สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

อินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดันโดยใช้การควบคุมแบบกระแส สำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ

current controlled voltage source inverter for induction motor drive

T042608

โดย

นาย เกรียงศักดิ์ ไทยวัฒน์

นาย พิพัฒน์ บานเย็น

นาย เลิศศักดิ์ ทองอยู่

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน 42608
วัน, เดือน, ปี - 4 มิ.ย. 2545

b.....
i.....

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตร์บัณฑิต

สาขาวิชา วิศวกรรมไฟฟ้า

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า เจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2543

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดัน โดยใช้การควบคุมกระแส สำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ

ผู้จัดทำ

1. นาย เกรียงศักดิ์ ไทยวัฒน์
2. นาย พิพัฒน์ บานเย็น
3. นาย เลิศศักดิ์ ทองอยู่

_____ อาจารย์ที่ปรึกษา

(ผศ.ดร. วิจิตร กิณเรศ)

_____ อาจารย์ที่ปรึกษา

(อ. สุรินทร์ คำฝอย)

ปริญญานิพนธ์ ปีการศึกษา 2543

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า เจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

บทคัดย่อ

Abstract

สารบัญรูป

สัญลักษณ์

คำย่อ

บทที่ 1 บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา 1

1.2 ขอบเขต 2

บทที่ 2 ทฤษฎีที่ใช้อ้างอิงในการทำโครงงาน 3

บทที่ 3 หลักการที่นำมาใช้ 36

3.1 การควบคุมแบบกระแส 36

3.2 การควบคุมแบบแรงดัน 36

3.3 เปรียบเทียบระหว่างการควบคุมกระแสและแรงดัน 36

บทที่ 4 วงจรที่เลือกใช้ 42

4.1 วงจร Voltage Regulator Power Supply 42

4.2 วงจรสร้างไซน์อ้างอิง 43

4.3 วงจร Modulation เทคนิคแบบ bang – bang 44

4.4 วงจร Dead Time 44

4.5 วงจร ขับเกท (Drive) 45

4.6 วงจรสร้าง DC Link และ 3 Phase inverter 46

4.7 วงจรตรวจจับกระแสจริงที่ไหลเข้ามอเตอร์ (LEM) 46

4.8 วงจร Soft Start 47

บทที่ 5 ผลการทดลองและสรุปผลการทดลอง 49

5.1 ตั้งสมมติฐาน 49

5.2 อุปกรณ์ที่ใช้ 49

5.3 วงจรแสดงตำแหน่งการวัด 50

5.4 ขั้นตอนการทดลอง 51

5.5 ผลการทดลอง 52

5.6 สรุปผลการทดลอง 72

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 6 วิจารณ์ผลการทดลอง 74
เอกสารอ้างอิง 75
กิตติกรรมประกาศ 76
ภาคผนวก ก โปรแกรม M-File ของ MATLAB 77
ภาคผนวก ข ข้อมูลที่เก็บไว้ในหน่วยความจำ EPROM เพื่อใช้ในการสร้าง
สัญญาณไซน์อ้างอิง 3 เฟส 80
ภาคผนวก ค รูปชิ้นงานและชุดมอเตอร์เหนี่ยวนำ 83
ภาคผนวก ง ข้อมูลเกี่ยวกับไอซี เบอร์ 4046, เบอร์ IGBT , LEM 84

