสียหายของอุปกรณ์การสวิตช์ซิ่ง

วงจรสับเบอว์ที่ใช้ในไอจีบีทีเหมือนกับในไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์

10.2.1 การเกิดของแรงดันเลิร์จสวิตช์ซิ่ง

รูปที่ 10.2 เป็นตัวอย่างของ chopper

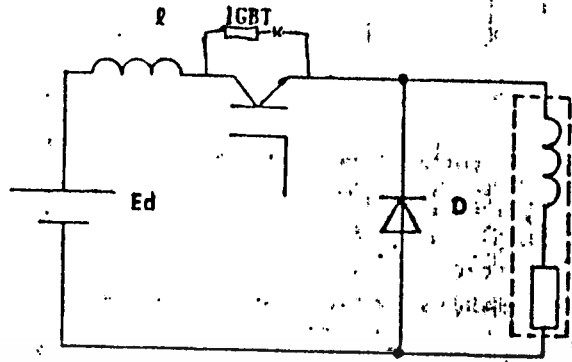


รูปที่ 10.2 แรงดันเลิร์จใน chopper

รูปที่ 10.3 แสดงรูปคลื่นของไอจีบีทีที่ขณะหยุดนำกระแส

แรงดันเลิร์จที่มีค่าสูงเกิดขึ้นจากตัวเหนี่ยวนำ (stray inductance)

เมื่อไอจีบีทีหยุดนำกระแส



Ed: DC power source voltage
 L: Main circuit stray inductance
 D: Freewheeling diode
 L, R: Load

รูปที่ 10.3 ตัวอย่างของรูปคลื่นที่ขณะหยุดนำกระแส

ค่ายอดของแรงดันเลิ่รจสวิตซ์ซิ่ง (V_{CESP}) สามารถคำนวณได้จาก

$$V_{CESP} = E_d + L * \frac{di_c}{dt} \quad \text{----- 10.1}$$

โดยที่ di_c/dt เป็นอัตราการเปลี่ยนแปลงของกระแสคอลเลคเตอร์สูงสุดของ ไอจีบีทีที่ขณะหยุดนำกระแส

เมื่อแรงดันดังกล่าวนี้มีค่ามากเกินไปกว่าแรงดันพังทลายคอลเลคเตอร์-อิมิตเตอร์ของไอจีบีทีแล้วอุปกรณ์การสวิตซ์ซิ่งจะได้รับความเสียหาย

วงจรสับเบอ์จะพยายามรักษาระดับแรงดันเลิ่รจให้ต่ำกว่าแรงดันพังทลายของไอจีบีที

10.2.2 วงจรสับเบอ์พื้นฐาน

ตารางที่ 10.2 อธิบายถึงวงจรสับเบอ์แบบต่างๆ

คุณสมบัติของวงจรสับเบอ์แต่ละวงจรสามารถอธิบายได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

10.2.2.1 วงจรอาร์ชีส์ไนบเบอร์ (RC SNUBBER CIRCUIT)

วงจรนี้มีรูปแบบวงจรที่ง่ายที่สุด วงจรนี้จะควบคุมแรงดันคอลเลคเตอร์-อิมิตเตอร์ให้เพิ่มอัตราขึ้นขณะหยุดนำกระแสถึงความต้านทานสไนบเบอร์ (R_s) จะต้องมิต่ำต่ำซึ่งเป็นผลให้อิทธิพลที่ไอจีบีต้องรับภาระที่ค่อนข้างมากขณะนำกระแส

วงจรนี้สามารถได้รับการป้องกันความกระแสน้อยๆของไอจีบีที่หลายๆแอมป์หรือต่ำกว่า

10.2.2.2 วงจรชาร์จ-ดิสชาร์จอาร์ชีส์ไนบเบอร์ (CHARGE-DISCHARGE RCD SNUBBER)

วงจรสไนบเบอร์นี้จะมีสไนบเบอร์ไดโอดซึ่งช่วยในการเพิ่มย่านที่สามารถยอมรับได้ของความต้านทานสไนบเบอร์ (R_s) ซึ่งทำหน้าที่กำจัดอัตราการเปลี่ยนแปลงแรงดันคอลเลคเตอร์-อิมิตเตอร์ที่เพิ่มขึ้นในขณะที่หลีกเลี่ยงปัญหาการรับภาระที่ค่อนข้างมากของไอจีบีที่ขณะนำกระแส

เมื่อเปรียบเทียบกับอาร์ชีส์ไนบเบอร์แบบควบคุมการคายประจุ (discharge-restraint RCD snubber) จะมีการสูญเสียที่ค่อนข้างสูงมากในวงจรสไนบเบอร์ (ส่วนใหญ่เกิดในความต้านทานสไนบเบอร์) สิ่งดังกล่าวทำให้วงจรสไนบเบอร์นี้ไม่เหมาะสมกับการสวิตช์ซึ่งความถี่สูง

ในส่วนของการสูญเสียในวงจรสไนบเบอร์นี้สามารถอธิบายได้จากสมการ

$$PR_S = \frac{I_o^2 * f}{2} + \frac{C_s * (E_o)^2 * f}{2} \quad \text{----- 10.2}$$

โดยที่ 1 : ตัวแทนไขว่หน้าหลักของวงจร

I_o : กระแสคอลเลคเตอร์ของไอจีบีที่ขณะหยุดนำกระแส

C_s : ความจุสไนบเบอร์

E_o : แรงดันเดซีที่ป้อนเข้า

f : ความถี่สวิตช์ซึ่ง

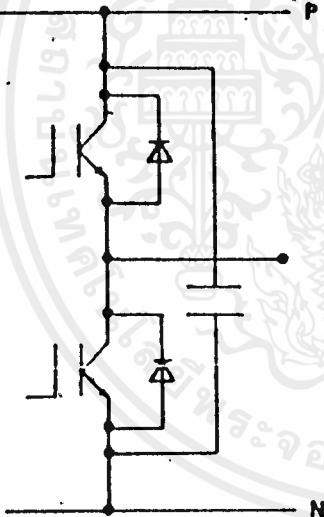
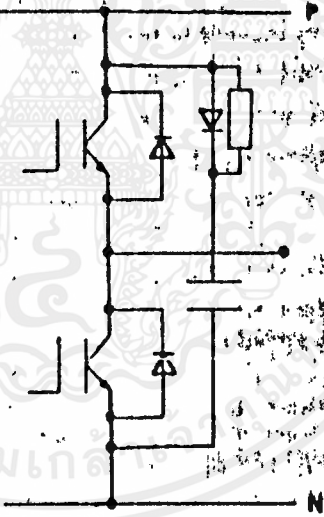
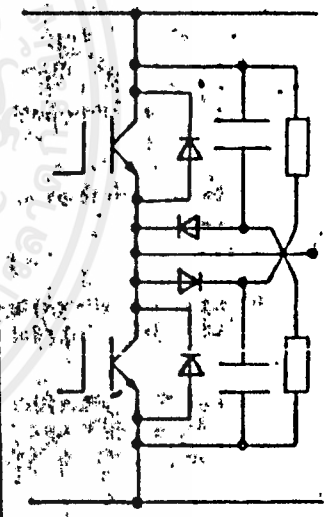
10.2.2.3 อาร์ชีส์ไนบเบอร์แบบควบคุมการคายประจุ (DISCHARGE-RESTRAINT RCD SNUBBER)

สไนบเบอร์ชนิดนี้เหมาะสำหรับการนำไปใช้งานกับการสวิตช์ซึ่งที่ความถี่

สูงของไอจีบีที การสูญเสียของวงจรสับเบอร์ดัชนีค่อนข้างน้อย
 สับเบอร์ดัชนีใหม่สามารถที่จะควบคุมอัตราการเพิ่มแรงดันคอลเลคเตอร์-อิมิตเตอร์ขณะหยุดเ้ากระแส
 การสูญเสียในวงจรสับเบอร์ดัชนีใหม่สามารถอธิบายได้จากสมการ

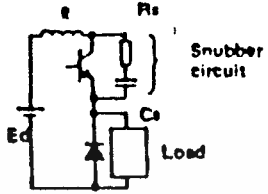
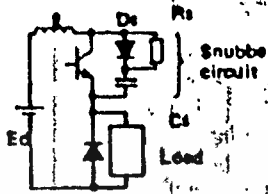
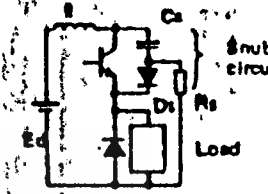
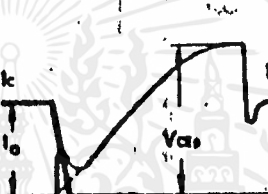
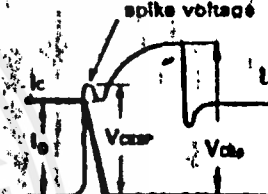
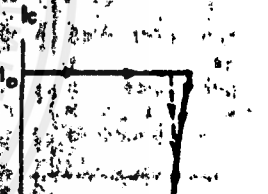
$$PR_S = \frac{I \cdot (I_{_0})^2 \cdot f}{2} \qquad \text{----- } 10.3$$

10.2.3 ตัวอย่างของวงจรสับเบอร์ดัชนี
 วงจรสับเบอร์ดัชนีที่ใช้กับไอจีบีทีแสดงในตารางที่ 10.1

	(a)	(b)	(c)
Connection diagram (one phase)			
Applicable range	Small capacity IGBT (to 50A)	Medium capacity IGBT (to 200A)	Large capacity IGBT (to 300A)
Notes	Tends to ring due to the LC circuit formed by main circuit inductance and snubber capacitor.	Select the correct snubber diode or a high voltage spike may be generated or ringing may occur during reverse recovery of the snubber diode.	Select the correct snubber diode or a high voltage spike may be generated or ringing may occur during reverse recovery of the snubber diode.

ตารางที่10.1วงจรสับเบอร์ดัชนีแบบต่างๆ

Table 2 Typical snubber circuits

	RC snubber	Charge-discharge RCD snubber	Discharge-restraint RCD snubber
Connection diagram			
Operation trace at turn-off			
Operation waveform at turn-off			

----- Ideal snubber circuit
 ———— Actual snubber circuit

ตารางที่ 10.2 วงจรสับเบเกอร์แบบต่างๆ

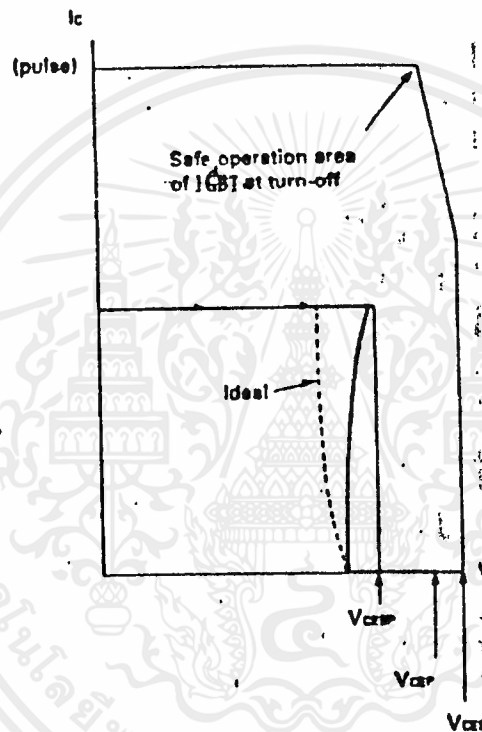
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

10.2.4 การออกแบบวงจรสับเบอร์ดพื้นฐาน

วงจรอาร์ซีดีสับเบอร์ดแบบควบคุมการคายประจุเป็นวงจรที่ใช้งานในไอจีบีที การออกแบบขั้นพื้นฐานมีดังนี้

10.2.4.1 การตรวจสอบความสามารถในการนำไปใช้งาน

รูปที่ 10.4 แสดงเส้นการทำงานขณะหยุดนำกระแสเมื่อสับเบอร์ดชนิดนี้ถูกป้อนเข้า



รูปที่ 10.4 เส้นการทำงานขณะหยุดนำกระแสของ discharge-restraint RCD

สับเบอร์ดชนิดนี้จะทำงานเมื่อแรงดันคอลเลคเตอร์-อีมีเตอร์ของไอจีบีทีมีค่ามากกว่าแรงดันเคซีทีที่ป้อนเข้ามา เส้นการทำงานอุดมคติชี้ให้เห็นโดยเส้นประในรูปที่ 10.4

เมื่อเส้นการทำงานถูกรบกวนโดยค่าเหนี่ยวนำการเดินสาย (wiring inductance) ของวงจรสับเบอร์ดหรือแรงดันตกคร่อมตรงที่วหณะของสับเบอร์ดไดโอดซึ่งเป็นส่วนที่ยื่นออกมาที่ด้านขวาของเส้นคุณสมบัติที่ชี้ให้เห็นโดยเส้นทึบ

ส่วนที่ยื่นออกมาที่เห็นเหตุเป็นผลกับแรงดันspikeขณะหยุดนำกระแสในตารางที่ 10.2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความสามารถในการใช้งานของวงจรสับเบอร์ชนิดนี้ขึ้นอยู่กับว่าแรงดัน spike ถูกรักษาให้มีค่าต่ำกว่าแรงดันคอลเลคเตอร์-อิมิตเตอร์ของไอจีบีทีที่ขณะหยุดนำกระแสหรือไม่

แรงดัน spike จะอธิบายได้จากสมการ

$$V_{CESP} = E_d + V_{FM} + L_s * \frac{di_c}{dt} \quad \text{----- 10.4}$$

โดยที่ E_d : แรงดันดีซีที่ป้อนเข้า

V_{FM} : แรงดันตกคร่อมตรงที่วาระของสับเบอร์ไดโอด

L_s : ค่าเหนี่ยวนำวงจรสับเบอร์

di_c/dt : อัตราการเปลี่ยนแปลงกระแสคอลเลคเตอร์สูงสุดขณะไอจีบีทีหยุดนำกระแส

10.2.4.2 การคำนวณค่าตัวเก็บประจุสับเบอร์ (C_s)

ค่าการเก็บประจุของตัวเก็บประจุสับเบอร์สามารถอธิบายได้จาก

สมการ

$$C_s = \frac{1 * (I_o)^2}{(V_{CEP} - E_d)^2} \quad \text{----- 10.5}$$

โดยที่ l : ตัวเหนี่ยวนำหลักในวงจร

I_o : กระแสคอลเลคเตอร์ขณะไอจีบีทีหยุดนำกระแส

V_{CEP} : ค่าสุดท้ายของแรงดันตัวเก็บประจุสับเบอร์

E_d : แรงดันดีซีที่ป้อนเข้า

V_{CEP} จะต้องมีค่าน้อยกว่าแรงดันพังทลายคอลเลคเตอร์-อิมิตเตอร์ของไอจีบีทีที่ขณะหยุดนำกระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

10.2.4.3 การคำนวณค่าความต้านทานสนับเบอร์ (R_s)

ตัวต้านทานสนับเบอร์ต้องรับการคายประจุจากประจุที่สะสมในตัวเก็บประจุสนับเบอร์ก่อนที่ไอจีบีทีจะเริ่มการนำกระแสครั้งต่อไป

ถ้าความต้านทานสนับเบอร์ถูกล็อกไว้ที่สภาวะ 90% ของการคายประจุก่อนที่จะเกิดการหยุดนำกระแสครั้งต่อไปสามารถใช้สมการ

$$R_s \leq \frac{1}{2 \times 3 \times C_s \times f} \quad \text{----- 10.6.}$$

โดยที่ f เป็นความถี่สวิตช์ซึ่ง

ถ้าความต้านทานสนับเบอร์มีค่าต่ำมาก ค่ายอดของกระแสคอลเลคเตอร์จะเพิ่มขึ้นขณะหยุดนำกระแส ซึ่งจะเห็นว่าค่ายอดนี้จะสูงเท่าที่จะเป็นไปได้ภายในย่านของสมการที่ 10.6

ความสูญเสียในความต้านทานสนับเบอร์อธิบายได้จากสมการที่ 10.3 โดยปราศจากการพิจารณาค่าความต้านทาน

10.2.4.4 การเลือกสนับเบอร์ไดโอดและการเดินสาย (WIRING)

แรงดันตกคร่อมตรงช่วงขณะของสนับเบอร์ไดโอดเป็นองค์ประกอบหนึ่งในการเกิดแรงดัน spike ขณะหยุดนำกระแส

ถ้าเวลาชดเชย (recovery time) ของสนับเบอร์ไดโอดมีค่ายาวนาน การสูญเสียในสนับเบอร์ไดโอดจะเพิ่มขึ้นที่การสวิตช์ซึ่งความถี่สูง

ถ้าการชดเชยกลับ (reverse recovery) มีค่าค่อนข้างมาก แรงดันคอลเลคเตอร์-อิมิตเตอร์ของไอจีบีทีจะขึ้น

สนับเบอร์ไดโอดควรมีแรงดันตรงช่วงขณะที่ต่ำด้วยการชดเชยที่นุ่มนวล ค่าเหนี่ยวนำเนื่องจากการเดินสายวงจรสนับเบอร์เป็นเหตุให้เกิด spike ซึ่งจะต้องทำให้มีค่าต่ำเท่าที่จะเป็นไปได้

บทที่ 11

วงจรหลัก

วงจรหลักในที่นี้จะกล่าวถึงวงจรกำลังที่ใช้ในการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำกระแสสลับโดยตรงซึ่งจะมีส่วนประกอบที่สำคัญๆ ดังนี้

- 11.1 วงจรแปลงไฟกระแสสลับให้เป็นกระแสตรงแบบ 3 เฟส (THREE PHASE BRIDGE RECTIFIER)
- 11.2 วงจรกรองความถี่ (FILTER)
- 11.3 วงจรกรองไฟกระแสตรงเป็นไฟกระแสสลับ (THREE PHASE INVERTER)
- 11.4 วงจรป้องกันวงจรหลัก (PROTECTION)

การทำงานของวงจรหลัก

11.1 วงจรแปลงไฟกระแสสลับเป็นไฟกระแสตรงแบบ 3 เฟส (THREE PHASE BRIDGE RECTIFIER)

วงจรนี้เป็นวงจรแปลงไฟกระแสสลับ 3 เฟส เป็นไฟกระแสตรง โดยจะมีวงจรซึ่งประกอบด้วยไดโอด 6 ตัวต่อกันแบบบริดจ์ (Bridge) เป็นไดโอดบริดจ์เรกติไฟล์ ซึ่งทำหน้าที่รับไฟกระแสสลับอินพุตจากไลน์ 3 เฟส แล้วเปลี่ยนเป็นไฟกระแสตรงที่มีริปเปิล (Ripple) ก่อนเข้าสู่วงจรกรองความถี่ ดังนั้นเพื่อที่จะรับไฟกระแสสลับอินพุต 380-460 $\pm 10\%$ บริดจ์ไดโอดจะต้องรับอินพุตได้ $\pm 15\%$ ของแรงดันขาเข้า และเพื่อโอเวอร์โวลเตจด้วย ค่ากระแสพิกัดจะต้องเผื่อไว้ขณะที่เกิดการกระชากของกระแสอีก 50% สำหรับในกรณีของบริดจ์เรกติไฟเออร์นี้สามารถคำนวณหาแรงดันไฟกระแสตรงหลังจากผ่านวงจรแปลงไฟกระแสสลับเป็นกระแสตรงได้ดังนี้

$$V = (3./2.V) / \pi$$

เมื่อ $V =$ แรงดันไฟกระแสตรงทางด้านเอาต์พุต

$V =$ แรงดันไฟกระแสสลับด้านอินพุต

(*จากวงจรจริงไดโอดบริดจ์เรกติไฟล์มีขนาด 1600 V และ 75 A)

๑๑๑ V.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



11.2 วงจรกรองความถี่ (FILTER)

เป็นวงจรกรองความถี่เพื่อให้แรงดันไฟกระแสตรงเรียบขึ้น เนื่องจากกระแสที่ผ่านวงจรแปลงกระแสสลับเป็นไฟกระแสตรง (Diode Bridge Rectifier) เป็นกระแสที่มีริบเบิลสูงมาก ในวงจรกรองความถี่นี้ใช้ตัวเก็บประจุขนาด 470 μF 400 V ต่อขนานกัน 2 ตัวอนุกรมกับตัวเก็บประจุอีก 2 ตัวขนานกันและขนานกับขนาด 100 nF 1000 V อีก 2 ตัวซึ่งทั้งหมดจะต่อคร่อมกับดีซีลิงค์ เพื่อให้สามารถทนต่อแรงดันตกคร่อมได้สูงและยังมีตัวเหนี่ยวนำขนาด 1.6 mH ช่วยให้การกระแสที่ออกมาจากไดโอดบริดจ์เรกติไฟเลอร์เรียบยิ่งขึ้นก่อนเข้าสู่วงจรอินเวอร์เตอร์

11.3 วงจรแปลงไฟกระแสตรงเป็นไฟกระแสสลับ (THREE PHASE INVERTER)

วงจรส่วนนี้เป็นวงจรอินเวอร์เตอร์ซึ่งมีอุปกรณ์ที่ใช้สวิตช์ซึ่งเป็น IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) เบอร์ MG 50N2YS1 จำนวน 3 ชุด (6 ตัว) ต่อกันแบบบริดจ์ ซึ่งจะถูกควบคุมการทำงานโดยใช้วงจรสร้างสัญญาณ PWM แบบ Sinusoidal PWM ส่งสัญญาณ PWM ให้วงจรขับเบสก่อนเข้าขาเบสของ IGBT โดยแต่ละตัวจะสร้างไฟกระแสสลับแบบ 3 เฟส (เป็น PWM) เพื่อขับมอเตอร์เหนี่ยวนำไฟกระแสสลับและสามารถควบคุมความเร็วมอเตอร์ โดยการเปลี่ยนแปลงความถี่ของสัญญาณควบคุมได้อีกด้วย

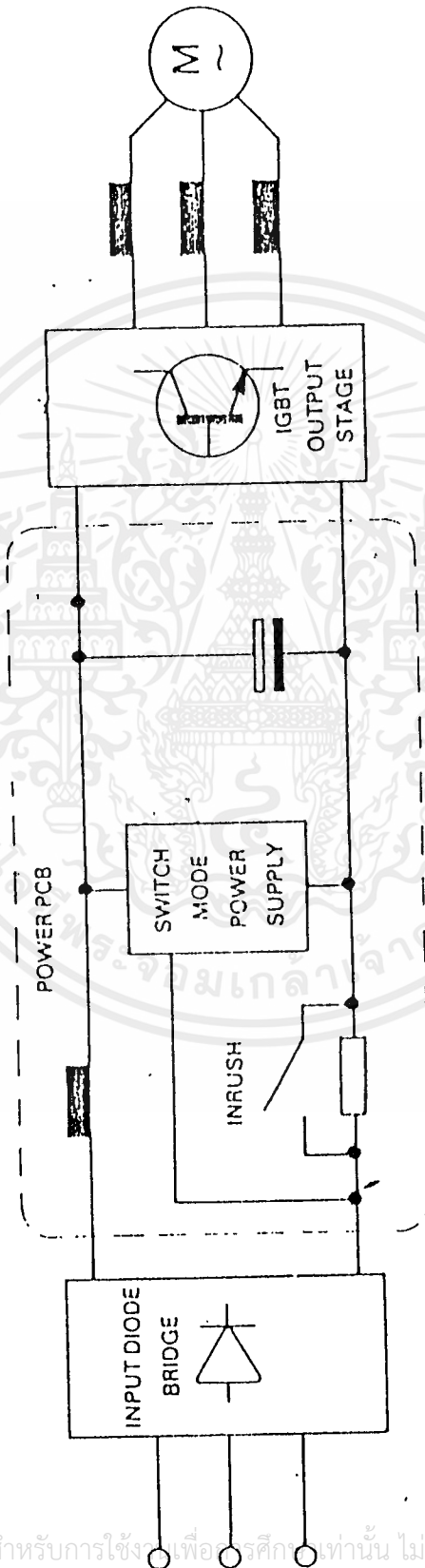
11.4 วงจรป้องกันวงจรหลัก (PROTECTION)

วงจรหลักจะมีส่วนป้องกันอยู่ 4 ส่วนคือ

- กระแสเกิน จากวงจรหลักจะเห็นว่าที่ดีซีลิงค์ทางด้านไฟบวกมีดีซีซีที (DCCT : Direct Current Current Transformer) คล้องอยู่เพื่อทำการแปลงกระแสสูงจากดีซีลิงค์ลงเป็นกระแสต่ำๆ และผ่านวงจรแปลงกระแสเป็นแรงดันจ่ายเข้าสู่ไมโครโปรเซสเซอร์ PWM ASIC (IC 18) เมื่อกระแสมีค่าสูงเกินไป ไมโครโปรเซสเซอร์จะทำการหยุดส่งสัญญาณไปขับขาเกทของ IGBT ในวงจรอินเวอร์เตอร์ทำให้อินเวอร์เตอร์หยุดการทำงาน
- อินรัช ที่ดีซีลิงค์ทางด้านไฟลบจะมี R3 ขนาด 33K โอห์ม 25 W ถูกต่อคร่อมด้วยหน้าสัมผัสของรีเลย์ ทำหน้าที่ช่วยลดกระแสในดีซีลิงค์ขณะที่เริ่มการทำงานของมอเตอร์ ในขณะที่

เริ่มต้นหน้าสัมผัสของรีเลย์จะเปิดเพื่อให้กระแสไหลผ่านตัวต้านทานจะทำให้กระแสในดีซีลิงค์มีค่าลดลงจนถึงเวลาหนึ่งหน้าสัมผัสจะปิดกระแสจะไหลผ่านหน้าสัมผัสแทนตัวต้านทาน R3

- **แรงดันเกิน** ทำหน้าที่หยุดการทำงานของมอเตอร์ (หยุดการทำงานของ IGBT เมื่อขนาดของแรงดันที่ ดีซีลิงค์สูงเกินไป) สร้างโดยจับสัญญาณจากดีซีลิงค์ออกมาและลดแรงดันลงเพื่อป้องกันเข้าสู่วงจรเปรียบเทียบต่างๆ และเข้าสู่ไมโครโปรเซสเซอร์ PWM ASIC (IC 18) ที่ขา OV เมื่อแรงดันที่ ดีซีลิงค์มีค่าสูงจนเกินไป ไมโครโปรเซสเซอร์จะทำการหยุดส่งสัญญาณไปขับขาเกทของ IGBT ในวงจรอินเวอร์เตอร์ ทำให้อินเวอร์เตอร์หยุดการทำงาน
- **แรงดันต่ำ** ทำหน้าที่หยุดการทำงานของมอเตอร์เมื่อขนาดแรงดันที่ ดีซีลิงค์ต่ำเกินไป โดยจะจับสัญญาณแรงดันจากดีซีลิงค์ออกมาและลดแรงดันลงเพื่อป้องกันเข้าสู่วงจรเปรียบเทียบต่างๆ และเข้าสู่ไมโครโปรเซสเซอร์ PWM ASIC (IC 18) ที่ขา UV เมื่อแรงดันที่ ดีซีลิงค์มีค่าต่ำเกินไป ไมโครโปรเซสเซอร์จะทำการหยุดส่งสัญญาณไปขับขาเกทของ IGBT ในวงจรอินเวอร์เตอร์ ทำให้อินเวอร์เตอร์หยุดการทำงาน



รูปที่ 11.1 วงจรหลัก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ภายในเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 12

การประยุกต์ใช้งานมอเตอร์เหนี่ยวนำ

12.1 โหลดของมอเตอร์ ปกติจะหมายถึงกำลังม้าที่ใช้ขับเครื่องจักรซึ่งสามารถเรียกอีกอย่างว่า "กำลังม้าที่ใช้งาน (shaft horsepower) "

$$\text{กำลังม้า} = \text{ทอร์ก} * \text{ความเร็วรอบ}$$

ค่าทอร์กที่ต้องการจะขึ้นกับความเร็วที่จุดนั้น

12.1.1) ค่าเบรคอะเวย์ (breakaway) เป็นค่าที่มาจากโรงงาน เป็นค่าของทอร์กเมื่อจับให้โรเตอร์หยุดนิ่ง (lock-rotor torque) ซึ่งเทียบได้กับค่าทอร์กของมอเตอร์ขณะเริ่มสตาร์ท การหล่อลื่นและชนิดของน้ำมันหล่อลื่นที่แบริงมีผลต่อค่าทอร์กนี้ โหลดบางอย่างสตาร์ทยากกว่า เช่น หม้อเผา (grinding mills) การหล่อลื่นจะปกติเมื่ออยู่ในช่วงการทำงานปกติ แต่หลังจากใช้แล้วทั้งค้างคืนไว้จนถึงเช้าอากาศที่เย็นจะทำให้ น้ำมันหล่อลื่นแข็งตัวและการสตาร์ทเป็นไปได้ยากขึ้น อาจต้องใช้ทอร์กในการสตาร์ทอย่างน้อย 150 % ของทอร์กที่ปกติ ปัจจุบันที่แบริงของหม้อเผาจะใช้ น้ำมันหล่อลื่นที่ความดันสูงซึ่งจะดันตัวเดียวให้อยู่บนชั้นบางๆของน้ำมัน ทำให้ใช้ทอร์กในการสตาร์ทประมาณ 70-90 % เท่านั้น โหลดที่เป็นการลดค่าทอร์กเริ่มต้นของมอเตอร์อาจสูงถึง 200 % ดังนั้นจะต้องมีระบบในการช่วยสตาร์ทขึ้น

12.1.2) ค่าทอร์กที่ใช้ในการเร่ง (Accelerating or pull-up)

เป็นค่าทอร์กที่ใช้ในการเร่งความเร็วไปสู่ค่าที่ต้องการ ซึ่งต้องมีค่ามากกว่าค่าความฝืด แรงต้านของลม โหลด และค่าอินเนอเซีย (inertia) ของเครื่องจักร ค่าทอร์กที่ต้องการจะไม่คงที่เมื่อความเร็วเปลี่ยนไป เช่น พัดลม (fan) ปัม (centrifugal pump) โหลดอีกชนิดหนึ่งซึ่งใช้ทอร์กในการเร่งความเร็วสูงมากคือ โหลดชนิดใช้แรงสั่นสะเทือน (vibration screen load) ซึ่งอาศัยแรงสั่นจากลูกเบี้ยว

ค่าทอร์กสูงสุดที่ใช้เร่งของเครื่องขับ(drive)จะต้องมากกว่าค่าทอร์กที่ใช้ในการเร่งของเครื่องจักร และค่าการทนความร้อนได้ของเครื่องจักรขณะเร่งความเร็วไปสู่ค่าความเร็วที่พิกัดจะต้องถูกจำกัดเพื่อไม่ให้เกิดความเสียหายขึ้น ขณะที่เร่งความเร็วมอเตอร์พลังงานครึ่งหนึ่งจะถูกดูดซับโดยวงจรโรเตอร์ซึ่งใช้แปรเป็นพลังงานในการหมุน ส่วนอีกครึ่งหนึ่งจะสะสมไว้ในเครื่องจักรในรูปสนามแม่เหล็กและอินเนอเซีย(inertia) ค่าความสามารถในการเร่งก็ถูกจำกัดโดยค่าความร้อนที่ทนได้ของโรเตอร์ด้วย

12.1.3) ค่าสูงสุด เป็นค่าทอร์กสูงสุดที่เครื่องจักรต้องการในระยะสั้นๆ ค่าทอร์กจะอยู่ที่ค่าเบรคดาวน์ทอร์ก (breakdown or pull-out torque) ซึ่งจะรวมค่าอินเนอเซียของระบบมาช่วยด้วย ถ้าโหลดต้องการค่าทอร์กสูงสุดเป็นช่วงๆ ค่าเบรคอะเวย์ทอร์ก(breakaway torque) จะต้องมีค่ามากกว่าค่าทอร์กสูงสุดซึ่งช่วงนี้เป็นช่วงที่ค่าอินเนอเซียมาช่วยไม่พอ

ในงานจำพวกงานบด ค่าทอร์กสูงสุดอาจมีค่าสูงถึง 300 % หรืออาจมากกว่านั้น สำหรับตัวบดแบบหมุน (gyratory crusher) ตัวขับจำเป็นที่ต้องให้ค่าเบรคดาวน์ทอร์กมากกว่าค่าของทอร์กสูงสุด เพราะอินเนอเซีย(inertia)ของระบบค่อนข้างเล็ก แต่ตัวบดแบบฟันเลื่อย(Jaw crusher เช่นใน punch process) จะเก็บพลังงานทั้งหมดไว้ในมุมุ่เพื่อจะช่วยให้ค่าทอร์กสูงสุด ตัวขับมอเตอร์ชนิดนี้จึงค่อนข้างเล็ก แต่ในมอเตอร์เหนี่ยวนำจะต้องเป็นแบบที่มีค่าสลลิป(slip)สูง เพื่อให้มุมุ่สามารถส่งต่อพลังงานได้ตามความต้องการ และมอเตอร์ยังไม่หลุดจากการเหนี่ยวนำ

12.2 โหลดที่ทอร์กคงที่ (constant torque)

จะเกี่ยวกับโหลดซึ่งค่ากำลังม้าจะแปรตามค่าความเร็วในช่วงการทำงานปกติ เครื่องจักรที่ใช้งานส่วนใหญ่จะอยู่ในช่วงนี้ เช่น สายพาน(conveyor), เครื่องบด, เครื่องทำความสะอาดบางชนิด, เครื่องบดหินบางชนิด, หม้อเผา, เครื่องชักออก เหล่านี้ค่าทอร์กจะคงที่ไม่ว่าความเร็วจะเป็นเท่าไรก็ตาม

12.3 โหลดที่กำลังม้าคงที่ (constant horse-power) ค่ากำลังม้าจะคงที่ไม่่ว่าความเร็วจะเป็นเท่าไรก็ตาม โหลดที่เกี่ยวกับการดึงก็ใช้การควบคุมแบบนี้ด้วย

12.4 โหลดที่ทอร์คไม่คงที่ (variable torque)

ค่าทอร์คที่ต้องการจะแปรตามค่าความเร็วกำลังสอง เช่น ปัม (centrifugal pump) พัดลม (blowers) ถ้าเป็นโหลดชนิดแบบสายวัสดุหนัก (solid material feeder) ค่าทอร์คจะแปรผันตามค่ารากที่ห้าของความเร็ว แต่ถ้าไม่อยู่ในช่วงการทำงานปกติ ค่าคุณลักษณะของทอร์คจะถูกควบคุมโดยตัวขับเคลื่อน

12.5 ลักษณะโดยทั่วไปของเครื่องจักร

ตารางที่ 1 แสดงค่าคุณลักษณะทางโหลดของเครื่องจักรซึ่งพบในเครื่องจักรอุตสาหกรรม ในตารางสมมติให้ค่าอินเนอเซียของโหลด (lb/ft^2) มีค่ามากกว่า 6 เท่าของ Wk^2 ของตัวขับเคลื่อนแบบไฟฟ้า ดังนั้นจึงต้องใช้ตัวขับเคลื่อนพิเศษ ค่าอัตราส่วนนี้ยังคงใช้ได้หากตัวขับเคลื่อนเป็นเครื่องยนต์ หรือ ใบพัด (turbine) มาตรฐาน NEMA MG1-20.24 มีรายการของความสามารถในการขับโหลดปกติโดยให้มอเตอร์เหนี่ยวนำ

ค่าอินเนอเซียของโหลดแสดงอยู่ในรูปของ Wk^2 lb/ft^2 ซึ่ง W คือค่าน้ำหนักของส่วนที่หมุน หน่วยเป็นปอนด์ k คือ ค่ารัศมีของส่วนที่หมุนได้จากจุดศูนย์กลาง (radius of gyration) หน่วยเป็นฟุต ค่าผลต่างของทอร์คของโหลดกับค่าทอร์คที่ให้โดยตัวขับเคลื่อน คือค่าความเร่งของโหลด ซึ่งมีความสัมพันธ์ดังนี้

$$t = Wk^2(n_2 - n_1) / 308 * T_m$$

t = เวลาที่ใช้ในการเร่ง (วินาที)

n_2 = ความเร็วสุดท้ายที่ต้องการ (รอบ ต่อ นาที)

n_1 = ความเร็วเริ่มต้น (รอบ ต่อ วินาที)

T_m = ค่าทอร์คที่ใช้เร่ง

ค่า T_u คือ ค่าทอร์คเฉลี่ยในกรณีที่ค่าทอร์คที่ใช้ในการเร่งไม่คงที่ เมื่อต้องการแปลงค่า Wk^2 ของโหลดจากการทำงานที่ความเร็วต่ำไปสู่ค่า Wk^2 ที่ความเร็วสูง ซึ่งค่า Wk^2 ต้องคูณด้วยค่าความเร็วต่ำยกกำลังสองแล้วหารด้วยค่าความเร็วที่สูงกว่ายกกำลังสอง ค่าของโหลด Wk^2 ของมอเตอร์ขนาดเล็ก (1-200 แรงม้า) สามารถประมาณได้จากอัตราส่วนอินเนอเซียซึ่งเป็นค่าอัตราส่วนเทียบกับอินเนอเซียปกติของตัวขับ(มอเตอร์) ค่า อัตราส่วน Wk^2 ในตารางเป็นค่าโหลดสูงสุดที่รับได้และมีประสิทธิภาพมากที่สุด

12.6 ช่วงการทำงาน (Duty cycle)

หัวข้อนี้จะเกี่ยวข้องกับการสตาร์ท , การหยุด , การกลับทิศการหมุน , งานที่ใช้เกี่ยวข้องกับการยกของ และอาจจะรวมถึง เครน(cranes) , เครื่องตัก (shovel) , รางที่ใช้ลาก(dragline) , แดมเปอร์ , การขนส่งสิ่งของ(freight) , ลิฟท์(personal elevators) , รางป้อน(feeder) , ชักรอก(hoists) , เครื่องเจาะ (boring machine) , เครื่องอัดขึ้นรูป , เครื่องนวด(kneading) , เครื่องบรรจุหีบห่อ(swaging) , เครื่องชักผ้า และยานพาหนะ ตัวขับที่ใช้ในการขับโหลดจะต้องมีความสามารถที่จะดูดซับพลังงานความร้อนที่จ่ายออกมาแต่ละช่วงของการทำงาน

ค่าทอร์คขณะมอเตอร์หยุดนิ่ง , ขณะเร่ง , ทอร์คเบรคดาวน์ จะต้องมีความมากกว่าโหลด เราจะต้องพิจารณาช่วงการทำงานเพื่อที่จะไม่ให้มอเตอร์รับค่าพลังงานเกิน ในโหลดที่ต้องการทอร์คเป็นระยะๆ จะต้องคำนวณค่าแรงม้าของมอเตอร์ออกมาโดยพิจารณาความร้อนที่เกิดในมอเตอร์และค่าสูญเสียซึ่งขึ้นอยู่กับโหลด เช่น ค่าของความสูญเสียทางแม่เหล็กไฟฟ้า(core loss) , ค่าความฟัด ส่วนค่าความสูญเสียทางไฟฟ้า(copper loss) จะแปรตามค่าทอร์คเอาต์พุตของมอเตอร์ สามารถใช้หาค่าพิกัดกำลังม้าของมอเตอร์ได้ซึ่งแปรตามค่ากระแสยกกำลังสอง

TABLE 1. Load Characteristics of Various Machines

Load description	Load torques, % full-load drive torques			Inertia ratio (see notes)	Ambient	Environment	Mounting	How driven?	Adjustable speed range, max	Remarks
	Break-away	Accelerating	Peak running							
Actuators:										
• Screw-down (rolling mills)	200	150	125	1	A	D	R	L	2:1	Could be intermittently operated See text
Positioning.....	150	110	100	1	3C	5	RV	L	6:1 S	
Agitators:										
Liquid.....	100	100	100	2	AW	FJ	RV	B	3:1	Can be direct-connected
Slurry.....	150	100	100	2	AW	CDJ	RV	B		Settling of solids when idle may cause difficult restarting
Barrels, tumbling (foundry)...	50	150	100	3	A	DJ	R	B		
Bars, boring, rotary kiln.....	75	125	100	4	A	DJ	R	B	4:1	Reversing required
Beaters:										
Standard.....	110	120	100	4	AW	DJ	R	B		
Breakers.....	110	120	120	4	AW	5	R	B		
Blowers, centrifugal:										
Valve closed.....	30	50	40	60	3	5	R	BLT	3:1	Some applications would require constant speed
Valve open.....	40	110	100	60	3	5	R	BLT	3:1	Same as above
Blowers, positive-displacement, rotary, bypassed.....	40	40	100	2	AW	DJ	R	L		
Breakers, flake, starting loaded	150	110	100	2	A	DEJ	R	B		
Calenders, textile or paper....	75	110	100	3	AW	J	R	L		
Card machines, textile.....	100	110	100	2	A	E	R	L		
Centrifuges (extractors).....	40	60	125	50	AW	DJ	R	L		Starting unloaded*
Chippers, wood, starting empty	50	40	200	100 max	AW	D	R	T		
Compactors, solids.....	100	110	125	1	A	DEJ	R	L	2:1	Constant speed may be used
Compressors, axial-vane, loaded	40	100	100	8	AW	DJ	R	L		
Compressors, reciprocating, start unloaded.....	40	50	100	10	A	DJ	R	BL		
Converters, copper, loaded....	150	150	125	8	AH	D	R	L	4:1 S	See text
Conveyors, belt (loaded).....	110	130	100	4	A	CDJ	R	B		Inertia depends on load (see text)
Conveyors, drag (or apron)...	100	150	100	2	AH	D	R	B		Starting loaded. Inertia depends on load (see text)
Conveyors, screw (loaded)....	150	100	100	1	AH	CDEJ	R	B		
Conveyors, shaker-type (vibrating).....	50	150	75	6	AH	DJ	I	B		See text
Coolers, hot solids, rotary (loaded).....	175	140	100	2	AH	DJ	R	L		
Coolers, grate, reciprocating (loaded).....	50	125	75	1	A	DJ	R	B	3:1	
Coolers, grate, oscillating (loaded).....	50	100	40	1	A	DJ	R	B	1.5:1	
Coolers, grate, traveling (stoker-type)	100	110	100	1	AH	D	R	L	6:1	Starting loaded—torque-limiting drive is desirable
Cranes, traveling:										
Bridge motion.....	100	300	100	4	AH	CDJ	R	L	10:1	Drives must be suited to duty cycle and service. Hoisting inertia depends on load
Trolley motion.....	100	200	100	4	AH	CDJ	R	L	10:1	
Hoist motion.....	50	200	100		AH	CDJ	R	L	10:1	
Crushers, gyratory:										
Starting unloaded.....	50	60	300	2	AC	DJ	R	B		Large crushers are usually direct-connected
Choke-fed.....	100	200	300	2	AC	DJ	R	B		Reverse jogging may be necessary to start
With feeder.....	100	150	150	2	AC	DJ	R	B		
Crushers, jaw:										
Starting unloaded.....	50	100	200	10	AC	DJ	R	B		Usually started unloaded*
Choke-fed.....	...	...	200	10	AC	DJ	R	B		
Crushers, pulverizing (hammer-mill)										
Starting unloaded.....	50	100	150	25	A	CDJ	R	L		Usually started unloaded*
Crushers, roll:										
Starting unloaded.....	50	50	...	10	A	DJ	R	B		*
Choke-fed, loaded.....	200	200	150	10	A	DJ	R	B		
Cutter bars, balling drum....	50	150	150	25	A	DJ	R	L	2:1	See text
Cutter heads, dredge.....	50	125	150	2	W		R	L	S	
Dampers, fan, centrifugal, cold										
Dampers, fan, centrifugal, hot.....	200	200	100	1	AC	CDEJ	RV	L	S	See text*
Drawbridges										
Draw presses (flywheel).....	100	125	100	10	AW		RV	L	S	See text*
Drill presses.....	50	50	200	10	A	D	R	B		Drive coordination required*
Drill presses.....	25	50	150	2	A	D	R	B		High inertia*

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TABLE 1. Load Characteristics of Various Machines (Continued)