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทคัดย่อ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอ อินเวอร์เตอร์ 3 เฟส ชนิดแหล่งจ่ายแรงดันสำหรับควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำ3เฟสโดยใช้เทคนิคการควบคุมกระแส เพื่อประโยชน์ในการควบคุมกระแสที่ไหลเข้ามอเตอร์ โดยใช้เทคนิค adaptive current control แบบ fixed band โดยมีการตรวจจับกระแสของมอเตอร์เพื่อนำมาเปรียบเทียบกับสัญญาณไซน์อ้างอิง ซึ่งใช้หลักการมอดูเลตความกว้างของพัลส์ที่มีไอจีบีทีเป็นอุปกรณ์ สวิทชิ่งเพื่อที่จะทำให้กระแสของมอเตอร์มีลักษณะเข้าใกล้สัญญาณไซน์อ้างอิง และโครงงานนี้มีการจำลองโปรแกรม MATLAB ที่ค่าต่างๆมีการทดสอบกับโหลด เพื่อดูรูปคุณสมบัติกราฟ Torque-Speed ที่ความถี่อินเวอร์เตอร์ต่างๆและเปรียบเทียบกับผลทางทฤษฎี ซึ่งให้ผลเป็นที่น่าพอใจ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

CURRENT CONTROLLED VOLTAGE SOURCE INVERTER FOR INDUCTION MOTOR DRIVE

Krengsak Thaiwat

Pipat Banyen

Lertsak Thongyhu

Asst. Prof. Dr. Vijit Kinnares advisor

Surin Komfoi advisor

ABSTRACT

This project presents three phase voltage inverter to control three phase induction motor by current controlled technic for advantage control current flow in motor by use fixed band adaptive current control technic .There are feeding current of motor to compare with sine reference that use pulse size modulation .This project brings IGBTs for swithcing to make current signal of motor is the same as sine reference signal.This project use MATLAB program for simulation which take load at many values to observs torque-speed curve at several frequency to compare with results of theory which give satisfy results.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป

รูปที่ 1.1	Field – Oriented Control	1
รูปที่ 1.2	Current Controlled	2
รูปที่ 2.1	Speed – Torque Curve ของมอเตอร์เหนี่ยวนำและโหลด	4
รูปที่ 2.2	แสดงวงจรกำลัง 3-เฟส AC Power Controller	5
รูปที่ 2.3	แสดงวงจรเซอร์เบียส	7
รูปที่ 2.4	แสดงระบบวงจรเครเมอร์	7
รูปที่ 2.5	แสดงการเปลี่ยนแรงดัน, ทอร์ค, กระแสสเตเตอร์กับความถี่	8
รูปที่ 2.6	แสดง Speed – Torque Curve ของมอเตอร์เมื่อใช้วิธีควบคุม VVVF	9
รูปที่ 2.7	แสดงบล็อกไดอะแกรมของระบบอินเวอร์เตอร์เพื่อขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ	11
รูปที่ 2.8	แสดงวงจรกำลังของ 6-STEP อินเวอร์เตอร์	12
รูปที่ 2.9	แสดงรูปคลื่นทางด้านเอาท์พุทของ 6-STEP อินเวอร์เตอร์	13
รูปที่ 2.10	แสดงวงจรกำลังของ PWM อินเวอร์เตอร์	14
รูปที่ 2.11	แสดงวงจรกำลังของ Current Source Inverter	15
รูปที่ 2.12	แสดงแรงดันและกระแสทางด้านเอาท์พุทของ Current Source Inverter	15
รูปที่ 2.13	แสดง Torque - Speed Curves ที่มีการเปลี่ยนแปลงกระแสที่ STATOR	16
รูปที่ 2.14	แสดงรูปคลื่นต่าง ๆ	18-19
รูปที่ 2.15	แสดงแรงดัน Line และ Phase ของ PWM Inverter (a) แรงดันระหว่างไลน์, (b) แรงดันเฟส	19
รูปที่ 2.16	แสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันมูลฐานและดัชนีการม็อดดูเลตของเทคนิค SPWM	21
รูปที่ 2.17	แสดงรูปคลื่น PWM แบบ Uniform Sampling	22
รูปที่ 2.18	แสดงความสัมพันธ์ระหว่างความถี่มูลฐานและความถี่สวิทชิ่งของอุปกรณ์สวิทชิ่ง	23
รูปที่ 2.19	แสดงรูป PWM โดยวิธีกำจัดฮาโมนิคส์	24
รูปที่ 2.20	แสดงหลักการเกิดรูปคลื่น PWM โดยเทคนิค Adaptive Current Control	28
รูปที่ 2.21	แสดงวงจรควบคุมเทคนิค Adaptive Current Control	28
รูปที่ 2.22	แสดงบล็อคไดอะแกรมที่มีการควบคุมกระแส	30