Load description	Load torques, % full-load drive torques			Inertia ratio (see notes)	Ambient	Environment	Mounting	How driven?	Adjustable speed range, max	Remarks
	Break-away	Accelerating	Peak running							
Drums, balling (ore).....	50	125	100	4	A	D	R	B	2:1	See text
Dryers, rotary (rock or ore)...	50	150	100	4	AH	D	R	B		
Dryers, grain.....	50	100	90	2	AH	DJ	R	L		
Edgers (starting unloaded)....	40	30	200	10	A	DE	R	B		High inertia*
Elevators, bucket (starting loaded).....	150	175	150	2	AHC	CDJ	R	L		Antirollback required
Elevators, freight (loaded)....	100	125	100	4	ACW	DFJ	R	L	S	
Elevators, man lift.....	50	125	100	1	AH	5	R	L		
Elevators, personnel (loaded)...	110	150	100	4	AHC	5	R	L	10:1	Speed range required during acceleration and deceleration
Escalators, stairways (starting unloaded).....	50	75	100	2	A		R	L		
Extractors (press type).....	50	150	150	1	3	5	RV	L		
Extruders (rubber or plastic)...	100	150	100	1	3	5	R	L		
Fans, centrifugal, ambient:										
Valve closed.....	25	60	50	25	ACW	5	R	BT	2:1	*
Valve open.....	25	110	100	25	ACW	5	R	BT	2:1	*
Fans, centrifugal, hot gases:										
Valve closed.....	25	60	100	60	AH	DJ	R	R	3:1	*
Valve open.....	25	200	175	60	AH	DJ	R	B	3:1	Peak running overload torque occurs when handling colder gases
Fans, propeller, axial-flow.....	40	110	100	25	AH	DJ	R	BT		High inertia*
Feeders, belt (loaded).....	100	120	100	2	3	5	R	B	10:1 S	
Feeders, distributing, oscillating drive.....	100	150	100	4	AW	CDJ	R	B	6:1 S	Starting loaded
Feeders, screw, compacting rolls.....	100	100	100	1	AW	CDEJ	RV	L	S	Starting loaded, torque limited
Feeders, screw, filter-cake.....	100	100	100	1	3	DJ	R	B	3:1 S	Starting loaded
Feeders, screw, dry.....	150	100	100	1	AH	CDEJ	R	B	3:1 S	Starting loaded
Feeders, slurry, ferris-wheel...	110	100	75	2	AW	DJ	R	B	3:1 S	Starting loaded
Feeders, table.....	125	110	100	2	A	DJ	R	L	6:1 S	Starting loaded
Feeders, vane-type.....	150	80	75	1	AW	CDEJ	R	L	6:1 S	Starting loaded
Feeders, vibrating, magnetic...	100	100	100		AH	CDEJ	R	L	3:1 S	Starting loaded. No rotating member
Feeders, vibrating, motor-driven.....	50	150	100	4	AH	CDEJ	RV	L	3:1 S	Starting loaded
Forge presses.....	25	50	150	10	AH	D	R	B		High inertia*
Frames, spinning, textile.....	50	125	100	2	A	E	R	B		
Furnaces, holding, copper.....	150	125	100	4	AH	D	R	L	4:1 S	Overhauling load
Gates, diverting, solids.....	200	125	100	1	3	CDJ	R	L	S	*
Gates, locks, hydraulic.....	25	200	200	2	W		R	L	S	
Generators, electric, flywheel-type.....	50	100	400	100	A		R	L		High inertia*
Generators, electric, general use	25	30	150	3	AH	D	R	L		
Generators, electroplating.....	25	30	100	3	AW	F	R	L		
Generators, welding.....	30	50	200	3	AHC	D	RV	L		Peak torque required when arc is struck
Grates, indurating (preheater)...	100	110	200	3	AHC	DJ	R	L	4:1 S	
Grates, stoker (furnace).....	75	110	100	1	AH	D	R	L	2:1 S	
Grinders, metal.....	25	50	100	2	A	D	RV	LB		Starting unloaded
Grinders, pulp or meat.....	40	50	150	2	AW	F	R	L		Starting unloaded
Grinders, pulp-magazine type...	50	50	150	5	AW	CJ	R	L		Starting unloaded
Grinders, pulp, pocket-type...	40	30	150	5	AW	CJ	R	L		Starting unloaded
Hammers, power, flywheel.....	50	50	150	10	A	D	R	B		High inertia*
Hoists, skip.....	100	150	100	10	A	D	R	L	6:1	*
Hydropulpers.....	125	125	150	1	W		R	L		*
Indexers.....	150	200	150	2	A	D	R	L		*
Ironers, laundry (mangles)....	50	50	125	1	3		R	L	S	*
Jointers, woodworking.....	50	125	125	1	A	E	R	L		*
Jordans, plug out.....	50	50	150	9	AW		R	L		*
Kilns, rotary (loaded).....	200	125	125	4	AH	DJ	R	B or L	6:1 S	See text
Log washers, rock or ore (loaded).....	75	125	150	1	AW	J	R	B		*
Looms, textile, without clutch...	125	125	150	2	A	E	R	L	6:1	Constant-hp drives may be required
Machines, boring (loaded).....	150	150	100	2	A	D	R	L		
Machines, bottling.....	50	50	100	2	AW		R	B		

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TABLE 1. Load Characteristics of Various Machines (Continued)

Load description	Load torques, % full-load drive torques			Inertia ratio (see notes)	Ambient	Environment	Mounting	How driven?	Adjustable speed range, max	Remarks
	Break-away	Accelerating	Peak running							
Machines, briquetting.....	100	125	150	2	A	CDEJ	R	L		
Machines, buffing, automatic..	50	75	100	2	A	DJ	R	L		
Machines, cinder-block, vibrating	50	150	70	4	AW	DJ	I	B		Frequent starting and plugging required
Machines, keyseating.....	25	50	100	2	A	D	R	B		
Machines, kneading.....	50	150	175	1	AW	J	R	L		
Machines, polishing.....	50	75	100	2	A	DJ	R	L		
Mills, attrition (starting unloaded).....	100	60	120	10	AW	CDEJ	R	L		High inertia*
Mills, autogenous, grinding (prelubricated).....	90	140	100	10	A	DJ	R	L		See text, high inertia
Mills, ball, grinding (prelubed bearings).....	90	130	100	6	AW	CDJ	R	L		See text, high inertia
Mills, ball, grinding (dry bearings).....	140	130	100	6	AW	CDJ	R	L or B		See text, high inertia
Mills, B & W, coal (loaded)...	150	110	100	3	A	CDE	R	L		
Mills, bowl, Raymond, coal (loaded)	130	120	100	5	A	CDE	R	L		Grinding mill and exhauster coupled together
Mills, Bradley-Hercules (loaded).....	150	110	100	3	A	CDEJ	R	L		
Mills, flour, grinding.....	50	75	100	6	A	E	R	B		High inertia*
Mills, pan.....	125	125	150	4	A	D	R	B		
Mills, rod or tube, grinding (prelubed bearings).....	90	120	100	6	AW	CDJ	R	L		See text
Mills, rod or tube, grinding (dry bearings).....	140	130	100	6	A	CDJ	R	B		
Mills, rolling metal: Billet, skelp and sheet, bar..	50	30	200	1	A	D	R	L	1.5:1	Accurate speed control required
Brass and copper finishing..	120	100	200	1	A	D	R	L	1.5:1	See text
Brass and copper roughing..	40	30	200	1	A	D	R	L	1.5:1	See text
Merchant mill trains.....	50	30	200	1	A	D	R	L	1.5:1	See text
Plate.....	40	30	250	1	A	D	R	L	1.5:1	See text
Reels, wire or strip.....	100	100	100	2	A	D	R	L	20:1	See text. Torque controlled
Rod.....	90	50	200	1	A	D	R	L	1.5:1	See text
Sheet and tin (cold rolling)...	150	110	200	1	A	D	R	L	1.5:1	See text
Strip, hot.....	40	30	200	1	A	D	R	L	1.5:1	See text
Structural and rail finishing.	40	30	200	1	A	D	R	L	1.5:1	See text
Structural and rail roughing.	40	30	250	1	A	D	R	L	1.5:1	See text
Tube.....	50	30	200	1	A	D	R	L	1.5:1	See text
Tube piercing and expanding	50	30	250	1	A	D	R	L	1.5:1	See text
Tube reeling.....	50	30	200	1	A	D	R	L	10:1	See text
Mills, rubber.....	100	100	200	1	A	CE	R	L		*
Mills, saw, band.....	50	75	200	100	A	D	R	B		High inertia*
Mills, stamp.....	50	75	150	10	A	D	R	B		High inertia*
Mills, wash.....	25	30	100	1	A		R	L		*
Mixers, banbury.....	125	100	250	1	A	CE	R	L		*
Mixers, concrete.....	40	50	100	2	AW	D	R	L		
Mixers, dough.....	100	125	100	1	AW	E	RV	L		
Mixers, liquid.....	100	100	100	2	AW	EFJ	RV	B or L		
Mixers, sand, centrifugal.....	50	100	100	4	A	D	R	B		
Mixers, sand, screw.....	100	100	100	1	A	D	R	B		
Mixers, slurry.....	100	125	100	1	A	DJ	RV	B		
Mixers, solids (mullers).....	100	125	175	1	A	CDJ	RV	BT		
Pans, pelletizing, ore.....	50	100	100	6	A	DJ	RV	B	2:1	
Planers, metalworking.....	50	150	150	4	A	D	R	L	4:1	Plugging and reversing service required
Planers, woodworking.....	50	125	150	10	A	D	R	B		High inertia*
Plasticators.....	125	100	250	1	A	5	R	L		
Plows, conveyor, belt (ore)...	150	150	200	1	A	DJ	RV	L		See text
Positioners, indexing (machine tool).....	50	200	100	4	A	D	RV	L		See text
Presses, brick.....	100	175	150	4	A	DJ	R	B		
Presses, drill, production, automatic.....	50	60	125	1	A	D	RV	BL		Frequent starts with plugging
Presses, pellet (flywheel).....	50	75	150	10	A	D	R	B		High inertia*
Presses, printing, production-type.....	100	150	150	4	A		R	L	20:1	*
Presses, punch (flywheel).....	50	75	100	10	A	D	R	B		See text, high inertia*

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TABLE 1. Load Characteristics of Various Machines (Continued)

Load description	Load torques, % full-load drive torques			Inertia ratio (see notes)	Ambient	Environment	Mounting	How driven?	Adjustable speed range, max	Remarks
	Break-away	Accelerating	Peak running							
Presses, punch (no flywheel)...	10	40	150	1	A	D	R	B		See text, high inertia*
* Pug mill (solids mixing).....	150	125	100	1	A	CDJ	RV	T		Solids may "set up" on emergency shutdown
Puller, car.....	150	110	100	25	A	D	R	L		Inertia depends on number of cars
Pumps, adjustable-blade, vertical.....	50	40	125	1	AW		RV	T		Unloaded start
Pumps, centrifugal, discharge open.....	40	100	100	1	AW	FJ	RV	T		Loaded start
Pumps, oil-field, flywheel.....	50	200	200	10	AC	D	R	B		*
Pumps, oil, lubricating.....	40	150	150	1	AC	D	R	L		Cold oil can cause drive overloads
Pumps, oil, fuel.....	40	150	150	1	AC	D	R	L		Peak torque caused by more viscous oils
Pumps, propeller.....	40	100	100	1	AW	F	RV	LT		Handling nonviscous fluids
Pumps, reciprocating, positive-displacement.....	40	30	150	1	AW		R	B		Starting dry, handling nonviscous fluids
Pumps, reciprocating, positive-displacement.....	40	30	20	1	AW		R	B		Bypassed, handling nonviscous fluids
Pumps, reciprocating, positive-displacement.....	100	100	150	4	AW		R	B		3 cylinder, not bypassed, handling a nonviscous fluid
Pumps, screw-type, started dry.....	40	30	100	1	AW	F	R	L		Handling nonviscous fluids
Pumps, screw-type, primed, discharge open.....	40	100	100	1	AW	F	R	L		Handling nonviscous fluids
Pumps, slurry-handling, discharge open.....	100	100	100	1	AW	D	R	B		Handling nonviscous fluids
Pumps, turbine, centrifugal, deep-well.....	50	100	100	2	AW		RV	L		
Pumps, vacuum (paper-mill service).....	60	100	150	4	AW		R	L		
Pumps, vacuum (other applications).....	40	60	100	4	A		R	L		Starting unloaded*
Pumps, vacuum, reciprocating.....	40	60	150	10	A		R	B		Viscous fluids may overload drive
Pumps, vane-type, positive-displacement.....	100	150	150	1	A	DJ	R	L		
Rolls, bending.....	150	150	100	2	A	D	R	L		
Rolls, compacting (loaded)....	100	110	125	1	A	DJ	R	L		
Rolls, crushing (sugarcane)....	50	110	125	2	AW	J	R	L		
Rolls, flaking.....	30	50	100	2	A	E	R	B		
Sanders, woodworking, disk or belt.....	30	50	100	1	A	D	R	L or B		
Saws, band, metalworking.....	30	50	100	4	A	D	R	B		
Saws, circular, metal, cutoff....	25	50	150	6	A	D	R	L		
Saws, circular, wood, production.....	50	30	150	10	A	E	R	B		High inertia*
Saws, edger (see Edgers).....	60	30	150	10	A	D	R	B		High inertia*
Saws, gang.....	40	30	150	10	A	D	R	B		High inertia*
Saws, trimmer.....	50	100	100	50	AW	FJ	R	L		High inertia*
Screens, centrifugal, paper-mill.....	40	60	125	50	AW	DJ	R	L		High inertia*
Screens, centrifugal (centrifuges).....	70	100	100	1	A	DJ	R	B		See text
Screens, rotary, stone (trommel).....	50	150	70	6	3	5	I	B		High inertia
Screens, vibrating.....	40	100	100	15	A	CJ	R	L		See text
Separators, air (fan-type).....	50	150	70	6	AHC	5	K	B		See text
Shakers, foundry or car.....	50	50	120	10	A	D	R	B		See text*
Shavers, flywheel-type.....	50	150	100	4	A	CDJ	R	L	6:1	See text on Cranes*
Shovels, dragline, hoisting motion.....	50	100	100	4	A	CDJ	R	L	4:1	See text on Cranes*
Shovels, dragline, platform motion.....	50	200	200	3	ACW	CDJ	R	L	10:1	See text on Cranes*
Shovels, large, digging motion.....	50	100	100	4	ACW	CDJ	R	L	4:1	See text on Cranes*
Shredders (see Crushers, pulverizing).....	50	100	70	3	A	EJ	IV	B	2:1	Torque-limiting drive is desirable
Sifters, shaker-type.....	50	110	100	1	A	CD	R	L		
Stokers, traveling-grate-type....	100	110	150	1	A	C	R	L		
Swagers.....	100	110	150	1	A	C	R	L		

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่รวบรวมไว้สำหรับการศึกษาเท่านั้น ไม่สามารถนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TABLE 1. Load Characteristics of Various Machines (Continued)

Load description	Load torques, % full-load drive torques			Inertia ratio (see notes)	Ambient	Environment	Mounting	How driven?	Adjustable speed range, max	Remarks
	Break-away	Accelerating	Peak running							
Tension-maintaining drives...	100	100	100	1	AW	DE	R	L	10:1	See text
Textile machinery.....	50	100	90	2	A	EJ	R	L		See text
Tools, machine.....	100	150	100	2	A	D	R	L	4:1	See text
Tools, machine, broaching, automatic	50	150	150	1	A	D	R	L		Frequent starts and plugged stops
Tools, machine, lathe, metal, production	50	200	200	2	A	D	R	L		Frequent starts, plugs and changes in depth of cut
Tools, machine, mill, boring, production, metal	100	125	100	4	A	D	R	L	20:1	Inertia depends on work on table
Tools, machine, milling, production.....	100	100	100	1	A	D	R	L	4:1	
Tools, machine, planer, production, metal (see Planers)										
Tools, machine, shaper, metal, automatic.....	50	75	150	2	A	D	R	B		
Vehicles, freight.....	200	200	200	50	AW	DJ	R	L	3:1	Special engineering required
Vehicles, passenger.....	100	400	200	25	AW	DJ	R	L	10:1	Special engineering required
Walkways, mechanized.....	50	50	100	2	A		R	L		
Washers, laundry.....	25	75	100	4	AW		R	B		
Winches.....	125	150	100	4	A	D	R	L	S	Drive must be coordinated with service
Wood hogs.....	60	100	200	30	AW		R	L		High inertia*

* Special drive may be required.

Notes for Table 1

Inertia Ratio. Load inertia compared within normal inertial capability of its drive motor (see elaboration below).

Ambient

- A = High altitude, which for motors may be in excess of 3300 ft (1000 m) above sea level.
- H = High temperatures, which for motors may be in excess of 40°C (104°F).
- C = Extreme cold, -40°C (-40°F) or lower. Such temperatures can affect lubricants to prevent starts.
- W = High humidity, continuous exposure to atmospheres of 100 percent relative humidity and/or frequent "hose-downs."
- D = Where A, H, and W may exist either simultaneously or individually at different times.

Environment

- C = Atmosphere heavy with carbon dust such as occasionally exists in rubber plants or coal- and coke-handling facilities.
- D = "Dirty," or atmospheres containing abrasive dusts.
- E = Explosive atmospheres (dust or gas).
- F = Atmospheres containing relatively high concentrations of acid fumes.
- J = Atmospheres containing quantities of chemical dusts which may be corrosive or gummy after exposure to high humidity.
- A = All of the above.

Mounting

- R = Bolted or securely fastened to a metallic base so that whatever vibration is generated by the driven machine is transmitted directly to the motor.
- I = Mounting provides some degree of vibrational isolation between driven machine and motor.
- K = Hinged mounting, usually tensioning belt, at least partially, with weight of motor.
- V = Vertical mounting can be required.

How Driven?

- B = Usually belted to motor.
- L = Usually direct-connected to motor.
- T = Direct-connected with axial thrust placed on motor bearings.

Adjustable Speed Range. Ratios indicate maximum ranges employed on equipment indicated.

= Starting and stopping replace adjustable speed range.

Note. Any one application could not meet all conditions listed in the notes above.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

12.7 การใช้ตัวขับในงานต่างๆ

โหลบบางอย่างต้องการตัวขับมากกว่า 1 ตัว ตัวขับที่นำมาขับเครื่องจักรตัวเดียวกัน จะต้องให้ค่าทอร์คและความเร็วเท่ากัน โดยเฉพาะสายพานที่มีความยาวมาก เอียง และชนวัสดุที่มีน้ำหนักมาก จะต้องใช้ตัวขับที่ให้ทอร์คที่สมดุล เพื่อป้องกันการแตกหักของสายพาน เครื่องบดแบบหมุน (gyratory) ขนาดใหญ่ก็ต้องการการใช้ตัวขับหลายๆตัว เพื่อป้องกันการแกว่งทางกล การใช้ตัวขับหลายตัวขับเพื่อประโยชน์ในทางเศรษฐศาสตร์และการบำรุงรักษา หรือบางงานอาจจำเป็นต้องใช้ตัวขับหลายตัวอยู่แล้ว เช่นสายพานแบบยาว , เครื่องขนาดใหญ่ , เครื่องบดแบบหมุน (roll crusher) , เครื่องทำกระดาษ , เครื่องทอผ้า

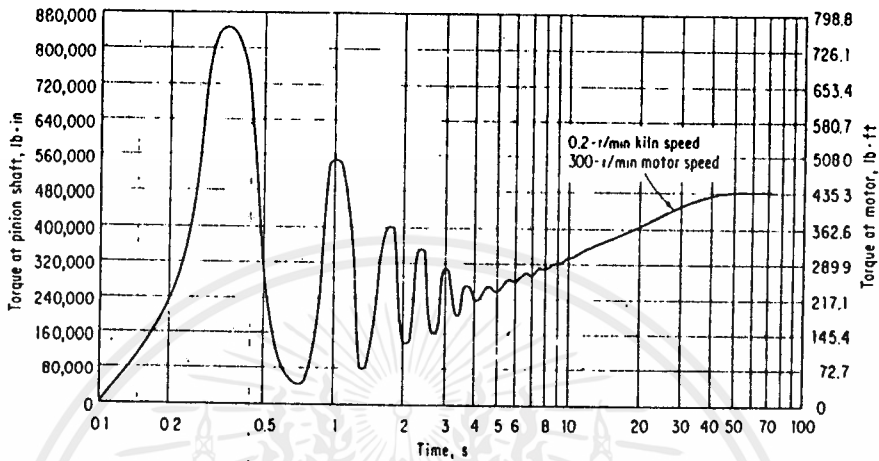
การใช้ตัวขับหลายๆตัวในโรงจักรกระดาษ ตัวขับที่ใช้ขับเครื่องจักรในการม้วนกระดาษแต่ละตัวจำเป็นต้องทำงานที่ทอร์คและความเร็วใกล้เคียงกัน เพื่อป้องกันการฉีกขาดเสียหายของกระดาษ การหมุนของด้ายในงานทอผ้าก็เช่นเดียวกัน อย่างไรก็ตามในงานม้วนเหล็ก ความเร็วในการม้วนเหล็กอาจมีค่าต่างกัน โดยมีการควบคุมทอร์คและความเร็ว ซึ่งค่าที่แตกต่างกันนี้จะต้องเป็นค่าที่เหมาะสมตามการขึ้นรูปและขนาดของเหล็ก

ในงานที่ใช้แรงสั่นสะเทือนขนาดใหญ่ (vibrating screen) และรางป้อนขนาดใหญ่ อาจใช้ตัวขับหลายๆตัวในการควบคุม เพราะว่า ตัวขับบางตัวอาจใหญ่เกินไปสำหรับงานนั้นๆ หากใช้ตัวขับตัวเดียวขับเครื่องจักรแล้ว จะต้องสร้างอุปกรณ์บางอย่างในตัวเครื่องจักร เช่น เพลา ให้มีขนาดใหญ่ตามงาน เป็นผลให้ไม่สามารถประกอบอุปกรณ์ที่ใหญ่ขึ้นเป็นตัวเครื่องจักรได้

12.8 โหลบเตาเผาแบบหมุน (Rotary Kiln)

เตาเผาเป็นอุปกรณ์ในส่วนที่หมุนได้ซึ่งใหญ่ที่สุด ซึ่งบางตัวต้องการกำลังถึง 1000 แรงม้าเพื่อใช้ในการหมุน และใช้ความเร็วน้อยกว่า 2 รอบ ต่อ นาที ปกติตัวหล่อลื่นแบบ steeve-type จะแห้งเมื่อไม่ใช้งาน ดังนั้นค่าทอร์คเริ่มต้นที่ใช้จะมีค่ามากกว่าปกติ หากมีโหลบอยู่ด้วยตัวขับก็จะไม่สามารถสตาร์ทมอเตอร์ได้ เนื่องจากความหนาของเปลือก (coating) ไม่สมดุล ทำให้ค่าทอร์คขณะทำงานจะเกินค่าพิกัดเป็นช่วงๆ จะต้องมียุทธศาสตร์ความร้อนอยู่เสมอ ในรูปที่ 1 แสดงค่าทอร์คของเพลลา , เกียร์, การคัปปลิง (coupling) เพิ่มขึ้นจากเริ่มต้น ซึ่งขณะนั้นมีโหลบอยู่แล้ว จนทอร์คมีขนาด 175% เตาเผาจึงเริ่มหมุน ค่าทอร์คจะแกว่งจนกว่าเตาจะเร่งจนใกล้กับความเร็วที่ทำงาน จากรูปค่าทอร์คที่สามารถเอาชนะโหลบได้

มีค่าประมาณ 880,000 lb.in การใช้ตัวขับในการขับเตาเผาจะต้องมีความเหมาะสมซึ่งขึ้นอยู่กับความชำนาญและประสบการณ์ ทอร์กที่ใช้งานไม่สามารถคาดการณ์ได้ เตาบางตัวใช้กำลังเกินพิกัด บางตัวใช้ต่ำกว่าพิกัด

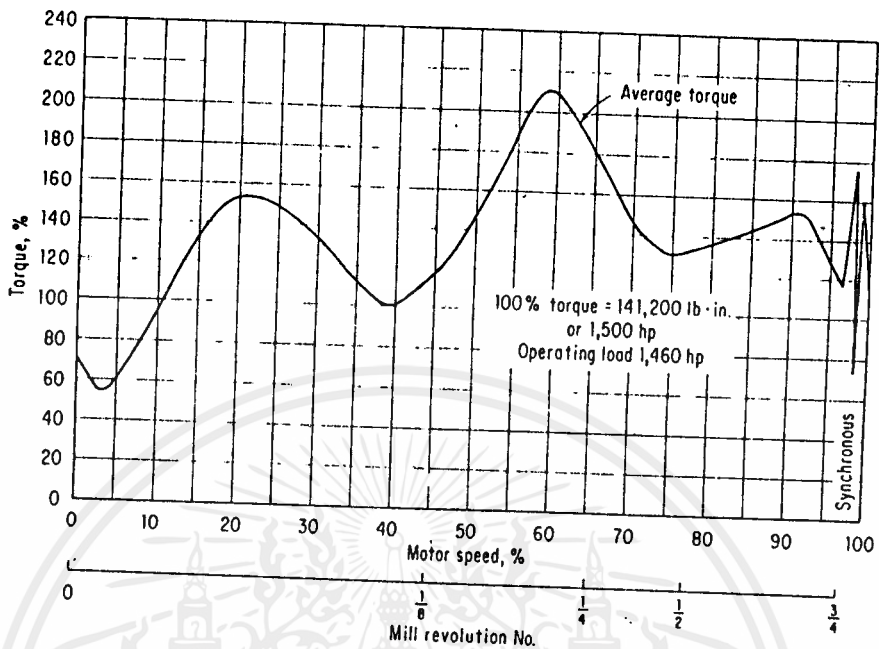


รูปที่ 12.1 แสดงทอร์กในการเริ่มสตาร์ทเตาเผาซึ่งมีโหลดอยู่ด้วย

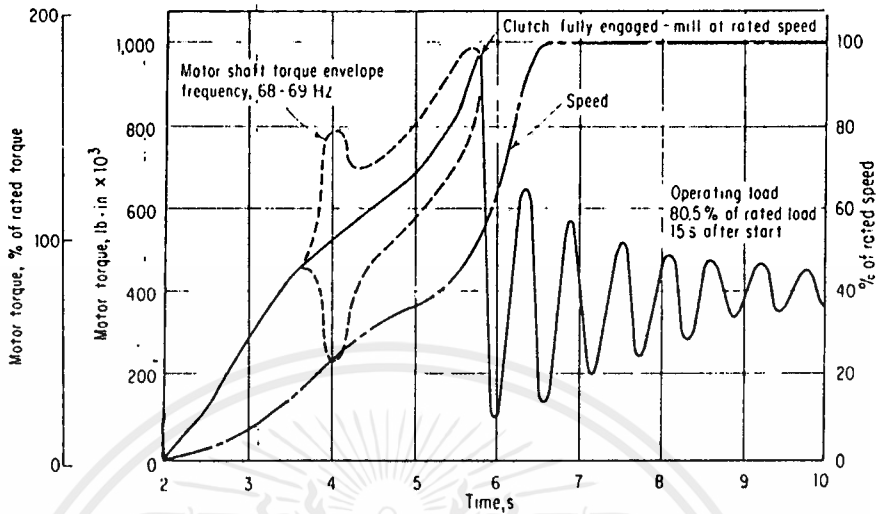
วัสดุบางตัวมีความสามารถที่จะเกาะติดอยู่กับตัวถังได้มากกว่า ทำให้สามารถดูดซับความร้อนและถ่ายเทได้ดีกว่าวัสดุที่เอนกันอยู่ที่เตาเผา และเตาเผาที่ใช้ในงานในลักษณะนอนก้นนี้จะต้องใช้ทอร์กมากกว่าปกติ เตาเผาบางตัวจะใช้ทอร์กมากเมื่อความเร็วต่ำ ดังนั้นจึงต้องใช้ตัวขับที่มีขนาดมากกว่าโหลดเพื่อให้มีค่าทอร์กพอเพียง ในขณะที่ตัวเตาเผามีความร้อนอยู่ นั้นจะต้องมีไฟสำรองเพื่อที่จะให้เตาหมุนต่อจนกว่าเตาจะเย็น ที่กล่าวมาแสดงให้เห็นว่ามีความจำเป็นที่จะต้องมิตัวขับฉุกเฉินที่จะสามารถให้ทอร์กได้ประมาณ 200 % ของค่าสูงสุดของทอร์กเพื่อให้แน่ใจว่าเตาเผาสามารถหมุนได้เมื่อต้องการ

12.9 การใช้งานในโรงโม่ (Grinding Mills)

ในอุตสาหกรรมบางแห่ง เช่น เหมือง(mining) พลังงานส่วนใหญ่จะใช้ในการบด เพื่อลดค่าใช้จ่ายต่อตัน (ผลผลิต) ตัวโม่ (grinding mill) ได้ถูกเพิ่มขนาดเป็น 600 แรงม้า ทำให้ตัวโม่มีขนาดใหญ่ขึ้น ปัญหาจึงอยู่ที่ว่าจะออกแบบทางกลและการกระจายกำลังอย่างไรจึงจะประหยัดที่สุด ที่แบร์ริงของมอเตอร์จะอัดน้ำมันหล่อลื่นความดันสูง เพื่อลดค่าทอร์กเริ่มต้น(break away torque)



รูปที่ 12.2 แสดงการแกว่งของทอร์กขณะสตาร์ทด้วยซินโครไส
มอเตอร์แบบชาเลี่ยนโพล ขนาด 1500 แรงม้า
ซึ่งสตาร์ทโดยให้ค่าโวลเทจสูงสุด ในการขับตัวโม



รูปที่ 12.3 แสดงให้เห็นว่าการแกว่งของทอร์คลดลงเมื่อได้ติดตั้งครัช

สิ่งที่น่าสนใจสำหรับโรงโม่คือ ค่าพลังงานที่ต้องการสำหรับตัวโม่จะคงที่ ไม่ว่าจะเป็นแบบออโตจีเนียส (autogenous) แบบกลม หรือ แบบทรงกระบอก ตัวโม่บางตัวจะใช้การหล่อลื่นด้วยน้ำมัน ทำให้ค่ากำลังที่ใช้มีค่าลดลงแต่ขณะเริ่มทำงานจะต้องใช้ค่าทอร์คประมาณ 140 % เนื่องจากน้ำมันหล่อลื่นแห้ง แต่ค่าทอร์คที่ใช้ในการเร่งจะเท่ากันหมดไม่ว่าจะใช้การหล่อลื่นแบบใด ยกเว้นตัวโม่แบบออโตจีเนียส (autogenous) ซึ่งค่า Wk^2 มีค่ามากกว่าแบบกลม หรือแบบทรงกระบอก

ได้มีผู้คิดค้นวิธีใหม่ๆ เพื่อแก้ปัญหาของค่ากระแสเริ่มต้นที่เข้าสู่มอเตอร์ วิธีหนึ่งที่ประหยัดและได้ประสิทธิภาพอย่างมากคือใช้เครื่องจักรแบบซินโครนัส หากใช้เครื่องจักรชนิดนี้เริ่มขับตัวโม่ตั้งแต่เริ่มหยุดนิ่ง ทำให้เกิดการแกว่งของทอร์ค ดังรูป หากตัวโม่หมุนด้วยความเร็ว 20 รอบต่อนาที ในช่วงนี้จะเกิดความเครียดทางกลที่เกียร์ในช่วงการแกว่งของทอร์คนี้ ซึ่งในช่วงนี้จะเกิดเชิร์ช (surge) ทางไฟฟ้าขึ้น

เพื่อแก้ปัญหาที่เกิดขึ้นนี้ แทนที่จะต่อมอเตอร์เข้ากับโหลดโดยตรง เราสามารถติดตั้งครัช (friction clutch) ระหว่างเกียร์และมอเตอร์ ครัชจะทำ

หน้าที่ขับให้ตัวโม่ทำงานหลังจากมอเตอร์ทำงานที่ความเร็วถึงค่าพิกัดแล้ว และครีษครจะสามารถควบคุมมิให้มอเตอร์หลุดจากสภาวะซินโครนิส รูปที่ 3 แสดงค่าทอร์กที่เปลี่ยนแปลงของตัวโม่เทียบกับเวลาและความเร็ว ค่าพูลเอ้าท์ทอร์ก (pull-out torque) ของตัวโม่และครีษมีค่าประมาณ 180 % ของพิกัดของมอเตอร์ เวลาที่ใช้เร่งให้ตัวโม่เต็มจากหยุดนิ่งไปจนถึงค่าความเร็วที่พิกัดไม่เกิน 4 วินาที ถ้าเราถอนครีษช้าลง ค่าสูงสุดของทอร์กที่ใช้เร่งจะลดลง และเวลาที่ใช้เร่งจะนานขึ้น

12.10 ตัวสั่น (Vibration Screen) , ฟีดเดอร์ (Feeder) , สายพานป้อน (conveyor) , Oscillation-Grate Coolers

เครื่องจักรบางตัวในหัวข้อนี้ทำงานที่ความเร็วใกล้จุดวิกฤต และบางตัวทำงานที่ความเร็วเกินจุดวิกฤต (เช่น vibration screen) ซึ่งการสั่นของแผ่นจอ (screen) ทำงานโดยอาศัยการหมุนของลูกเบี้ยว ดังนั้นจำเป็นต้องใช้ทอร์กมากพอในการหมุนน้ำหนัก ค่าทอร์กที่ต้องการนี้จะลดลงเมื่อความเร็วใกล้ความเร็ววิกฤตของเครื่องจักร หากต้องการเพิ่มความเร็วให้มากกว่าความเร็ววิกฤตค่าของทอร์กจะเพิ่มขึ้นอย่างมากและมีค่าคงที่ เครื่องจักรที่ใช้งานประเภทนี้จะทำงานที่ความเร็วใกล้จุดวิกฤต เช่น ฟีดเดอร์ (feeder) , สายพานลำเลียง (conveyors) , ตัวทำความเย็น (cooler) ซึ่งขณะทำงานจะต้องการทอร์กเพียงครึ่งหนึ่งของทอร์กที่ต้องการขณะหยุดนิ่ง

12.11 เครื่องจักรที่ทำงานเป็นระยะๆ (Repetitive machine)

เช่น เครื่องผสมแป้งสาลี เครื่องทำพลาสติก เครื่องแช่ขนาดใหญ่ เครื่องใช้งานเกี่ยวกับแรงดึง การทอ และเครื่องมือใช้งาน เครื่องจักรที่ใช้งานประเภทที่ต้องรู้ค่าช่วงเวลาทำงาน (duty cycle) ด้วย ในแต่ละส่วนของช่วงเวลาการทำงานจะมีช่วงที่ต้องใช้ทอร์กสูงมาก ซึ่งตัวขับต้องมีความสามารถที่จะทำให้ทอร์กสูงสุดได้ แต่ไม่จำเป็นต้องจ่ายทอร์กให้ตลอดเวลา เพื่อความประหยัดจะต้องหาตัวขับที่เหมาะสมกับเครื่องจักร

12.12 โหลดที่ใช้ในการประกอบหรือซ่อมแซมเครื่องชนิด (Overhauling Loads)

เช่น คอปเปอร์คอนเวอร์เตอร์ (copper converter) , เครน (crane) , เครื่องตัด (cutter bar) , ลิฟท์ (elevator) , บันไดเลื่อน (escalator) , เครื่อง

ชักลาก(hoist) ,สายพานลำเลียง(conveyor-belt plow) ,ยานพาหนะ(vehicles) ,มือหมุนเครื่องยนต์(winches) ตัวขับที่ใช้สำหรับเครื่องจักรชนิดนี้จะต้องสามารถหยุดไหลได้ในแต่ละช่วงการทำงานได้ วิธีการหยุดอาจใช้แรงฝืด ,แม่เหล็กไฟฟ้า ,การหยุดแบบใช้ช่องเหลว คอปเปอร์คอนเวอร์เตอร์ในขณะที่เริ่มถ่ายประจุจะใช้ทอร์คมากกว่าคอนเวอร์เตอร์ที่ว่างอยู่

12.13 เครื่องจักรทำความสะอาด (Wash Mill)

ตัวขับที่ใช้ขับโหลดชนิดนี้ใช้ทอร์คสำหรับแรงน้อย สิ่งสกปรกที่ติดอยู่ที่โหลจะก่อให้เกิดปัญหากับแกนเพลลาได้ การใช้ความเร่งมากเกินไปทำให้ตัวแกนไปตีกับผนังทำให้เกิดความเสียหายได้ ในการประยุกต์ใช้งานต้องจำกัดค่าทอร์คที่ใช้ในการเร่ง

12.14 ตำแหน่งของตัวขับ (Positioning Drive)

การใช้งานเกี่ยวกับแดมเปอร์ ,ไดเวอร์ตติ้ง เกต (diverting gate) ,อินเด็กซ์เชอร์(indexer) ,เครื่องอัดบล็อก(cinder-block vibrating) ,เครื่องกวาด(plow) การติดตั้งมอเตอร์ให้ทำงานในหน้าที่ดังกล่าวต้องการการเปิด-ปิดบ่อยครั้งมากและต้องการทอร์คที่สูง อาจทำให้เกิดปัญหาได้ ช่วงเวลาการทำงานของเครื่องอัดบล็อก ,diverting gate ,indexer สามารถคำนวณได้ส่วนแดมเปอร์ และ plow และการติดตั้งแบบอื่นๆ การควบคุมความเร็วจะเป็นไปโดยอัตโนมัติซึ่งเราไม่สามารถควบคุมเองได้ ค่าช่วงเวลาการทำงานของindexer จะมีการคำนวณไว้ก่อน หากต้องการใช้งานเครื่องจักรซึ่งทำงานซ้ำๆ และถ้าเอา indexer ไปใช้ในงานอื่น เราต้องออกแบบในช่วงการทำงานที่เผื่อเอาไว้ก่อน คือจะต้องคิดว่าจะมีการหยุด หรือเริ่มทำงานต่อเนื่องกันเป็นเวลา 8 ชั่วโมงใน 1 วัน

12.15 เครน(crane) ,ตัวชักลาก(Hoists) ,ลิฟท์(personal Elevators)

จะต้องมีการคำนวณช่วงเวลาการทำงานของเครื่องจักรเหล่านี้เพื่อให้มีความเหมาะสมกับตัวขับ ถ้าหากเครื่องจักรตัวใดมีหน้าที่การทำงานเปลี่ยนไป ตัวขับจำเป็นต้องเปลี่ยนหน้าที่การทำงานตามเครื่องจักรด้วย

12.16 ตัวมู่เล่ของเครื่องจักร (Flywheel Machines)

หน้าที่สำคัญของตัวมู่เล่คือเอาพลังงานจากอินเนอเซีย(inertia)จากตัวมันเอง ถ่ายไปให้เครื่องจักรเพื่อให้ได้ค่าทอร์คสูงสุดตามต้องการ หลักการนี้จำเป็นหากใช้ prime mover เป็นตัวขับ หากมีค่าทอร์คสูงๆความเร็วของ prime mover อาจจะตก แต่ค่าของอินเนอเซียของมู่เล่สามารถช่วยให้ความเร็วของมู่เล่อยู่ที่ค่าพิกัดขณะที่ค่าทอร์คสูงสุด เครื่องจักรที่ใช้หลักการนี้ทำงาน โดยเฉพาะเครื่องบดแบบฟันปลา(jaw crushers) , พังซ์พรีส(punch presses) ค่าโหลดสูงสุดสามารถกำหนดโดยค่าของสปริงหรือค่าทรงกระบอกของระบบนิวมาติก(pneumatic cylender) หากใช้เครื่องจักรในลักษณะนี้ สิ่งที่สำคัญคือต้องพิจารณาแต่ละกรณีว่าต้องการทอร์คและเวลาที่ใช้ตอนเริ่มต้นเท่าใด ซึ่งโหลดจะเป็นพวกที่มีค่าอินเนอเซียสูง



บทที่ 13

การทดลองและการวิเคราะห์

ในบทนี้เป็นการแสดงผลการทดลองฟังก์ชันต่างๆของตัว drive และวิเคราะห์ออกมาตามหลักวิชาการ โดยแบ่งการทดสอบออกเป็นดังนี้

13.1) การใช้ค่าโวลเทจบูส เพื่อเพิ่มค่าทอร์คที่ความถี่ต่างๆ

13.2) การเปลี่ยนค่าความถี่สวิตซ์ซึ่ง ว่ามีผลอย่างไรต่อเครื่องจักร และได้ทำการทดสอบค่าประสิทธิภาพของ drive ในกรณีเปลี่ยนค่าความถี่สวิตซ์ซึ่ง ว่ามีผลอย่างไร การทดสอบประสิทธิภาพของ drive นี้ เราใช้ $\cos \phi$ meter ในการวัดพาวเวอร์แฟกเตอร์ทางด้านอินพุตและเอาต์พุตของ drive เพื่อให้ได้มีการเปรียบเทียบ แต่การวัดพาวเวอร์แฟกเตอร์เพื่อคำนวณกำลังให้สุมอเตอร์ เราใช้ scope วัด เพราะมีความถูกต้องมากกว่า

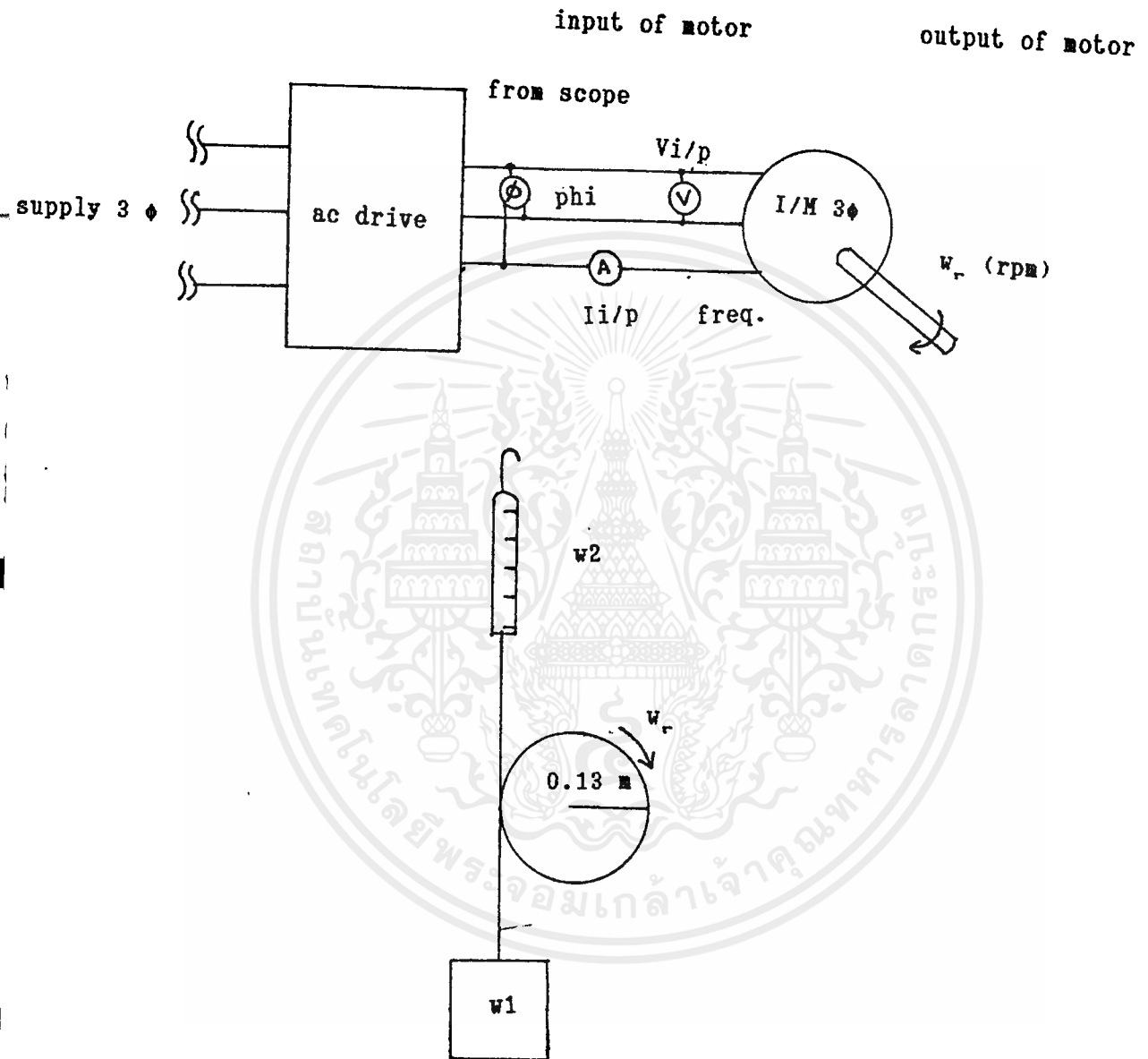
13.3) การทดสอบหาจุดที่ค่าทอร์คที่มากที่สุดใช้ในการสตาร์ทมอเตอร์ แต่ใช้กระแสในการสตาร์ทน้อยที่สุด