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 2.23	แสดงช่วงการทำงาน ต่าง ๆ ของทอร์ค	31
รูปที่ 2.24	บล็อคการทำงานพื้นฐานของ Adaptive Current generation	32
รูปที่ 2.25	รูปคลื่นกระแส และรูปคลื่นโวลเตจ	33
รูปที่ 2.26	แสดง Load Current	34
รูปที่ 3.1	ความสัมพันธ์ระหว่างทอร์ค และความเร็ว	37
รูปที่ 3.2	แสดงความสัมพันธ์ระหว่างกระแสสเตเตอร์กับความเร็ว	38
รูปที่ 3.3	แสดงความสัมพันธ์ระหว่างกระแสโรเตอร์กับความเร็ว	39
รูปที่ 3.4	แสดงความสัมพันธ์ระหว่างกระแสสร้างสนามแม่เหล็กกับความเร็ว	40
รูปที่ 4.1	วงจร Voltage Regulator Power Supply	42
รูปที่ 4.2	แสดงวงจรไซน์อ้างอิง	43
รูปที่ 4.3	วงจร Modulation เทคนิคแบบ bang - bang	44
รูปที่ 4.4	วงจร Dead Time	45
รูปที่ 4.5	วงจรขับเกท (Drive)	45
รูปที่ 4.6	วงจรสร้าง DC Link และ 3 Phase inverter	46
รูปที่ 4.7	วงจรตรวจจับกระแสจริง ที่ไหลเข้ามอเตอร์ (LEM)	47
รูปที่ 4.8	วงจร Soft Start	47
รูปที่ 5.1	แสดงวงจรตำแหน่งการวัด	50
รูปที่ 5.2	แสดงกราฟ ทอร์ค - ความเร็วรอบ ที่ความถี่ 40 Hz โดยใช้เทคนิคควบคุมกระแสที่ค่าต่าง ๆ	54
รูปที่ 5.3	แสดงกราฟ ทอร์ค - ความเร็วรอบ ที่ความถี่ 50 Hz โดยใช้เทคนิคควบคุมกระแสที่ค่าต่าง ๆ	54
รูปที่ 5.4	แสดงกราฟ ทอร์ค - ความเร็วรอบ ที่ความถี่ 60 Hz โดยใช้เทคนิคควบคุมกระแสที่ค่าต่าง ๆ	55
รูปที่ 5.5	ทอร์ค – ความเร็วรอบ โดยใช้Voltage Source (Variac 3 Phase)	56
รูปที่ 5.6	แรงดันไลน์ทูไลน์ จากการทดลองจริง ที่ไซน์อ้างอิง 50 Hz,7 Arms, no-load	57
รูปที่ 5.7	แรงดันไลน์ทูไลน์ จากการทดลองจริง ที่ไซน์อ้างอิง 50 Hz, 7 Arms, load 2.5 N-m	57
รูปที่ 5.8	แรงดันไลน์ทูไลน์ จากการวิเคราะห์ด้วย MATLAB ที่ไซน์อ้างอิงที่ 50 Hz, 7 Arms, no-load	58

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 5.9	แรงดันไลน์ทูไลน์ จากการวิเคราะห์ด้วย MATLAB ที่ไซน์อ้างอิงที่ 50 Hz, 7Arms, load 2.5 N-m	58
รูปที่ 5.10	กระแสจริงจากการทดลองจริงที่ไซน์อ้างอิง 50 Hz,7 Arms, no-load	59
รูปที่ 5.11	กระแสจริงจากการทดลองจริงที่ไซน์อ้างอิง 50 Hz, 7 Arms, load 2.5 N-m	59
รูปที่ 5.12	กระแสจริงจากการวิเคราะห์ด้วย MATLAB ที่ไซน์อ้างอิง 50 Hz, 7 Arms, no-load	60
รูปที่ 5.13	กระแสจริงจากการวิเคราะห์ด้วย MATLAB ที่ไซน์อ้างอิง 50 Hz, 7 Arms, load 2.5 N-m	60
รูปที่ 5.14	กระแสจริงเทียบกับที่ไซน์อ้างอิง ที่ไซน์อ้างอิง 50 Hz, 7 Arms, no-load	61
รูปที่ 5.15	กระแสจริงเทียบกับที่ไซน์อ้างอิง ที่ไซน์อ้างอิง 50 Hz, 7 Arms, load 2.5 N-m	61
รูปที่ 5.16	กระแสจริงเทียบกับที่ไซน์อ้างอิง จากการวิเคราะห์ด้วย MATLAB ที่ไซน์อ้างอิง 50 Hz, 7Arms, no-load	62
รูปที่ 5.17	กระแสจริงเทียบกับที่ไซน์อ้างอิง จากการวิเคราะห์ด้วย MATLAB ที่ไซน์อ้างอิง 50 Hz, 7Arms, load 2.5 N-m	63
รูปที่ 5.18	Error ของกระแสที่ไซน์อ้างอิง 50 Hz, 7 Arms, no-load	63
รูปที่ 5.19	Error ของกระแสที่ไซน์อ้างอิง 50 Hz, 7 Arms, load 2.5 N-m	63
รูปที่ 5.20	Error ของกระแสจากการวิเคราะห์ด้วย MATLAB ที่ไซน์อ้างอิง 50 Hz, 7 Arms, no-load	64
รูปที่ 5.21	Error ของกระแสจากการวิเคราะห์ด้วย MATLAB ที่ไซน์อ้างอิง 50 Hz, 7Arms, load 2.5 N-m	64
รูปที่ 5.22	สัญญาณพีดับบลิวเอ็ม ที่ไซน์อ้างอิง 50 Hz, 7 Arms, no-load	65
รูปที่ 5.23	สัญญาณพีดับบลิวเอ็ม ที่ไซน์อ้างอิง 50 Hz, 7Arms, load 2.5 N-m	65
รูปที่ 5.24	พีดับบลิวเอ็มจากการวิเคราะห์ด้วย MATLAB ที่ไซน์อ้างอิง 50 Hz, 7 Arms, no-load	66
รูปที่ 5.25	พีดับบลิวเอ็มจากการวิเคราะห์ด้วย MATLAB ที่ไซน์อ้างอิง 50 Hz, 7 Arms, load 2.5 N-m	66
รูปที่ 5.26	แรงดันไลน์ทูไลน์ที่ไซน์อ้างอิง 40 Hz, 7 Arms, no-load	67
รูปที่ 5.27	แรงดันไลน์ทูไลน์ที่ไซน์อ้างอิง 60 Hz, 7 Arms, no-load	67
รูปที่ 5.28	กระแสที่ไซน์อ้างอิง 40 Hz, 7 Arms, no-load	68

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 5.29	กระแสที่ไซน์อ้างอิง 60 Hz, 7 Arms, no-load	68
รูปที่ 5.30	สัญญาณพีดับบลิวเอ็มที่ไซน์อ้างอิง 40 Hz, 7Arms, no-load	69
รูปที่ 5.31	สัญญาณพีดับบลิวเอ็มที่ไซน์อ้างอิง 60 Hz, 7 Arms, no-load	69
รูปที่ 5.32	แรงดันไลน์ทูไลน์ ขณะเบรคดาวน์ทอร์ค	70
รูปที่ 5.33	กระแสขณะเบรคดาวน์ทอร์ค	70
รูปที่ 5.34	แรงดันไลน์ทูไลน์และกระแสที่ไซน์อ้างอิง 40 Hz, 7 Arms, no-load	71
รูปที่ 5.35	แรงดันไลน์ทูไลน์และกระแสที่ไซน์อ้างอิง 60 Hz, 7 Arms, no-load	71
รูปที่ 5.36	กราฟ ทอร์ค-ความเร็วรอบของโรเตอร์ที่ความถี่ 50 Hz	72