13.4) การทดสอบว่าสามารถควบคุมทอร์คมอเตอร์ได้อย่างไร

13.5) การทดสอบการควบคุมแบบลูปปิด ว่าสามารถควบคุมความเร็วได้อย่างไร

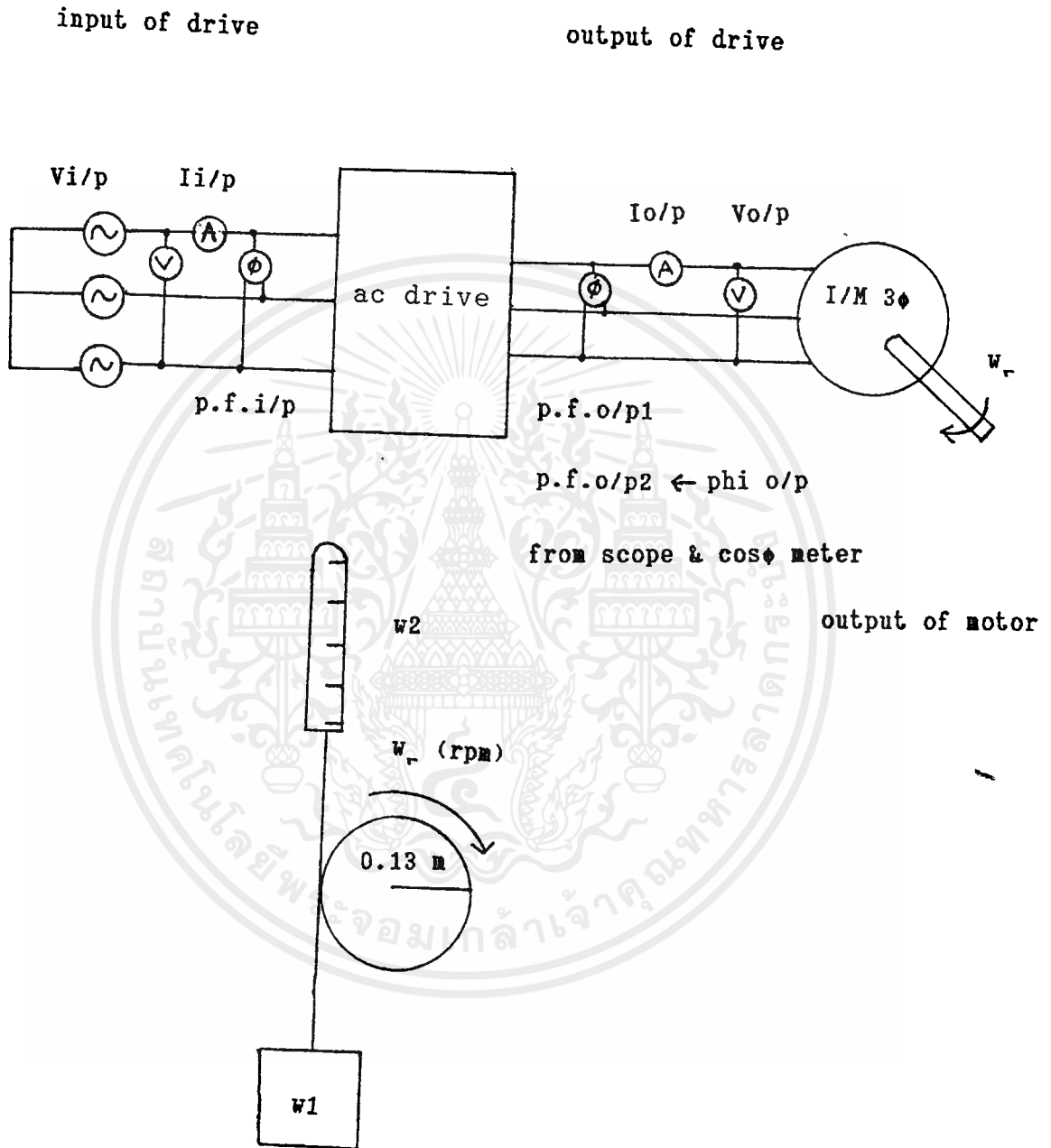
13.6) การทดสอบการชดเชยค่าสลลิป เพื่อชดเชยความเร็ว

13.7) วิเคราะห์กระแส โวลเทจก่อนเข้าอินเวอร์เตอร์ และ สเปคตรัม สำหรับวงจรการทดสอบได้แสดงไว้ในหน้าด้านหลังแล้ว



รูปที่ 13.1 วงจรการทดสอบ โวลเทจบูส , การควบคุมทอร์ค , การควบคุมแบบลูปปิด , การชดเชยสลลิป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 13.2 วงจรทดสอบการเปลี่ยนความถี่สวิตซ์ซิ่ง และประสิทธิภาพของ drive

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

I_i/p = กระแส line ของอินพุทของมอเตอร์

V_i/p = โวลเตจ line ของอินพุทของมอเตอร์

P_i/p = กำลังที่เข้าตัวมอเตอร์

$$= \sqrt{3} * V_i/p * I_i/p$$

$$\text{torque} = (w_1 - w_2) * 0.13 * 9.81 \text{ N.m}$$

P_o/p = กำลังที่ออกจากตัวมอเตอร์

$$= \text{torque} * w_r$$

ϕ = มุมระหว่างโวลเตจและกระแสของ
เอาต์พุทของตัวไดร์ฟ

$$\% \text{eff} = (P_o/p) / (P_i/p)$$

I_i/p = กระแสอินพุทของไดร์ฟ

V_i/p = โวลเตจอินพุทของไดร์ฟ

$p.f.i/p$ = เฟาเวอร์เฟคเตอร์อินพุทของไดร์ฟ

I_o/p = กระแสเอาต์พุทของไดร์ฟ

V_o/p = โวลเตจเอาต์พุทของไดร์ฟ

$p.f.o/p1$ = เฟาเวอร์เฟคเตอร์ที่วัดได้จาก $\cos \phi$ meter

$\phi o/p$ = ค่ามุมเฟาเวอร์เฟคเตอร์ที่วัดได้จาก scope

$$p.f.o/p2 = \cos (\phi o/p)$$

$P_i/p\text{-DRV}$ = กำลังงานที่เข้าไดร์ฟ

$$= \sqrt{3} * V_i/p * I_i/p * p.f.i/p$$

$P_o/p\text{-DRV}$ = กำลังที่ออกจากไดร์ฟ

$$= \sqrt{3} * V_o/p * I_o/p * p.f.o/p1$$

$$\text{eff.driv.} = P_o/p\text{-DRV} / P_i/p\text{-DRV}$$

$$\text{torque} = (w_1 - w_2) * 0.13 * 9.81 \text{ N.m}$$

$P_o/p\text{-M}$ = กำลังเอาต์พุทของมอเตอร์

$$= \text{torque} * w_r$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกหรือเผยแพร่เอกสารฉบับนี้โดยไม่ได้รับอนุญาต

หมายเหตุ ที่ใช้ $p.f.o/p2$ มาคำนวณเนื่องจากว่า ต้องการความถูกต้อง

13.1) วิเคราะห์การใช้โวลเทจบูส

การใช้ฟังก์ชันโวลเทจบูสเพื่อชดเชยโวลเทจที่ drop ไปกับค่าความต้านทานที่สเตเตอร์เมื่อความถี่ต่ำ ในขณะที่ความถี่ต่ำค่าความเหนี่ยวนำที่สเตเตอร์ (L_{σ}) และความเหนี่ยวนำที่โรเตอร์ ($L_{\sigma r}$) สามารถตัดทิ้งได้

$$\text{จาก } V_{\sigma} = Kf + R_{\sigma} I_{\sigma} \quad (\text{จากทฤษฎี})$$

จะเห็นว่าที่ความถี่ต่ำ ค่า $I_{\sigma} R_{\sigma}$ จะมีผลต่อค่าของโวลเทจที่ไปเหนี่ยวนำที่ air gap เป็นอย่างมาก ดังนั้น ค่าโวลเทจที่ชดเชยไปจะต้องใกล้เคียงกับค่า $I_{\sigma} R_{\sigma}$ จึงทำให้ค่าฟลักซ์คงที่ (V/f คงที่) แม้ในขณะที่มอเตอร์ยังไม่หมุน ค่าโวลเทจบูสจึงขึ้นกับค่ากระแสที่ใช้ขณะนั้น (ปกติใช้ค่าโหลดพิกัด) และค่าความต้านทานของมอเตอร์ เมื่อใช้งานที่ความถี่สูงขึ้นค่าโวลเทจบูสจะลดลง

จากการวัดค่า R_{σ} ในขดลวดใดขดลวดหนึ่งโดย V-I method ได้ดังนี้

V(volt)	I (amp)	R_{σ} (ohm)
0.67	1.0	0.67
1.47	2.5	0.59
2.33	4.0	0.58
3.00	5.0	0.60
3.40	6.0	0.56
4.70	8.0	0.59
5.20	9.0	0.58
5.70	10.0	0.57

$$R_{\sigma} = (0.67+0.53+0.58+0.6+0.56+0.59+0.58+0.57) / 8$$

$$= 0.59 \text{ ohm / phase}$$

ถ้าหากให้กระแสเต็มพิกัดของมอเตอร์ทำงานที่ 12 แอมป์ จะต้องชดเชยโวลเทจ ดังนี้

$$\begin{aligned}\text{Voltage drop} &= 12 * 0.59 \\ &= 7.1 \text{ volt / phase}\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}\text{ที่ 3 เฟส ค่า voltage drop} &= 7.1 * \sqrt{3} \\ &= 12.3 \text{ volt / 3 phase}\end{aligned}$$

ค่าของ Pr6 (Voltage Boost) จะเป็นค่าบุสที่ความถี่ $Prc/16$ เมื่อ Prc คือ ค่าความถี่ที่ค่าโวลเทจถึงค่าสูงสุดแล้ว ในที่นี้ตั้งไว้ 50 Hz ดังนั้นค่าโวลเทจที่ตั้งไว้ในตัวแปรจะเป็นค่าที่ความถี่ $50/16$ (3.125 Hz) ค่าที่ตั้งไว้ใน Pr6 เป็นเปอร์เซ็นต์ของไฟฟฟลาย (380 V)

$$\begin{aligned}\text{ดังนั้นที่ความถี่ 3.125 Hz จะบุสด้วยอัตรา} \\ &= (12.3 * 100) / 380 \\ &= 3.1 \%\end{aligned}$$

แต่หากใช้ค่าบุสมากเกินไป จะทำให้ฟลักซ์เกิดการอิ่มตัว กระแสที่ใช้ก็จะมีค่าสูงผิดปกติ ดังนั้นค่าโวลเทจบุสที่ป้อนให้กับมอเตอร์ที่คิดเป็นเปอร์เซ็นต์แล้วจะใช้ได้สูงสุดไม่เกิน 5.9 % การทดสอบจึงใช้ที่ 0% , 3.1% และ 5.9% แต่ที่ค่า 5.9 % การทำงานของมอเตอร์จะอยู่ในช่วงกระแสกระตุ้นเกิน (over excite) เมื่อเพิ่มโหลดไปในช่วงนี้ กระแสจึงลดลง แต่เมื่อความถี่สูงขึ้น ค่า v/f ลดลง เพราะค่าบุสจะลดลงที่ความถี่สูงขึ้น ทำให้การทำงานจะอยู่ในช่วงกระแสกระตุ้นปกติ

สำหรับการบุสแบบออโตบุส (auto-boost) ใช้หลักการเดียวกับการบุสคงที่ (fixed-boost) ทุกอย่าง แต่ออโตบุสนี้จะทำการบุสตามอัตราส่วนของกระแสโหลด คือ โวลเทจที่บุสออกมาสูงสุดตามค่าที่ตั้งไว้จะเป็นค่าที่กระแสออกมาสูงสุด เช่น ที่กระแส 0 แอมป์ จะบุสที่ 0 % แต่ถ้ากระแสไหลขนาดประมาณ 12 แอมป์ ค่าโวลเทจบุสจะอยู่ที่เปอร์เซ็นต์ที่ตั้งไว้ ซึ่งในผลการทดลองจะเขียนไว้ว่า boost = ? ส่วนค่าที่ใช้บุสที่ 9.8 % นั้น เป็นค่าที่ตั้งให้ใกล้เคียงอัตราส่วน 1 ต่อ 10 มากที่สุดเท่าที่เป็นไปได้ ทำให้เปรียบเทียบค่าโวลเทจบุสได้ง่ายขึ้น ส่วนที่ความถี่สูงค่าโวลเทจบุสจะไม่มีผลเช่นเดียวกันกับการบุสแบบคงที่ (fixed-boost) การใช้การบุสแบบออโตบุสนี้จะทำให้ประสิทธิภาพของมอเตอร์ดีขึ้นเนื่องจากค่าบุสจะเพิ่มขึ้นตามค่าโหลดทำให้สามารถลดค่าสูญเสียได้ในขณะที่ไม่มีโหลดของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TEST VOLTAGE BOOST (FIXED BOOST , 5HP)

BOOST = 0 , f = 5 Hz

W1	W2	phi	Ii/p	Vi/p	Pi/p	frequency	rpm.	slip	torque	Po/p	%eff.
0.000	0.000	25.000	3.040	47.000	224.305	5.000	149.000	0.007	0.000	0.000	0.000
5.000	0.200	43.000	2.810	45.000	160.232	4.970	141.000	0.060	6.121	90.340	56.381
10.000	1.400	32.000	3.320	45.000	219.480	4.950	127.000	0.153	10.968	145.788	66.424
15.000	2.500	32.000	4.850	46.000	327.752	5.085	101.000	0.327	15.941	168.520	51.417
20.000	3.800	34.000	6.970	48.000	480.490	5.000	74.000	0.507	20.660	160.018	33.303

BOOST = 3.1% , f = 5 Hz

W1	W2	phi	Ii/p	Vi/p	Pi/p	frequency	rpm.	slip	torque	Po/p	%eff.
0.000	0.000	25.000	4.970	56.000	436.931	5.060	149.000	0.018	0.000	0.000	0.000
5.000	0.400	58.000	4.490	55.000	226.842	5.050	145.000	0.043	5.866	89.032	39.249
10.000	1.500	51.000	4.420	55.000	265.122	4.970	138.000	0.074	10.840	156.574	59.057
15.000	2.550	10.000	4.410	55.000	413.721	5.000	131.000	0.127	15.877	217.701	52.620
20.000	4.000	9.000	4.990	55.000	469.501	4.950	124.000	0.165	20.405	264.827	56.406
25.000	5.000	5.000	5.810	56.000	561.381	4.870	112.000	0.233	25.506	298.998	53.261
30.000	5.800	2.000	7.290	58.000	731.879	5.000	98.000	0.347	30.862	316.564	43.254
35.000	7.100	0.000	9.670	60.000	1004.906	4.970	57.000	0.618	35.581	212.275	21.124
39.000	7.400	1.000	10.550	61.000	1114.459	5.070	50.000	0.671	40.299	210.901	18.924

BOOST = 5.9% , f = 5 Hz

W1	W2	phi	Ii/p	Vi/p	Pi/p	frequency	rpm.	slip	torque	Po/p	%eff.
0.000	0.000	55.000	9.150	69.000	627.641	5.000	149.000	0.007	0.000	0.000	0.000
5.000	0.400	47.000	8.470	67.000	670.630	5.070	146.000	0.040	5.866	89.646	13.367
10.000	1.500	36.000	7.910	67.000	742.775	5.050	142.000	0.063	10.840	161.112	21.691
15.000	2.500	36.000	7.390	66.000	683.588	5.020	138.000	0.084	15.941	230.255	33.683
20.000	3.900	30.000	7.070	66.000	700.017	5.050	134.000	0.116	20.532	287.973	41.138
25.000	4.900	20.000	6.870	66.000	738.010	5.020	130.000	0.137	25.634	348.787	47.260
30.000	5.700	24.000	7.030	66.000	734.207	4.920	126.000	0.146	30.990	408.693	55.665
35.000	6.400	20.000	7.220	66.000	775.609	5.020	121.000	0.197	36.474	461.926	59.557
39.000	7.500	7.000	7.610	66.000	863.437	5.000	112.000	0.253	40.172	470.922	54.540

BOOST = 0% , f = 10 Hz

W1	W2	phi	Ii/p	Vi/p	Pi/p	frequency	rpm.	slip	torque	Po/p	%eff.
0.000	0.000	74.000	4.350	80.000	166.516	9.960	297.000	0.006	0.000	0.000	0.000
5.000	0.600	55.000	4.470	80.000	355.499	9.880	290.000	0.022	5.611	170.322	47.911
10.000	1.450	40.000	5.140	83.000	566.203	10.100	283.000	0.066	10.904	322.978	57.043
15.000	2.600	42.000	5.900	83.000	630.517	9.720	275.000	0.057	15.814	455.172	72.190
20.000	3.850	32.000	6.840	85.000	854.123	9.880	267.000	0.099	20.596	575.578	67.388
25.000	4.950	22.000	7.870	86.000	1086.979	9.840	260.000	0.119	25.570	695.839	64.016
30.000	6.000	25.000	8.930	87.000	1219.661	9.960	251.000	0.160	30.607	804.092	65.928

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

BOOST = 3.1% , f = 10 Hz

W1	W2	phi	Ii/p	Vi/p	Pi/p	frequency	rpm.	slip	torque	Po/p	%eff.
0.000	0.000	78.000	5.740	90.000	186.633	10.000	298.000	0.007	0.000	0.000	0.000
5.000	0.550	42.000	5.400	88.000	611.847	9.900	293.000	0.013	5.675	174.040	28.445
10.000	1.500	35.000	5.870	90.000	749.699	9.920	287.000	0.036	10.840	325.628	43.434
15.000	2.500	30.000	6.360	92.000	877.789	10.100	282.000	0.069	15.941	470.522	53.603
20.000	3.850	35.000	6.890	93.000	909.303	9.880	276.000	0.069	20.596	594.980	65.433
25.000	4.900	28.000	7.610	94.000	1094.089	9.720	271.000	0.071	25.634	727.087	66.456
30.000	6.000	31.000	8.280	94.000	1155.695	9.840	266.000	0.099	30.607	852.145	73.734
35.000	6.700	25.000	9.010	95.000	1343.745	9.760	260.000	0.112	36.091	982.156	73.091

BOOST = 5.9 % , f = 10 Hz

W1	W2	phi	Ii/p	Vi/p	Pi/p	frequency	rpm.	slip	torque	Po/p	%eff.
0.000	0.000	68.000	7.090	95.000	437.662	9.920	297.000	0.002	0.000	0.000	0.000
5.000	0.600	66.000	7.140	97.000	488.540	9.800	293.000	0.003	5.611	172.084	35.224
10.000	1.700	50.000	6.870	97.000	742.288	9.960	289.000	0.033	10.585	320.182	43.134
15.000	2.800	40.000	7.160	97.000	921.755	9.920	284.000	0.046	15.559	462.486	50.175
20.000	3.900	38.000	7.490	97.000	991.854	9.960	279.000	0.066	20.532	599.585	60.451
25.000	5.100	31.000	8.090	98.000	1177.225	9.800	274.000	0.068	25.378	727.821	61.825
30.000	6.100	25.000	8.570	99.000	1331.939	9.840	270.000	0.085	30.480	861.355	64.669
35.000	6.750	26.000	9.180	100.000	1429.221	9.840	265.000	0.102	36.027	999.275	69.917
39.000	7.450	22.000	9.590	101.000	1555.564	9.960	262.000	0.123	40.236	1103.371	70.931

BOOST = 0% , f = 15 Hz

W1	W2	phi	Ii/p	Vi/p	Pi/p	frequency	rpm.	slip	torque	Po/p	%eff.
0.000	0.000	69.000	4.870	120.000	363.310	15.020	449.000	0.004	0.000	0.000	0.000
5.000	0.500	50.000	5.140	122.000	698.501	15.010	443.000	0.016	5.739	266.095	38.095
10.000	1.600	41.000	5.600	123.000	900.654	15.000	437.000	0.029	10.713	489.984	54.403
15.000	2.800	45.000	6.350	124.000	964.720	15.040	431.000	0.045	15.559	701.872	72.754
20.000	4.050	39.000	7.230	126.000	1226.537	15.020	424.000	0.059	20.341	902.708	73.598
25.000	5.200	37.000	8.030	127.000	1410.987	15.020	420.000	0.068	25.251	1110.031	78.671
30.000	6.050	23.000	8.750	129.000	1799.738	15.000	415.000	0.078	30.543	1326.705	73.717
35.000	6.900	24.000	9.570	130.000	1968.677	15.000	411.000	0.087	35.836	1541.590	78.306
39.000	7.500	17.000	10.280	132.000	2247.663	15.040	407.000	0.098	40.172	1711.298	76.137

BOOST = 3.1% , f = 15 Hz

W1	W2	phi	Ii/p	Vi/p	Pi/p	frequency	rpm.	slip	torque	Po/p	%eff.
0.000	0.000	72.000	5.210	124.000	346.450	15.020	449.000	0.004	0.000	0.000	0.000
5.000	0.600	62.000	5.410	125.000	550.443	15.020	443.000	0.017	5.611	260.182	47.268
10.000	1.600	49.000	5.780	125.000	821.382	15.020	437.000	0.030	10.713	489.984	59.654
15.000	2.800	40.000	6.460	127.000	1088.847	15.030	432.000	0.042	15.559	703.500	64.610
20.000	4.100	45.000	7.240	129.000	1144.285	15.010	427.000	0.052	20.277	906.245	79.198
25.000	5.350	40.000	8.050	130.000	1388.897	15.000	422.000	0.062	25.060	1106.868	79.694
30.000	6.300	32.000	8.650	131.000	1664.687	15.030	418.000	0.073	30.225	1322.347	79.435
35.000	7.150	30.000	9.500	134.000	1909.737	15.030	417.000	0.075	35.517	1550.180	81.172
39.000	7.600	27.000	10.050	140.000	2171.579	15.040	410.000	0.091	40.044	1718.440	79.133

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

BOOST 5.9% , f = 15 Hz

W1	W2	phi	Ii/p	Vi/p	Pi/p	frequency	rpm.	slip	torque	Po/p	%eff.
0.000	0.000	80.000	5.820	127.000	223.195	15.020	449.000	0.004	0.000	0.000	0.000
5.000	0.600	72.000	6.000	130.000	418.288	15.020	444.000	0.015	5.611	260.769	62.342
10.000	1.700	63.000	6.360	130.000	650.834	15.020	439.000	0.026	10.585	486.366	74.730
15.000	2.850	55.000	6.890	132.000	904.137	15.030	434.000	0.037	15.495	703.861	77.849
20.000	4.150	37.000	7.550	133.000	1389.320	15.030	429.000	0.049	20.214	907.627	65.329
25.000	5.400	32.000	8.190	135.000	1624.287	15.010	425.000	0.056	24.996	1111.900	68.455
30.000	6.350	34.000	8.810	135.000	1708.126	15.000	421.000	0.064	30.161	1329.028	77.806
35.000	7.000	32.000	9.460	137.000	1903.956	15.030	418.000	0.073	35.708	1562.266	82.054
39.000	7.500	27.000	9.970	140.000	2154.293	15.040	415.000	0.080	40.172	1744.936	80.998

BOOST = 0% , f = 20 Hz

W1	W2	phi	Ii/p	Vi/p	Pi/p	frequency	rpm.	slip	torque	Po/p	%eff.
0.000	0.000	78.000	4.950	154.000	275.398	20.030	599.000	0.003	0.000	0.000	0.000
5.000	0.500	68.000	5.230	156.000	530.146	20.030	593.000	0.013	5.739	356.195	67.188
10.000	1.600	47.000	5.830	158.000	1088.555	20.030	587.000	0.023	10.713	658.170	60.463
15.000	2.900	40.000	6.540	160.000	1388.764	20.030	582.000	0.031	15.431	940.003	67.686
20.000	4.350	41.000	7.300	164.000	1565.422	20.000	577.000	0.038	19.958	1205.344	76.998
25.000	5.600	30.000	8.110	165.000	2007.474	20.030	573.000	0.046	24.741	1483.806	73.914
30.000	6.500	33.000	8.810	160.000	2047.941	20.040	569.000	0.054	29.970	1784.847	87.153
35.000	7.250	30.000	9.640	165.000	2386.196	20.030	565.000	0.060	35.390	2092.822	87.705
39.000	7.600	28.000	9.650	170.000	2509.090	20.030	562.000	0.065	40.044	2355.520	93.879

BOOST = 3.1% , f = 20 Hz

W1	W2	phi	Ii/p	Vi/p	Pi/p	frequency	rpm.	slip	torque	Po/p	%eff.
0.000	0.000	82.000	5.010	155.000	188.152	20.030	599.000	0.003	0.000	0.000	0.000
5.000	0.500	55.000	5.360	158.000	841.904	20.030	593.000	0.013	5.739	356.195	42.308
10.000	1.650	50.000	5.930	160.000	1056.864	20.030	587.000	0.023	10.649	654.252	61.905
15.000	3.000	35.000	6.680	162.000	1535.670	20.030	582.000	0.031	15.304	932.234	60.705
20.000	4.500	36.000	7.380	164.000	1696.314	20.000	578.000	0.037	19.767	1195.860	70.498
25.000	5.750	30.000	8.140	166.000	2027.111	20.030	573.000	0.046	24.550	1472.333	72.632
30.000	6.650	27.000	8.850	168.000	2294.744	20.030	570.000	0.051	29.778	1776.571	77.419
35.000	7.400	27.000	9.560	168.000	2478.842	20.030	567.000	0.056	35.198	2088.877	84.268
39.000	7.600	27.000	9.780	172.000	2596.264	20.030	564.000	0.061	40.044	2363.902	91.050

BOOST = 5.9% , f = 20 Hz

W1	W2	phi	Ii/p	Vi/p	Pi/p	frequency	rpm.	slip	torque	Po/p	%eff.
0.000	0.000	64.000	5.480	160.000	666.491	20.030	599.000	0.003	0.000	0.000	0.000
5.000	0.500	66.000	5.800	163.000	666.877	20.030	594.000	0.011	5.739	356.796	53.502
10.000	1.600	50.000	6.360	165.000	1168.921	20.030	588.000	0.021	10.713	659.291	56.402
15.000	3.000	40.000	7.010	167.000	1553.693	20.030	583.000	0.030	15.304	933.836	60.104
20.000	4.450	39.000	7.670	169.000	1745.235	20.000	579.000	0.035	19.831	1201.793	68.861
25.000	5.750	29.000	8.390	173.000	2199.059	20.030	575.000	0.043	24.550	1477.472	67.187
30.000	6.750	29.000	8.980	174.000	2367.306	20.040	572.000	0.049	29.651	1775.169	74.987
35.000	7.400	28.000	9.760	176.000	2627.257	20.030	568.000	0.055	35.198	2092.561	79.648
39.000	7.650	30.000	9.880	176.000	2608.643	20.030	568.000	0.055	39.981	2376.877	91.115

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

BOOST = 0% , f = 25 Hz

W1	W2	phi	Ii/p	Vi/p	Pi/p	frequency	rpm.	slip	torque	Po/p	%eff.
0.000	0.000	68.000	5.230	190.000	645.691	24.970	747.000	0.003	0.000	0.000	0.000
5.000	0.350	56.000	5.560	192.000	1034.676	24.980	741.000	0.011	5.930	459.930	44.452
10.000	1.450	50.000	6.280	196.000	1371.071	24.970	736.000	0.017	10.904	839.972	61.264
15.000	2.700	40.000	7.000	199.000	1848.766	24.960	730.000	0.025	15.686	1198.529	64.829
20.000	4.400	35.000	7.670	200.000	2176.867	24.970	726.000	0.031	19.895	1511.757	69.446
25.000	5.650	29.000	8.450	205.000	2624.457	24.990	723.000	0.036	24.677	1867.411	71.154
30.000	6.700	24.000	9.140	206.000	2979.425	24.970	719.000	0.040	29.714	2236.174	75.054
35.000	7.100	26.000	9.580	209.000	3117.228	24.970	717.000	0.043	35.581	2670.202	85.659

BOOST = 3.1% , f = 25 Hz

W1	W2	phi	Ii/p	Vi/p	Pi/p	frequency	rpm.	slip	torque	Po/p	%eff.
0.000	0.000	72.000	5.420	192.000	558.061	24.980	747.000	0.003	0.000	0.000	0.000
5.000	0.550	60.000	5.740	194.000	965.230	24.980	741.000	0.011	5.675	440.148	45.600
10.000	1.700	58.000	6.460	197.000	1168.995	24.990	736.000	0.018	10.585	815.411	69.753
15.000	3.150	53.000	7.190	199.000	1492.324	24.990	731.000	0.025	15.112	1156.263	77.481
20.000	4.500	42.000	7.950	200.000	2047.216	24.980	727.000	0.030	19.767	1504.135	73.472
25.000	5.750	30.000	8.460	205.000	2601.772	24.990	722.000	0.037	24.550	1855.191	71.305
30.000	6.750	29.000	9.120	206.000	2846.367	24.970	718.000	0.042	29.651	2228.272	78.285
35.000	7.500	27.000	9.890	207.000	3159.718	24.970	715.000	0.046	35.071	2624.578	83.064
39.000	7.850	33.000	10.300	210.000	3142.521	24.970	713.000	0.048	39.726	2964.615	94.339

BOOST = 5.9% , f = 25 Hz

W1	W2	phi	Ii/p	Vi/p	Pi/p	frequency	rpm.	slip	torque	Po/p	%eff.
0.000	0.000	76.000	5.090	190.000	406.316	24.970	747.000	0.003	0.000	0.000	0.000
5.000	0.400	68.000	5.430	192.000	677.440	24.970	741.000	0.011	5.866	454.985	67.162
10.000	1.550	40.000	6.130	195.000	1586.448	24.990	736.000	0.018	10.776	830.148	52.327
15.000	2.950	38.000	6.850	198.000	1851.611	24.970	731.000	0.024	15.367	1175.778	63.500
20.000	4.300	35.000	7.540	200.000	2139.971	24.970	726.000	0.031	20.022	1521.448	71.097
25.000	5.700	33.000	8.350	203.000	2462.658	24.970	722.000	0.036	24.613	1860.010	75.529
30.000	6.650	35.000	8.980	205.000	2612.382	24.970	718.000	0.042	29.778	2237.856	85.663
35.000	7.250	31.000	9.570	207.000	2941.490	24.980	716.000	0.045	35.390	2652.142	90.163
39.000	7.850	33.000	10.300	210.000	3142.521	24.970	713.000	0.048	39.726	2964.615	94.339

BOOST = 0% , f = 30 Hz

W1	W2	phi	Ii/p	Vi/p	Pi/p	frequency	rpm.	slip	torque	Po/p	%eff.
0.000	0.000	66.000	5.080	224.000	802.679	30.000	898.000	0.002	0.000	0.000	0.000
5.000	0.450	55.000	5.510	225.000	1232.466	29.970	891.000	0.009	5.803	541.140	43.907
10.000	1.700	52.000	6.220	228.000	1513.111	30.000	885.000	0.017	10.585	980.488	64.799
15.000	3.050	43.000	7.010	230.000	2043.032	30.000	880.000	0.022	15.240	1403.690	68.706
20.000	4.400	39.000	7.830	233.000	2456.346	29.990	876.000	0.026	19.895	1824.103	74.261
25.000	5.700	35.000	8.420	235.000	2807.931	29.990	872.000	0.031	24.613	2246.439	80.003
30.000	6.800	26.000	9.060	238.000	3357.082	30.000	868.000	0.036	29.587	2687.995	80.069
35.000	7.400	31.000	9.830	240.000	3503.078	30.000	864.000	0.040	35.198	3183.051	90.864

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

BOOST = 25.5% , f = 30 Hz

W1	W2	phi	Ii/p	Vi/p	Pi/p	frequency	rpm.	slip	torque	Po/p	%eff.
0.000	0.000	75.000	5.060	224.000	509.351	29.980	898.000	0.002	0.000	0.000	0.000
5.000	0.450	70.000	5.420	225.000	723.635	29.980	891.000	0.009	5.803	541.140	74.781
10.000	1.600	62.000	6.070	228.000	1126.493	29.970	886.000	0.015	10.713	993.422	88.187
15.000	3.050	34.000	6.810	230.000	2249.496	29.990	880.000	0.022	15.240	1403.690	62.400
20.000	4.500	37.000	7.560	232.000	2426.685	29.980	876.000	0.026	19.767	1812.410	74.687
25.000	5.580	34.000	8.390	235.000	2831.653	30.000	871.000	0.032	24.766	2257.814	79.735
30.000	6.800	32.000	9.130	238.000	3192.221	29.990	868.000	0.035	29.587	2687.995	84.205
35.000	7.450	30.000	10.020	240.000	3607.647	29.980	864.000	0.039	35.135	3177.284	88.071

BOOST = 0% , f = 50 Hz

W1	W2	phi	Ii/p	Vi/p	Pi/p	frequency	rpm.	slip	torque	Po/p	%eff.
0.000	0.000	73.000	5.290	369.000	990.562	50.040	1498.000	0.002	0.000	0.000	0.000
5.000	0.350	60.000	5.660	368.000	1805.432	50.020	1491.000	0.006	5.930	925.447	51.259
10.000	1.550	42.000	6.630	369.000	3149.971	50.020	1485.000	0.010	10.776	1674.958	53.174
15.000	2.900	38.000	7.200	370.000	3636.874	50.040	1480.000	0.014	15.431	2390.385	65.726
20.000	4.500	38.000	8.050	370.000	4066.228	50.030	1476.000	0.017	19.767	3053.787	75.101
25.000	5.800	31.000	8.900	373.000	4929.284	50.020	1471.000	0.020	24.486	3769.942	76.481
30.000	6.850	24.000	9.520	375.000	5649.205	50.020	1467.000	0.022	29.523	4533.168	80.244
35.000	7.400	24.000	10.470	375.000	6212.938	50.000	1462.000	0.025	35.198	5386.135	86.692

BOOST = 25.5% , f = 50 Hz

W1	W2	phi	Ii/p	Vi/p	Pi/p	frequency	rpm.	slip	torque	Po/p	%eff.
0.000	0.000	70.000	5.310	369.000	1162.676	50.010	1497.000	0.002	0.000	0.000	0.000
5.000	0.300	66.000	5.723	369.000	1489.637	50.030	1491.000	0.007	5.994	935.398	62.794
10.000	1.650	59.000	6.420	370.000	2120.807	50.040	1485.000	0.011	10.649	1655.136	78.043
15.000	3.100	40.000	7.230	370.000	3550.347	50.000	1480.000	0.013	15.176	2350.874	66.215
20.000	4.500	38.000	8.070	373.000	4109.381	50.040	1475.000	0.017	19.767	3051.719	74.262
25.000	5.800	35.000	8.920	376.000	4759.477	50.000	1471.000	0.019	24.486	3769.942	79.209
30.000	6.850	26.000	9.630	376.000	5637.297	50.000	1466.000	0.023	29.523	4530.078	80.359
35.000	7.450	27.000	10.420	376.000	6046.961	50.010	1461.000	0.026	35.135	5372.700	88.850

BOOST = 0% , f = 60 Hz

W1	W2	phi	Ii/p	Vi/p	Pi/p	frequency	rpm.	slip	torque	Po/p	%eff.
0.000	0.000	73.000	4.370	380.000	842.684	60.060	1798.000	0.002	0.000	0.000	0.000
5.000	0.350	50.000	4.980	382.000	2119.029	60.080	1789.000	0.007	5.930	1110.412	52.402
10.000	1.700	40.000	5.860	380.000	2955.371	59.990	1781.000	0.010	10.585	1973.162	66.765
15.000	3.150	40.000	6.980	379.000	3510.956	60.060	1772.000	0.017	15.112	2802.869	79.832
20.000	4.400	33.000	8.120	375.000	4423.937	60.060	1764.000	0.021	19.895	3673.195	83.030
25.000	5.560	27.000	9.430	371.000	5399.670	59.980	1755.000	0.025	24.792	4554.012	84.339
30.000	6.700	24.000	10.680	370.000	6253.053	60.020	1746.000	0.030	29.714	5430.264	86.842

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

BOOST = 25.5% , f = 60 Hz

W1	W2	phi	Ii/p	Vi/p	Pi/p	frequency	rpm.	slip	torque	Po/p	%eff.
0.000	0.000	65.000	4.430	390.000	1266.192	60.010	1798.000	0.001	0.000	0.000	0.000
5.000	0.400	43.000	4.990	387.000	2447.039	60.070	1789.000	0.007	5.866	1098.472	44.890
10.000	1.600	43.000	5.890	380.000	2836.144	60.040	1781.000	0.011	10.713	1996.935	70.410
15.000	3.050	31.000	7.090	378.000	3979.450	60.050	1773.000	0.016	15.240	2828.117	71.068
20.000	4.400	20.000	8.130	374.000	4949.073	60.010	1764.000	0.020	19.895	3673.195	74.220
25.000	5.750	16.000	9.590	372.000	5939.757	60.010	1755.000	0.025	24.550	4509.502	75.921
30.000	6.600	16.000	10.660	370.000	6566.986	60.040	1748.000	0.030	29.842	5459.816	83.140

AUTO-BOOST

BOOST = 0% , f = 5 Hz

W1	W2	phi	Ii/p	Vi/p	Pi/p	frequency	rpm.	slip	torque	Po/p	%eff.
0.000	0.000	56.000	2.750	60.000	159.924	5.070	149.000	0.020	0.000	0.000	0.000
5.000	0.400	57.000	2.720	60.000	154.069	5.020	142.000	0.057	5.866	87.190	56.592
10.000	1.400	43.800	3.250	60.000	243.858	5.070	130.000	0.145	10.968	149.232	61.196
15.000	2.600	24.000	4.390	60.000	416.807	5.070	110.000	0.277	15.814	182.069	43.682
20.000	4.000	16.000	5.750	61.000	583.989	5.000	92.000	0.387	20.405	196.485	33.645
25.000	6.800	10.000	8.970	63.000	963.916	5.000	112.000	0.253	23.210	272.088	28.227

BOOST 9.8% , f = 5 Hz

W1	W2	phi	Ii/p	Vi/p	Pi/p	frequency	rpm.	slip	torque	Po/p	%eff.
0.000	0.000	72.000	2.830	60.000	91.058	5.050	149.000	0.017	0.000	0.000	0.000
5.000	0.600	38.000	2.700	60.000	221.161	5.050	143.000	0.056	5.611	83.986	37.975
10.000	1.700	35.000	3.150	62.000	277.146	5.050	136.000	0.102	10.585	150.674	54.366
15.000	2.900	30.000	3.810	65.000	371.521	5.000	131.000	0.127	15.431	211.581	56.950
20.000	4.000	25.000	4.490	69.000	486.367	5.020	125.000	0.170	20.405	266.963	54.889
25.000	5.300	17.000	5.220	74.000	639.833	4.950	124.000	0.165	25.123	326.068	50.962
30.000	6.500	10.000	5.640	74.000	711.897	5.070	119.000	0.218	29.970	373.281	52.435
35.000	7.200	5.000	6.220	75.000	804.907	4.950	116.000	0.219	35.453	430.451	53.478

BOOST = 0% , f = 10 Hz

W1	W2	phi	Ii/p	Vi/p	Pi/p	frequency	rpm.	slip	torque	Po/p	%eff.
0.000	0.000	61.000	4.000	85.000	285.773	9.970	298.000	0.004	0.000	0.000	0.000
5.000	0.400	55.000	4.240	85.000	358.283	9.970	291.000	0.027	5.866	178.678	49.871
10.000	1.400	28.000	4.960	85.000	644.823	10.100	284.000	0.063	10.968	326.015	50.559
15.000	2.400	27.000	5.660	89.000	777.478	9.600	277.000	0.038	16.069	465.877	59.922
20.000	3.600	22.000	6.630	90.000	958.305	9.650	270.000	0.067	20.915	591.056	61.677
25.000	4.800	12.000	7.620	90.000	1161.875	9.840	262.000	0.112	25.761	706.437	60.801
30.000	5.700	3.000	8.640	93.000	1389.791	9.720	255.000	0.136	30.990	827.117	59.514
35.000	6.400	24.000	9.500	95.000	1428.125	9.840	249.000	0.146	36.474	950.574	66.561

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

BOOST = 9.8% , f = 10 Hz

W1	W2	phi	Ii/p	Vi/p	Pi/p	frequency	rpm.	slip	torque	Po/p	%eff.
0.000	0.000	75.000	4.140	78.000	145.115	10.000	297.000	0.010	0.000	0.000	0.000
5.000	0.500	50.000	4.460	80.000	397.438	9.760	291.000	0.006	5.739	174.794	43.980
10.000	1.600	49.000	5.180	85.000	500.560	9.800	286.000	0.027	10.713	320.676	64.063
15.000	2.500	35.000	5.870	87.000	724.709	9.880	281.000	0.052	15.941	468.853	64.695
20.000	3.900	28.000	6.760	92.000	951.206	10.200	277.000	0.095	20.532	595.287	62.582
25.000	5.100	28.000	7.300	93.000	1038.355	9.880	273.000	0.079	25.378	725.164	69.838
30.000	5.900	32.000	8.180	96.000	1153.638	9.760	271.000	0.086	30.735	871.780	75.568
35.000	6.400	21.000	8.600	97.000	1348.965	9.810	269.000	0.081	36.474	1026.926	76.127

BOOST = 0% , f = 15 Hz

W1	W2	phi	Ii/p	Vi/p	Pi/p	frequency	rpm.	slip	torque	Po/p	%eff.
0.000	0.000	69.000	4.890	118.000	358.722	14.960	448.000	0.002	0.000	0.000	0.000
5.000	0.500	52.000	5.180	118.000	652.165	14.960	441.000	0.017	5.739	264.894	40.618
10.000	1.500	40.000	5.600	119.000	884.435	14.960	436.000	0.029	10.840	494.682	55.932
15.000	2.600	53.000	6.390	120.000	799.766	14.960	430.000	0.042	15.814	711.723	88.991
20.000	3.800	37.000	7.230	123.000	1230.402	14.960	425.000	0.053	20.660	919.019	74.693
25.000	5.000	20.000	8.010	125.000	1629.687	14.960	420.000	0.064	25.506	1121.244	68.801
30.000	6.000	25.000	8.850	126.000	1750.581	14.940	416.000	0.073	30.607	1332.678	76.128
35.000	6.600	21.000	9.350	127.000	1920.198	14.960	413.000	0.079	36.219	1565.630	81.535

BOOST 9.8% , f = 15 Hz

W1	W2	phi	Ii/p	Vi/p	Pi/p	frequency	rpm.	slip	torque	Po/p	%eff.
0.000	0.000	71.000	4.980	119.000	334.779	14.960	448.000	0.002	0.000	0.000	0.000
5.000	0.550	60.000	5.250	120.000	546.082	14.970	442.000	0.016	5.675	262.545	48.078
10.000	1.700	42.000	5.800	122.000	911.076	14.970	436.000	0.029	10.585	483.042	53.019
15.000	3.080	38.000	6.600	125.000	1126.284	14.970	431.000	0.040	15.202	685.763	60.887
20.000	4.550	31.000	7.410	129.000	1419.361	14.970	427.000	0.049	19.703	880.597	62.042
25.000	5.600	28.000	8.270	132.000	1669.627	14.970	423.000	0.049	24.741	1105.733	66.226
30.000	6.850	28.000	9.190	135.000	1897.533	14.970	419.000	0.058	29.523	1307.110	68.885
35.000	8.000	28.000	9.900	137.000	2074.416	14.990	416.000	0.067	34.433	1510.075	72.795

BOOST = 0% , f = 20 Hz

W1	W2	phi	Ii/p	Vi/p	Pi/p	frequency	rpm.	slip	torque	Po/p	%eff.
0.000	0.000	80.000	5.050	153.000	233.314	20.030	599.000	0.003	0.000	0.000	0.000
5.000	0.450	55.000	5.480	155.000	844.410	20.040	593.000	0.014	5.803	360.153	42.651
10.000	1.600	52.000	6.130	158.000	1033.387	20.030	587.000	0.023	10.713	658.170	63.691
15.000	2.950	45.000	6.880	160.000	1348.696	20.030	582.000	0.031	15.367	936.118	69.409
20.000	4.400	30.000	7.720	162.000	1876.192	20.010	577.000	0.039	19.895	1201.493	64.039
25.000	5.450	30.000	8.570	163.000	2095.625	20.020	573.000	0.039	24.932	1505.717	71.851
30.000	6.750	32.000	9.530	166.000	2324.054	20.020	568.000	0.046	29.651	1778.273	76.516
35.000	7.750	31.000	10.310	168.000	2571.894	20.030	564.000	0.054	34.752	2066.025	80.331

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

BOOST = 9.8% , f = 20 Hz

W1	W2	phi	Ii/p	Vi/p	Pi/p	frequency	rpm.	slip	torque	Po/p	%eff.
0.000	0.000	74.000	5.200	154.000	383.178	20.030	599.000	0.003	0.000	0.000	0.000
5.000	0.450	64.000	5.570	155.000	656.267	19.980	592.000	0.012	5.803	359.545	54.786
10.000	1.500	57.000	6.290	160.000	950.089	20.030	588.000	0.021	10.840	667.140	70.219
15.000	2.900	38.000	6.970	162.000	1541.494	20.020	583.000	0.029	15.431	941.618	61.085
20.000	4.350	33.000	7.890	165.000	1891.396	19.960	576.000	0.038	19.958	1203.255	63.617
25.000	5.350	36.000	8.730	168.000	2055.557	20.020	573.000	0.041	25.060	1510.796	73.498
30.000	6.700	25.000	9.610	171.000	2579.811	19.990	570.000	0.046	29.714	1782.097	69.079
35.000	7.700	28.000	10.350	174.000	2754.416	20.030	564.000	0.050	34.816	2077.104	75.410

BOOST = 0% , f = 25 Hz

W1	W2	phi	Ii/p	Vi/p	Pi/p	frequency	rpm.	slip	torque	Po/p	%eff.
0.000	0.000	69.000	5.330	184.000	609.694	24.970	748.000	0.001	0.000	0.000	0.000
5.000	0.450	61.000	5.640	190.000	900.688	24.980	742.000	0.010	5.803	450.647	50.034
10.000	1.600	58.000	6.380	195.000	1142.798	25.020	738.000	0.017	10.713	827.478	72.408
15.000	3.000	30.000	7.110	196.000	2090.599	25.050	731.000	0.027	15.304	1170.899	56.008
20.000	4.300	25.000	8.040	199.000	2511.756	24.980	726.000	0.031	20.022	1521.448	60.573
25.000	5.350	25.000	8.920	202.000	2828.685	25.040	721.000	0.034	25.060	1904.232	67.319
30.000	6.600	24.000	9.790	205.000	3175.818	24.980	719.000	0.040	29.842	2252.018	70.911
35.000	7.500	23.000	10.720	207.000	3538.153	25.030	713.000	0.041	35.071	2639.261	74.594

BOOST = 9.8% , f = 25 Hz

W1	W2	phi	Ii/p	Vi/p	Pi/p	frequency	rpm.	slip	torque	Po/p	%eff.
0.000	0.000	70.000	5.480	191.000	621.086	24.980	748.000	0.002	0.000	0.000	0.000
5.000	0.400	69.000	5.760	193.000	691.110	24.970	742.000	0.009	5.866	455.599	65.923
10.000	1.600	53.000	6.470	195.000	1315.891	25.050	739.000	0.017	10.713	828.599	62.969
15.000	3.000	50.000	7.250	198.000	1598.996	24.970	732.000	0.023	15.304	1172.501	73.327
20.000	4.450	49.000	8.080	200.000	1837.167	24.970	727.000	0.030	19.831	1508.987	82.137
25.000	5.500	35.000	9.000	205.000	2618.201	24.980	722.000	0.030	24.868	1892.299	72.275
30.000	6.650	32.000	9.900	206.000	2996.040	24.990	718.000	0.037	29.778	2250.323	75.110
35.000	7.600	27.000	10.650	210.000	3451.839	24.980	713.000	0.042	34.943	2626.006	76.076

BOOST = 0% , f = 30 Hz

W1	W2	phi	Ii/p	Vi/p	Pi/p	frequency	rpm.	slip	torque	Po/p	%eff.
0.000	0.000	86.000	5.410	224.000	148.006	30.060	900.000	0.002	0.000	0.000	0.000
5.000	0.400	60.000	5.670	225.000	1105.815	60.020	893.000	0.504	5.866	548.315	49.585
10.000	1.600	53.000	6.320	227.000	1496.318	30.090	888.000	0.016	10.713	995.664	66.541
15.000	2.850	50.000	7.170	232.000	1852.898	30.010	882.000	0.020	15.495	1430.427	77.199
20.000	4.200	40.000	8.090	234.000	2512.437	30.070	876.000	0.029	20.150	1847.489	73.534
25.000	5.500	37.000	8.900	236.000	2906.067	30.050	872.000	0.028	24.868	2280.129	78.461
30.000	6.600	27.000	9.780	238.000	3592.505	30.030	868.000	0.033	29.842	2723.661	75.815
35.000	7.600	30.000	10.700	240.000	3852.477	30.050	861.000	0.037	34.943	3174.615	82.405

BOOST = 25.5% , f = 30 Hz

W1	W2	phi	Ii/p	Vi/p	Pi/p	frequency	rpm.	slip	torque	Po/p	%eff.
0.000	0.000	75.000	5.380	224.000	541.562	30.070	899.000	0.003	0.000	0.000	0.000
5.000	0.500	66.000	5.700	225.000	904.665	30.050	894.000	0.008	5.739	536.996	59.359
10.000	1.650	47.000	6.340	227.000	1700.748	30.030	888.000	0.014	10.649	989.738	58.194
15.000	3.000	44.000	7.700	231.000	2216.909	30.030	882.000	0.021	15.304	1412.767	63.727
20.000	4.400	37.000	8.020	233.000	2585.437	30.050	877.000	0.027	19.895	1826.186	70.634
25.000	5.550	43.000	8.920	235.000	2656.208	30.060	873.000	0.028	24.805	2276.879	85.719
30.000	6.600	32.000	9.950	238.000	3478.926	30.050	867.000	0.032	29.842	2726.785	78.380
35.000	7.500	25.000	10.850	240.000	4087.986	30.040	862.000	0.038	35.071	3182.530	77.851

BOOST = 0% , f = 50 Hz

W1	W2	phi	Ii/p	Vi/p	Pi/p	frequency	rpm.	slip	torque	Po/p	%eff.
0.000	0.000	71.000	5.430	370.000	1134.966	50.010	1498.000	0.002	0.000	0.000	0.000
5.000	0.200	57.000	5.780	365.000	1991.657	50.020	1492.000	0.006	6.121	955.940	47.997
10.000	1.450	56.000	6.360	370.000	2280.800	50.040	1487.000	0.009	10.904	1697.062	74.406
15.000	2.600	47.000	7.190	365.000	3101.320	50.020	1481.000	0.013	15.814	2451.306	79.041
20.000	4.100	40.000	8.160	370.000	4007.031	50.070	1475.000	0.018	20.277	3130.473	78.124
25.000	5.000	43.000	9.160	371.000	4306.245	50.040	1470.000	0.017	25.506	3937.701	91.442
30.000	5.700	37.000	10.020	370.000	5129.477	50.020	1465.000	0.021	30.990	4768.089	92.955

BOOST = 25.5% , f = 50 Hz

W1	W2	phi	Ii/p	Vi/p	Pi/p	frequency	rpm.	slip	torque	Po/p	%eff.
0.000	0.000	70.000	5.460	370.000	1198.760	50.020	1498.000	0.002	0.000	0.000	0.000
5.000	0.350	52.000	5.760	370.000	2273.891	50.010	1492.000	0.006	5.930	926.067	40.726
10.000	1.450	45.000	6.470	370.000	2932.998	50.000	1486.000	0.009	10.904	1695.921	57.822
15.000	2.650	40.000	7.090	370.000	3481.599	50.010	1481.000	0.013	15.750	2441.422	70.124
20.000	4.000	39.000	7.990	370.000	3980.341	50.040	1476.000	0.017	20.405	3152.297	79.197
25.000	5.150	39.000	9.120	370.000	4543.268	50.030	1471.000	0.017	25.315	3910.818	86.079
30.000	6.000	34.000	10.200	370.000	5420.160	50.020	1466.000	0.020	30.607	4712.427	86.943

BOOST = 0% , f = 60 Hz

W1	W2	phi	Ii/p	Vi/p	Pi/p	frequency	rpm.	slip	torque	Po/p	%eff.
0.000	0.000	80.000	4.480	390.000	527.595	59.960	1798.000	0.000	0.000	0.000	0.000
5.000	0.400	48.000	5.010	380.000	2207.419	60.020	1790.000	0.006	5.866	1099.086	49.791
10.000	1.400	45.000	5.880	380.000	2737.579	60.070	1781.000	0.012	10.968	2044.481	74.682
15.000	2.800	31.000	7.180	375.000	3997.981	60.040	1772.000	0.016	15.559	2885.654	72.178
20.000	4.100	26.000	8.480	370.000	4884.885	60.050	1763.000	0.021	20.277	3741.711	76.598
25.000	5.050	27.000	10.000	369.000	5695.187	60.030	1753.000	0.021	25.442	4694.788	82.434

BOOST = 25.5% , f = 60 Hz

W1	W2	phi	Ii/p	Vi/p	Pi/p	frequency	rpm.	slip	torque	Po/p	%eff.
0.000	0.000	73.000	4.480	380.000	863.896	60.040	1798.000	0.002	0.000	0.000	0.000
5.000	0.350	55.000	5.010	370.000	1842.809	60.040	1789.000	0.007	5.930	1110.412	60.256
10.000	1.550	48.000	5.960	370.000	2556.887	59.990	1780.000	0.011	10.776	2007.694	78.521
15.000	2.800	41.000	7.140	368.000	3435.664	60.050	1772.000	0.016	15.559	2885.654	83.991
20.000	4.200	35.000	8.450	365.000	4376.794	60.020	1763.000	0.021	20.150	3718.178	84.952
25.000	5.150	27.000	9.960	367.000	5641.661	60.060	1763.000	0.022	25.315	4671.255	82.799
30.000	6.050	21.000	11.280	367.000	6694.309	60.000	1744.000	0.021	30.543	5636.099	84.192

เอกสารนี้เป็นเอกสารของกรมส่งเสริมการค้าระหว่างประเทศ กระทรวงพาณิชย์

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

13.2) วิเคราะห์การใช้ความถี่สวิตช์ซึ่ง

1) การเพิ่มความถี่สวิตช์ซึ่ง กระแสฮาร์โมนิคจะลดลงเพราะการเพิ่มความถี่สวิตช์ซึ่งนั้น ทำให้ค่าโวลเทจฮาร์โมนิคมีค่าลดลง

$$I_n = V_n / h(L_{1s} + L_{1r})$$

ค่าสูญเสียของมอเตอร์จะลดลงเนื่องจาก

$$P_{cu} = \Sigma (R_s + R_r) I_n^2$$

แต่ค่าสูญเสียในแกนเหล็ก (core loss) จะมีค่ามากขึ้นเมื่อค่าความถี่สวิตช์ซึ่งมีค่าสูงขึ้น ดังสมการ

$$P_c = K_c (B_{max} * f * T)^2 \quad T : \text{ความหนาของแกนเหล็ก}$$

$$P_h = K_h (f * B_{max})^n \quad n = 1.5 - 2.5$$

2) ค่าสูญเสียสแตตอรีโพล ประกอบด้วยค่าสูญเสียจากกระแสที่ไม่เป็น sine และ ค่าสูญเสียจากแกนเหล็กที่เกิดจากค่าฟลักซ์บิดเบี้ยว ซึ่งค่าสูญเสียที่เพิ่มจากค่าสูญเสียตามปกติ ซึ่งค่าความสูญเสียนี้มีค่ามากขึ้นเมื่อความถี่มากขึ้น จากการทดลองที่ความถี่สูงขึ้นรูปคลื่นของกระแสจะบิดเบี้ยวไปจากรูป sine

ดังนั้น โดยรวมแล้วเมื่อค่าความถี่สวิตช์ซึ่งสูงขึ้น ค่าความสูญเสียจะเพิ่มขึ้น ทำให้ค่าประสิทธิภาพลดลง แต่จากการทดลองจะเห็นว่าประสิทธิภาพของไดร์ฟมีค่าเพิ่มขึ้นเมื่อความถี่สวิตช์ซึ่งมีค่าเพิ่มขึ้น เนื่องจากความถี่สวิตช์ซึ่งสูงจะมีกระแสกระชาก (surge) จากรูป 13.25 และ 13.26 ทำให้เครื่องมือวัดกระแสผิดผลาดเพราะได้วัดกระแสกระชากเข้าไปด้วย สังเกตว่ากระแสอินพุทจะมีค่าคงที่ไม่่ว่าความถี่สวิตช์ซึ่งจะมีค่าเป็นเท่าไร แต่ประสิทธิภาพของมอเตอร์จะมีค่าสูงสุดที่ความถี่สวิตช์ซึ่งเท่ากับ 5.9 kHz ดังเหตุผลที่อธิบายข้างต้น ที่ความถี่สวิตช์ซึ่งสูงจะสามารถลดเสียงรบกวนจากมอเตอร์ได้ แต่ที่ความถี่สวิตช์ซึ่งต่ำจะรับทอร์คได้เพิ่มขึ้นเนื่องจากกระแสเป็นรูปไซน์มากกว่า (ไม่มี surge)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับการทดลองนี้จะทำการทดสอบที่ค่าความถี่สวิทซ์ซึ่ง 2.9 kHz , 5.9 kHz และ 11.7 kHz ซึ่งสามารถเลือกได้จากตัวเลือกในตัวเครื่องที่ทำการทดสอบนี้ ส่วนค่า 8.8 kHz ที่มีให้เลือกด้วยนี้ไม่ใช้เนื่องจากข้อมูลที่ทำมาเพียงพอที่จะสามารถเปรียบเทียบได้แล้ว และได้ทำการทดลองทุกๆความถี่ที่ใช้งาน โดยเพิ่มทีละ 10 Hz จนถึง 60 Hz ในแต่ละความถี่สวิทซ์ซึ่ง สำหรับการทดลองนี้จะใช้ค่า $\cos\phi$ จากอุปกรณ์การวัด 2 ชนิด คือ วัดจากสโคปและวัดจาก $\cos\phi$ meter ใช้ค่า $\cos\phi$ จากสโคปมาคำนวณค่ากำลังป้อนให้มอเตอร์ เพราะมีความถูกต้องมากกว่า แต่ใช้ $\cos\phi$ meter มาคำนวณหาประสิทธิภาพของไดร์ฟ เนื่องจากต้องการเปรียบเทียบอินพุตและเอาต์พุตของไดร์ฟ เพราะสโคปมีใช้เพียง 1 ตัวเท่านั้น จึงไม่สามารถวัดค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์ได้ในเวลาเดียวกัน

2H 01

Switching frequency = 2.9 kHz 20 Hz

W1	W2	Ii/p	Vi/p	p.f.i./p	Io/p	Vo/p	p.f.o/p1	phi	o/p	p.f.o/p2	rpm.	Pi/p-DRV.	Po/p-DRV.	EFF. DRV.	TORQUE	Po/p-M	EFF. MOTOR
0.000	0.000	1.250	390.000	0.958	5.300	120.000	0.940	76.000	0.241	599.000	808.887	1035.459	128.010	0.000	0.000	0.000	0.000
5.000	1.500	2.330	385.000	0.898	5.400	125.000	0.930	65.000	0.422	592.000	1395.214	1087.263	77.928	4.807	298.119	60.397	60.397
10.000	3.000	3.210	385.000	0.992	5.990	120.000	0.950	55.000	0.573	586.000	2123.368	1182.714	55.700	9.614	590.196	82.697	82.697
15.000	4.400	4.060	385.000	0.994	6.790	120.000	0.960	46.000	0.694	580.000	2691.045	1354.784	50.344	14.558	884.574	90.263	90.263
20.000	5.500	4.820	385.000	0.995	7.770	120.000	0.965	41.000	0.755	575.000	3198.002	1558.395	48.730	19.914	1199.600	98.450	98.450
25.000	7.000	5.550	385.000	0.995	8.900	120.000	0.975	40.000	0.766	569.000	3682.347	1803.532	48.978	24.721	1473.619	104.019	104.019
30.000	8.250	6.190	385.000	0.996	9.670	110.000	0.985	34.000	0.829	565.000	4111.105	1814.693	44.141	29.871	1768.105	115.781	115.781
35.000	9.500	6.760	385.000	0.997	10.730	110.000	0.990	27.000	0.891	561.000	4494.180	2023.837	45.032	35.022	2058.275	113.012	113.012

Switching frequency = 2.9 kHz 30 Hz

W1	W2	Ii/p	Vi/p	p.f.i/p	Io/p	Vo/p	p.f.o/p1	phi o/p	p.f.o/p2	rpm.	Pi/p-DRV	Po/p-DRV	EFF.DRV.	TORQUE	Po/p-H	EFF.MOTOR
0.000	0.000	1.480	380.000	0.983	5.140	218.000	0.860	75.000	0.258	899.000	957.517	1669.037	174.309	0.000	0.000	0.000
5.000	1.000	2.950	380.000	0.990	5.520	220.000	0.870	62.000	0.469	894.000	1922.156	1829.906	95.201	5.494	514.515	52.148
10.000	2.300	4.050	380.000	0.993	6.220	220.000	0.880	50.000	0.643	889.000	2646.889	2085.661	78.797	10.575	984.902	64.676
15.000	3.500	5.060	380.000	0.995	7.190	223.000	0.900	45.000	0.707	883.000	3313.638	2499.333	75.426	15.794	1461.029	74.427
20.000	4.600	6.000	380.000	0.996	8.280	225.000	0.915	39.000	0.777	878.000	3933.164	2952.445	75.065	21.150	1945.430	77.598
25.000	6.500	6.850	380.000	0.996	9.270	225.000	0.930	38.000	0.788	873.000	4490.362	3359.643	74.819	25.408	2323.734	81.646
30.000	8.000	7.580	380.000	0.997	10.260	230.000	0.935	31.000	0.857	869.000	4973.886	3821.507	76.831	30.215	2750.698	78.526

Switching frequency = 2.9 kHz 40 Hz

W1	W2	Ii/p	Vi/p	p.f.i/p	Io/p	Vo/p	p.f.o/p1	phi o/p	p.f.o/p2	rpm.	Pi/p-DRV	Po/p-DRV	EFF.DRV.	TORQUE	Po/p-H	EFF.MOTOR
0.000	0.000	1.870	385.000	0.987	5.330	295.000	0.750	74.000	0.275	1199.000	1230.743	2042.483	165.955	0.000	0.000	0.000
5.000	0.800	3.580	385.000	0.992	5.740	295.000	0.770	60.000	0.500	1192.000	2368.118	2258.253	95.361	5.768	720.321	49.158
10.000	2.000	4.820	385.000	0.994	6.350	295.000	0.800	56.000	0.559	1188.000	3194.788	2595.575	81.244	10.987	1367.436	75.415
15.000	3.500	6.110	385.000	0.995	7.200	295.000	0.840	45.000	0.707	1184.000	4067.169	3090.165	75.978	15.794	1959.070	75.336
20.000	4.500	7.040	385.000	0.995	8.390	296.000	0.860	40.000	0.766	1175.000	4670.941	3699.134	79.195	21.288	2620.415	79.546
25.000	5.500	8.470	385.000	0.995	9.400	300.000	0.880	35.000	0.819	1169.000	5619.726	4298.131	76.483	26.781	3279.817	81.990
30.000	7.000	9.250	385.000	1.000	10.630	300.000	0.885	29.000	0.875	1163.000	6168.085	4888.163	79.249	31.588	3848.646	79.677

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Switching frequency = 2.9 kHz

50 Hz

W1	W2	Ii/p	Vi/p	p.f.i/p	Io/p	Vo/p	p.f.o/p1	phi o/p	p.f.o/p2	rpm.	Pi/p-DRV.Po/p-DRV.EFF.DRV.	TORQUE	Po/p-H	EFF.MOTOR
0.000	0.000	1.870	390.000	0.985	5.110	350.000	0.600	75.000	0.258	1498.000	1244.200	1858.609	149.382	0.000
5.000	0.100	3.650	390.000	0.990	5.580	350.000	0.650	60.000	0.500	1492.000	2440.847	2198.687	90.079	6.730
10.000	0.800	5.350	390.000	0.994	6.620	350.000	0.700	43.000	0.731	1486.000	3592.135	2809.131	78.202	12.635
15.000	1.400	6.790	390.000	0.997	7.220	350.000	0.740	41.000	0.755	1480.000	4572.750	3238.805	70.828	18.678
20.000	2.000	7.190	390.000	0.998	7.960	350.000	0.770	41.000	0.755	1475.000	4846.988	3715.521	76.656	24.721
25.000	2.600	9.100	390.000	0.998	9.050	350.000	0.820	37.000	0.798	1469.000	6134.574	4498.610	73.332	30.764
30.000	3.000	10.300	390.000	1.000	10.150	350.000	0.820	30.000	0.866	1463.000	6957.444	5045.403	72.518	37.082

Switching frequency = 2.9 kHz

60 Hz

W1	W2	Ii/p	Vi/p	p.f.i/p	Io/p	Vo/p	p.f.o/p1	phi o/p	p.f.o/p2	rpm.	Pi/p-DRV.Po/p-DRV.EFF.DRV.	TORQUE	Po/p-H	EFF.MOTOR
0.000	0.000	2.000	390.000	0.988	4.500	370.000	0.550	83.000	0.121	1798.000	1334.748	1586.079	118.830	0.000
5.000	0.100	4.100	390.000	0.992	5.140	370.000	0.650	52.000	0.615	1789.000	2747.312	2141.046	77.932	6.730
10.000	0.700	5.920	390.000	0.995	5.950	370.000	0.740	44.000	0.719	1780.000	3978.847	2821.619	70.915	12.773
15.000	1.400	7.580	390.000	0.960	7.230	370.000	0.800	30.000	0.866	1770.000	4915.333	3706.619	75.409	18.678
20.000	2.000	9.090	390.000	0.999	8.500	370.000	0.840	28.000	0.883	1762.000	6133.973	4575.598	74.594	24.721
25.000	2.500	10.500	390.000	1.000	9.960	370.000	0.860	24.000	0.913	1753.000	7092.540	5489.179	77.394	30.902

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Switching frequency = 5.9 kHz 10 Hz

W1	W2	Ii/p	Vi/p	p.f.i/p	Io/p	Vo/p	p.f.o/p1	phi o/p	p.f.o/p2	rpm.	Pi/p-DRV	Po/p-DRV	EFF.DRV.	TORQUE	Po/p-M	EFF.MOTOR
0.000	0.000	0.780	390.000	0.965	4.400	110.000	0.990	69.000	0.358	299.000	508.434	829.905	163.228	0.000	0.000	0.000
5.000	0.800	1.120	390.000	0.975	4.200	110.000	0.990	54.000	0.587	294.000	737.624	792.182	107.396	5.768	177.663	37.793
10.000	1.600	1.570	390.000	0.980	4.550	110.000	0.993	46.000	0.694	288.000	1039.294	860.798	82.825	11.537	348.074	57.822
15.000	2.400	2.070	390.000	0.985	5.320	110.000	0.995	40.000	0.766	280.000	1377.270	1008.499	73.224	17.305	507.609	65.392
20.000	3.200	2.470	390.000	0.989	6.020	110.000	0.996	32.000	0.848	274.000	1650.083	1142.343	69.229	23.073	662.308	68.103
25.000	4.000	2.960	390.000	0.990	7.060	110.000	0.998	29.000	0.875	266.000	1979.427	1342.381	67.817	28.841	803.714	68.326
30.000	4.500	3.430	390.000	0.992	8.360	110.000	0.999	28.000	0.883	250.000	2298.361	1591.154	69.230	35.022	917.235	65.230
35.000	5.000	3.900	390.000	0.992	9.450	110.000	1.000	25.000	0.906	249.000	2613.297	1800.414	68.894	41.202	1074.784	65.873
39.000	5.400	4.240	390.000	0.993	10.350	110.000	0.999	18.000	0.951	240.000	2843.987	1969.910	69.266	46.146	1160.248	61.870

Switching frequency = 5.9 kHz 20 Hz

W1	W2	Ii/p	Vi/p	p.f.i/p	Io/p	Vo/p	p.f.o/p1	phi o/p	p.f.o/p2	rpm.	Pi/p-DRV	Po/p-DRV	EFF.DRV.	TORQUE	Po/p-M	EFF.MOTOR
0.000	0.000	1.110	390.000	0.975	5.200	180.000	0.940	78.000	0.207	598.000	731.038	1523.883	208.455	0.000	0.000	0.000
5.000	0.600	1.930	390.000	0.983	5.430	180.000	0.945	60.000	0.500	593.000	1281.514	1599.750	124.833	6.043	375.412	44.385
10.000	1.500	2.750	390.000	0.990	5.850	180.000	0.950	56.000	0.559	588.000	1838.994	1732.606	94.215	11.674	719.112	70.552
15.000	2.300	3.440	390.000	0.992	6.500	180.000	0.960	54.000	0.587	583.000	2305.062	1945.382	84.396	17.442	1065.302	89.484
20.000	3.100	3.910	390.000	0.993	7.030	180.000	0.965	40.000	0.766	579.000	2622.639	2114.964	80.643	23.210	1407.880	83.876
25.000	3.800	4.600	390.000	0.994	7.970	180.000	0.970	35.000	0.819	573.000	3088.565	2410.185	78.036	29.116	1747.797	85.886
30.000	4.400	5.710	390.000	0.995	8.400	180.000	0.975	25.000	0.906	569.000	3837.706	2553.314	66.532	35.159	2095.814	88.311
35.000	5.000	5.730	390.000	0.995	9.450	180.000	0.980	33.000	0.839	566.000	3851.148	2887.209	74.970	41.202	2443.082	98.892
39.000	5.200	5.910	390.000	0.995	10.200	180.000	0.985	34.000	0.829	563.000	3972.126	3132.253	78.856	46.421	2737.950	103.873

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Switching frequency = 5.9 kHz 30 Hz

W1	W2	Ii/p	Vi/p	p.f.i/p	Io/p	Vo/p	p.f.o/p1	phi o/p	p.f.o/p2	rpm.	Pi/p-DRV	Po/p-DRV	EFF.DRV.	TORQUE	Po/p-H	EFF.MOTOR
0.000	0.000	1.400	390.000	0.980	5.510	240.000	0.860	70.000	0.342	899.000	926.759	1969.741	212.541	0.000	0.000	0.000
5.000	0.500	2.590	390.000	0.990	5.610	240.000	0.870	61.000	0.484	893.000	1731.998	2028.809	117.137	6.180	578.182	51.181
10.000	1.300	3.610	390.000	0.992	6.110	240.000	0.890	53.000	0.602	888.000	2418.975	2260.426	93.446	11.949	1111.559	72.759
15.000	2.200	4.510	390.000	0.994	6.860	240.000	0.900	48.000	0.669	883.000	3028.136	2566.408	84.752	17.580	1626.189	85.259
20.000	2.800	5.360	390.000	0.994	7.880	240.000	0.915	45.000	0.707	878.000	3598.849	2997.136	83.280	23.622	2172.818	93.841
25.000	3.400	6.090	390.000	0.995	8.450	240.000	0.925	45.000	0.707	875.000	4093.105	3249.039	79.379	29.665	2719.332	109.521
30.000	4.000	6.850	390.000	0.996	9.240	240.000	0.930	32.000	0.848	870.000	4608.530	3572.021	77.509	35.708	3254.566	99.932
35.000	4.500	7.460	390.000	0.996	10.380	240.000	0.935	35.000	0.819	865.000	5018.924	4034.299	80.382	41.889	3795.914	107.416

Switching frequency = 5.9 kHz 40 Hz

W1	W2	Ii/p	Vi/p	p.f.i/p	Io/p	Vo/p	p.f.o/p1	phi o/p1	p.f.o/p2	rpm.	Pi/p-DRV	Po/p-DRV	EFF.DRV.	TORQUE	Po/p-H	EFF.MOTOR
0.000	0.000	1.680	390.000	0.983	5.430	310.000	0.740	78.000	0.207	1198.000	1115.515	2157.452	193.404	0.000	0.000	0.000
5.000	0.400	3.210	390.000	0.991	5.690	310.000	0.760	62.000	0.469	1192.000	2148.776	2321.857	108.055	6.318	788.923	55.050
10.000	1.300	4.500	390.000	0.993	6.220	310.000	0.800	45.000	0.707	1188.000	3018.382	2671.714	88.515	11.949	1487.086	62.992
15.000	2.000	5.560	390.000	0.994	7.000	310.000	0.830	45.000	0.707	1182.000	3733.135	3119.505	83.563	17.854	2210.860	83.216
20.000	2.800	6.560	390.000	0.995	7.850	310.000	0.850	40.000	0.766	1178.000	4408.993	3582.599	81.257	23.622	2915.239	90.312
25.000	3.200	7.640	390.000	0.997	8.810	310.000	0.870	36.000	0.809	1171.000	5145.185	4115.331	79.984	29.940	3672.940	95.995
30.000	3.800	8.480	390.000	0.999	9.930	310.000	0.880	35.000	0.819	1166.000	5722.342	4691.822	81.991	35.983	4395.419	100.659
35.000	4.200	9.200	390.000	1.000	10.690	310.000	0.880	32.000	0.848	1163.000	6214.416	5050.914	81.277	42.301	5153.839	105.897

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Switching frequency = 5.9 kHz 40 Hz

W1	W2	Ii/p	Vi/p	p.f.i/p	Io/p	Vo/p	p.f.o/p1	phi o/p	p.f.o/p2	rpm.	Pi/p-DRV	Po/p-DRV	EFF.DRV.	TORQUE	Po/p-M	EFF.MOTOR
0.000	0.000	1.660	390.000	0.983	5.430	310.000	0.740	78.000	0.207	1198.000	1115.515	2157.452	193.404	0.000	0.000	0.000
5.000	0.400	3.210	390.000	0.991	5.690	310.000	0.760	62.000	0.469	1192.000	2148.776	2321.857	108.055	6.318	788.923	55.050
10.000	1.300	4.500	390.000	0.993	6.220	310.000	0.800	45.000	0.707	1188.000	3018.382	2671.714	88.515	11.949	1487.086	62.992
15.000	2.000	5.560	390.000	0.994	7.000	310.000	0.830	45.000	0.707	1182.000	3733.135	3119.505	83.563	17.854	2210.860	83.216
20.000	2.800	6.560	390.000	0.995	7.850	310.000	0.850	40.000	0.766	1178.000	4408.993	3582.599	81.257	23.622	2915.239	90.312
25.000	3.200	7.640	390.000	0.997	8.810	310.000	0.870	36.000	0.809	1171.000	5145.185	4115.331	79.984	29.940	3672.940	95.995
30.000	3.800	8.480	390.000	0.999	9.930	310.000	0.880	35.000	0.819	1166.000	5722.342	4691.822	81.991	35.983	4395.419	100.659
35.000	4.200	9.200	390.000	1.000	10.690	310.000	0.880	32.000	0.848	1163.000	6214.416	5050.914	81.277	42.301	5153.839	105.897

Switching frequency = 5.9 kHz 50 Hz

W1	W2	Ii/p	Vi/p	p.f.i/p	Io/p	Vo/p	p.f.o/p1	phi o/p	p.f.o/p2	rpm.	Pi/p-DRV	Po/p-DRV	EFF.DRV.	TORQUE	Po/p-M	EFF.MOTOR
0.000	0.000	1.860	390.000	0.988	5.270	360.000	0.600	82.000	0.139	1499.000	1241.316	1971.570	158.829	0.000	0.000	0.000
5.000	0.100	3.720	390.000	0.992	5.740	360.000	0.640	56.000	0.559	1493.000	2492.683	2290.563	91.891	6.730	1052.583	52.624
10.000	0.700	5.350	390.000	0.995	6.550	360.000	0.700	46.000	0.694	1487.000	3595.749	2858.839	79.506	12.773	1989.731	70.158
15.000	1.400	6.650	390.000	0.995	7.150	360.000	0.730	42.000	0.743	1482.000	4469.482	3254.463	72.815	18.678	2899.930	87.553
20.000	2.100	8.300	390.000	0.996	8.250	360.000	0.770	37.000	0.798	1476.000	5584.058	3960.911	70.932	24.584	3801.367	92.549
25.000	2.600	9.210	390.000	0.999	9.200	360.000	0.800	37.000	0.798	1470.000	6214.950	4589.107	73.840	30.764	4737.681	103.434
30.000	3.000	10.300	390.000	0.999	10.250	360.000	0.820	32.000	0.848	1466.000	6950.487	5240.686	75.400	37.082	5695.058	105.091

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Switching frequency = 5.9 kHz 60 Hz

W1	W2	Ii/p	Vi/p	p.f.i/p	Io/p	Vo/p	p.f.o/p1	phi o/p	p.f.o/p2	rpm.	Pi/p-DRV	Po/p-DRV	EFF.DRV.	TORQUE	Po/p-M	EFF.MOTOR
0.000	0.000	2.110	390.000	0.987	4.490	390.000	0.550	69.000	0.358	1798.000	1406.734	1668.098	118.579	0.000	0.000	0.000
5.000	0.500	4.320	390.000	0.992	5.060	380.000	0.640	56.000	0.559	1791.000	2894.729	2131.385	73.630	6.180	1159.601	62.304
10.000	0.700	6.250	390.000	0.994	6.060	380.000	0.730	46.000	0.694	1782.000	4196.420	2911.568	69.382	12.773	2384.466	86.092
15.000	1.200	7.930	390.000	0.995	7.290	380.000	0.795	40.000	0.766	1772.000	5329.774	3814.399	71.568	18.953	3518.384	95.749
20.000	2.000	9.200	385.000	0.999	8.690	370.000	0.830	34.000	0.829	1763.000	6128.609	4622.187	75.420	24.721	4565.888	98.913
25.000	2.300	10.540	385.000	0.999	10.120	370.000	0.860	34.000	0.829	1754.000	7021.255	5577.359	79.435	31.176	5728.697	106.567

Switching frequency = 11.7 kHz 10 Hz

W1	W2	Ii/p	Vi/p	p.f.i/p	Io/p	Vo/p	p.f.o/p1	phi o/p	p.f.o/p2	rpm.	Pi/p-DRV	Po/p-DRV	EFF.DRV.	TORQUE	Po/p-M	EFF.MOTOR
0.000	0.000	0.800	390.000	0.970	4.070	140.000	0.989	85.000	0.087	298.000	524.172	976.038	186.205	0.000	0.000	0.000
5.000	0.200	1.210	390.000	0.970	4.030	140.000	0.990	60.000	0.500	288.000	792.811	967.422	122.024	6.592	198.900	40.738
10.000	0.800	1.730	390.000	0.985	4.660	140.000	0.992	54.000	0.587	281.000	1151.052	1120.917	97.382	12.635	371.959	56.033
15.000	1.200	2.300	390.000	0.990	5.910	130.000	0.993	35.000	0.819	266.000	1538.068	1321.381	85.912	18.953	528.155	48.461
20.000	1.600	3.100	390.000	0.991	7.460	130.000	0.994	25.000	0.906	250.000	2075.142	1669.615	80.458	25.271	661.848	43.480
25.000	2.100	3.780	390.000	0.992	9.460	130.000	0.995	20.000	0.940	226.000	2532.888	2119.364	83.674	31.451	744.637	37.205
30.000	2.600	4.680	390.000	0.994	11.800	130.000	0.996	20.000	0.940	198.000	3142.279	2646.260	84.215	37.631	780.578	31.267

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Switching frequency = 11.7 kHz 20 Hz

W1	W2	Ii/p	Vi/p	p.f.i/p	Io/p	Vo/p	p.f.o/p1	phi o/p	p.f.o/p2	rpm.	Pi/p-DRV	Po/p-DRV	EFF.DRV.	TORQUE	Po/p-M	EFF.MOTOR
0.000	0.000	1.170	390.000	0.978	5.000	205.000	0.940	74.000	0.275	598.000	772.925	1668.782	215.905	0.000	0.000	0.000
5.000	0.100	2.090	390.000	0.988	5.200	205.000	0.945	63.000	0.454	592.000	1394.812	1744.765	125.090	6.730	417.367	49.836
10.000	0.600	2.910	390.000	0.992	5.890	205.000	0.950	53.000	0.602	585.000	1949.922	1986.738	101.888	12.910	791.196	62.895
15.000	1.200	3.670	390.000	0.994	6.600	204.000	0.960	51.000	0.629	580.000	2464.138	2238.686	90.851	18.953	1151.616	78.507
20.000	1.700	4.410	390.000	0.995	7.570	202.000	0.965	36.000	0.809	573.000	2963.972	2555.774	86.228	25.133	1508.711	70.426
25.000	2.100	5.030	390.000	0.996	8.430	202.000	0.970	32.000	0.848	567.000	3384.074	2860.873	84.539	31.451	1868.181	74.702
30.000	3.600	5.630	390.000	0.996	9.650	202.000	0.980	25.000	0.906	561.000	3787.741	3308.664	87.352	36.258	2130.920	69.647
35.000	2.900	6.150	390.000	0.997	10.420	202.000	0.985	18.000	0.951	556.000	4141.739	3590.899	86.700	44.086	2567.913	74.067

Switching frequency = 11.7 kHz 30 Hz

W1	W2	Ii/p	Vi/p	p.f.i/p	Io/p	Vo/p	p.f.o/p1	phi o/p	p.f.o/p2	rpm.	Pi/p-DRV	Po/p-DRV	EFF.DRV.	TORQUE	Po/p-M	EFF.MOTOR
0.000	0.000	1.510	390.000	0.985	5.600	270.000	0.855	63.000	0.454	899.000	1004.675	2239.060	222.864	0.000	0.000	0.000
5.000	0.200	2.750	390.000	0.992	5.650	270.000	0.865	61.000	0.484	895.000	1842.709	2285.474	124.028	6.592	618.108	48.291
10.000	1.000	3.930	390.000	0.994	6.320	270.000	0.885	55.000	0.573	886.000	2638.709	2615.604	99.124	12.361	1147.299	67.717
15.000	1.600	4.870	390.000	0.995	7.020	270.000	0.900	40.000	0.766	882.000	3273.140	2954.550	90.267	18.404	1700.489	67.635
20.000	2.100	5.610	390.000	0.997	7.880	270.000	0.915	41.000	0.755	876.000	3778.074	3371.778	89.246	24.584	2256.096	81.143
25.000	2.600	6.410	390.000	0.997	8.830	270.000	0.920	37.000	0.798	872.000	4316.837	3798.920	88.002	30.764	2810.379	85.237
30.000	3.300	7.270	390.000	0.998	9.980	270.000	0.930	30.000	0.866	866.000	4900.918	4340.354	88.562	36.670	3326.822	82.321
35.000	3.600	8.090	390.000	0.999	11.040	270.000	0.935	25.000	0.906	860.000	5459.169	4827.167	88.423	43.125	3885.336	83.044

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Switching frequency = 11.7 kHz 40 Hz

W1	W2	Ii/p	Vi/p	P.f.i/p	Io/p	Vo/p	P.f.o/p1	phi o/p	P.f.o/p2	rpm.	Pi/p-DRV	Po/p-DRV	EFF.DRV.	TORQUE	Po/p-H	EFF.MOTOR
0.000	0.000	1.780	390.000	0.990	5.520	335.000	0.740	78.000	0.207	1198.000	1190.331	2370.083	199.111	0.000	0.000	0.000
5.000	0.100	3.310	390.000	0.994	5.790	335.000	0.760	61.000	0.484	1192.000	2222.424	2553.200	114.884	6.730	840.374	51.638
10.000	0.800	4.620	390.000	0.996	6.240	335.000	0.800	58.000	0.530	1186.000	3108.235	2896.458	93.187	12.635	1569.903	81.878
15.000	1.400	5.790	390.000	0.997	7.160	330.000	0.830	50.000	0.643	1180.000	3899.296	3396.667	87.110	18.678	2308.986	87.813
20.000	2.000	6.780	390.000	0.998	8.120	330.000	0.860	39.000	0.777	1175.000	4570.595	3991.318	87.326	24.721	3043.062	84.389
25.000	2.600	7.700	390.000	0.999	8.940	330.000	0.870	35.000	0.819	1170.000	5195.995	4445.479	85.556	30.764	3770.807	90.104
30.000	3.100	8.480	390.000	1.000	10.040	330.000	0.880	30.000	0.866	1165.000	5728.070	5049.847	88.160	36.944	4508.983	90.741
35.000	3.400	9.460	390.000	0.999	11.080	330.000	0.889	29.000	0.875	1160.000	6383.651	5629.935	88.193	43.399	5274.065	95.230

Switching frequency = 11.7 kHz 50 Hz

W1	W2	Ii/p	Vi/p	P.f.i/p	Io/p	Vo/p	P.f.o/p1	phi o/p	P.f.o/p2	rpm.	Pi/p-DRV	Po/p-DRV	EFF.DRV.	TORQUE	Po/p-H	EFF.MOTOR
0.000	0.000	2.240	390.000	0.990	6.800	390.000	0.550	69.000	0.358	1498.000	1497.944	2526.295	168.651	0.000	0.000	0.000
5.000	0.100	3.910	390.000	0.992	6.360	390.000	0.600	57.000	0.544	1492.000	2619.998	2577.632	98.383	6.730	1051.878	44.984
10.000	0.800	5.460	390.000	0.993	7.710	390.000	0.600	54.000	0.587	1488.000	3662.304	3124.770	85.323	12.635	1969.660	64.377
15.000	1.400	6.810	390.000	0.995	8.010	390.000	0.680	40.000	0.766	1480.000	4577.019	3679.204	80.384	18.678	2896.017	69.888
20.000	2.000	8.100	390.000	0.999	8.680	390.000	0.740	40.000	0.766	1476.000	5465.917	4338.743	79.378	24.721	3822.604	85.129
25.000	2.600	9.100	390.000	1.000	9.790	390.000	0.770	40.000	0.766	1473.000	6146.868	5091.971	82.838	30.764	4747.349	93.736
30.000	3.000	9.790	390.000	1.000	10.480	390.000	0.800	37.000	0.798	1467.000	6612.949	5663.224	85.638	37.082	5698.943	100.822

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

13.3) วิเคราะห์การเริ่มสตาร์ท

ในจุดที่เริ่มป้อนความถี่เพื่อสตาร์ทให้มอเตอร์เหนี่ยวนำทำงาน ตรงนั้นโรเตอร์จะยังหยุดนิ่งอยู่ ดังนั้นความถี่ที่เหนี่ยวนำที่วงจรวโรเตอร์จะเท่ากับความถี่ที่ป้อนเข้ามา จาก

$$I_r = K * f_{s1}$$

$$f_{s1} = s * f1$$

$$I_r = K * f1 \quad (s = 1)$$

เมื่อ f_{s1} คือความถี่ที่เหนี่ยวนำในโรเตอร์

$f1$ คือความถี่ที่ป้อนให้มอเตอร์

กระแสในตัวโรเตอร์จะทนได้ที่จุดๆหนึ่ง ดังนั้นค่าความถี่ที่เหนี่ยวนำในตัวโรเตอร์จะทนได้ที่จุดๆหนึ่ง โดยทั่วไปประมาณ 150 เปอร์เซ็นต์ของโหลดที่พิกัด เราสามารถหาได้ดังนี้

จากการทดสอบเครื่องจักรตัวนี้ ค่าความเร็วที่ตกลงไปมากที่สุดที่โหลดที่พิกัด คือ 1460 rpm. ที่ 50 Hz

$$\begin{aligned} \text{slip} &= (1500 - 1460) / 1500 \\ &= 0.0267 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{ดังนั้น } f_{s1}(\text{rated}) &= 0.0267 * 50 \text{ Hz} \\ &= 1.33 \text{ Hz} \end{aligned}$$

หากต้องการป้อนความถี่เพื่อเริ่มสตาร์ทมอเตอร์ที่ค่าทอร์คและกระแส 150 เปอร์เซ็นต์ จะต้องป้อนความถี่เท่ากับ

$$\begin{aligned} f &= 1.5 * 1.33 \\ &= 2 \text{ Hz} \end{aligned}$$

ในการเริ่มสตาร์ทมอเตอร์นั้นควรจะสตาร์ทที่ความถี่ต่ำที่สุดเท่าที่จะทำได้ เพราะขณะทำการสตาร์ท ตัวโรเตอร์จะหยุดนิ่ง ค่า X_r ที่โรเตอร์ = $\omega s * L_r$

จากรูป มุม ϕ_r เป็นมุมที่กระแสโรเตอร์ตามหลัง (lag) ค่า $E_{m\phi}$ จะมีค่าดังนี้

$$\begin{aligned}\tan \phi_r &= X_r / R_r \\ &= (w_m * L_r) / R_r\end{aligned}$$

และจากสมการ

$$T_{em} = K * \phi_{m\phi} * I_r * \cos \phi_r$$

หากค่า $\cos \phi_r$ มีค่าต่ำ จะทำให้ค่าทอร์กต่อกระแส 1 หน่วย มีค่าต่ำตามไปด้วย ซึ่งค่า $\cos \phi_r$ ที่ต่ำนี้เป็นผลจากการป้อนค่าความถี่มากเกินไป ทำให้ค่า $\tan \phi_r$ มีค่ามาก และ ϕ_r มีค่ามากตามไปด้วย เมื่อมอเตอร์หมุนไปได้แล้วค่า $\tan \phi_r$ นี้จะไม่ขึ้นกับความถี่

ผลการทดลอง ที่โวลเทจบูส = 0%

f	Im	V	w1	w2	torque	torque/amp.
1.5	(มอเตอร์ ไม่สามารถสตาร์ทได้)					-
2.0	0.6	15	2	0	2.55	4.25
3.0	2.5	22	6	1.6	5.61	2.24
4.0	6.5	33	13	2.4	13.51	2.07
5.0	10.0	44	17	3.2	17.59	1.76

ผลการทดลอง ที่โวลเทจบูส = 3.1%

f	Im	V	w1	w2	torque	torque/amp.
1	3.5	22	15	4.0	14.0	4.00
1.5	4.0	24	18	4.4	17.3	4.30
2.0	4.5	28	19	4.8	18.1	4.02
3.0	7.0	35	23	5.2	22.7	3.24
4.0	(ไม่มีโหลดเพียงพอ)					

13.4) การวิเคราะห์การควบคุมการทำงานโดยใช้แรงบิด (Torque Control)

1. สำหรับการควบคุมแรงบิดสามารถทำได้โดยการควบคุมกระแสและสนามแม่เหล็ก ในส่วนของกระแสวิเคราะห์จากวงจรเสมือนของมอเตอร์เหนี่ยวนำ โดยทั่วไปสามารถหาค่า I_r จาก

$$I_r = \frac{V_m}{\sqrt{(R_m + R_m/s)^2 + (X_m + X_r)^2}} \quad (\text{จากทฤษฎี})$$

เราจะเห็นว่าหากไม่มีการควบคุมไม่ทำให้ I_r เกินค่าพิกัด เมื่อสลิปมากขึ้นทำให้ I_r มากขึ้นดังนั้นทางเดียวที่จะไม่ให้ I_r มากเกินไปจะต้องทำให้ V_m ต่ำลง แต่การควบคุมแบบนี้ต้องการให้ค่าพิกัดซึ่งที่ ดังนั้นถ้าให้ V_m ต่ำลงค่าความถี่จะตกลงด้วย เราจึงสามารถควบคุมทอร์คได้จาก I_r จากสูตร

$$T_m = 3/2 (P/2) |\phi_m| |I_r| \sin \alpha \quad (\text{จากทฤษฎี})$$

เมื่อ α เป็นมุมระหว่าง ϕ_m และ I_r

2. การตั้งค่าทอร์คโดยการควบคุมกระแสจากตัวไดรฟ์ มีหลักการควบคุมดังนี้

โวลเทจระหว่างเทอร์มินอล 4 และ 7 = 10% ของกระแสโหลดเต็มพิกัด + (อัตราส่วนโวลเทจที่เทอร์มินอล x ผลต่างระหว่างกระแสโหลดเต็มพิกัด และ 10% ของกระแสเต็มพิกัด)

ในการทดลองได้ใช้ค่าโวลเทจที่เทอร์มินอลเท่ากับ 3 และ 4 โวลท์ ดังแสดง

$$\begin{aligned} \text{โวลเทจที่เทอร์มินอล 3 V} &= 1.2 + 0.3 \times (12 - 1.2) \\ &= 4.44 \text{ A} \end{aligned}$$

โวลเทจที่เทอร์มินอล 4 V = 1.2 + 0.4 x (12 - 1.2) = 5.52 A

เอกสารนี้เป็นเอกสารตัวอย่างที่ใช้สำหรับการศึกษาเท่านั้น ไม่สามารถนำไปใช้
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา = 5.52 A ถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่ากระแสที่ต้งจะเป็นกระแสที่มากกว่ากระแสกระตุ้นที่ไว้โหลด แต่จากการทดลองกระแสจะสูงกว่าที่กำหนดไว้ในบางช่วงจะสูงกว่าที่คำนวณไว้ เพราะต้องการเพื่อเอาไว้เวลาโหลดมีการใช้ทอร์คมากบางขณะ สำหรับการปรับค่าของโวลเทจที่เทอร์มินอล 4 และ 7 ปรับได้ตั้งแต่ 0 V ถึง 10 V โดย 0 V เทียบเท่ากับ 10% ของกระแสพิกัด และ 10 V จะเทียบให้กระแสออกมาเท่าพิกัด

3. การควบคุมค่า ϕ_m ทำได้โดยวิธีการปรับ MVF (Maximum Voltage Frequency) จากรูป หาก MVF มีค่ามากพลักซ์จะน้อย เนื่องจากอัตราส่วนระหว่าง V/F น้อยลง แต่หาก V/F มีค่ามากจะทำให้โวลเทจมีค่าสูงขึ้นที่ความถี่เดียวกัน เพื่อเหนี่ยวนำให้เกิดฟลักซ์ ทำให้ I_r มากขึ้นที่ทอร์คเท่ากัน แต่ค่าทอร์คสูงสุดที่รับได้จะมีค่ามากขึ้นที่ MVF น้อยลงหากมอเตอร์ยังไม่เกิดการอิ่มตัว ที่จุดนี้กระแสกระตุ้นจะเพิ่มขึ้นกว่าเดิม ดังนั้นกระแสที่ควบคุมทอร์คของมอเตอร์จะสูงกว่าเดิมด้วย เพราะกระแสต้งจะเริ่มนับจากกระแสกระตุ้น ดังสมการ

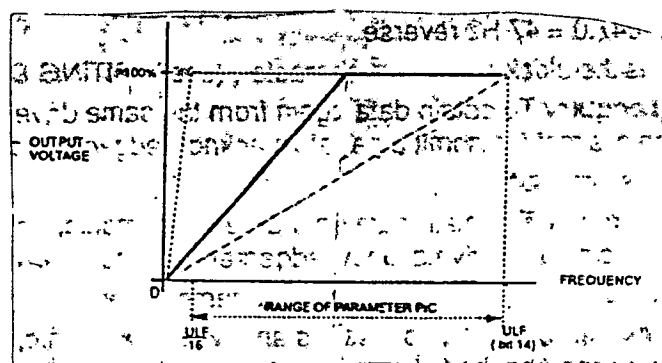
$$I_r = K \phi_m f_m$$

หาก ϕ_m มีค่ามากขึ้น Core Loss จะมีค่ามากขึ้น อาจทำให้ประสิทธิภาพลดลงได้

$$P_{eddy} = K_e (B_{max} f T)^2$$

$$P_{hyst} = K_h f (B_{max})^2$$

T = ความหนาของแผ่นเหล็ก



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ แสดงการตั้งค่า MVF อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4. ขณะใส่โหลดเข้าไปมากๆ ถึงจุดที่การควบคุมทอร์คทำงานมอเตอร์อาจจะหยุดหมุนเนื่องจากทอร์คของโหลดมีค่ามากกว่าทอร์คของมอเตอร์ที่จุดนั้น จากการทดลองจะพบว่าที่ 5 Hz มอเตอร์ไม่สามารถหมุนได้ที่กระแสประมาณ 6 A โดยที่ไม่เกิดแรงดันและความถี่ลดลงตามทฤษฎี เนื่องจากที่ความถี่ต่างๆ ค่า V/F หรือค่าฟลักซ์จะมีค่าลดลงกว่าปรกติทำให้ค่าทอร์คของโหลดมีค่าสูงกว่าค่าทอร์คสูงสุดทำให้มอเตอร์หยุดหมุนก่อนที่จะถึงค่าทอร์คที่ตั้งไว้

5. จากการทดลองจะพบว่าที่ความถี่เดียวกัน แต่ค่า MVF ที่ปรับที่ตัวไดร์ฟต่างกัน ค่าแรงดันอินพุตที่เข้าสู่ตัวมอเตอร์จะไม่เท่ากัน คือค่า MVF มีค่าสูงขึ้น ค่าแรงดันอินพุตของมอเตอร์จะมีค่าลดลงในช่วงความถี่ก่อนถึง MVF เนื่องจากตัว MVF จะเป็นตัวปรับรูปกราฟของโวลเทจ ดังรูป 13.2 ถ้า MVF ต่ำความชันของ V/F จะมีค่าสูงขึ้น ดังนั้นค่าฟลักซ์จะมีค่าสูงขึ้น แสดงว่าที่ความถี่เดียวกันแต่ฟลักซ์สูงกว่าจะทำให้แรงดันอินพุตของมอเตอร์มีค่าสูงกว่า

6. การทดลองนี้จะแสดงถึงว่าโหลดเป็นโหลดแบบทอร์คคงที่ โดยสามารถดูได้จากผลการทดลองไม่ว่าจะเป็นที่ความถี่เท่าไร MVF เท่าไรก็ตาม ค่าทอร์คที่ออกมาจะมีค่าเท่ากันที่โหลดเท่ากันเสมอ

7. ที่โหลดเท่ากัน เมื่อเปลี่ยนค่า MVF ค่าของสลิปจะมีค่ามากขึ้นหาก MVF มากขึ้น เนื่องจาก MVF มากขึ้นทำให้ฟลักซ์ลดลง รูปกราฟของแรงบิดและความเร็วจะปรับตัวลดลงดังรูป

รูปที่ 13.3 แสดงการเพิ่มของสลิปที่โหลดเท่ากันเมื่อลดฟลักซ์ลง

8. ความถี่ที่ทำงานในช่วงมากกว่าจุด MVF แล้ว การปรับ MVF ไม่มีผลต่อการทำงานของมอเตอร์ เพราะมอเตอร์ทำงานอยู่ในช่วงกำลังคงที่ ค่าโวลเทจไม่เปลี่ยนแปลง ทั่วทั้งสปีด อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TEST TORQUE CONTROL & FLUX CONTROL (MVFF)

f = 5 Hz , MVF = 45 Hz , I = 4.44 A

W1	W2	phi	Ii/p	Vi/p	Pi/p	frequency	rpm.	slip	torque	Po/p	%eff.
0.000	0.000	78.000	3.600	51.000	66.330	5.000	149.000	0.007	0.000	0.000	0.000
5.000	0.100	32.000	3.250	50.000	238.725	5.050	143.000	0.056	6.249	93.530	39.179
10.000	1.000	14.000	3.570	50.000	299.988	4.970	134.000	0.101	11.478	160.979	53.662
15.000	2.100	19.000	4.390	50.000	359.482	4.970	121.000	0.188	16.451	208.351	57.959
20.000	3.350	19.000	5.270	52.000	448.804	4.970	112.000	0.249	21.234	248.916	55.462
25.000	4.500	19.000	6.800	54.000	601.376	4.970	90.000	0.396	26.144	246.273	40.952

f = 5 Hz , MVF = 50 Hz , I = 4.44 A

W1	W2	phi	Ii/p	Vi/p	Pi/p	frequency	rpm.	slip	torque	Po/p	%eff.
0.000	0.000	70.000	3.120	48.000	88.866	5.020	149.000	0.011	0.000	0.000	0.000
5.000	0.150	40.000	2.950	46.000	180.099	5.070	143.000	0.060	6.185	92.576	51.403
10.000	1.100	37.000	3.490	45.000	217.291	4.970	134.000	0.101	11.350	159.190	73.261
15.000	2.200	30.000	4.820	48.000	347.083	5.000	121.000	0.193	16.324	206.736	59.564
20.000	3.600	16.000	6.420	50.000	534.456	4.950	112.000	0.246	20.915	245.179	45.874

f = 5 Hz , MVF = 60 Hz , I = 4.44 A

W1	W2	phi	Ii/p	Vi/p	Pi/p	frequency	rpm.	slip	torque	Po/p	%eff.
0.000	0.000	42.000	2.100	34.000	91.932	5.000	148.000	0.013	0.000	0.000	0.000
5.000	0.100	33.000	2.580	40.000	149.934	5.000	134.000	0.107	6.249	87.644	58.455
10.000	-1.100	9.000	4.180	41.000	293.179	5.000	102.000	0.320	11.350	121.174	41.331
15.000	2.800	5.000	6.870	43.000	509.705	5.000	10.000	0.933	15.559	16.285	3.195

f = 5 Hz , MVF 45 Hz , I = 5.52 A

W1	W2	phi	Ii/p	Vi/p	Pi/p	frequency	rpm.	slip	torque	Po/p	%eff.
0.000	0.000	80.000	3.460	50.000	52.240	5.050	149.000	0.017	0.000	0.000	0.000
5.000	0.050	42.000	3.190	50.000	205.365	4.970	143.000	0.041	6.313	94.485	46.008
10.000	0.850	29.000	3.490	50.000	264.377	5.050	135.000	0.109	11.669	164.883	62.366

15.000	1.900	12.000	4.220	50.000	357.474	4.950	123.000	0.172	16.706	215.079	60.166
20.000	3.150	0.000	5.180	51.000	457.560	4.950	116.000	0.219	21.489	260.903	57.020
25.000	4.300	10.000	6.250	54.000	575.678	5.000	100.000	0.333	26.399	276.306	47.997
30.000	5.500	0.000	8.390	54.000	784.700	4.310	20.000	0.845	31.245	65.406	8.335

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$f = 5 \text{ Hz}$, $MVF = 50 \text{ Hz}$, $I = 5.52 \text{ A}$

W1	W2	phi	Ii/p	Vi/p	Pi/p	frequency	rpm.	slip	torque	Po/p	%eff.
0.000	0.000	87.000	3.180	49.000	14.332	4.790	148.000	-0.030	0.000	0.000	0.000
5.000	0.100	33.000	2.880	47.000	196.658	4.920	141.000	0.045	6.249	92.222	46.895
10.000	1.100	17.000	3.400	45.000	253.429	5.050	128.000	0.155	11.350	152.062	60.002
15.000	2.600	18.000	4.670	47.000	361.569	5.000	109.000	0.273	15.814	180.413	49.897
20.000	3.500	12.000	6.190	50.000	524.352	5.000	87.000	0.420	21.042	191.613	36.543
25.000	5.400	17.000	8.350	50.000	691.545	5.000	15.000	0.900	24.996	39.244	5.675

$f = 5 \text{ Hz}$, $MVF = 60 \text{ Hz}$, $I = 5.52 \text{ A}$

W1	W2	phi	Ii/p	Vi/p	Pi/p	frequency	rpm.	slip	torque	Po/p	%eff.
0.000	0.000	54.000	2.020	40.000	82.312	5.020	148.000	0.017	0.000	0.000	0.000
5.000	0.150	30.000	2.470	40.000	148.218	5.000	134.000	0.107	6.185	86.750	58.528
10.000	1.200	13.000	4.130	41.000	285.770	5.000	101.000	0.327	11.223	118.638	41.515
13.000	3.100	1.000	6.650	43.000	495.190	5.020	10.000	0.934	12.625	13.215	2.669

$f = 25 \text{ Hz}$, $MVF = 45 \text{ Hz}$, $I = 4.44 \text{ A}$

W1	W2	phi	Ii/p	Vi/p	Pi/p	frequency	rpm.	slip	torque	Po/p	%eff.
0.000	0.000	84.000	7.140	205.000	266.867	24.980	748.000	0.002	0.000	0.000	0.000
5.000	0.500	65.000	7.380	205.000	1108.770	24.980	743.000	0.009	5.739	446.295	40.251
10.000	1.100	49.000	7.900	210.000	1886.052	24.980	739.000	0.014	11.350	877.921	46.548
15.000	2.400	50.000	8.470	213.000	2009.589	24.980	735.000	0.019	16.069	1236.171	61.514
20.000	3.600	46.000	9.190	214.000	2367.181	24.970	731.000	0.024	20.915	1600.228	67.601
25.000	5.150	37.000	7.430	100.000	1027.998	10.290	277.000	0.103	25.315	733.941	71.395

$f = 25 \text{ Hz}$, $MVF = 50 \text{ Hz}$, $I = 4.44 \text{ A}$

W1	W2	phi	Ii/p	Vi/p	Pi/p	frequency	rpm.	slip	torque	Po/p	%eff.
0.000	0.000	78.000	5.290	185.000	353.559	24.980	748.000	0.002	0.000	0.000	0.000
5.000	0.100	70.000	5.610	181.000	602.531	24.990	742.000	0.010	6.249	485.312	80.546
10.000	1.100	57.000	6.400	190.000	1147.961	24.970	736.000	0.017	11.350	874.357	76.166
15.000	2.400	52.000	7.040	193.000	1449.691	24.980	732.000	0.023	16.069	1231.126	84.923
20.000	3.650	30.000	7.760	195.000	2270.081	24.980	728.000	0.029	20.851	1588.802	69.989
25.000	4.800	7.000	7.490	105.000	1351.989	12.690	345.000	0.094	25.761	930.232	68.805

$f = 25 \text{ Hz}$, $MVF = 60 \text{ Hz}$, $I = 4.44 \text{ A}$

W1	W2	phi	Ii/p	Vi/p	Pi/p	frequency	rpm.	slip	torque	Po/p	%eff.
0.000	0.000	67.000	3.890	155.000	408.614	24.980	747.000	0.003	0.000	0.000	0.000
5.000	0.100	43.000	4.530	157.000	901.213	24.980	738.000	0.015	6.249	482.695	53.561
10.000	1.100	36.000	5.560	160.000	1246.811	24.980	731.000	0.025	11.350	868.417	69.651
15.000	2.450	28.000	6.630	164.000	1663.020	24.980	723.000	0.035	16.005	1211.164	72.829
20.000	4.050	27.000	7.150	25.000	275.885	12.720	345.000	0.096	20.341	734.515	266.240

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$f = 25 \text{ Hz}$, $MVF = 45 \text{ Hz}$, $I = 5.52 \text{ A}$

W1	W2	phi	Ii/p	Vi/p	Pi/p	frequency	rpm.	slip	torque	Po/p	%eff.
0.000	0.000	76.000	7.730	212.000	688.507	24.980	748.000	0.002	0.000	0.000	0.000
5.000	0.100	68.000	8.170	215.000	1141.379	24.980	744.000	0.007	6.249	486.620	42.634
10.000	1.150	63.000	8.680	217.000	1482.685	24.970	738.000	0.015	11.286	871.807	58.799
15.000	2.500	60.000	9.190	220.000	1752.489	24.980	736.000	0.018	15.941	1228.029	70.073
20.000	3.900	55.000	9.890	223.000	2192.512	24.980	733.000	0.022	20.532	1575.254	71.847
25.000	5.050	52.000	10.420	225.000	2501.473	24.980	730.000	0.026	25.442	1943.956	77.712
30.000	6.200	46.000	11.110	226.000	3022.210	24.990	727.000	0.030	30.352	2309.575	76.420
35.000	7.050	32.000	10.280	145.000	2189.809	15.000	424.000	0.058	35.645	1581.861	72.237

$f = 25 \text{ Hz}$, $MVF = 50 \text{ Hz}$, $I = 5.52 \text{ A}$

W1	W2	phi	Ii/p	Vi/p	Pi/p	frequency	rpm.	slip	torque	Po/p	%eff.
0.000	0.000	79.000	5.800	193.000	371.271	24.980	748.000	0.002	0.000	0.000	0.000
5.000	0.100	58.000	6.120	195.000	1096.226	24.980	742.000	0.010	6.249	485.312	44.271
10.000	1.100	57.000	6.850	197.000	1273.945	24.980	737.000	0.017	11.350	875.545	68.727
15.000	2.350	40.000	7.530	200.000	1998.737	24.990	732.000	0.024	16.133	1236.011	61.840
20.000	4.000	40.000	8.240	202.000	2209.069	24.980	728.000	0.029	20.405	1554.791	70.382
25.000	5.150	39.000	9.010	205.000	2486.855	24.970	724.000	0.034	25.315	1918.315	77.138
30.000	6.050	34.000	9.590	207.000	2851.013	24.980	722.000	0.037	30.543	2308.147	80.959
33.000	6.850	30.000	9.230	130.000	1800.073	14.970	424.000	0.056	33.349	1479.988	82.218

$f = 25 \text{ Hz}$, $MVF = 60 \text{ Hz}$, $I = 5.52 \text{ A}$

W1	W2	phi	Ii/p	Vi/p	Pi/p	frequency	rpm.	slip	torque	Po/p	%eff.
0.000	0.000	76.000	4.040	158.000	268.183	24.990	747.000	0.004	0.000	0.000	0.000
5.000	0.250	52.000	4.560	160.000	778.449	24.980	738.000	0.015	6.058	467.919	60.109
10.000	1.300	43.000	5.540	163.000	1144.265	24.970	730.000	0.025	11.095	847.740	74.086
15.000	2.500	33.000	6.530	166.000	1574.863	24.980	724.000	0.034	15.941	1208.007	76.705
20.000	4.050	27.000	7.680	168.000	1991.371	24.980	717.000	0.043	20.341	1526.513	76.656
25.000	5.400	28.000	8.710	172.000	2291.325	24.980	711.000	0.051	24.996	1860.143	81.182
26.000	5.800	27.000	8.740	90.000	1214.047	12.090	294.000	0.189	25.761	792.719	65.296

$f = 50 \text{ Hz}$, $MVF = 45 \text{ Hz}$, $I = 4.44 \text{ A}$

W1	W2	phi	Ii/p	Vi/p	Pi/p	frequency	rpm.	slip	torque	Po/p	%eff.
0.000	0.000	76.000	6.760	391.000	1110.494	50.020	1498.000	0.002	0.000	0.000	0.000
5.000	0.150	70.000	6.680	388.000	1537.964	50.030	1493.000	0.005	6.185	966.545	62.846
10.000	1.250	46.000	7.020	383.000	3236.220	50.030	1487.000	0.009	11.159	1736.760	53.666
15.000	2.650	51.000	7.490	380.000	3104.038	50.060	1482.000	0.013	15.750	2443.070	78.706
20.000	4.150	38.000	8.040	379.000	4159.962	50.030	1477.000	0.016	20.214	3124.860	75.118
25.000	4.950	47.000	9.660	370.000	4223.803	44.660	1332.000	0.006	25.570	3564.834	84.399
28.000	5.100	53.000	9.210	330.000	3169.966	40.690	1199.000	0.018	29.204	3665.012	115.617

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$f = 50 \text{ Hz}$, $MVF = 50 \text{ Hz}$, $I = 4.44 \text{ A}$

W1	W2	phi	Ii/p	Vi/p	Pi/p	frequency	rpm.	slip	torque	Po/p	%eff.
0.000	0.000	66.000	5.320	365.000	1369.730	50.010	1498.000	0.002	0.000	0.000	0.000
5.000	0.200	59.000	5.640	362.000	1822.854	50.010	1491.000	0.006	6.121	955.300	52.407
10.000	1.400	56.000	6.800	362.000	2385.865	50.040	1486.000	0.010	10.968	1705.839	71.498
15.000	2.800	41.000	7.050	365.000	3364.702	50.070	1480.000	0.015	15.559	2410.140	71.630
20.000	4.350	29.000	8.050	355.000	4329.653	48.360	1423.000	0.019	19.958	2972.624	68.657
25.000	4.900	43.000	7.950	255.000	2568.838	33.000	965.000	0.025	25.634	2589.072	100.788

$f = 50 \text{ Hz}$, $MVF = 60 \text{ Hz}$, $I = 4.44 \text{ A}$

W1	W2	phi	Ii/p	Vi/p	Pi/p	frequency	rpm.	slip	torque	Po/p	%eff.
0.000	0.000	67.000	4.100	305.000	847.453	50.000	1498.000	0.001	0.000	0.000	0.000
5.000	0.100	42.000	4.880	305.000	1916.400	50.050	1488.000	0.009	6.249	973.240	50.785
10.000	1.200	35.000	5.870	306.000	2548.978	50.030	1479.000	0.015	11.223	1737.287	68.156
15.000	2.650	34.000	6.940	310.000	3089.807	50.020	1472.000	0.019	15.750	2426.585	78.535
18.000	3.800	45.000	7.150	238.000	2084.917	35.500	1045.000	0.019	18.109	1980.730	95.003

$f = 50 \text{ Hz}$, $MVF = 45 \text{ Hz}$, $I = 5.52 \text{ A}$

W1	W2	phi	Ii/p	Vi/p	Pi/p	frequency	rpm.	slip	torque	Po/p	%eff.
0.000	0.000	67.000	6.420	387.000	1683.751	50.020	1498.000	0.002	0.000	0.000	0.000
5.000	0.100	57.000	6.570	383.000	2375.516	50.030	1493.000	0.005	6.249	976.510	41.107
10.000	1.300	55.000	7.030	380.000	2655.705	50.020	1486.000	0.010	11.095	1725.674	64.980
15.000	2.900	55.000	7.320	378.000	2750.703	50.030	1482.000	0.013	15.431	2393.615	87.018
20.000	4.150	45.000	8.090	375.000	3716.940	50.030	1476.000	0.017	20.214	3122.744	84.014
25.000	5.500	41.000	8.770	370.000	4242.931	50.010	1472.000	0.019	24.868	3831.450	90.302
30.000	6.400	32.000	9.580	365.000	5136.929	50.030	1466.000	0.023	30.097	4618.136	89.901
35.000	7.200	31.000	10.720	330.000	5252.835	34.980	1024.000	0.024	35.453	3799.842	72.339

$f = 50 \text{ Hz}$, $MVF = 50 \text{ Hz}$, $I = 5.52 \text{ A}$

W1	W2	phi	Ii/p	Vi/p	Pi/p	frequency	rpm.	slip	torque	Po/p	%eff.
0.000	0.000	70.000	5.300	368.000	1157.342	50.010	1498.000	0.002	0.000	0.000	0.000
5.000	0.200	60.000	5.590	365.000	1768.568	50.030	1491.000	0.007	6.121	955.300	54.015
10.000	1.400	61.000	6.310	366.000	1941.119	50.030	1486.000	0.010	10.968	1705.839	87.879
15.000	2.800	51.000	7.100	368.000	2849.494	50.030	1480.000	0.014	15.559	2410.140	84.581
20.000	4.100	44.000	7.950	370.000	3666.182	50.030	1476.000	0.017	20.277	3132.595	85.446
25.000	5.500	37.000	8.830	371.000	4532.504	50.030	1471.000	0.020	24.868	3828.847	84.475
30.000	6.350	32.000	9.480	363.000	5055.454	50.030	1465.000	0.024	30.161	4624.763	91.481
32.000	6.900	43.000	9.450	250.000	2993.651	32.340	935.000	0.036	32.010	3132.608	104.642

$f = 50 \text{ Hz}$, $MVF = 60 \text{ Hz}$, $I = 5.52 \text{ A}$

W1	W2	phi	Ii/p	Vi/p	Pi/p	frequency	rpm.	slip	torque	Po/p	%eff.
0.000	0.000	72.000	3.900	305.000	637.889	50.010	1497.000	0.002	0.000	0.000	0.000
5.000	0.200	51.000	4.590	305.000	1526.772	50.020	1488.000	0.008	6.121	953.378	62.444
10.000	1.350	39.000	5.690	307.000	2351.919	50.060	1479.000	0.015	11.031	1707.674	72.608
15.000	2.650	39.000	6.860	310.000	2863.239	50.020	1471.000	0.020	15.750	2424.937	84.692
20.000	4.050	27.000	7.990	314.000	3872.202	50.020	1464.000	0.024	20.341	3116.897	80.494
25.000	5.600	23.000	8.820	260.000	3656.398	38.370	1107.000	0.038	24.741	2866.620	78.400

$f = 60 \text{ Hz}$, $MVF 45 \text{ Hz}$, $I = 4.44 \text{ A}$

W1	W2	phi	Ii/p	Vi/p	Pi/p	frequency	rpm.	slip	torque	Po/p	%eff.
0.000	0.000	75.000	4.300	385.000	743.956	60.040	1798.000	0.002	0.000	0.000	0.000
5.000	0.150	58.000	4.870	380.000	1699.913	60.110	1789.000	0.008	6.185	1158.171	68.131
10.000	1.200	54.000	5.920	375.000	2261.544	60.060	1780.000	0.012	11.223	2090.853	92.452
15.000	2.550	35.000	7.140	371.000	3759.055	60.100	1770.000	0.018	15.877	2941.463	78.250
20.000	4.800	44.000	9.330	305.000	3546.718	36.210	1070.000	0.015	19.385	2170.941	61.210

$f = 60 \text{ Hz}$, $MVF 50 \text{ Hz}$, $I = 4.44 \text{ A}$

W1	W2	phi	Ii/p	Vi/p	Pi/p	frequency	rpm.	slip	torque	Po/p	%eff.
0.000	0.000	71.000	4.440	385.000	965.662	60.020	1798.000	0.001	0.000	0.000	0.000
5.000	0.150	45.000	5.040	380.000	2346.496	60.020	1789.000	0.006	6.185	1158.171	49.357
10.000	1.200	46.000	5.960	375.000	2690.170	60.020	1781.000	0.011	11.223	2092.027	77.766
15.000	2.160	32.000	7.170	372.000	3918.387	60.070	1772.000	0.017	16.375	3037.033	77.507
20.000	4.050	32.000	7.990	315.000	3697.452	42.390	1234.000	0.030	20.341	2627.221	71.055

$f = 60 \text{ Hz}$, $MVF 60 \text{ Hz}$, $I = 4.44 \text{ A}$

W1	W2	phi	Ii/p	Vi/p	Pi/p	frequency	rpm.	slip	torque	Po/p	%eff.
0.000	0.000	71.000	4.040	365.000	833.020	60.100	1798.000	0.003	0.000	0.000	0.000
5.000	0.150	50.000	4.800	362.000	1935.504	59.960	1788.000	0.006	6.185	1157.524	59.805
10.000	1.200	35.000	5.810	365.000	3009.370	60.100	1779.000	0.013	11.223	2089.678	69.439
15.000	2.600	28.000	7.160	365.000	3997.108	60.000	1771.000	0.016	15.814	2931.305	73.336
17.000	3.450	35.000	7.270	250.000	2579.176	37.640	1105.000	0.021	17.280	1998.584	77.489

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$f = 60 \text{ Hz}$, $MVF = 45 \text{ Hz}$, $I = 5.52 \text{ A}$

W1	W2	phi	Ii/p	Vi/p	Pi/p	frequency	rpm.	slip	torque	Po/p	%eff.
0.000	0.000	65.000	4.460	385.000	1258.424	59.990	1798.000	0.001	0.000	0.000	0.000
5.000	0.100	58.000	5.040	380.000	1759.253	60.120	1789.000	0.008	6.249	1170.111	66.512
10.000	1.150	48.000	5.990	375.000	2604.484	60.060	1781.000	0.012	11.286	2103.914	80.780
15.000	2.600	40.000	7.210	372.000	3559.664	60.050	1772.000	0.016	15.814	2932.960	82.394
20.000	4.000	37.000	8.310	370.000	4254.087	60.020	1764.000	0.020	20.405	3767.379	88.559
25.000	5.300	33.000	9.610	368.000	5137.985	60.000	1756.000	0.024	25.123	4617.549	89.871
28.000	5.800	43.000	9.600	370.000	4500.931	51.490	1511.000	0.022	28.312	4477.527	99.480

$f = 60 \text{ Hz}$, $MVF = 50 \text{ Hz}$, $I = 5.52 \text{ A}$

W1	W2	phi	Ii/p	Vi/p	Pi/p	frequency	rpm.	slip	torque	Po/p	%eff.
0.000	0.000	73.000	4.480	388.000	882.083	59.980	1798.000	0.001	0.000	0.000	0.000
5.000	0.100	54.000	5.020	382.000	1953.526	60.110	1789.000	0.008	6.249	1170.111	59.897
10.000	1.200	54.000	5.990	379.000	2312.693	60.030	1781.000	0.011	11.223	2092.027	90.458
15.000	2.600	33.000	7.170	375.000	3906.358	60.040	1772.000	0.016	15.814	2932.960	75.082
20.000	4.000	37.000	8.370	370.000	4284.802	60.090	1764.000	0.021	20.405	3767.379	87.924
25.000	5.250	38.000	9.580	370.000	4839.063	60.020	1756.000	0.025	25.187	4629.268	95.665
27.000	5.600	27.000	9.460	365.000	5329.244	52.950	1546.000	0.027	27.291	4416.152	82.866
30.000	6.200	32.000	9.800	343.000	4938.163	45.560	1335.000	0.023	30.352	4241.105	85.884

$f = 60 \text{ Hz}$, $MVF = 60 \text{ Hz}$, $I = 5.52 \text{ A}$

W1	W2	phi	Ii/p	Vi/p	Pi/p	frequency	rpm.	slip	torque	Po/p	%eff.
0.000	0.000	71.000	4.060	364.000	834.851	59.990	1797.000	0.002	0.000	0.000	0.000
5.000	0.200	51.000	4.760	362.000	1879.218	60.010	1788.000	0.007	6.121	1145.591	60.961
10.000	1.200	35.000	5.910	362.000	3036.006	60.090	1779.000	0.013	11.223	2089.678	68.830
15.000	2.500	35.000	7.160	368.000	3739.103	59.960	1771.000	0.015	15.941	2954.944	79.028
20.000	4.000	30.000	8.470	369.000	4688.726	59.960	1763.000	0.020	20.405	3765.243	80.304
25.000	5.350	33.000	9.230	290.000	3888.851	44.200	1311.000	0.011	25.060	3438.634	88.423
27.000	5.700	36.000	9.200	238.000	3068.816	34.700	985.000	0.054	27.164	2800.507	91.257

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

13.5) การวิเคราะห์การทำงานโดยการควบคุมจากเอ็นโคดเดอร์รวมกับการควบคุมโดยทอร์คอนโทรล

1. ไดรฟ์จะรับสัญญาณป้อนกลับจากเอ็นโคดเดอร์และนำมาเปรียบเทียบกับสัญญาณอ้างอิงที่จ่ายเข้าสู่มอเตอร์ หากความเร็วของมอเตอร์ตกลงจากความเร็วที่ตั้งไว้ ไดรฟ์จะทำการชดเชยโดยจะเพิ่มค่าความเร็วที่จ่ายเข้าสู่มอเตอร์ให้มอเตอร์มีค่าเท่ากับความเร็วที่ซึ่งโครนิส
2. สำหรับตัวเอ็นโคดเดอร์ จำเป็นต้องทำให้สัญญาณเข้าไดรฟ์มีค่าตรงตามสเปก หากสัญญาณจากเอ็นโคดเดอร์ที่เข้าสู่อินเวอร์เตอร์มีความถี่สูงเกินไป จะทำให้ไดรฟ์มองโรเตอร์ว่าหมุนเร็วเกินไปไดรฟ์จะปรับตัวโดยการลดความเร็วของเอาต์พุตลง ทำให้การทำงานจะไปอยู่ในโหมดรีเจนเนอเรทีฟ สลิปเป็นลบแรงดันที่ดีซีบัสจะสูงขึ้นทำให้ IGBT ที่ใช้ทริก สำหรับไดนามิกเบรคจะทำงานหากโวลเตจที่ดีซีบัสสูงเป็นเวลานานและไม่มีโอเวอร์โวลตทริป ช่วงนำกระแสของ IGBT นานเกินไปจะทำให้ตัวต้านทานที่ใช้สำหรับไดนามิกเบรคร้อนมากจนเสียหายได้
3. เมื่อความถี่ที่ชดเชยสูงขึ้นค่าความถี่ที่สูงขึ้นนี้จะไปบังคับให้ค่าแรงดันสูงขึ้นตามไปด้วยเพื่อให้ค่าฟลักซ์คงที่

การวิเคราะห์จากผลการทดลอง

1. จากการทดลองจะพบว่า ค่าความเร็วที่ออกมาจากมอเตอร์จะคงที่เสมอไม่ว่าจะมีโหลดเท่าไรก็ตาม(ภายในขอบเขตของทอร์คคอนโทรล) โดยที่ความถี่อินพุตที่จ่ายเข้าสู่มอเตอร์จะเป็นตัวเปลี่ยนแปลงโดยจะบวกความถี่เข้าไปกับความถี่ที่ตั้งไว้ โดยความถี่ที่บวกเข้าไปจะมีค่าเท่ากับความเร็วเอาต์พุตมอเตอร์ตกลง
2. ถึงแม้จะเป็นการควบคุมความเร็วรอบของเอาต์พุตให้คงที่ แต่เมื่อใส่โหลดเข้าไปจนกระทั่งกระแสถึงค่าพิคที่ควบคุมโดยวิธีทอร์คคอนโทรลแล้ว มอเตอร์ก็จะเป็นไปตามทฤษฎีคือจะทำการลดค่ากระแสโดยวิธีลดค่า V และ f ลง

TEST ENCODER IN TORQUE CONTROL MODE

$f = 5 \text{ Hz}$, $MVF = 45 \text{ Hz}$, $I = 4.44 \text{ A}$

W1	W2	phi	Ii/p	Vi/p	Pi/p	frequency	rpm.	slip	torque	Po/p	%eff.
0.000	0.000	21.000	3.686	52.000	309.948	5.020	150.000	0.004	0.000	0.000	0.000
5.000	0.150	41.000	3.400	52.000	231.178	5.200	150.000	0.038	6.185	97.108	42.006
10.000	1.100	25.000	3.880	54.000	328.923	5.400	150.000	0.074	11.350	178.198	54.176
15.000	2.200	20.000	4.170	57.000	386.877	5.800	150.000	0.138	16.324	256.284	66.244
20.000	3.450	19.000	5.590	62.000	567.605	6.000	150.000	0.167	21.106	331.368	58.380
25.000	4.700	15.000	6.450	64.000	690.632	6.200	149.000	0.199	25.889	403.741	58.460

When drive operate at $W1 = 27 \text{ Kg}$, it reduce frequency to about 3 Hz. But that point , it can't drive that loa torque. This is the TORQUE-CONTROL MODE.

$f = 5 \text{ Hz}$, $MVF = 50 \text{ Hz}$, $I = 4.4 \text{ A}$

W1	W2	phi	Ii/p	Vi/p	Pi/p	frequency	rpm.	slip	torque	Po/p	%eff.
0.000	0.000	30.000	2.830	46.000	195.294	5.100	150.000	0.020	0.000	0.000	0.000
5.000	0.500	60.000	3.170	46.000	126.396	5.200	150.000	0.038	5.739	90.100	71.284
10.000	1.600	40.000	3.730	49.000	242.569	5.700	150.000	0.123	10.713	168.187	69.335
15.000	2.900	29.000	4.740	54.000	387.794	6.000	150.000	0.167	15.431	242.269	62.474
20.000	4.000	20.000	5.810	58.000	548.486	6.300	150.000	0.206	20.405	320.355	58.407

$f = 5 \text{ Hz}$, $MVF = 50 \text{ Hz}$, $I = 4.44 \text{ A}$

W1	W2	phi	Ii/p	Vi/p	Pi/p	frequency	rpm.	slip	torque	Po/p	%eff.
0.000	0.000	70.000	3.220	50.000	95.535	5.020	150.000	0.004	0.000	0.000	0.000
5.000	0.200	54.000	2.890	50.000	147.204	5.650	150.000	0.115	6.121	96.107	65.288
10.000	1.150	30.000	4.300	55.000	354.794	6.200	150.000	0.194	11.286	177.197	49.944
15.000	2.350	10.000	6.110	62.000	646.158	6.900	149.000	0.280	16.133	251.592	38.937

$f = 25 \text{ Hz}$, $MVF = 45 \text{ Hz}$, $I = 4.44 \text{ A}$

W1	W2	phi	Ii/p	Vi/p	Pi/p	frequency	rpm.	slip	torque	Po/p	%eff.
0.000	0.000	82.000	7.490	220.000	399.249	25.060	750.000	0.002	0.000	0.000	0.000
5.000	0.050	55.000	7.770	220.000	1699.357	25.210	750.000	0.008	6.313	495.550	29.161
10.000	1.200	56.000	8.310	220.000	1771.953	25.350	750.000	0.014	11.223	880.977	49.718
15.000	2.600	57.000	8.950	225.000	1901.075	25.480	750.000	0.019	15.814	1241.377	65.299
20.000	3.850	46.000	9.520	230.000	2635.524	25.570	750.000	0.022	20.596	1616.793	61.346
25.000	5.050	30.000	10.290	233.000	3596.801	25.710	750.000	0.028	25.442	1997.215	55.528

$f = 25 \text{ Hz}$, $MVF = 50 \text{ Hz}$, $I = 4.44 \text{ A}$

W1	W2	phi	Ii/p	Vi/p	Pi/p	frequency	rpm.	slip	torque	Po/p	%eff.
0.000	0.000	68.000	5.490	200.000	713.464	25.010	750.000	0.000	0.000	0.000	0.000
5.000	0.200	50.000	5.930	200.000	1321.079	25.320	750.000	0.013	6.121	480.533	36.374
10.000	1.250	41.000	6.590	200.000	1723.376	25.510	750.000	0.020	11.159	875.972	50.829
15.000	2.600	34.000	7.300	208.000	2180.702	25.580	750.000	0.023	15.814	1241.377	56.926
20.000	3.900	38.000	8.140	210.000	2333.661	25.730	750.000	0.028	20.532	1611.788	69.067
25.000	5.450	48.000	8.110	138.000	1297.668	16.740	456.000	0.092	24.932	1189.960	91.700

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$f = 25 \text{ Hz}$, $\text{MVF} = 60 \text{ Hz}$, $I = 4.44 \text{ A}$

W1	W2	phi	Ii/p	Vi/p	Pi/p	frequency	rpm.	slip	torque	Po/p	ξ_{eff} .
0.000	0.000	55.000	4.090	160.000	650.555	25.050	750.000	0.002	0.000	0.000	0.000
5.000	0.200	48.000	4.680	165.000	895.351	25.280	750.000	0.011	6.121	480.533	53.670
10.000	1.250	46.000	5.680	170.000	1162.250	25.660	750.000	0.026	11.159	875.972	75.369
15.000	2.600	39.000	6.720	175.000	1583.358	25.900	750.000	0.035	15.814	1241.377	78.402
20.000	6.100	32.000	7.640	140.000	1571.327	19.270	545.000	0.057	17.727	1011.188	64.353

$f = 50 \text{ Hz}$, $\text{MVF} = 45 \text{ Hz}$, $I = 4.44 \text{ A}$

W1	W2	phi	Ii/p	Vi/p	Pi/p	frequency	rpm.	slip	torque	Po/p	ξ_{eff} .
0.000	0.000	68.000	6.460	390.000	1637.068	51.410	1528.000	0.009	0.000	0.000	0.000
5.000	0.050	63.000	6.370	385.000	1930.499	51.300	1522.000	0.011	6.313	1005.636	52.092
10.000	1.300	55.000	6.790	382.000	2578.541	51.600	1525.000	0.015	11.095	1770.964	68.681
15.000	2.900	44.000	7.430	380.000	3518.987	51.670	1520.000	0.019	15.431	2454.990	69.764
20.000	4.400	39.000	8.160	378.000	4152.922	52.330	1533.000	0.024	19.895	3192.181	76.866
25.000	5.600	30.000	9.760	378.000	5534.606	45.220	1327.000	0.022	24.741	3436.318	62.088

$f = 50 \text{ Hz}$, $\text{MVF} = 50 \text{ Hz}$, $I = 4.44 \text{ A}$

W1	W2	phi	Ii/p	Vi/p	Pi/p	frequency	rpm.	slip	torque	Po/p	ξ_{eff} .
0.000	0.000	67.000	5.540	380.000	1426.676	50.100	1502.000	0.001	0.000	0.000	0.000
5.000	0.100	65.000	5.810	370.000	1575.467	50.430	1501.000	0.008	6.249	981.742	62.314
10.000	1.400	49.000	6.480	375.000	2762.572	50.600	1501.000	0.011	10.968	1723.058	62.372
15.000	3.100	39.000	7.300	380.000	3734.894	52.020	1532.000	0.018	15.176	2433.473	65.155
20.000	4.500	42.000	8.020	378.000	3903.308	51.900	1530.000	0.017	19.767	3165.511	81.098
25.000	5.700	39.000	8.440	378.000	4295.424	32.140	930.000	0.035	24.613	2395.858	55.777

$f = 50 \text{ Hz}$, $\text{MVF} = 60 \text{ Hz}$, $I = 4.44 \text{ A}$

W1	W2	phi	Ii/p	Vi/p	Pi/p	frequency	rpm.	slip	torque	Po/p	ξ_{eff} .
0.000	0.000	73.000	4.110	310.000	646.552	50.180	1501.000	0.003	0.000	0.000	0.000
5.000	0.050	45.000	4.830	310.000	1834.487	50.470	1501.000	0.009	6.313	991.760	54.062
10.000	1.200	40.000	5.920	315.000	2474.931	50.770	1500.000	0.015	11.223	1761.954	71.192
15.000	2.850	33.000	6.910	320.000	3212.548	50.840	1501.000	0.016	15.495	2434.320	75.775
20.000	4.200	27.000	7.640	220.000	2594.165	31.900	915.000	0.044	20.150	1929.741	74.388

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

13.6) การวิเคราะห์การชดเชยค่าสลิป

วิธีหาค่าการชดเชยค่าสลิป

เครื่องจักรแต่ละเครื่อง ได้รับการออกแบบให้มีค่าความเร็วสลิปที่พิกัดแตกต่างกัน

ดังนั้น การชดเชยสลิปของเครื่องจักรแต่ละตัว จึงมีค่าแตกต่างกัน โดยจะต้องทราบค่าความเร็วของมอเตอร์ที่พิกัดโหลดเสียก่อน

มอเตอร์ที่ใช้ในการทดสอบนี้ มีพิกัดความเร็วขณะพิกัดโหลดเท่ากับ 1460 rpm (50 Hz.) ค่าสลิป ที่พิกัดโหลดจึงมีค่าเท่ากับ

$$s = \frac{1500 - 1460}{1500} = 0.0267$$

ดังนั้น ค่าความถี่ที่เหนี่ยวนำที่วงจรวอเตอร์

$$f_{s1} = sf = 0.0267 * 50 \\ = 1.34 \text{ Hz.}$$

ถ้าต้องการให้โรเตอร์หมุนด้วยความเร็ว 1500 rpm จะต้องใช้ความถี่

$$f = \frac{N_r \cdot P}{120} \\ = \frac{1540 * 4}{120} \\ = 51.33 \text{ Hz.}$$

ดังนั้น ค่าความถี่ที่ต้องใช้ชดเชยค่าสลิป = 1.33 Hz.

โหลดน้ำหนัก

1.) ในช่วงความถี่ f เท่ากับ 10 - 50 Hz. ลักษณะโหลดจะเป็นโหลดแรงบิดคงที่ เมื่อควบคุมให้ โหลดมีค่าคงที่ ที่ค่าๆหนึ่ง เมื่อพิจารณาจากรูปที่ 5 ในเรื่อง อินดักชันมอเตอร์ไครฟ์ จะพบว่า เมื่อแรงบิดของ

โหลดมีค่าคงที่ ความเร็วสลิป w_{s1} จะมีค่าคงที่ด้วย ดังนั้น ค่าความถี่ชดเชยสลิป (compensated slip frequency) ที่ค่าความถี่ f 10, 25, 50 Hz. จึงมีค่าเท่ากัน เท่ากับ 1.33 Hz. ตามที่คำนวณได้ ซึ่งจากผลของการทดลอง มอเตอร์ที่ค่าความถี่ต่างๆ จะมีความเร็วถึงค่าความเร็วซิงโครนัส เมื่อค่าความถี่ชดเชยสลิป มีค่าอยู่ระหว่าง 1 Hz.- 2Hz.

2.) ในช่วงที่ความถี่ของโหลดมีค่าคงที่ ค่ากระแส I_u และ โวลเตจ V_u ที่สเตเตอร์ มีค่าสูงขึ้นตามโหลด เนื่องจากเมื่อ โหลดมีค่ามากขึ้น แรงบิดแม่เหล็ก (electromagnetic torque) มีค่ามากขึ้น ทำให้ กระแสที่ไหลในโรเตอร์ มีค่ามากขึ้น ($T_{em} = k \cdot \phi_{ux} \cdot I_r \sin \theta$) ค่าฟลักซ์ในช่องอากาศ (ϕ_{ux}) มีค่าสูงขึ้น ทำให้โวลเตจต้องปรับตัวสูงขึ้นตามเพื่อรักษา อัตราส่วนระหว่าง V_u/f ให้มีค่าคงที่

3.) เมื่อพิจารณาที่โหลดมีค่าคงที่ ค่าโวลเตจที่สเตเตอร์จะมีค่าเพิ่มขึ้นตาม ความถี่ที่เพิ่มขึ้นและเพิ่มขึ้นตามค่าความถี่ชดเชยสลิป (เมื่อความถี่ f มีค่า 0 - 50 Hz.) เนื่องจาก เมื่อโหลดมีค่าคงที่ ค่า T_{em} จะมีค่าคงที่ ทำให้ ϕ_{ux} และ I_r มีค่าคงที่ โวลเตจที่สเตเตอร์จึงปรับตัวสูงขึ้นตามความถี่เพื่อรักษาค่า ϕ_{ux} ให้มีค่าคงที่ ($V_u = k \cdot \phi_{ux} \cdot f$)

4.) ที่ความถี่สูง (50 และ 60 Hz.) ความเร็วรอบของมอเตอร์จะลดลงอย่างรวดเร็ว ขณะเปลี่ยนโหลด จาก 15 kg. เป็น 20kg. และ จาก 10 kg. เป็น 15 kg. ตามลำดับ เนื่องจาก ที่ค่าความถี่สูง จะทำให้เกิดความสูญเสีย (loss) ที่เกิดจากความเหนี่ยวนำรั่วไหล ที่สเตเตอร์ (L_{1u}) ทำให้โวลเตจที่เหนี่ยวนำในช่องอากาศ (E_{ux}) มีค่าลดลง [$V_u = E_{ux} + (R_u + j2\pi f L_{1u}) \cdot I_u$] เมื่อ E_{ux} มีค่าลดลง ขณะที่ f คงที่ ทำให้ ϕ_{ux} มีค่าลดลง [$E_{ux} = k f \cdot \phi_{ux}$] แต่ความถี่สลิป (f_{s1}) มีค่าสูงขึ้น ($=sf$) [$I_r = k \cdot \phi_{ux} \cdot f_{s1}$] ความเร็วสลิป (w_{s1}) จึงมีค่าสูงขึ้น ทำให้ ความเร็วรอบของมอเตอร์ (w_r) มีค่าลดลงอย่างมาก

5.) เมื่อโพลต์มีค่าสูงขึ้น ขณะที่ความถี่มีค่าคงที่ มุม ϕ_r มีค่าลดลง เนื่องจาก เมื่อโพลต์เพิ่มขึ้น ค่า $\sin \phi$ มีค่ามากขึ้น มุม ϕ มีค่าสูงขึ้น ทำให้ มุม ϕ_r มีค่าลดลง [$\phi = 90^\circ - \phi_r$]

วิธีการทดลอง

จะทำการทดสอบโดยตั้งค่าการชดเชยสลิปที่ค่าต่างๆ คือ 0, 1, 2 และ 3 Hz โดยค่าความถี่ที่ชดเชยนี้จะทำงานเมื่อมีกระแสไหล และจะทำงานตามอัตราการเพิ่มของกระแส ซึ่งชดเชยเท่ากับค่าที่ตั้งไว้ที่กระแสพิกัด สังเกตได้ว่าความถี่ที่ป้อนเข้ามอเตอร์จะเพิ่มขึ้นตามค่ากระแสโพลต์เมื่อชดเชยสลิปมากกว่า 0 Hz ค่าความถี่ที่ชดเชยนี้จะคงที่ที่ค่าที่ตั้งไว้ไม่ว่าจะทำงานที่ความถี่ใดๆก็ตาม สำหรับค่าว่าชดเชยสลิปที่ใช้ในการทดลองนี้เป็นการควบคุมแบบลูปเปิด ดังนั้นค่าสลิปของมอเตอร์จะยังคงเท่าเดิมที่โพลต์เท่าเดิม แต่การชดเชยนี้จะเป็นการเพิ่มความถี่ที่ป้อนเข้ามอเตอร์เพื่อให้ความเร็วของโรเตอร์จะมีค่าเท่ากับความเร็วซิงโครนัส การควบคุมในลักษณะนี้จะใกล้เคียงกับการควบคุมแบบลูปปิด เรียกว่า เอนโคดเดอร์ แต่เอนโคดเดอร์เพิ่มความถี่โดยอัตโนมัติให้ค่าความเร็วของโรเตอร์ใกล้เคียงกับความเร็วซิงโครนัสมากที่สุด

TEST SLIP COMPENSATE

SLIP = 0 Hz , f = 10 Hz

W1	W2	phi	Ii/p	Vi/p	Pi/p	frequency	rpm.	slip	torque	Po/p	%eff.
0.000	0.000	66.000	4.300	90.000	272.987	9.920	297.000	0.002	0.000	0.000	0.000
5.000	0.600	65.000	4.480	90.000	295.496	9.920	291.000	0.022	5.611	170.910	57.838
10.000	1.800	40.000	4.930	90.000	588.871	9.650	286.000	0.012	10.457	313.041	53.159
15.000	3.200	35.000	5.500	90.000	702.444	10.000	281.000	0.063	15.049	442.598	63.008
20.000	4.300	34.000	6.200	90.000	801.391	10.000	275.000	0.083	20.022	576.306	71.913
25.000	5.000	29.000	7.050	90.000	961.304	10.200	270.000	0.118	25.506	720.800	74.981
30.000	5.800	28.000	8.100	95.000	1176.925	10.300	264.000	0.146	30.862	852.786	72.459
35.000	6.400	23.000	9.150	98.000	1429.745	10.100	256.000	0.155	36.474	977.297	68.355
39.000	6.800	10.000	9.980	99.000	1685.279	9.600	251.000	0.128	41.065	1078.823	64.015

SLIP = 1 Hz , f = 10 Hz

W1	W2	phi	Ii/p	Vi/p	Pi/p	frequency	rpm.	slip	torque	Po/p	%eff.
0.000	0.000	70.000	4.450	90.000	237.651	9.990	298.000	0.006	0.000	0.000	0.000
5.000	0.800	55.000	4.550	90.000	407.094	10.000	294.000	0.020	5.356	164.823	40.488
10.000	2.000	44.000	5.050	92.000	579.061	10.000	291.000	0.030	10.202	310.745	53.664
15.000	3.000	37.000	5.670	93.000	729.574	10.000	288.000	0.040	15.304	461.312	63.230
20.000	4.100	28.000	6.320	96.000	927.958	10.300	284.000	0.081	20.277	602.749	64.954
25.000	4.900	23.000	7.220	98.000	1128.171	10.700	281.000	0.125	25.634	753.916	66.826
30.000	5.000	12.000	8.170	100.000	1384.153	10.700	279.000	0.131	31.883	931.033	67.264
35.000	6.100	10.000	9.150	102.000	1591.943	10.600	275.000	0.135	36.856	1060.843	66.638
39.000	6.700	12.000	9.950	105.000	1770.005	10.700	273.000	0.150	41.192	1177.026	66.498

SLIP = 2 Hz , f = 10 Hz

W1	W2	phi	Ii/p	Vi/p	Pi/p	frequency	rpm.	slip	torque	Po/p	%eff.
0.000	0.000	83.000	4.300	101.000	92.219	9.930	297.000	0.003	0.000	0.000	0.000
5.000	0.600	71.000	4.500	101.000	256.753	10.100	297.000	0.020	5.611	174.433	67.938
10.000	1.700	50.000	5.050	103.000	579.392	10.300	298.000	0.036	10.585	330.153	56.983
15.000	2.900	30.000	5.780	106.000	919.134	10.500	297.000	0.057	15.431	479.692	52.190
20.000	3.900	30.000	6.520	109.000	1066.152	10.700	297.000	0.075	20.532	638.268	59.867
25.000	4.800	31.000	7.500	112.000	1247.281	10.800	297.000	0.083	25.761	800.808	64.204
30.000	5.600	27.000	8.510	115.000	1510.459	11.200	297.000	0.116	31.117	967.313	64.041
35.000	6.100	22.000	9.650	119.000	1844.260	11.200	297.000	0.116	36.856	1145.711	62.123
39.000	6.500	15.000	10.450	120.000	2097.996	11.500	296.000	0.142	41.447	1284.091	61.206

SLIP = 3 Hz , f = 10 Hz

W1	W2	phi	Ii/p	Vi/p	Pi/p	frequency	rpm.	slip	torque	Po/p	%eff.
0.000	0.000	72.000	4.320	101.000	233.984	9.900	297.000	0.000	0.000	0.000	0.000
5.000	0.600	58.000	4.340	100.000	398.661	10.000	298.000	0.007	5.611	175.021	43.902
10.000	1.800	51.000	5.010	104.000	568.241	10.500	302.000	0.041	10.457	330.553	58.171
15.000	3.000	49.000	5.690	107.000	692.155	10.600	305.000	0.041	15.304	488.542	70.583
20.000	4.000	35.000	6.560	109.000	1014.698	11.200	306.000	0.089	20.405	653.525	64.406
25.000	4.800	26.000	7.500	115.000	1342.814	11.500	311.000	0.099	25.761	838.557	62.448
30.000	5.600	22.000	8.654	116.000	1612.214	11.900	313.000	0.123	31.117	1019.424	63.231
35.000	6.100	20.000	9.400	120.000	1835.992	11.500	315.000	0.087	36.856	1215.148	66.185
39.000	6.700	16.000	9.870	124.000	2037.727	11.700	337.000	0.040	41.192	1452.958	71.303

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

SLIP = 0 Hz , f = 25 Hz

W1	W2	phi	Ii/p	Vi/p	Pi/p	frequency	rpm.	slip	torque	Po/p	%eff.
0.000	0.000	79.000	5.500	205.000	373.957	24.980	748.000	0.002	0.000	0.000	0.000
5.000	0.300	54.000	5.750	204.000	1194.951	24.970	742.000	0.009	5.994	465.503	38.956
10.000	1.600	56.000	6.450	207.000	1294.072	24.970	737.000	0.016	10.713	826.357	63.857
15.000	2.800	50.000	7.100	208.000	1645.000	24.970	732.000	0.023	15.559	1192.042	72.465
20.000	3.800	43.000	7.960	212.000	2138.348	24.970	727.000	0.030	20.660	1572.064	73.518
25.000	4.500	37.000	8.970	216.000	2680.710	24.970	722.000	0.036	26.144	1975.658	73.699
30.000	5.200	30.000	10.120	218.000	3309.650	24.970	717.000	0.043	31.627	2373.513	71.715

SLIP = 1 Hz , f = 25 Hz

W1	W2	phi	Ii/p	Vi/p	Pi/p	frequency	rpm.	slip	torque	Po/p	%eff.
0.000	0.000	78.000	5.420	205.000	401.410	24.980	747.000	0.003	0.000	0.000	0.000
5.000	0.400	64.000	5.700	205.000	888.224	25.100	745.000	0.011	5.866	457.441	51.501
10.000	1.600	53.000	6.450	209.000	1406.006	25.200	743.000	0.017	10.713	833.084	59.252
15.000	2.800	47.000	7.200	211.000	1795.311	25.300	741.000	0.024	15.559	1206.699	67.214
20.000	3.800	40.000	8.100	215.000	2311.289	25.380	739.000	0.029	20.660	1598.013	69.139
25.000	4.500	37.000	9.180	219.000	2781.573	25.500	737.000	0.037	26.144	2016.704	72.502
30.000	5.100	36.000	10.300	223.000	3219.201	25.650	736.000	0.044	31.755	2446.234	75.989

SLIP = 2 Hz , f = 25 Hz

W1	W2	phi	Ii/p	Vi/p	Pi/p	frequency	rpm.	slip	torque	Po/p	%eff.
0.000	0.000	80.000	5.460	205.000	337.990	24.970	747.000	0.003	0.000	0.000	0.000
5.000	0.500	59.000	5.800	206.000	1066.742	25.200	749.000	0.009	5.739	449.899	42.175
10.000	1.600	57.000	6.320	209.000	1246.973	25.430	749.000	0.018	10.713	839.812	67.348
15.000	2.800	38.000	7.050	213.000	2050.042	25.650	750.000	0.025	15.559	1221.355	59.577
20.000	3.800	42.000	7.880	217.000	2201.672	25.870	752.000	0.031	20.660	1626.124	73.859
25.000	4.400	37.000	8.980	222.000	2758.245	26.040	753.000	0.036	26.271	2070.537	75.067
30.000	5.000	37.000	9.730	226.000	3042.460	26.230	755.000	0.041	31.883	2519.461	82.810
35.000	5.600	23.000	10.770	230.000	3949.617	26.450	755.000	0.049	37.494	2962.887	75.017

SLIP = 3 Hz , f = 25 Hz

W1	W2	phi	Ii/p	Vi/p	Pi/p	frequency	rpm.	slip	torque	Po/p	%eff.
0.000	0.000	71.000	5.140	205.000	595.249	24.970	747.000	0.003	0.000	0.000	0.000
5.000	0.500	64.000	5.450	202.000	836.838	25.360	752.000	0.012	5.739	451.701	53.977
10.000	1.600	50.000	6.080	211.000	1428.994	25.640	756.000	0.017	10.713	847.660	59.319
15.000	2.800	46.000	6.800	214.000	1751.559	25.920	760.000	0.023	15.559	1237.640	70.659
20.000	3.700	46.000	7.780	220.000	2060.176	26.260	765.000	0.029	20.787	1664.446	80.791
25.000	4.500	36.000	8.780	225.000	2768.746	26.610	768.000	0.038	26.144	2101.531	75.902
30.000	5.000	28.000	9.890	231.000	3494.204	26.880	772.000	0.043	31.883	2576.191	73.728

SLIP = 0 Hz , f = 50 Hz

W1	W2	phi	Ii/p	Vi/p	Pi/p	frequency	rpm.	slip	torque	Po/p	%eff.
0.000	0.000	83.000	5.350	360.000	408.967	49.970	1499.000	0.000	0.000	0.000	0.000
5.000	0.400	58.000	5.540	374.000	1903.248	50.020	1492.000	0.006	5.866	916.110	48.134
10.000	1.500	46.000	6.730	376.000	3045.826	49.970	1485.000	0.009	10.840	1684.869	55.317
15.000	2.600	41.000	7.510	375.000	3682.442	49.910	1478.000	0.013	15.814	2446.340	66.433
20.000	3.700	38.000	9.250	370.000	4672.373	49.890	1464.000	0.022	20.787	3185.293	68.173
25.000	4.600	35.000	10.850	360.000	5542.922	47.220	1355.000	0.043	26.016	3689.693	66.566

SLIP = 1 Hz , f = 50 Hz

W1	W2	phi	Ii/p	Vi/p	Pi/p	frequency	rpm.	slip	torque	Po/p	%eff.
0.000	0.000	81.000	5.120	361.000	503.058	50.000	1499.000	0.001	0.000	0.000	0.000
5.000	0.300	70.000	5.500	375.000	1223.860	50.100	1496.000	0.005	5.994	938.534	76.686
10.000	1.300	60.000	6.600	376.000	2151.041	50.480	1492.000	0.015	11.095	1732.642	80.549
15.000	2.400	51.000	7.800	378.000	3215.496	50.220	1490.000	0.011	16.069	2505.980	77.934
20.000	3.600	20.000	8.800	375.000	5371.253	50.240	1478.000	0.019	20.915	3235.482	60.237
25.000	4.600	17.000	11.700	365.000	7073.639	49.000	1346.000	0.084	26.016	3665.186	51.815

SLIP = 2 Hz , f = 50 Hz

W1	W2	phi	Ii/p	Vi/p	Pi/p	frequency	rpm.	slip	torque	Po/p	%eff.
0.000	0.000	78.000	5.150	370.000	688.404	50.060	1498.000	0.003	0.000	0.000	0.000
5.000	0.100	41.000	5.530	366.000	2646.494	50.000	1499.000	0.001	6.249	980.434	37.047
10.000	1.100	32.000	6.600	369.000	3577.795	50.750	1500.000	0.015	11.350	1781.977	49.807
15.000	2.300	24.000	7.600	330.000	3968.685	50.870	1499.000	0.018	16.196	2541.125	64.029
20.000	3.500	13.000	9.800	346.000	5722.496	50.770	1489.000	0.022	21.042	3279.438	57.308

SLIP = 3 Hz , f = 50 Hz

W1	W2	phi	Ii/p	Vi/p	Pi/p	frequency	rpm.	slip	torque	Po/p	%eff.
0.000	0.000	75.000	5.350	371.000	891.961	50.000	1498.000	0.001	0.000	0.000	0.000
5.000	0.200	42.000	5.580	368.000	2643.922	50.300	1502.000	0.005	6.121	962.348	36.398
10.000	1.200	32.000	6.680	343.000	3366.013	50.720	1508.000	0.009	11.223	1771.352	52.625
15.000	2.400	27.000	7.950	329.000	4036.869	51.050	1508.000	0.015	16.069	2536.253	62.827
20.000	3.600	22.000	7.600	348.000	4247.572	50.950	1497.000	0.021	20.915	3277.075	77.152

SLIP = 0 Hz , f = 60 Hz

W1	W2	phi	Ii/p	Vi/p	Pi/p	frequency	rpm.	slip	torque	Po/p	%eff.
0.000	0.000	65.000	4.350	374.000	1192.318	60.040	1798.000	0.002	0.000	0.000	0.000
5.000	0.100	55.000	5.330	372.000	1971.111	59.860	1788.000	0.004	6.249	1169.457	59.330
10.000	1.200	66.000	7.200	357.000	1813.139	59.730	1780.000	0.007	11.223	2090.853	115.317
15.000	2.300	35.000	9.500	327.000	4408.369	59.610	1767.000	0.012	16.196	2995.443	67.949
20.000	3.600	22.000	11.500	335.000	6187.149	49.880	1420.000	0.051	20.915	3108.515	50.241

SLIP = 1 Hz , f = 60 Hz

W1	W2	phi	Ii/p	Vi/p	Pi/p	frequency	rpm.	slip	torque	Po/p	%eff.
0.000	0.000	63.000	4.500	370.000	1310.641	59.980	1799.000	0.000	0.000	0.000	0.000
5.000	0.100	45.000	5.450	366.000	2443.899	60.340	1794.000	0.009	6.249	1173.382	48.013
10.000	1.200	40.000	7.230	367.000	3521.560	60.210	1787.000	0.011	11.223	2099.075	59.606
15.000	2.400	35.000	9.740	348.000	4809.996	60.020	1774.000	0.015	16.069	2983.630	62.030

SLIP = 2 Hz , f = 60 Hz

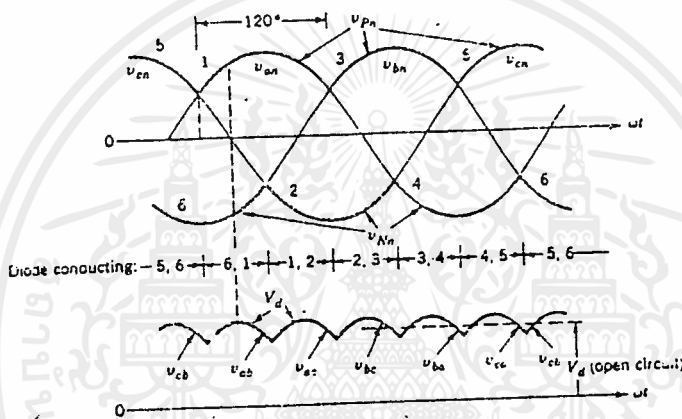
W1	W2	phi	Ii/p	Vi/p	Pi/p	frequency	rpm.	slip	torque	Po/p	%eff.
0.000	0.000	68.000	4.600	365.000	1090.989	60.060	1798.000	0.002	0.000	0.000	0.000
5.000	0.100	53.000	5.560	359.000	2081.854	60.350	1799.000	0.006	6.249	1176.652	56.519
10.000	1.100	40.000	7.340	360.000	3506.948	60.600	1798.000	0.011	11.350	2135.996	60.908
15.000	2.500	30.000	9.700	341.000	4962.165	61.020	1788.000	0.023	15.941	2983.309	60.121

SLIP = 3 Hz , f = 60 Hz

W1	W2	phi	Ii/p	Vi/p	Pi/p	frequency	rpm.	slip	torque	Po/p	%eff.
0.000	0.000	68.000	4.500	352.000	1029.259	59.920	1797.000	0.000	0.000	0.000	0.000
5.000	0.300	65.000	5.450	348.000	1389.975	60.550	1802.000	0.008	5.994	1130.507	81.333
10.000	1.300	55.000	7.260	345.000	2489.984	60.890	1805.000	0.012	11.095	2096.125	84.182
15.000	2.500	35.000	9.670	328.000	4500.978	61.020	1799.000	0.017	15.941	3001.663	66.689
18.000	2.800	30.000	11.100	315.000	5245.400	61.720	1787.000	0.035	19.385	3625.675	69.121

13.7 วิเคราะห์กระแสและโวลเทจก่อนเข้าเรกติฟาย

จากวงจรเรกติฟายเออ 3 เฟส เมื่อวัดเฟสโวลเทจซึ่งสมมติว่าเฟส a สังเกตในช่วงที่ V_{an} เป็นบวก ค่าโวลเทจที่ออกมาจากเรกติฟายเออ จะมีอยู่ 2 ช่วงที่ค่าโวลเทจเฟส a มากกว่า เฟส b และ c ดังนั้นถ้าวัดเทียบกับกระแสก่อนเข้าเรกติฟายเออในเฟส a ด้วย จะเห็นกระแสมี 2 ลูกในครึ่งไซเคิลบวก ในทำนองเดียวกันในซีกลบของไฟก็จะมีกระแส 2 ลูกเช่นเดียวกับในช่วงบวกด้วย (เฟส a มีค่าน้อยกว่าเฟส b และ c ดังอธิบายในรูปที่ 1 และ 2



รูปที่ 13.4 แสดงค่าโวลเทจในเฟสต่างๆเมื่อผ่านเรกติฟายเออ

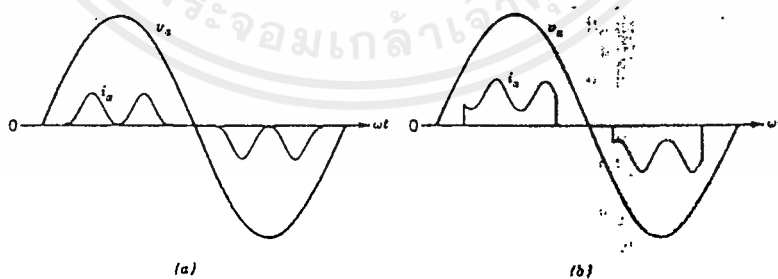
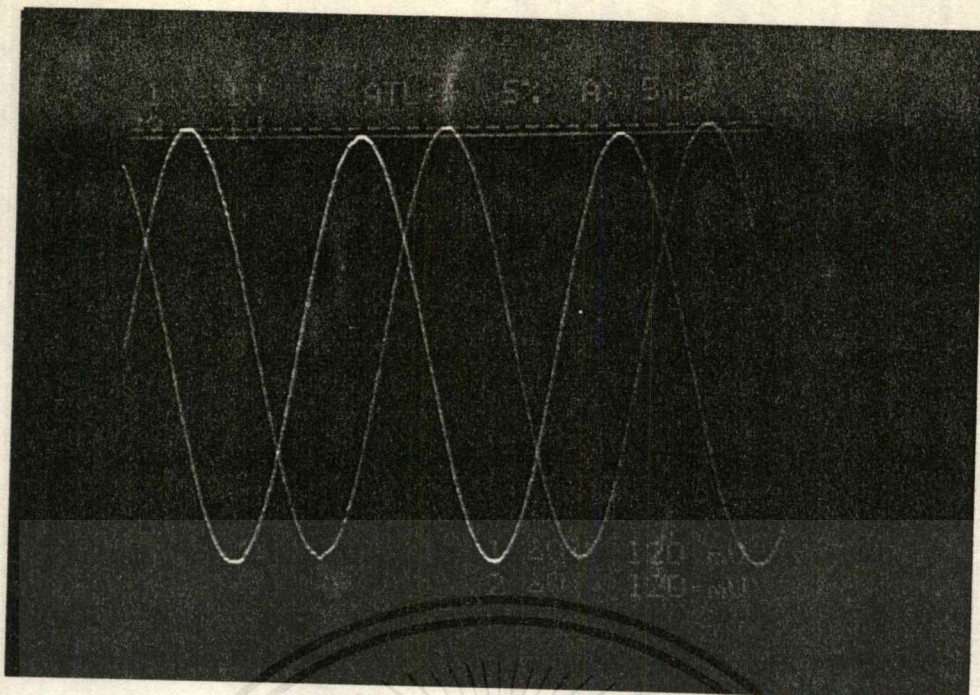


FIGURE 13-13: Line-current waveforms: (a) discontinuous i_d , (b) continuous i_d ($L_s = 0$).

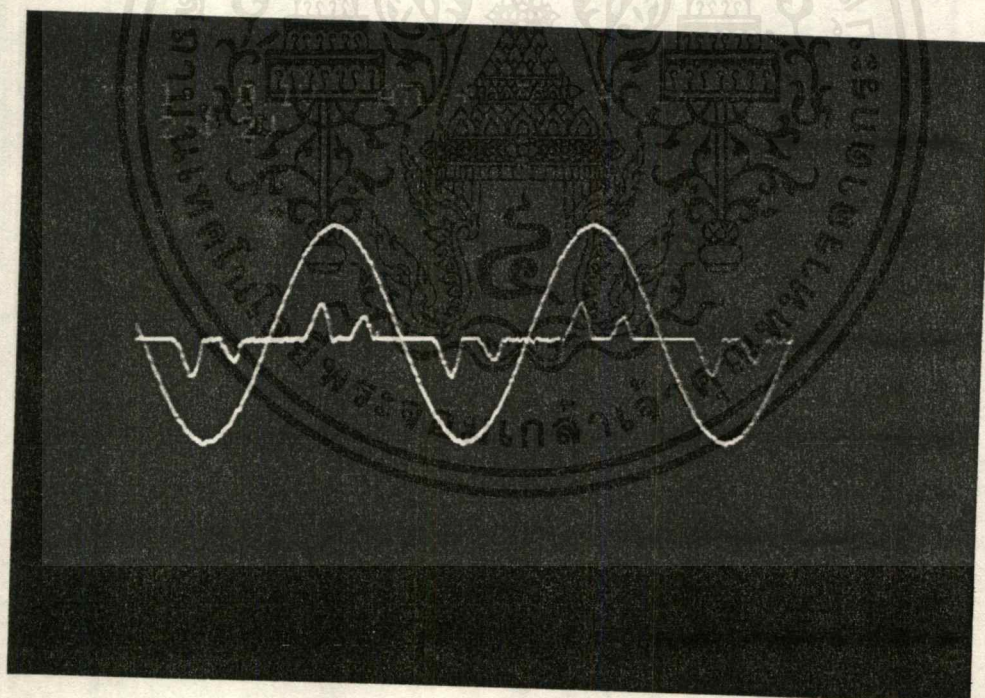
รูปที่ 13.5 แสดงค่ากระแสก่อนเข้าเรกติฟายเออในเฟสใดเฟสหนึ่ง

สำหรับรูปที่ถ่ายมานี้ เป็นการวัดโวลเทจที่เฟสใดเฟสหนึ่งของไฟป้อน (line-to-neutral) จะเห็นค่าโวลเทจสูงสุดต่างกันเพียงเล็กน้อย ทำให้ความสูงของกระแสที่เข้า drive ในแต่ละเฟสในครึ่งไซเคิลสูงไม่เท่ากัน ดังรูปถ่าย

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 13.6 รูปถ่ายของโวลเทจเทียบระหว่าง 2 เฟสใดๆ
100 v/div , 5 ms/div , $\Delta V = 12$ volt



รูปที่ 13.7 รูปถ่ายแสดงโวลเทจและกระแสก่อนเข้าเรกติไฟด์ของ drive
ขณะไร้โหลด ที่ 200 v/div , 5 ms/div
1 v/div , $R = 0.1$ ohm : ใช้วัดกระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากทฤษฎี ค่าโวลเทจที่วัดที่หลังเรกติฟายจะมีรูปคลื่นดังรูปที่ 5 ซึ่งจุด a-b คือจุดที่ไม่มีกระแสไหลทำให้ค่าโวลที่ปรากฏเท่ากับ V_d แต่เมื่อมีกระแสไหลที่ DC link ค่าโวลเทจที่ปรากฏจะเท่ากับค่าเฟสโวลเทจที่หลังเรกติฟายด์ (จุด b-c) ถ้าสังเกตจะเห็นว่ามีส่วนที่โวลเทจมีค่าต่ำกว่า V_d เนื่องจากค่าเหนี่ยวนำที่วงจรหลังเรกติฟายจะช่วยหน่วงกระแสให้ไหลต่อไปอีกเล็กน้อย ดังรูป

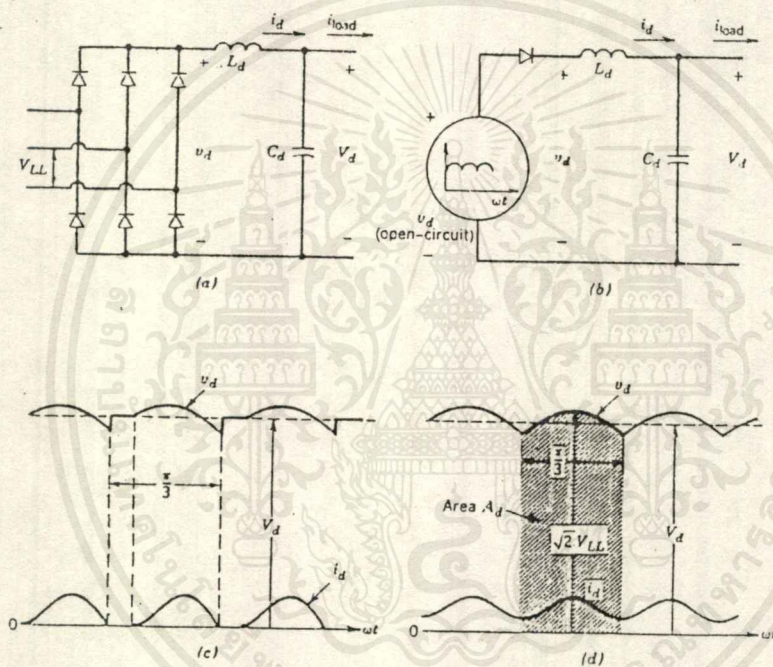
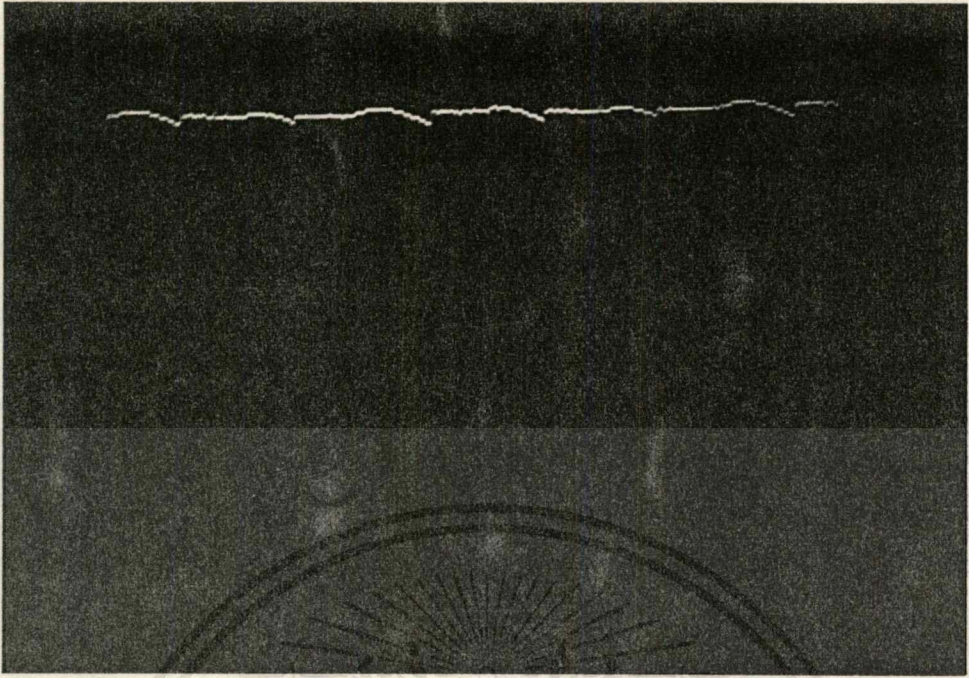


FIGURE 3-11: Three-phase rectifier; finite L_d : (a) circuit, (b) equivalent circuit, (c) discontinuous i_d , (d) continuous i_d .

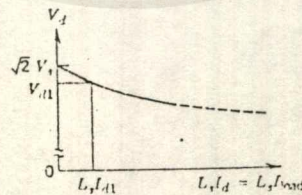
รูปที่ 13.8

แสดงค่าของโวลเทจและกระแสหลังเรกติฟายด์



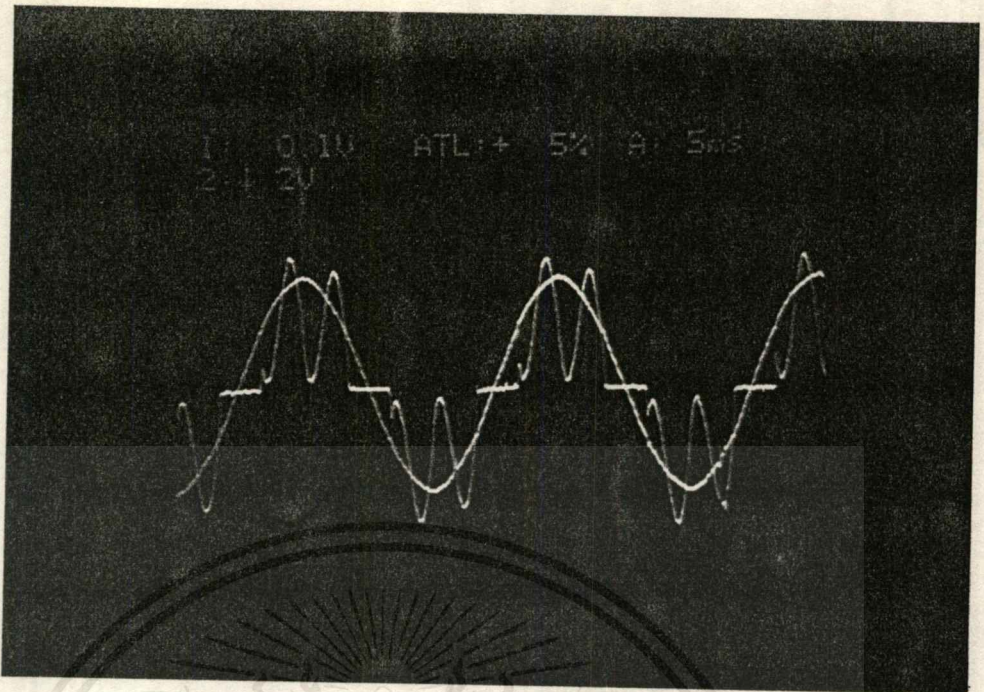
รูปที่ 13.9 รูปถ่ายที่จุด positive และ negative ของเรกติไฟายด์
ก่อนผ่านตัวเก็บประจุ ขณะไร้โหลด
mode DC , 200 v/div , 5 ms , ทดสอบที่ 50 Hz
(จะเห็นมี ripple เล็กน้อย)

ส่วนค่าโวลเทจที่ DC link จะมีค่าลดลงเมื่อมีโหลดมากขึ้น ทำให้กระแสที่ไหลผ่าน DC link มีค่าสูงขึ้น



รูปที่ 13.10 กราฟแสดงความสัมพันธ์ของการเพิ่มกระแสโหลดกับค่า
โวลเทจคร่อม DC link

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

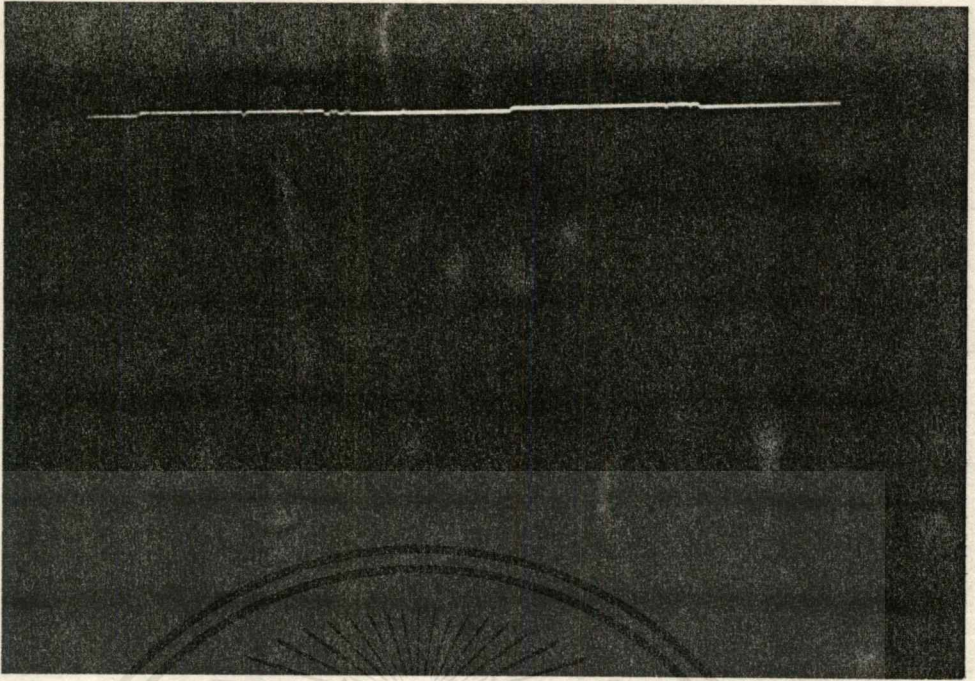


รูปที่ 13.11 รูปถ่ายแสดงสัญญาณโวลเทจและกระแสก่อนเข้าเรกติไฟายด์
ขณะโหลดเต็มพิกัด (ใช้การวัดแบบเดียวกับรูปที่ 4)

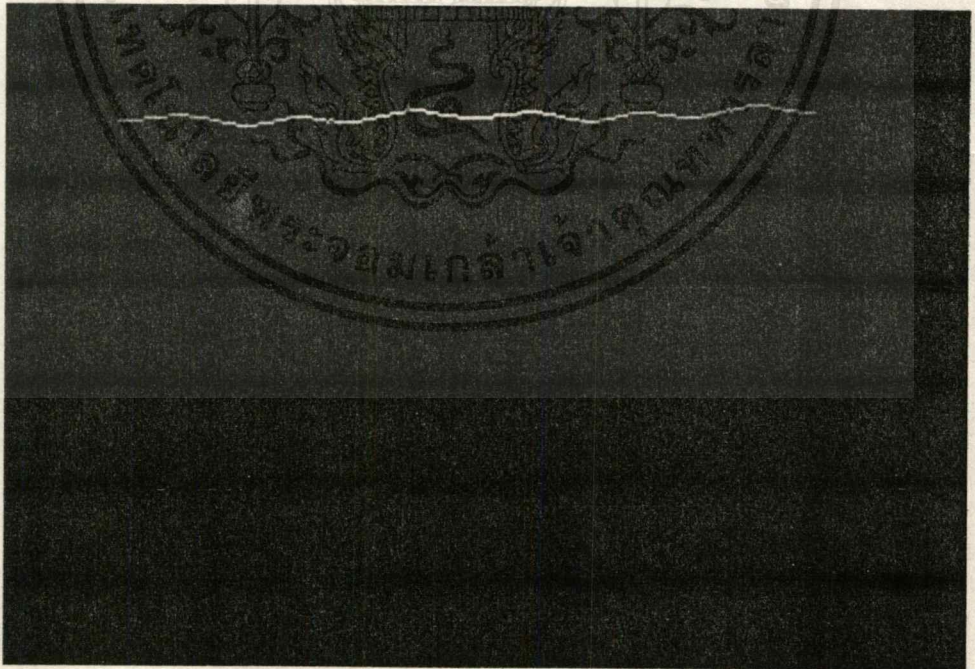


รูปที่ 13.12 รูปถ่ายแสดงสัญญาณโวลเทจหลังเรกติไฟายด์ขณะโหลดเต็มพิกัด
(ใช้การวัดแบบเดียวกับรูปที่ 6)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 13.13 รูปถ่ายแสดงค่าของโวลเทจหลังตัวเก็บประจุที่ DC link ขณะ
ใช้โหลด และใช้งานที่ความถี่มอเตอร์ 50 Hz ตัวเก็บประ
จุช่วยให้ไฟเรียบขึ้น (การวัดแบบเดียวกับรูปที่ 6)



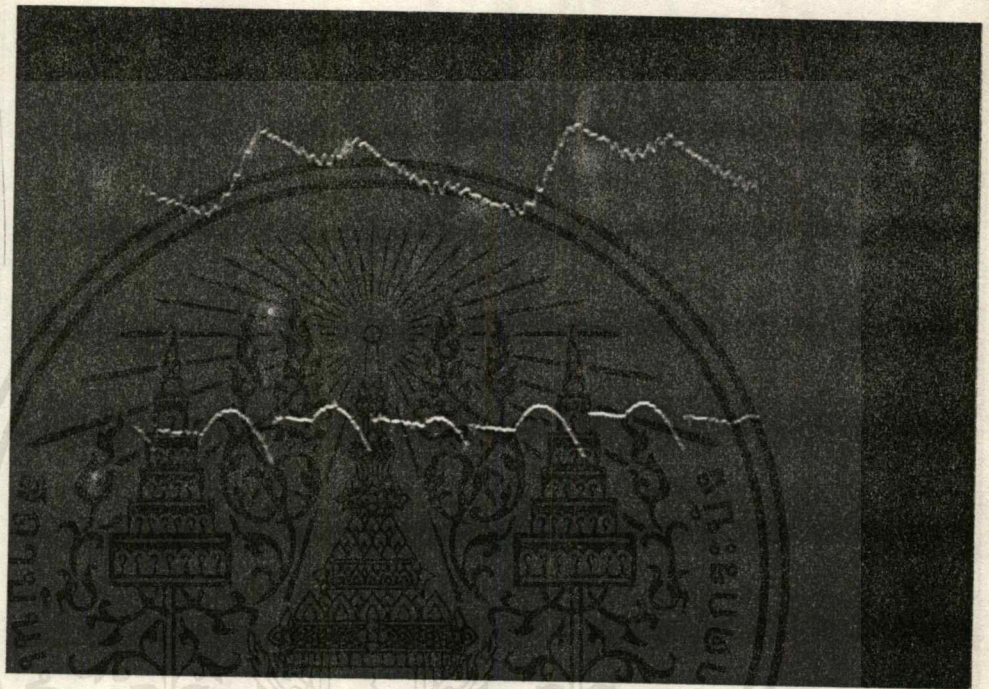
รูปที่ 13.14 รูปถ่ายแสดงค่าเดียวกับรูปที่ 10 แต่ใช้งานที่โหลดเต็มพิกัด
(การวัดแบบเดียวกับรูปที่ 10)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หากนำสัญญาณโวลเทจทั้งก่อนและหลังตัวเก็บประจุที่ DC link มาพิจารณาเทียบกัน จะเห็นว่าช่วงที่โวลเทจก่อนตัวเก็บประจุมีค่ามากกว่าค่า V_d หรือช่วงที่มีกระแสไหลใน DC link จะเป็นช่วงเดียวกับค่าโวลเทจที่หลังตัวเก็บประจุมีค่าเพิ่มขึ้น ซึ่งถือว่าเป็นช่วงการอัดประจุ แต่ในช่วงที่กระแสหยุดไหลแล้วหรือช่วงที่ค่าของโวลเทจก่อนเข้าตัวเก็บประจุมีค่าเท่ากับโวลเทจที่ DC link ตัวเก็บประจุทำการคายประจุออกมา ค่าโวลเทจหลังตัวเก็บประจุจึงเป็นลดในช่วงนี้

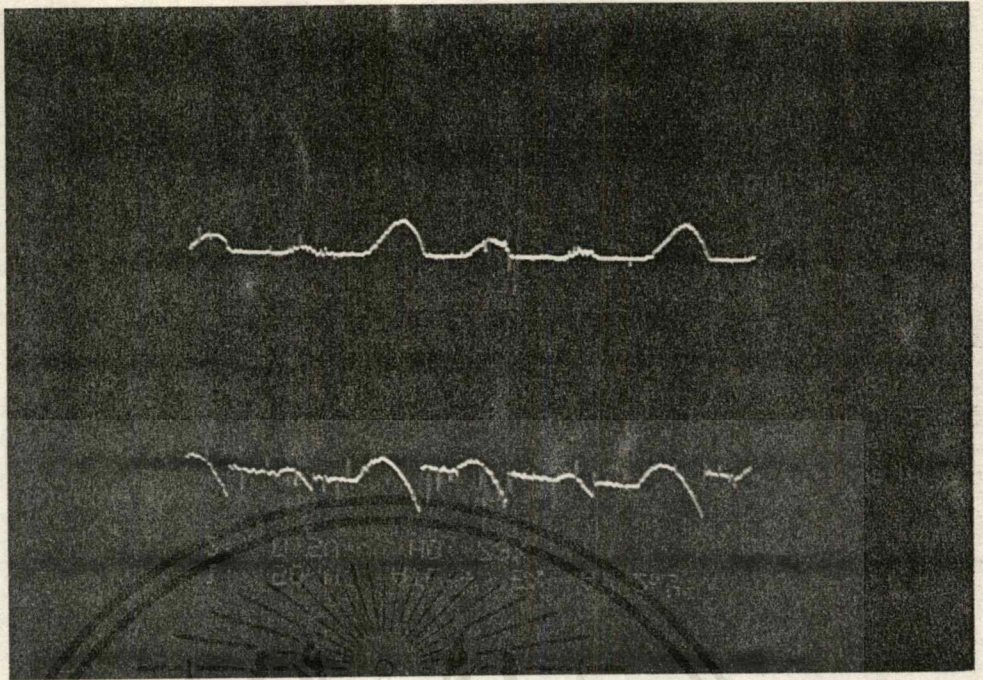
V หลังเข้า C

V ก่อนเข้า C

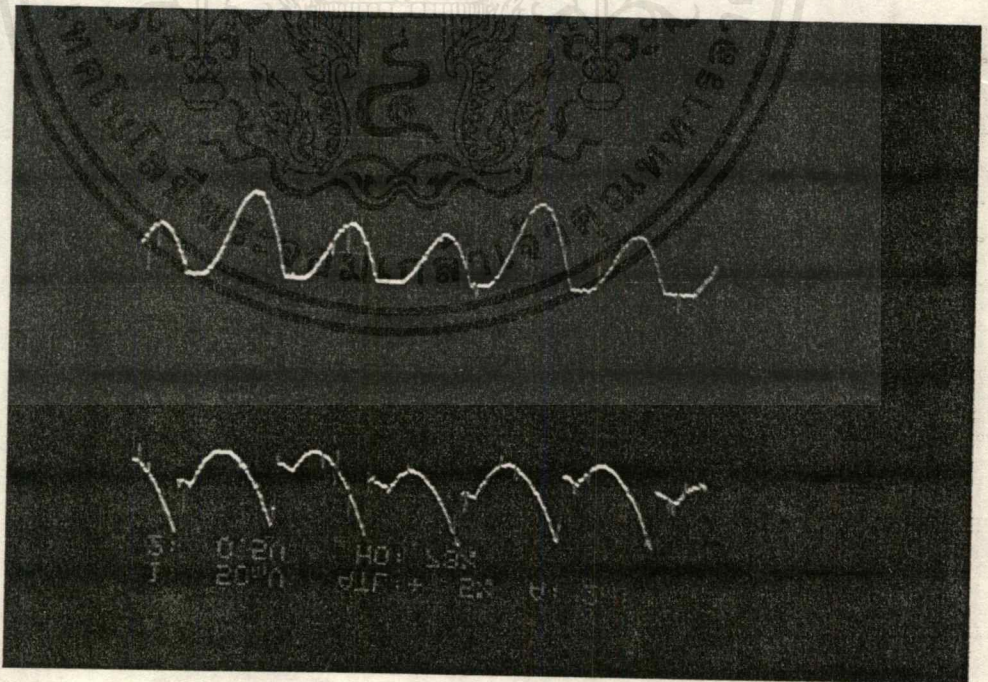


รูปที่ 13.15 รูปถ่ายแสดงการเปรียบเทียบสัญญาณโวลเทจก่อนและหลังตัวเก็บประจุ
วัดที่ mode AC , ก่อน C = 50 v/div หลัง C = 10 v/div
T = 2 ms/div

การไหลของกระแสใน DC link จะไหลในช่วงเวลาเดียวกับที่โวลเทจก่อนเข้าตัวเก็บประจุ (หรือ หลังเรคติไฟด์) มีค่ามากกว่าโวลเทจที่ DC link (V_d) และจะไหลต่อไปอีกเล็กน้อยหลังจากที่โวลเทจหลังเรคติไฟด์มีค่าต่ำกว่าที่ DC link



รูปที่ 13.16 รูปถ่ายแสดงความสัมพันธ์ของกระแสที่ DC link และ
 โวลเทจหลังเรกติฟายด์ ที่ค่าไรโพลด์ , 50 Hz
 วัดโวลเทจ = 50 v/div , วัดใน mode AC
 วัดกระแส = 0.5 v/div พร้อม $R = 0.05 \text{ ohm}$



รูปที่ 13.17 รูปถ่ายแบบเดียวกับรูปที่ 13 แต่ในสภาวะมีโหลด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อให้

f_1 = ความถี่มูลฐาน (fundamental)

f_s = ความถี่สวิตช์ซิงของสัญญาณพาหะ

V_d = โวลเตจที่ DC link

V_s = โวลเตจของสัญญาณพาหะ

และกำหนดให้

$$m_f = f_s / f_1$$

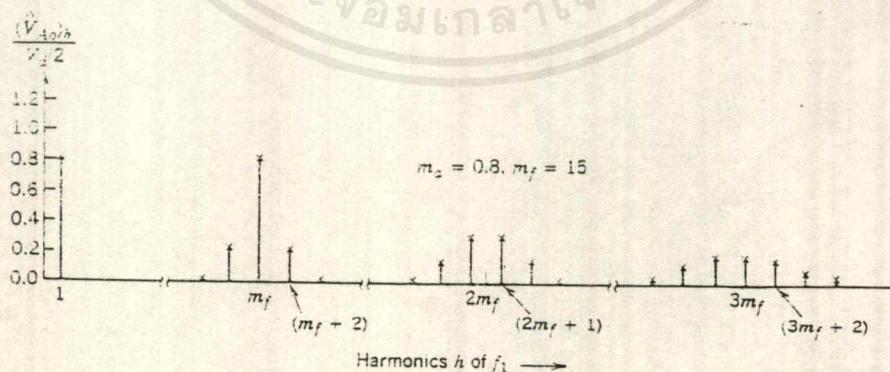
$$m_u = V_d / V_s$$

ค่าฮาร์โมนิคของสัญญาณโวลเตจที่ออกมาจากอินเวอร์เตอร์ จะไปปรากฏบริเวณรอบๆ ความถี่สวิตช์ซิงและจำนวนเท่าของความถี่สวิตช์ซิง หรือ ฮาร์โมนิคที่ปรากฏจะเป็นฮาร์โมนิคที่ m_f , $2m_f$, $3m_f$ ส่วนค่าขนาดของฮาร์โมนิคไม่ขึ้นกับค่า m_f ถึงแม้ว่า ค่า m_f จะเป็นตัวกำหนดค่าความถี่ที่เกิดฮาร์โมนิคขึ้นก็ตาม ดังสมการ

$$f_h = (jm_f +/- k)f_1$$

เมื่อ h = ฮาร์โมนิคที่

j = จำนวนเท่า

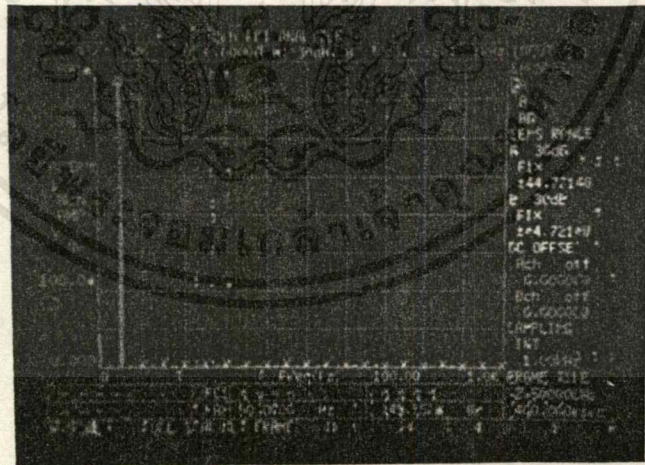


รูปที่ 13.18 แสดงจุดที่เกิดฮาร์โมนิคเมื่อ $m_u = 0.8$, $m_f = 15$

Generalized Harmonics of v_{Ao} for a Large m_f . $(\hat{V}_{Ao})_h / (V_d / 2) [= (\hat{V}_{AN})_h / (V_d / 2)]$
Is Tabulated as a Function of m_a .

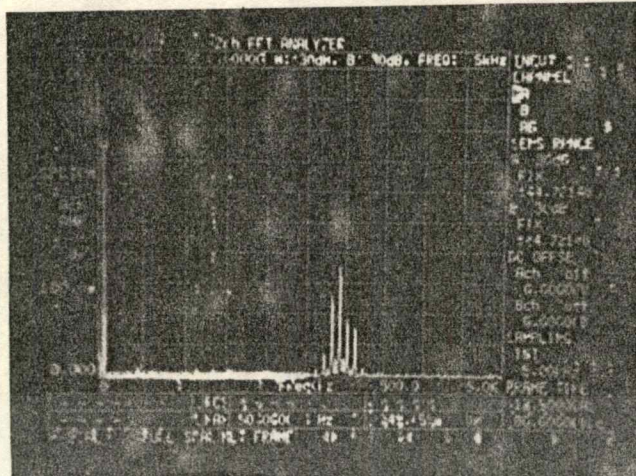
$h \backslash m_a$	0.2	0.4	0.6	0.8	1.0
1	0.2	0.4	0.6	0.8	1.0
fundamental					
m_f	1.242	1.15	1.006	0.818	0.601
$m_f \pm 2$	0.016	0.061	0.131	0.220	0.318
$m_f \pm 4$					0.018
$2m_f \pm 1$	0.190	0.326	0.370	0.314	0.181
$2m_f \pm 3$		0.024	0.071	0.139	0.212
$2m_f \pm 5$				0.013	0.033
$3m_f$	0.335	0.123	0.083	0.171	0.113
$3m_f \pm 2$	0.044	0.139	0.203	0.176	0.062
$3m_f \pm 4$		0.012	0.047	0.104	0.157
$3m_f \pm 6$				0.016	0.044
$4m_f \pm 1$	0.163	0.157	0.008	0.105	0.068
$4m_f \pm 3$	0.012	0.070	0.132	0.115	0.009
$4m_f \pm 5$			0.034	0.084	0.119
$4m_f \pm 7$				0.017	0.050

รูปที่ 13.19 ตารางแสดงค่าขนาดของฮาร์โมนิกที่ m_f และ m_a ต่างๆ



รูปที่ 13.20 รูปถ่ายแสดงค่าสเปกตรัมของวอลเทจที่
ความถี่สวิตซ์ซิง 2.9 kHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

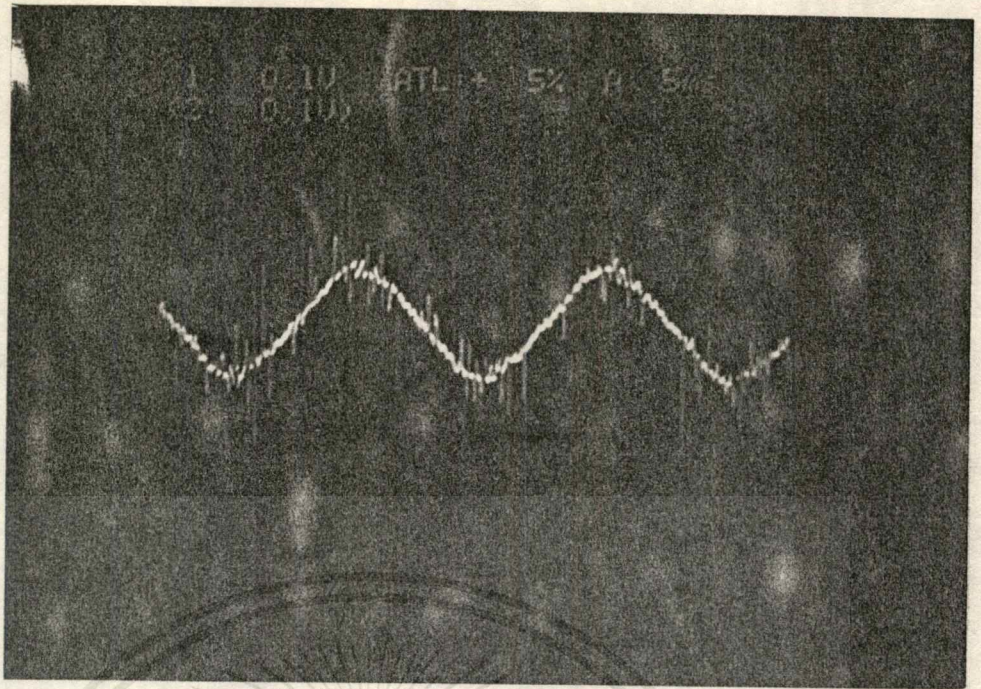


รูปที่ 13.21 รูปถ่ายเดียวกับรูป 17 แต่ขยายแกน x ออกไป

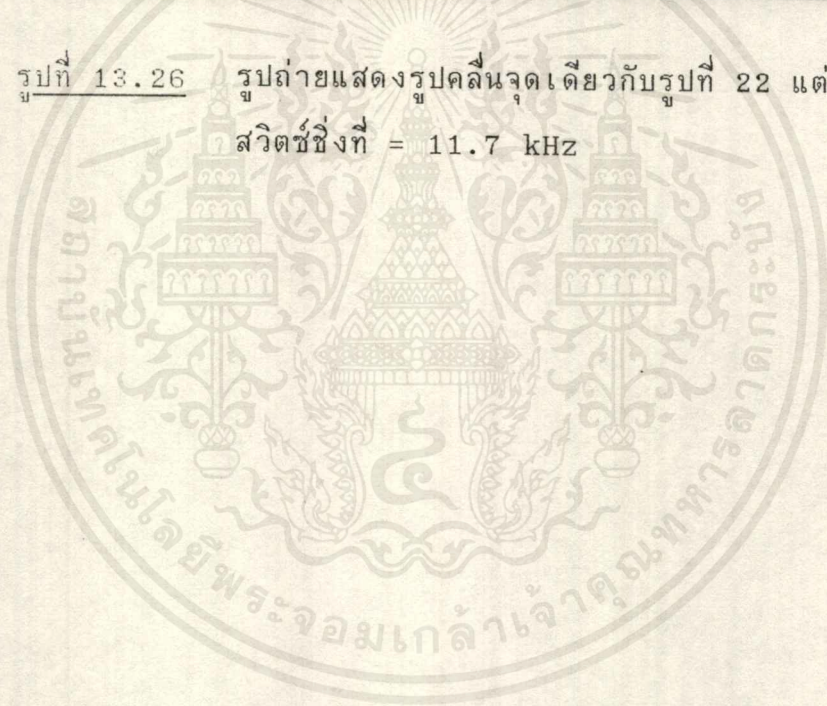
จากรูปถ่ายแสดงให้เห็นว่าค่าความถี่สวิตซ์ซึ่งที่สูง ในที่นี้เท่ากับ 2.9 kHz จะทำให้ค่าฮาร์โมนิกที่มีขนาดมากไปปรากฏที่ความถี่เท่ากับค่าความถี่สวิตซ์ซึ่งคือที่ 2.9 kHz เป็นผลให้รูปคลื่นที่ออกมาใกล้เคียงกับรูป sine

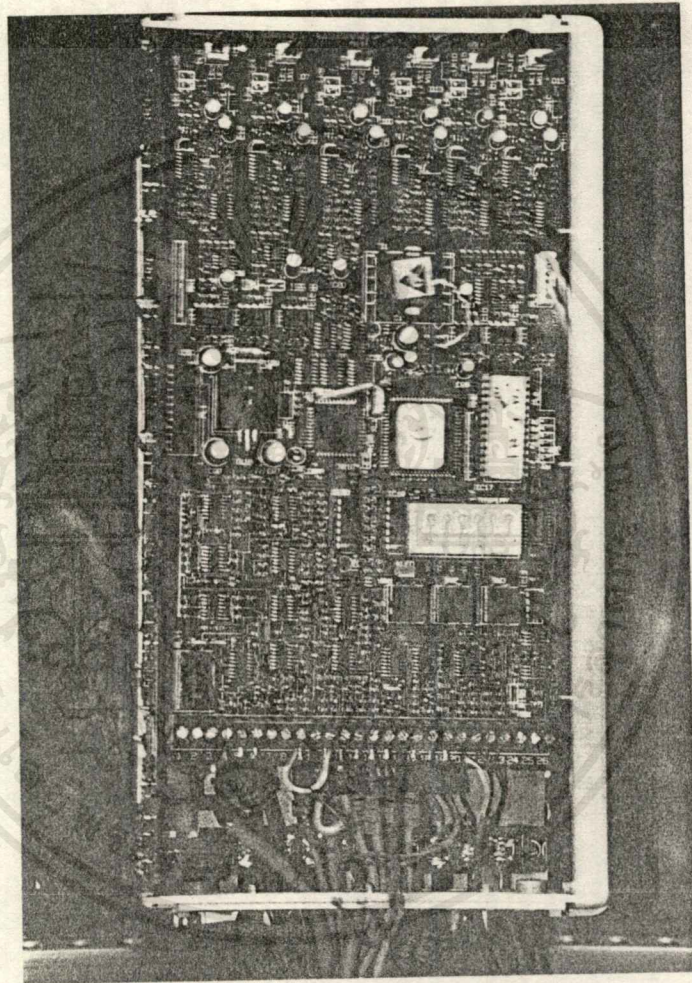
เมื่อเพิ่มค่าความถี่สวิตซ์ซึ่งขึ้นไปอีกจะทำให้ฮาร์โมนิกไปเกิดที่ความถี่ที่ไกลจากค่าความถี่มูลฐาน (f_1) มากขึ้น ทำให้ค่าฮาร์โมนิกที่ความถี่สูงนี้มีผลต่อมอเตอร์น้อยลง แต่สังเกตว่าที่ความถี่สวิตซ์ซึ่งสูงๆจะมีผลของฮาร์โมนิกที่ 3, 5, 7 เพิ่มขึ้นเล็กน้อย ทั้งนี้เนื่องจากความถี่สวิตซ์ซึ่งที่สูงนั้น ทำให้มีค่ากระแสกระชากสูง (surge) ทำให้เกิดฮาร์โมนิกขึ้นได้

แต่การที่ drive จำเป็นต้องมีค่าความถี่สวิตซ์ซึ่งสูงๆนั้น เพื่อการใช้งานกับมอเตอร์ที่ใช้ความเร็วสูง ประมาณ $f_1 = 120-240$ Hz เพราะว่าความถี่ที่มีค่าสูงนี้จะช่วยในการ chop โวลเตจให้มีค่าใกล้เคียงกับค่า sine มากที่สุด



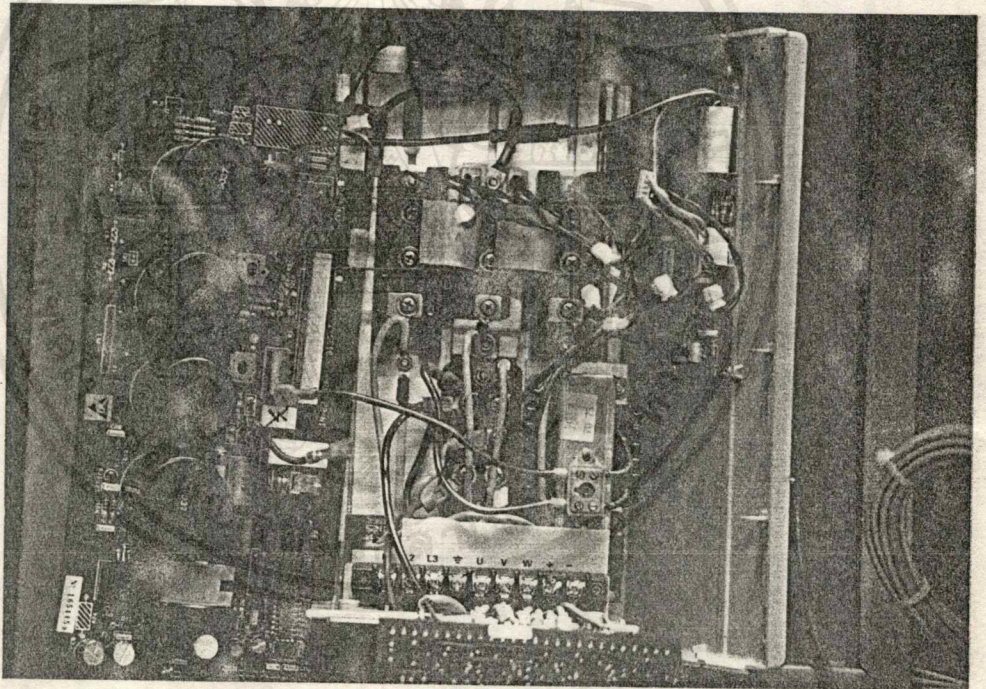
รูปที่ 13.26 รูปถ่ายแสดงรูปคลื่นจุดเดียวกับรูปที่ 22 แต่ใช้ความถี่
สวิตซ์ซึ่งที่ = 11.7 kHz





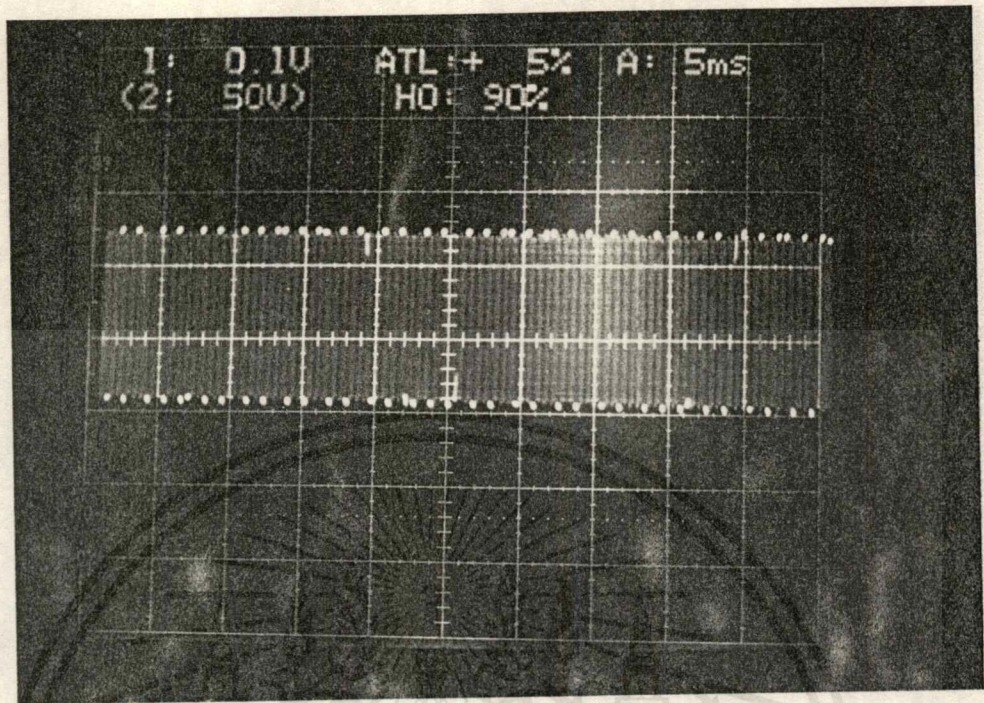
รูปที่ 13.27 รูปวงจรควบคุม (Control Circuit)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



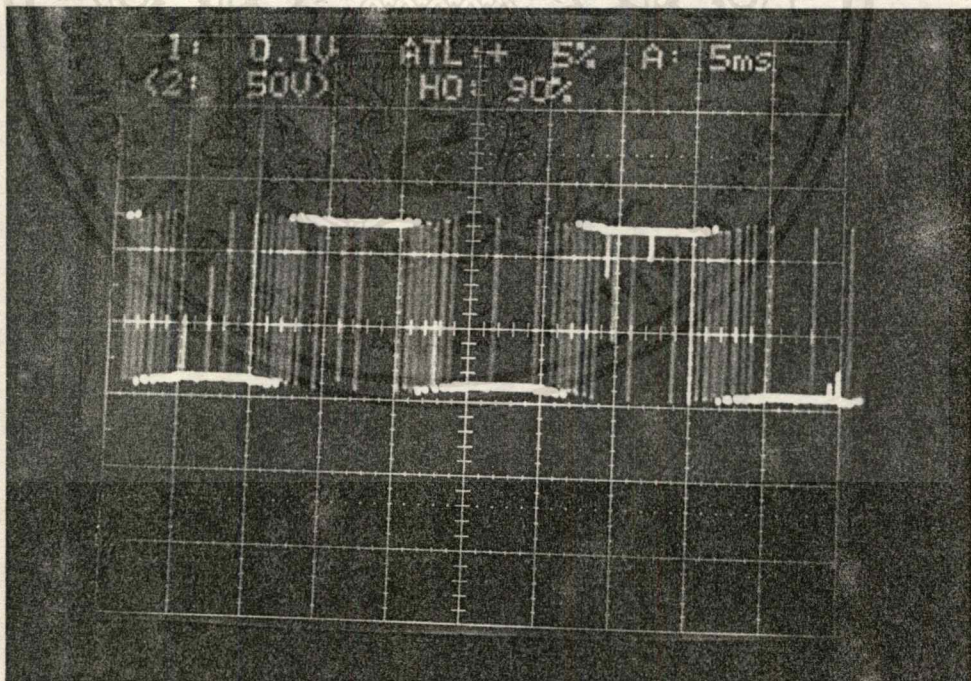
รูปที่ 13.28 รูปวงจรระบบกำลัง (Power Circuit)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 13.29

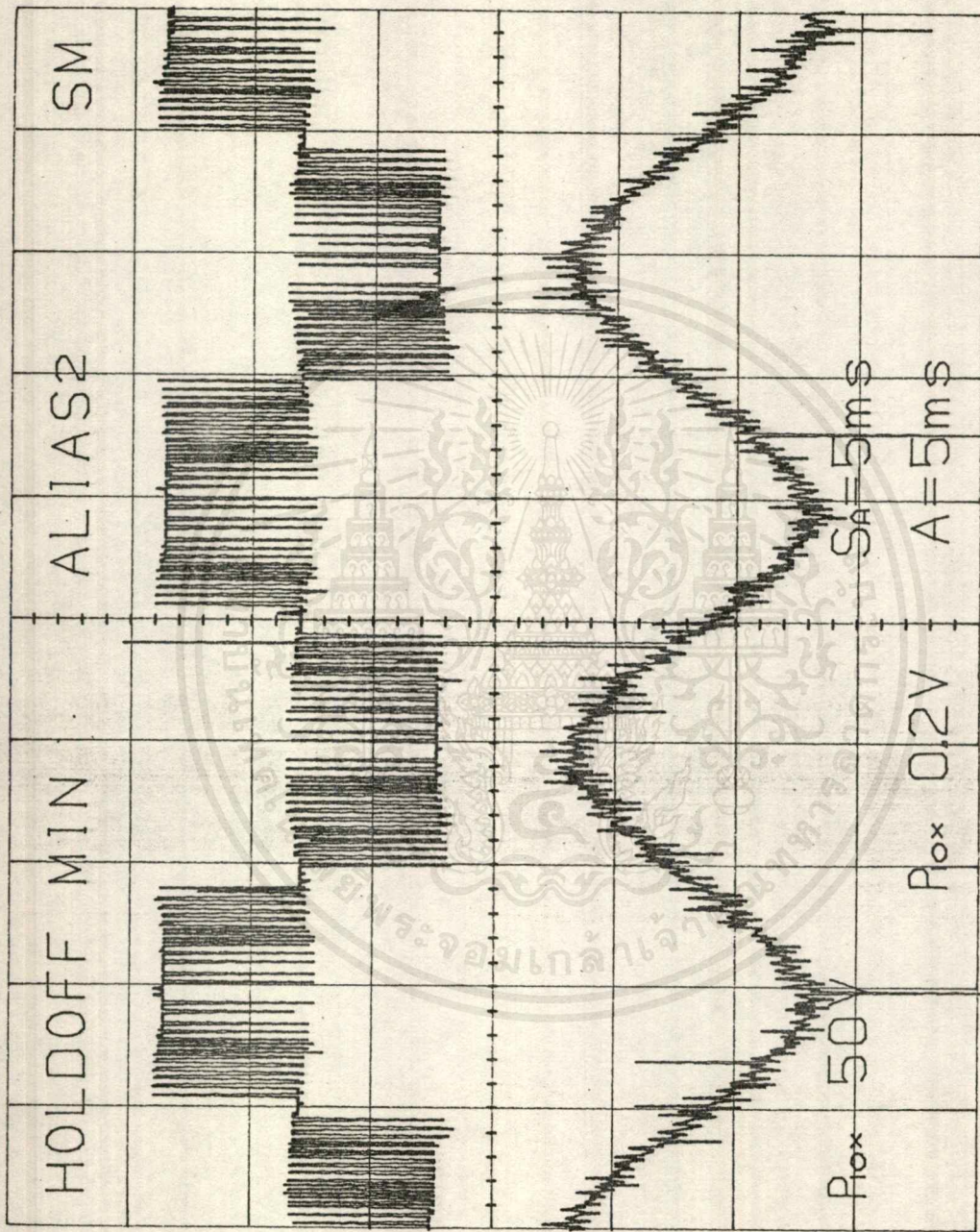
รูปแสดงสัญญาณที่ออกจากขาววงจร trig เมื่อความถี่ที่ออกจากอินเวอร์เตอร์เท่ากับศูนย์



รูปที่ 13.30

รูปแสดงสัญญาณที่ออกจากขาววงจร trig เมื่อความถี่ที่ออกจากอินเวอร์เตอร์เท่ากับ 50

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 13.31 แสดงรูปของ line-line voltage และกระแสที่เข้ามาเตอร์

สรุปและวิจารณ์

- 1) อุปกรณ์ IGBT เป็นอุปกรณ์ที่ใช้ทำงานที่ความถี่ที่ค่อนข้างสูง ทำให้ค่าเอาต์พุตที่ออกมามีค่าของฮาร์มอนิกลดลง และการควบคุมการไหลของกระแสสามารถได้โดยควบคุมที่ขาเกทของ IGBT ทำให้สามารถลดวงจรการคอมมิวเตทซึ่งมีขนาดใหญ่และน้ำหนักมากลงไปได้ แต่เนื่องจากอุปกรณ์นี้เป็นอุปกรณ์ที่เพิ่งจะผลิตได้ไม่นาน ทำให้การศึกษาถึงคุณสมบัติของ IGBT เป็นไปโดยยาก
- 2) ขาเกทของ IGBT ไม่สามารถปล่อยลอยในขณะใช้งานได้ เนื่องจากจะเกิดค่าตัวเก็บประจุเสมือนภายในตัว IGBT ทำให้เกิดการ bias ตรงได้ จึงเปรียบเสมือนว่าตัว IGBT ถูกต่อลัดวงจรผ่านตัวมันไป ดังนั้นหากมีโวลเทจสูงมาต่อคร่อมจะทำให้เกิดการลัดวงจรที่เป็นอันตรายขึ้นได้
- 3) จุดมุ่งหมายของวิทยานิพนธ์ชิ้นนี้ก็เพื่อศึกษาถึงปรากฏการณ์และการใช้งานภายในเครื่องที่มาทำการทดสอบให้ละเอียดที่สุด แต่เนื่องจากอุปกรณ์ควบคุมภายในเครื่องเป็นแบบ surface mount (อุปกรณ์ยึดติดกับแผ่นปริ้นท์โดยตรง) และ ไม่มีข้อมูลเกี่ยวกับอุปกรณ์ควบคุมภายในทำให้การศึกษาเป็นไปโดยลำบาก เพราะการวัดสัญญาณโดยตรงจะทำให้เกิดสัญญาณไป trig ให้ขาควบคุมอื่นๆ ทำงาน เป็นผลให้การทำงานผิดพลาดและเกิดระเบิดได้
- 4) ในการทดสอบการทำงานของ drive ได้ทำการทดลองทั้งหมด 2 ชุดด้วยกัน คือ ชุดที่นำมอเตอร์เหนี่ยวนำไปขับอินเวอร์ตสเจนเนอเรเตอร์เพื่อไปจ่ายโหลดไฟอีกที และชุดที่ใช้ตู้ม่านหนักในการทดสอบให้เป็นโหลด ในชุดแรกไม่ได้ลงไว้ในรายงานฉบับนี้ เนื่องจากว่า ผลของการทดสอบได้ผลไม่เป็นที่น่าพอใจ เพราะเกิดการสูญเสียในการดับปลิงมาก และที่สำคัญเครื่องจักรอินเวอร์ตนี้ให้ค่าทอร์คที่ไม่แน่นอน เนื่องจากเป็นแบบ กระตุ้นสนามแม่เหล็กด้วยตัวเอง ทำให้เมื่อมีโหลดมาก กระแสที่จ่ายเพื่อสร้างฟลักซ์ลดลง ทำให้หลุดจากสภาวะอินเวอร์ตได้ง่าย ทำให้ไม่สามารถทดสอบถึงค่าพิกัดได้

ภาคผนวก

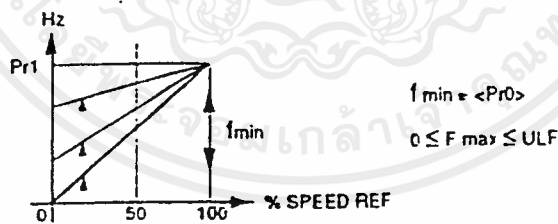
PARAMETER DEFINITIONS

Pr0 MINIMUM FREQUENCY

- วิธีการใช้งาน : เริ่มต้น DISPLAY จะแสดง rdY แล้วจึงกด key Mode DISPLAY จะแสดง Parameter ออกมา แล้วกด key UP หรือ DOWN เพื่อเลือก Parameter ที่ต้องการ จากนั้น กด key Mode แล้วจะเห็นว่า LED ดับและ DISPLAY จะให้ค่า <Pr4> ออกมา แล้วจึงใช้ key UP หรือ DOWN ในการตั้งค่าที่เราต้องการ เมื่อได้ค่าที่ต้องการแล้วจึงกด key Mode อีกครั้งหนึ่ง เครื่องก็จะเก็บข้อมูลนั้นเข้าไป
- การทำงาน : function นี้เป็นการตั้งค่า Minimum Frequency Reference (ค่าอ้างอิงความถี่ต่ำสุดที่ใช้งาน) โดยช่วงการใช้งานจะมีค่าตั้งแต่ 0 Hz ไปจนถึงค่า f_{max} ที่ตั้งไว้ ซึ่งจะตั้งให้มีค่าเกินกว่านี้ไม่ได้
- ช่วงการใช้งาน : 0 Hz ถึง f_{max} Hz หรือ <Pr1>
- Factory set : 0 Hz

PARAMETER FUNCTIONS

Pr0 MINIMUM FREQUENCY



Pr1 MAXIMUM FREQUENCY

- วิธีการใช้งาน : เริ่มต้น DISPLAY จะแสดง rdY แล้วจึงกด key Mode DISPLAY จะแสดง Parameter ออกมา แล้วกด key UP หรือ DOWN เพื่อเลือก Parameter ที่ต้องการ จากนั้น กด key Mode แล้วจะเห็นว่า LED ดับและ DISPLAY

DISPLAY จะแสดง Parameter ออกมา แล้วกด key UP หรือ DOWN เพื่อเลือก Parameter ที่ต้องการ จากนั้น กด key Mode แล้วจะเห็นว่า LED ดับและ DISPLAY จะให้ค่า <Pr4> ออกมาแล้วจึงใช้ key UP หรือ DOWN ในการตั้งค่าที่เราต้องการเมื่อได้ค่าที่ต้องการแล้วจึงกด key Mode อีกครั้งหนึ่งเครื่องก็จะเก็บข้อมูลนั้นเข้าไป

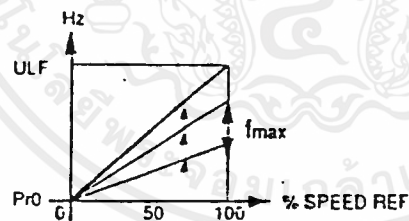
การทำงาน : function นี้เป็นการตั้งค่า Maximum Frequency Reference (ค่าอ้างอิงความถี่สูงสุดที่ใช้ทำงาน) โดยช่วงการทำงานจะมีค่าจาก f_{min} ไปสู่ ULF แต่ค่า <Pr1> จะมีค่าไม่ต่ำกว่าค่าของ <Pr0> โดยที่ $ULF = \text{ค่าขีดจำกัดบนของความถี่ที่เป็นค่าสูงสุดที่สามารถปรับขึ้นไปได้}$ และสามารถที่จะตั้งค่านี้ได้หลายค่าเป็น 120 , 240 , 480 Hz โดยใช้ bit parameter b14

ช่วงการใช้งาน :

Factory set : 50 Hz

PARAMETER FUNCTIONS

Pr 1 MAXIMUM FREQUENCY



$$f_{max} = \langle Pr1 \rangle$$

$$ULF \geq f_{max} \geq Pr0 \geq 0$$

Pr2 ACCELERATION TIME

วิธีการใช้งาน : เริ่มต้น DISPLAY จะแสดง rdY แล้วจึงกด key Mode DISPLAY จะแสดง Parameter ออกมา แล้วกด key UP หรือ DOWN เพื่อเลือก Parameter ที่ต้องการ จากนั้น

III.

กด key Mode แล้วจะเห็นว่า LED ดับและ DISPLAY จะให้ค่า <Pr4> ออกมาแล้วจึงใช้ key UP หรือ DOWN ในการตั้งค่าที่เราต้องการเมื่อได้ค่าที่ต้องการแล้วจึงกด key Mode อีกครั้งหนึ่งเครื่องก็จะเก็บข้อมูลนั้นเข้าไป

การทำงาน

เป็นการตั้งค่าช่วงเวลาการเร่งความเร็วของมอเตอร์ จากจุดที่ run อยู่ขณะนั้นไปสู่อีกความเร็วหนึ่งซึ่งมีค่า สูงกว่าโดยกำหนดให้ค่าจาก 0 Hz ไปสู่ ULF เป็น 100% การเปลี่ยนแปลงใน Input Speed Reference นั้นเรา จะต้องกำหนดค่า <Pr2> ตามลักษณะงานต่างๆ เช่น งานที่ต้องการความเร็วรอบคงที่ตลอดเวลา เพราะฉะนั้น เราจำเป็นต้องเร่งความเร็วรอบตั้งแต่ 0 rpm ให้ถึง จุดที่กำหนดไว้โดยเร็วที่สุดก็จะตั้งค่านี้อาไว้ต่ำๆ แต่เรา จะต้องตั้งค่าให้พอเหมาะเพราะเมื่อทำงานที่ load มากๆ แล้วแต่เราตั้งค่า <Pr2> ต่ำเกินไปจะทำให้เกิดการติง กระแสสูงเกินไปทำให้ Inverter นั้นเกิดการ trip ได้ แต่ถ้าเราตั้งค่า <Pr2> มากๆจะเกิดการ trip ตัวอย่างเช่น ถ้ากำหนดให้ ULF = 120 Hz และ f_{max} , <Pr1> = 30 Hz แล้ว <Pr2> = 10 วินาที จะให้อัตราเร่ง = 2.5 วินาที

ช่วงการใช้งาน : 0.2 ถึง 600 วินาที

Factory set : 5.0 วินาที

PARAMETER FUNCTIONS

$t_{ra\ min} = 0.2\ seconds$
 $t_{ra\ max} = 600\ seconds$

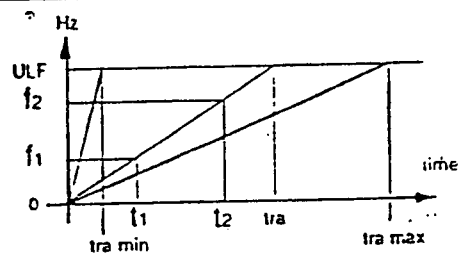
TIME TAKEN TO ACCELERATE FROM

$f_1\ TO\ f_2 = f_2$

$t_{ra} = \langle Pr2 \rangle$

$t_{f2} = \frac{(f_2 - f_1) \times t_{ra}}{ULF}$

Pr2 ACCELERATION TIME



Pr3 DECELERATION TIME

วิธีการใช้งาน : เริ่มต้น DISPLAY จะแสดง rdY แล้วจึงกด key Mode DISPLAY จะแสดง Parameter ออกมา แล้วกด key UP หรือ DOWN เพื่อเลือก Parameterที่ต้องการ จากนั้น กด key Mode แล้วจะเห็นว่า LED ดับและ DISPLAY จะให้ค่า <Pr4> ออกมา แล้วจึงใช้ key UP หรือ DOWN ในการตั้งค่าที่เราต้องการเมื่อได้ค่าที่ต้องการแล้วจึงกด key Mode อีกครั้งหนึ่งเครื่องก็จะเก็บข้อมูลนั้นเข้าไป

การทำงาน : เป็นการตั้งช่วงเวลาอัตราการหน่วงความเร็วของมอเตอร์จากจุดที่กำลัง run อยู่ลงไปสู่อีกความเร็วหนึ่งที่ต่ำกว่าโดยกำหนดให้ค่าจาก ULF ลงไปสู่ 0 Hz สำหรับการเปลี่ยนแปลงของ Input Speed Reference จาก 100% ลงไปสู่ 0% ในการกำหนดค่า <Pr3> เราจะต้องกำหนดตามลักษณะงานต่างๆ เช่น ในการป้อนกระดาษนั้นเมื่อถึงจุดที่หยุดเพื่อตัดกระดาษจำเป็นต้องหยุดการหมุนของมอเตอร์อย่างรวดเร็ว เพราะฉะนั้นเราจะต้องตั้งค่า <Pr3> เอาไว้ต่ำๆเพื่อว่าจะทำให้สามารถหยุดการหมุนของมอเตอร์ได้อย่างรวดเร็ว แต่ถ้าในกรณีที่ load มีขนาดมากแล้วเราตั้งค่า <Pr3> เอาไว้ต่ำๆก็จะทำให้เกิดการ trip ขึ้นได้ เนื่องจากกระแสที่ใช้ช่วยในการ brake มีค่าสูงเกินไป การ brake มอเตอร์นั้นก็มีหลายวิธีด้วยกันซึ่งสามารถเลือกได้โดยการตั้งค่า b2 และ b7 ตัวอย่างเช่น ถ้า $ULF = 120 \text{ Hz}$ และ f_{max} , $\langle Pr1 \rangle = 60 \text{ Hz}$ แล้ว $\langle Pr3 \rangle = 10$ วินาที จะให้ช่วงเวลาอัตราหน่วง = 5 วินาที

ช่วงการใช้งาน : 0.2 ถึง 600 วินาที

Factory set : 10.0 วินาที

PARAMETER FUNCTIONS

Pr 3 DECELERATION TIME

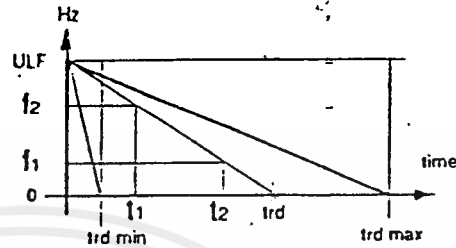
$t_{rd \min} = 0.2 \text{ seconds}$
 $t_{rd \max} = 600 \text{ seconds}$

TIME TAKEN TO DECELERATE FROM

$f_1 \text{ TO } f_2 = t_{12}$

$t_{rd} = \langle Pr3 \rangle$

$t_{12} = \frac{(f_1 - f_2) \times t_{rd}}{ULF}$

Pr4 CURRENT LIMIT (TIMED)

วิธีการใช้งาน : เริ่มต้น DISPLAY จะแสดง rdY แล้วจึงกด key Mode DISPLAY จะแสดง Parameter ออกมา แล้วกด key UP หรือ DOWN เพื่อเลือก Parameter ที่ต้องการ จากนั้น กด key Mode แล้วจะเห็นว่า LED ดับและ DISPLAY จะให้ค่า <Pr> ออกมา แล้วจึงใช้ key UP หรือ DOWN ในการตั้งค่าที่เราต้องการเมื่อได้ค่าที่ต้องการแล้วจึงกด key Mode อีกครั้งหนึ่งเครื่องก็จะเก็บข้อมูลนั้นเข้าไป

การทำงาน : เป็นการตั้งค่าขีดจำกัดกระแสสูงสุดโดยตั้งค่าเป็น % ของ full load ของ Inverter

ช่วงการใช้งาน : <Pr> ถึง 150% ของ full load

Factory set : 150%

Pr5 MAX. CONTINUOUS CURRENT

วิธีการใช้งาน : เริ่มต้น DISPLAY จะแสดง rdY แล้วจึงกด key Mode

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

DISPLAY จะแสดง Parameter ออกมา แล้วกด key UP หรือ DOWN เพื่อเลือก Parameter ที่ต้องการ จากนั้น กด key Mode แล้วจะเห็นว่า LED ดับและ DISPLAY จะให้ค่า <Pr4> ออกมาแล้วจึงใช้ key UP หรือ DOWN ในการตั้งค่าที่เราต้องการเมื่อได้ค่าที่ต้องการแล้วจึงกด key Mode อีกครั้งหนึ่งเครื่องก็จะเก็บข้อมูลนั้นเข้าไป

การทำงาน : เป็นการกำหนดค่ากระแสต่อเนื่องสูงสุดที่มอเตอร์ทำงานตามปรกติโดยที่ Inverter ไม่เกิด overload trip จากกราฟ curve จะมีลักษณะเป็น exponential ลดลงจาก 150% ของ full load (current limit) ไปสู่ <Pr5> หากทำงานที่กระแสมีค่าต่ำกว่า <Pr5> Drive จะไม่เกิดการ trip แต่ถ้าทำงานเกินกว่าค่า <Pr5> ก็จะทำให้เกิดการ trip โดยเวลาที่ใช้ในการ trip สามารถหาได้โดย

- ลากเส้นตรงจากแกนกระแสที่ค่ากระแสใช้งานในขณะที่ overload นั้นชนกับแกนเวลาไปตัด curve <Pr5> ที่กำหนด
- ลากเส้นตรงจากจุดตัดที่ curve <Pr5> ดังกล่าว ข้างต้นชนกับแกนกระแสไปตัดกับแกนเวลาที่จะได้ค่าเวลาที่ใช้ในการ trip

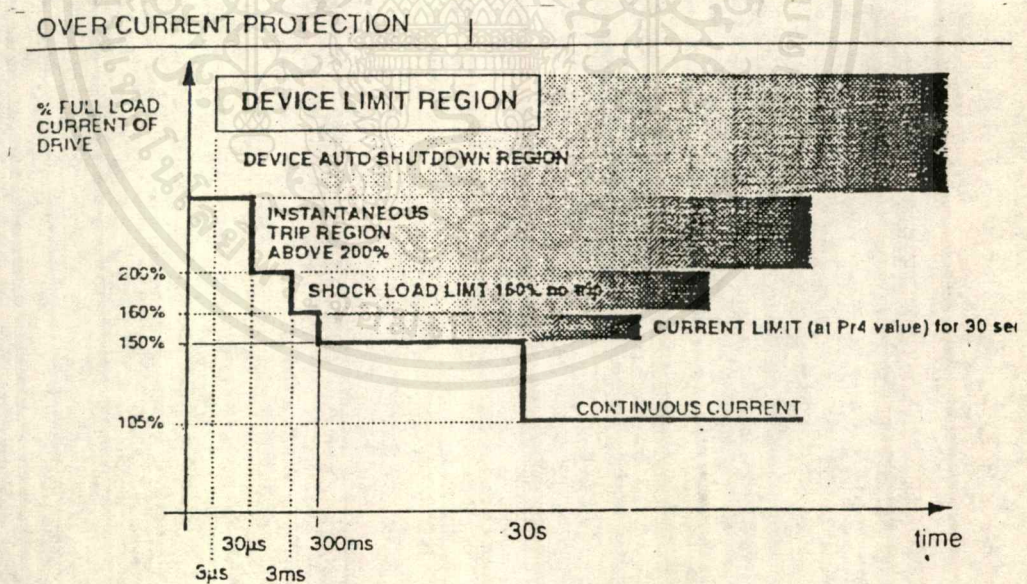
การกำหนดค่ากระแสต่อเนื่อง <Pr5> นั้นสามารถใช้การคำนวณจากพิกัดของมอเตอร์ได้ดังสมการต่อไปนี้

$$\begin{aligned} & \text{motor full load amp rating} \\ <Pr5> = \frac{\text{inverter full load amp rating}}{12.86 * <Pr5>} * 100\% \\ \text{Trip time} = \frac{12.86 * <Pr5>}{(\text{Actual \% current} - <Pr5>)} \end{aligned}$$

ค่า <Pr5> ที่หาได้นั้นจะต้องไม่เกิน rated ของ Drive ซึ่งเมื่อได้ค่า <Pr5> นี้แล้วจะต้องพิจารณาถึงอุณหภูมิของสถานะแวดล้อมขณะทำงานและการเลือก Switching Frequency ด้วย กล่าวคือหากอุณหภูมิสูงหรือเลือกค่า Switching Frequency สูงจะทำให้ Drive rating ลดลง มีผลทำให้ได้ค่า <Pr5> ลดลง ตัวอย่างเช่น เมื่อค่า <Pr5> = 105% ที่ 150% ของกระแส full load จะได้ค่าช่วงเวลาของการ trip = 30 วินาที

ช่วงการใช้งาน : 10.0% ถึง 105% ของ full load โดยที่จะต้องมียค่าต่ำกว่า <Pr4>

Factory set : 100%



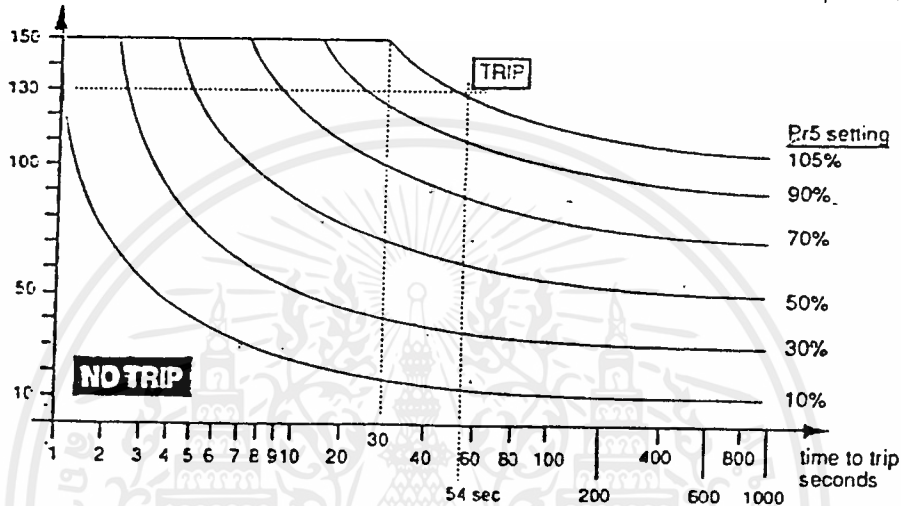
IXT CHARACTERISTICS

PERCENTAGE
DRIVE FULL
LOAD
CURRENT

Examples show

150% Load, Pr5 at 105%, time to trip = 30 sec

130% Load, Pr5 at 105%, time to trip = 54 sec



Pr6 VOLTAGE (TORQUE) BOOST

วิธีการใช้งาน : เริ่มต้น DISPLAY จะแสดง rdY แล้วจึงกด key Mode DISPLAY จะแสดง Parameter ออกมา แล้วกด key UP หรือ DOWN เพื่อเลือก Parameter ที่ต้องการ จากนั้น กด key Mode แล้วจะเห็นว่า LED ดับและ DISPLAY จะให้ค่า <Pr> ออกมา แล้วจึงใช้ key UP หรือ DOWN ในการตั้งค่าที่เราต้องการเมื่อได้ค่าที่ต้องการแล้วจึงกด key Mode อีกครั้งหนึ่งเครื่องก็จะเก็บข้อมูลนั้นเข้าไป

การทำงาน

: เป็นการตั้งค่าระดับของ VOLTAGE (TORQUE) BOOST สูงสุดที่สามารถยอมรับได้ <Pr6> ใช้เพื่อต้านการเกิด loss ของมอเตอร์ที่ค่าความเร็วต่ำและช่วยเพิ่มการเปลี่ยนแปลงของ torque ขณะ start ระดับของ boost ถูกตั้งเอาไว้ที่ความถี่เท่ากับ $\text{Pr6}/16 \text{ Hz}$ ($\text{Pr6} = \text{Maximum Voltage Frequency}$) ค่า boost สูงสุดจะเท่ากับ 25.5% ของแหล่งจ่ายแรงดันและเลื่อนไปสู่ค่าศูนย์ที่ $\text{Pr6}/2 \text{ Hz}$ หลังจากนั้นแรงดันก็จะแปรผันตามความถี่แบบเป็นเชิงเส้นตามปรกติสำหรับความถี่ที่ต่ำกว่า $\text{Pr6}/16 \text{ Hz}$ Boost แต่ละวิธีจะมีค่าลดลงไปตามกราฟหรือลดลงไปสู่ค่า 5.1% ของแหล่งจ่ายแรงดันโดยจะมีอันใดอันหนึ่งมีค่าต่ำกว่า Boost จะแบ่งออกเป็น

-Automatic boost

-Fixed boost

ซึ่งเราสามารถที่จะใช้ได้โดยการตั้งค่า bit parameter

3 Automatic boost จะมีการเปลี่ยนแปลงการ boost อย่างเป็นเชิงเส้น ตามค่าของกระแส load

ตัวอย่างเช่น จาก 0% boost ที่ 0% ของกระแส ไปสู่ค่า

<Pr6>% boost ที่ <Pr5>% ของกระแส full load

Fixed boost ควรที่จะถูกตั้งให้เหมาะสมกับอัตราการเร่งของมอเตอร์และ load การตั้งค่า boost มาก

เกินไปจะเป็นการเพิ่ม loss ในมอเตอร์ และจะลดช่วง

ระยะเวลาการใช้งานของมันและอาจจะทำให้มอเตอร์เสียหาย

สมดุลย์ในขณะเริ่มหมุนก็ได้ การที่เราจะตั้งค่า boost นี้

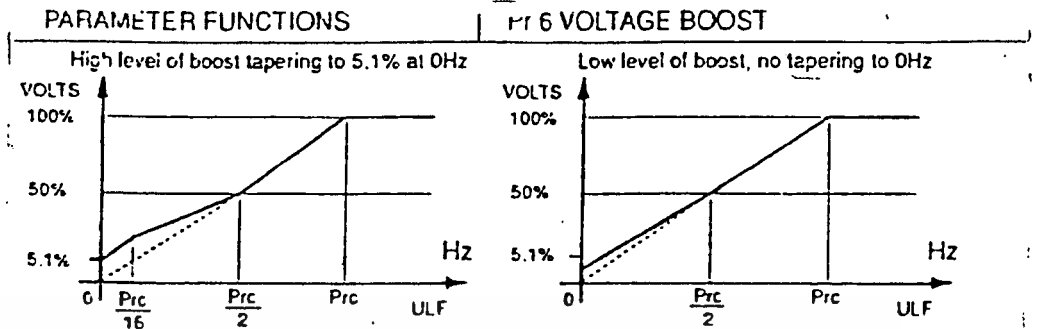
จะต้องดูตาม load กล่าวคือถ้า load มีขนาดมากๆเรา

จะต้องตั้งค่า <Pr6> สูงๆ เพื่อที่จะได้ให้ torque ขณะ

เริ่ม start มีค่าสูงซึ่งทำให้สามารถเอาชนะ load ได้

ช่วงการใช้งาน : 0.0% ถึง 25.5%

Factory set : 5.1%



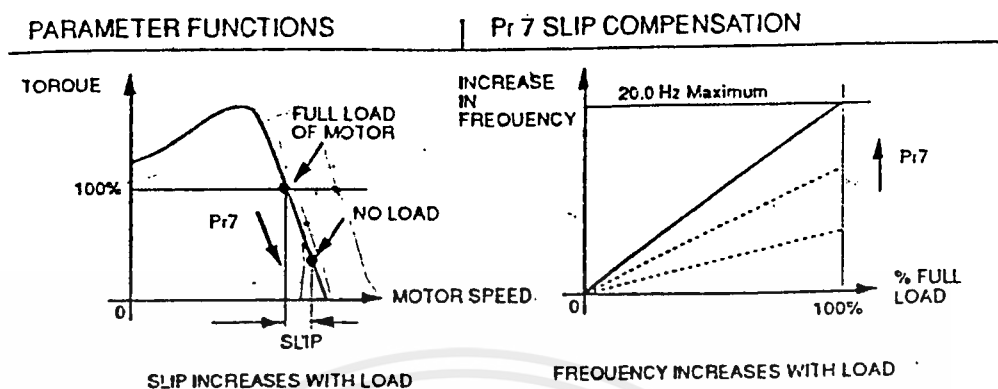
Pr7 SLIP COMPENSATION

วิธีการใช้งาน : เริ่มต้น DISPLAY จะแสดง rdY แล้วจึงกด key Mode DISPLAY จะแสดง Parameter ออกมา แล้วกด key UP หรือ DOWN เพื่อเลือก Parameter ที่ต้องการ จากนั้น กด key Mode แล้วจะเห็นว่า LED ดับและ DISPLAY จะให้ค่า <Pr4> ออกมา แล้วจึงใช้ key UP หรือ DOWN ในการตั้งค่าที่เราต้องการ เมื่อได้ค่าที่ต้องการแล้วจึงกด key Mode อีกครั้งหนึ่ง เครื่องก็จะเก็บข้อมูลนั้นเข้าไป

การทำงาน : เป็นการเพิ่มค่าของการเพิ่มความถี่ในขณะที่ <Pr5>% ของกระแสเต็มพิกัดกำลังไหลอยู่ ซึ่งที่จุดนี้จะทำให้ค่า slip มีค่ามาก เนื่องจากความเร็วรอบตกลงมา เพราะ load มีค่าสูงขึ้น ดังนั้นเราจึงจะต้องมีการชดเชยความถี่เพื่อให้ slip มีค่าน้อยๆจนอาจจะเกือบเท่าศูนย์ก็ได้ แต่จุดประสงค์หลักที่ต้องการคือต้องการให้ speed เปลี่ยนแปลงน้อยที่สุดเมื่อมีการเปลี่ยนแปลง load

ช่วงการทำงาน : 0.0 ถึง 5.0, 10.0, 20.0 Hz (ที่ <Pr5>%load)
สำหรับ ULF 's 120, 220, 440 Hz

Factory set : 0.0 Hz



Pr8 DC BRAKING LEVEL

วิธีการใช้งาน : เริ่มต้น DISPLAY จะแสดง rdY แล้วจึงกด key Mode DISPLAY จะแสดง Parameter ออกมา แล้วกด key UP หรือ DOWN เพื่อเลือก Parameter ที่ต้องการ จากนั้น กด key Mode แล้วจะเห็นว่า LED ดับและ DISPLAY จะให้ค่า <Pr4> ออกมา แล้วจึงใช้ key UP หรือ DOWN ในการตั้งค่าที่เราต้องการ เมื่อได้ค่าที่ต้องการแล้วจึงกด key Mode อีกครั้งหนึ่ง เครื่องก็จะเก็บข้อมูลนั้นเข้าไป

การทำงาน : เป็นการตั้งค่าระดับ DC injection braking ซึ่งแสดงรูปแบบเป็น % ของพิคตกกระแส drive สำหรับ DC braking นั้นเราจะสั่งให้ทำงานได้โดยการตั้งค่า bit parameter ที่ 2 และ 7 ดังนี้

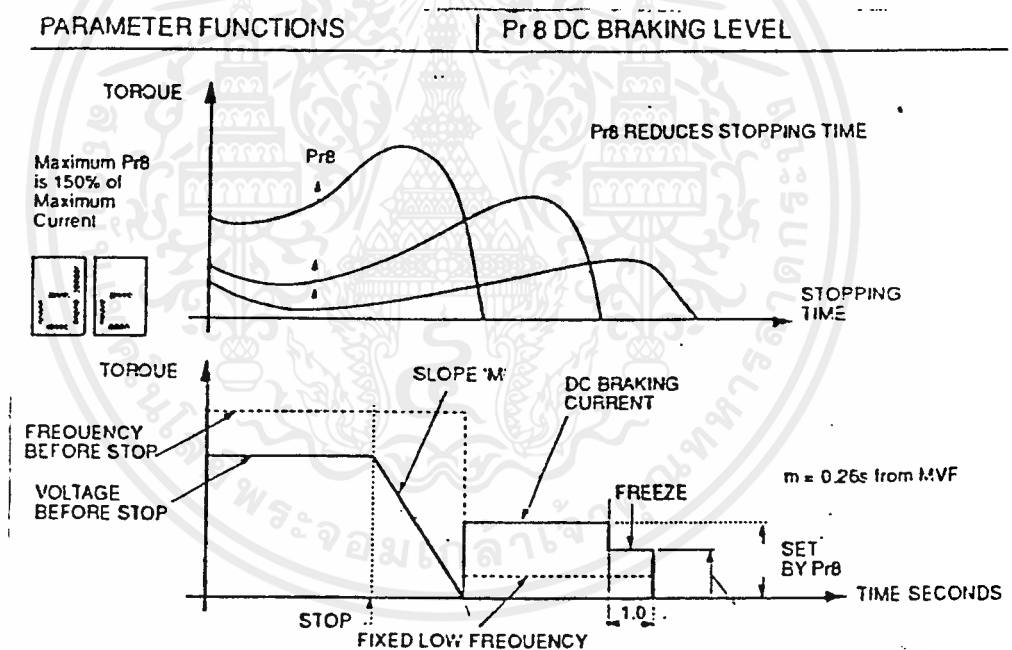
- bit parameter ที่ 2 ตั้งค่าเป็น 1
- bit parameter ที่ 7 ตั้งค่าเป็น 0

DC braking จะสามารถเริ่มต้นทำงานก็ต่อเมื่อเราสั่งให้ drive หยุดทำงานเสียก่อน Braking นี้มีอิทธิพลมาจากการที่ระดับของแรงดันที่ drive จ่ายไปให้ motor

มีค่าลดลงและการจ่ายแรงดันนั้นจะมี waveform ของ ความถี่ที่ต่ำลงจนกระทั่งการหมุนของ motor เกือบจะ หยุดลง Inverter(drive) นั้นไม่สามารถที่จะเริ่มต้น ทำงานใหม่อีกครั้งในทันทีทันใดได้ดังนั้นเมื่อมีคำสั่งให้ drive หยุดทำงานนั้นจะมีช่วงเวลาในการทำงานของ DC injection เป็นเวลา 1 วินาที DC braking ไม่สามารถใช้งานได้ในขณะที่มีคำสั่งให้ motor หมุนใน ทิศทาง reverse

ช่วงการทำงาน : 40% ถึง 150%ของพิกัดกระแส full load

Factory set : 150%



Pr9 SERIAL INTERFACE ADDRESS

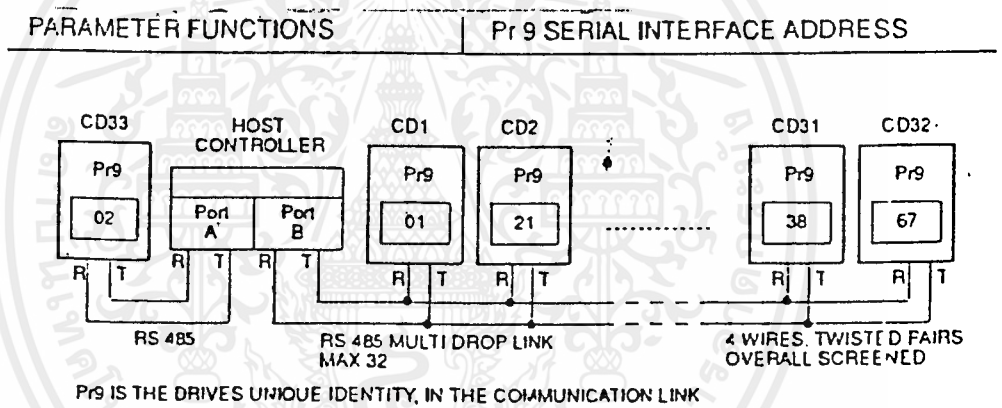
วิธีการใช้งาน : เริ่มต้น DISPLAY จะแสดง rdY แล้วจึงกด key Mode
DISPLAY จะแสดง Parameter ออกมา แล้วกด key

UP หรือ DOWN เพื่อเลือก Parameter ที่ต้องการจากนั้น กด key Mode แล้วจะเห็นว่า LED ดับและ DISPLAY จะให้ค่า <Pr4> ออกมาแล้วจึงใช้ key UP หรือ DOWN ในการตั้งค่าที่เราต้องการเมื่อได้ค่าที่ต้องการแล้วจึงกด key Mode อีกครั้งหนึ่งเครื่องก็จะเก็บข้อมูลนั้นเข้าไป

การทำงาน : เป็นการตั้งค่าตำแหน่งของการ interface แบบอนุกรม เพื่อให้เป็นลักษณะเฉพาะของ drive แต่ละตัว ซึ่งสามารถนำไปใช้เมื่อมีการติดต่อกับระบบอื่นๆ

ช่วงการทำงาน : 00 ถึง 99

Factory set : 11



หมายเหตุ 1) ถ้าหากใช้ serial link เราสามารถอ่านหรือเขียนค่ารหัสได้ในช่วง 100-255 เท่านั้น

2) ถ้าป้อนรหัสถูกต้องแล้ว เราสามารถติดต่อกับตัวแปรบิตที่ 13 ได้ ซึ่งบิตนี้ทำหน้าที่เปลี่ยนค่าตัวแปรทุกตัวให้เป็นค่า default

หน้าที่ของตัวแปรบิตแต่ละตัว

b0 : SPEED or TORQUE CONTROL MODE

หน้าที่ : ใช้สำหรับเลือกระบบที่ต้องการในการควบคุม ถ้าใช้แบบ speed control จะใช้ terminal 5 เป็น speed reference ซึ่งสามารถกำหนดความเร็วของมอเตอร์ได้ ส่วนแบบ torque control นั้นใช้ terminal 7 เป็น reference ซึ่งเป็นอัตราส่วนกับ current limit โดย 0 โวลต์ จะเทียบเท่ากับ 10% ของ full load current และ 10 โวลต์ เทียบเท่ากับ current limit <Pr4> การใช้ torque control นั้นต้องให้ความเร็วอยู่ที่ค่า $\pm <Pr4>$

ข้อเลือก : 0 = torque control 1 = speed control

Factory set : 1 = speed control

b1 : AUTO START or MANUAL START MODE

หน้าที่ : เลือกวิธีการที่จะ start ในแบบ manual จำเป็นต้องกดปุ่ม start หลังจากป้อน supply แล้ว ส่วนแบบ auto start เครื่องจะทำงานทันทีหลังจากป้อน supply โดยจะทำงานเองโดยอัตโนมัติและจะทำงานจนกว่าจะมีคำสั่ง stop [Rdy] จึงหยุด การ start แบบนี้ ใช้ในกรณีที่ ต้องการ start มอเตอร์ใหม่เมื่อมี supply หลังจาก that supply หายไป

ข้อเลือก : 0 = auto start 1 = manual start

factory set : 0 = auto start

b2 & b7

: METHOD OF STOPING

หน้าที่

: เลือกวิธีที่จะหยุดมอเตอร์ มี 4 วิธีคือ

1) Coast

2) Ramp

3) DC injection

4) Alternative dynamic breaking โดยต้องใช้ร่วมกับการ์ด IBD ด้วยแบบ coast จะเป็นการปล่อยให้มอเตอร์หยุดเอง โดยแรงเสียดทานแรงต้านของลม และ แรงเฉื่อย ในขณะที่ drive จะแสดง INHIBIT [Inh] (นอกจากจะมีการ trip เสียก่อน)

แบบ Ramp มอเตอร์จะหยุดตามเวลาที่ตั้งไว้ใน Pr3 เราใช้การ stop แบบนี้เมื่อต้องการให้เวลาที่หยุดสั้นลงหรือให้ยาวนานขึ้นกว่าการปล่อยตามอิสระ การใช้ Ramp control เป็นการหน่วงแบบเชิงเส้น ถ้าอัตราการหน่วงทำให้เกิด overheat ขึ้น ดังนั้น การหยุดแบบ Ramp จะไม่สามารถใช้ได้จนกว่า overheat จะหายไป จึงจะหยุดแบบ Ramp ตามปกติ เราใช้ IBD-1 มาร่วมด้วยเพื่อการหยุดเป็นไปตามต้องการแบบ DC breaking จะป้อนกระแส DC เข้าไปในมอเตอร์ขณะ Break และจะคายพลังงานออกมาในรูปของความร้อน ระดับที่ใช้ในการ Break ตั้งไว้ใน <Pr8>

แบบ Alternative dynamic breaking ใช้สำหรับหยุด load อย่างรวดเร็ว โดยเฉพาะ load ที่มีมวลมาก เราใช้ IBD-1 card ต่อกับ power resister ภายนอก เพื่อใช้ในการคายพลังงาน

ข้อเลือก

b2	0	0	1	1
b7	0	1	0	1
STOP	RAMP	COAST	DC	RAMP
DB	STANDARD		N/A	ALT

factory set : b2 = 0) RAMP

b7 = 0) (STANDARD DB)

- 03 : AUTO BOOST or FIXED BOOST .
หน้าที : เลือกวิธี boost ใช้ในขณะความเร็วต่ำและต้องการเพิ่มความเร็ว สามารถ
เลือกใช้ได้ทั้งแบบคงที่ หรือ เพิ่มขึ้นโดยอัตโนมัติตามขนาดของ load
ข้อเลือก : 0 = auto boost 1 = fixed boost
Factory set : 0 = auto boost
- 04 : Low Speed or Run Indication Output
หน้าที : เป็นการเลือกใช้ function สำหรับค่าที่ Output ขาที่ 24 ว่าผลที่ได้ ออก
มา เป็นค่า 0 V หรือ 24 V โดยเมื่อเรากำหนดค่าใน b4 เป็น "0" แสดงว่า
เราเลือกใช้ function Low speed ดังนั้นเมื่อ Run motor ที่ความเร็วปรกติ
หรือมีค่ามากกว่าความเร็วที่ตั้งไว้ที่ <Pr0> ขาที่ 24 จะแสดงค่า
ข้อเลือก : 0 = run indication 1 = low speed
Factory set : 0
- 05 : OPEN LOOP or ENCODER FEEDBACK
หน้าที : เป็นการเลือกการทำงานแบบ ENCODER FEEDBACK หรือ OPEN LOOP ซึ่งการ
ทำงานแบบ ENCODER FEEDBACK จะให้ระบบดิจิตอลแบบควบคุมความถี่ของ
มอเตอร์เพื่อให้มีความถี่ OUTPUT ตรงกับความถี่ที่กำหนดมากที่สุดโดยใช้
ENCODER เป็นตัว FEEDBACK ความถี่ OUTPUT ที่หัวเพลลาของมอเตอร์ส่งมา
เป็นสัญญาณดิจิตอลเข้าไปประมวลผลในไมโครโปรเซสเซอร์ เพื่อเปรียบเทียบกับ
ความถี่ Refferent กับความถี่ OUTPUT ที่เข้ามาในรูปของสัญญาณดิจิตอลเมื่อ
เกิดความแตกต่างขึ้นในไมโครโปรเซสเซอร์ก็จะไปปรับค่า V/f ให้ความถี่
OUTPUT เท่ากับความถี่ Reference แต่ถ้าเราใช้ระบบแบบ OPEN LOOP จะ
เป็นการทำงานแบบไม่มีการ FEEDBACK กลับมา ซึ่งมีผลต่อความถี่โดยความถี่จะมี
ค่าเพิ่มขึ้นเล็กน้อยโดยจะแปรตามค่า ULF ที่เลือกคือ +7.5, +15, +30 Hz สำหรับ
ค่า ULF = 120, 240, 480 Hz ตามลำดับ
ENCODER Pulse Rate = 30 pulse ต่อรอบ เครื่องจักร 2 ขั้ว
= 60 pulse ต่อรอบ เครื่องจักร 4 ขั้ว
ในขณะ OPEN LOOP การทำงานจะมีการชดเชยความถี่และชดเชย slip เท่านั้น

b6 : MASTER or SLAVE DRIVE
 หน้าที่ : mode นี้จะไว้ในกรณีที่เลือก speed reference แบบ remote เท่านั้นโดยให้ terminal 16 = 0 V. จากนั้นก็เลือก speed signal แบบ Master หรือ Slave ถ้าหากเราเลือกแบบ Master จะรับสัญญาณกระแสจาก T8 (หรือ reference ของความถี่จาก T10) แต่ถ้าเลือกแบบ Slave , Reference ที่ได้จะมาจาก serial link

ข้อเลือก : 0 = master(current loop) 1 = slave(serial link)

factory set : 0 = master

b8 : FREQUENCY or LOAD ON DISPLAY

หน้าที่ : สามารถเลือกแสดงระหว่างความถี่ หรือกระแสโหลดของมอเตอร์ ออกทาง display ถ้าเลือกแบบความถี่จะบอกเป็นเฮิร์ต ถ้าเลือกแบบโหลด จะบอกเป็นเปอร์เซ็นต์ของ full load ของ drive ถ้าหากต้องการเปลี่ยน display จากแสดง frequency เป็นแสดง load หรือสลับกัน โดยไม่ต้องเปลี่ยนที่ b8 ก็สามารถทำได้โดยกดคีย์ UP และ DOWN พร้อมกัน

ข้อเลือก : 0 = frequency 1 = load

factory set : 0 = frequency

หมายเหตุ : เราสามารถทำให้เครื่องแสดงค่าความถี่กับกระแสโหลดสลับกัน โดยไม่ต้องปิดเครื่อง inverter และเปลี่ยนค่า b8 โดยการกดปุ่ม up และ down พร้อมกัน

b9 : TERMINAL or KEYPAD CONTROL

หน้าที่ : ใช้เลือกวิธีที่จะควบคุม drive ให้ start, stop หรือควบคุม speed หรือ reset โดยเลือกควบคุมจากภายนอก หรือจาก keypad ที่ติดอยู่ที่ตัว drive โดยปกติแล้ว การควบคุมแบบ keypad นี้ ใช้เฉพาะในการติดตั้ง หรือเปลี่ยนค่า parameter เท่านั้น

ข้อเลือก : 0 = keypad control 1 = terminal control

Factory set : 1 = terminal control

b10 : EVEN or ODD serial I/O parity
 หน้า : เลือกแบบ parity ของการติดต่อภายนอกของ serial link
 ชื่อเลือก : 0 = odd parity 1 = even parity
 Factory set: 0 = even parity

b11 : DEFINE CURRENT LOOP TYPE OR FREQUENCY INPUT
 หน้า : ให้อ้างอิงความเร็ว โดยให้ current loop หรือให้ frequency input (เป็นสัญญาณ digital) เพื่อเป็นสัญญาณในการอ้างอิงความเร็ว
 ถ้าเลือกการควบคุมโดยให้ current loop สามารถเลือกได้ 3 วิธี
 เช่นถ้าเลือก 4/20 mA. สัญญาณกระแส input ที่เป็นอัตราส่วนโดยตรงกับ
 ความเร็วจะมีค่าระหว่าง 4 - 20 mA. โดยกระแส 4 mA. ควบคุมความถี่ของ
 มอเตอร์ เท่ากับค่าต่ำสุดที่ set ไว้ ส่วน 20 mA. เท่ากับค่าความถี่
 สูงสุดที่ set ไว้ หากกระแสมีค่าน้อยกว่า 3 mA. เครื่องจะทำการ
 trip และจะแสดง [cL] คือ current loop loss แต่ถ้าเลือก
 ควบคุมแบบ frequency เครื่องจะนำสัญญาณ digital frequency จาก
 ภายในเครื่องเป็นสัญญาณ reference การทำงานทุกอย่างที่กล่าวมาข้างต้น
 ต้อง set ให้อยู่ใน mode MASTER และ REMOTE เราสามารถเลือก
 วิธีการควบคุมโดยให้คีย์ UP และ DOWN ในการ scan ค่าต่างๆ
 Amplitude ที่ใช้ในสัญญาณความถี่ มีค่า 0-5 Volt หรือ open
 collector (24 V.)
 ความถี่ o/p ของมอเตอร์ เท่ากับ 1/30 ของสัญญาณความถี่ ref.
 ชื่อเลือก : 4.20 (4/20 mA.), 20.4 (20/4 mA.), 0.20 (0/20 mA.), -- Fr.
 (digital speed reference)
 Factory set : 4.20 (4/20 mA.)

b12 : SERIAL LINK BUAD RATE
 หน้า : เลือกค่า buad rate (อัตราเร็วในการรับส่งข้อมูล) ของ serial link
 ชื่อเลือก : 4.8 (4800 buad) 9.6 (9600 buad)
 Factory Set : 4.8 (4800 buad)

b13 : RESET ALL PARAMETERS TO THEIR DEFAULT VALUES

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- หน้าที่ : ในกรณีที่เรทำการ set ค่า parameter จนไม่สามารถจำค่าที่ set แต่เดิมได้ เราสามารถทำให้ค่า parameter ทุกตัว มีค่าเท่ากับค่าที่ set ไว้เดิม โดยการ set บิตที่ 13 ให้เป็น "1" ค่า default values นี้ อาจแตกต่างจากค่า factory set ก็ได้ เมื่อ set ค่าเสร็จแล้ว ทำให้ค่า<PrA>= [Et] และรหัสลับ = 0
- ข้อเลือก : 1 = set default values 0 = no action
- factory set : 0
- b14 : DEFINE ULF and SWITCHING FREQUENCIES
- หน้าที่ : ค่า upper limit frequency มีให้เลือกได้ 1 ใน 3 ค่า และค่า switching frequency มีให้เลือกได้ 4 ค่า ในการให้ค่า b14 ใน ครั้งแรก เป็นการให้ค่า switching frequency หลังจากกดคีย์ MODE ค่า SF's จะถูกเก็บไว้ในเครื่อง เมื่อกด MODE อีกครั้ง จะเป็นการ ให้ค่า upper limit frequency เราใช้คีย์ UP และ DOWN ในการเลือกค่าที่ต้องการ ค่าของ ULF และ SF นี้ ต้องใช้ค่าที่ สัมพันธ์กัน เช่น ULF = 480 Hz. จะใช้กับ SF เท่ากับ 2.9 kHz. ไม่ได้ และถ้าเปลี่ยนค่า ULF แล้ว ต้องเปลี่ยนค่า parameter Prc ด้วย
- ข้อเลือก : SF's = 2.9, 5.9, 8.8, 11.7 kHz.; ULF = 120, 240, 480 Hz.
- Factory set : SF=2.9 kHz. ULF = 120 Hz.
- Prc : MAXIMUM VOLTAGE FREQUENCY
- หน้าที่ : เป็นการเลือกค่า frequency ที่ทำให้ได้ค่า output voltage มากที่สุด หากเราเพิ่มค่า frequency มากกว่านี้ ค่า voltage ก็จะไม่เพิ่ม ค่า Prc ต้องสัมพันธ์กับค่า b14 แล้ว จะได้ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่และ voltage ดังรูปกราฟ

XX.

PrC สามารถ set ให้มากกว่า Pr1 ได้

ตารางแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง ULF(b14) และ MVF(PrC)

ULF	MVF	
120	50	) Use same ULF setting) for 50 and 60 Hz.) machines.
120	60	
240	240	
480	480	

ช่วงการทำงาน : PrC สามารถปรับได้จาก ULF(b14)-ULF/16 Hz.

Factory Set : 50 Hz.

คำเตือน : ห้าม set PrC ต่ำเกินไป เพราะจะทำให้มอเตอร์เกิด Overheat
เนื่องจาก ค่าอัตราส่วน volt/Hz. สูงเกินไป

กิตติกรรมประกาศ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้สามารถสำเร็จสมบูรณ์ได้ด้วยความอนุเคราะห์จากบุคคลหลายๆท่านโดยเฉพาะอย่างยิ่งท่าน รศ.ดร. วิริยะ พิเชฐจำเริญ ซึ่งเป็นอาจารย์ที่ปรึกษา เป็นผู้ช่วยวางแผนทางและให้ความรู้ คำแนะนำ แนวความคิด รวมทั้งข้อมูลต่างๆมากมายพร้อมทั้งขอบคุณพี่ที่บริษัทคอนโทรลเทคนิค ที่ช่วยทั้งในด้านคำแนะนำและสนับสนุนทางด้านวัสดุอุปกรณ์ต่างๆ รวมถึงเพื่อนๆที่ร่วมงานทุกๆท่านที่ให้ความร่วมมือในการทำงานอย่างเต็มที่พร้อมทั้งช่วยกันออกความคิดเห็นต่างๆจนกระทั่งทำให้งานชิ้นนี้สำเร็จลงได้ด้วยดี

สุดท้ายนี้หวังว่าปริญญานิพนธ์ฉบับนี้ จะมีประโยชน์ต่อผู้ที่ต้องการความรู้ทางด้านนี้เป็นแนวทางในการศึกษาต่อไป

ผู้จัดทำ

เอกสารอ้างอิง

1. กฤษฎา วิศวธีรานนท์, "ไอซีดีจีตอล", บริษัท ซีเอ็ดดูเคชั่น จำกัด, 304 หน้า , 2532.
2. วิชัย ศังขจันทรานนท์, "ควบคุมเครื่องกลไฟฟ้าด้วยอิเล็กทรอนิกส์กำลัง 1 " ,สมาคมส่งเสริมเทคโนโลยี(ไทย-ญี่ปุ่น), 379 P, 2535.
3. วิริยะ พิเชฐจำเริญ, "เอซีไมโครคอนโทรล" , คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหาร ลาดกระบัง, 275 หน้า , 2529.
4. A.E. Fitzgerald , Charles Kingsley , Jr , Stepher D. Umans "Electric Machinery", McGraw-Hill , Singapore, 571 P, 1983.
5. B.K.Bose, "POWER ELECTRONICS AND AC DRIVES", Prentice-Hall, Englewood Cliffs, New Jersey 07632 , ปี 1988.
6. Kenneth J. Ayala, "The 8051 Microcontroller", West Publishing Company, United States of America, 241 P, 1991.
7. M.H.Rashid, "POWER ELECTRONICS", Prentice-Hall International, 585 P, 1988.
8. Ned Mohan, Tore M. Undeland, William P. Robbins, "POWER ELECTRONICS", John Willey & Sons, 656 P., Singapore , 1989.