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญลักษณ์

An : สัมประสิทธิ์ฟูเรียร์ของฟังก์ชั่น cos

Bn : สัมประสิทธิ์ฟูเรียร์ของฟังก์ชั่น sin

C : ตัวเก็บประจุ

$D_1,D_2,D,...,D_n$: ไดโอด

f : ความถี่ไฟกระแสสลับ

$f_1,f_2,f_3,..$: ความถี่วิกฤติ (ตำแหน่งที่มีการเปลี่ยนเกียร์)

f_b : ความถี่กำหนด

f_C : ความถี่ของสัญญาณคลื่นพาหะ

f_{CL} : ความถี่ของ limit cycle

f_r : ความถี่ของสัญญาณไซน์อ้างอิงหรือความถี่อินเวอร์เตอร์

H : ความกว้างฮิสเตอร์รีซีส

I_c : กระแสคอลเลคเตอร์

I_L : กระแสโหลด

I_m : กระแสโหลดสูงสุด

L : ตัวเหนี่ยวนำ

M : ดัชนีการม็อดดูเลต

m : ความชันของสัญญาณไซน์อ้างอิง

M_b : ดัชนีของการม็อดดูเลตกำหนด

T : คาบเวลาของพัลส์ PWM

T_d : developed torque

T_m : ทอร์คของมอเตอร์

T_L : ทอร์คของโหลด

t_d : เดดไทม์

V : แรงดันอาร์เอ็มเอสของไฟกระแสสลับ

V_d : แรงดันดีซีลิงค์

V_o : สัญญาณสวิทชิ่งของเอาท์พุท

V_{o1} : ขนาดแรงดันมูลฐานของสัญญาณเอาท์พุท

V_{on} : ขนาดแรงดันของฮาร์โมนิคส์อันดับที่ n

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คำย่อ

CSI : Current Source Inverter

CT : Current transformer

IM : Induction motor

NS : Natural sample

PI : Proportional integral

PLL : Phase locked loop

PWM : Pulse Width Modulation

SPWM : Sinusoidal Pulse Width Modulation

VSI : Voltage Source Inverter

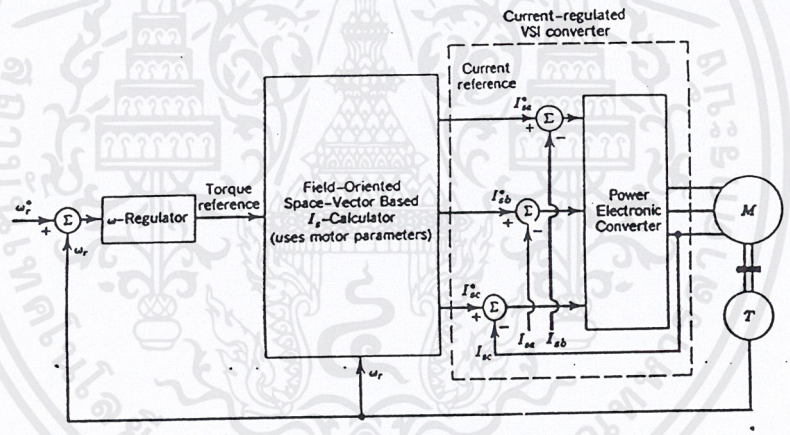
VVVF : Variable Voltage Variable Frequency

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1
บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

Current controlled voltage Source Inverter (CCVSI)จัดอยู่ในกลุ่ม current source converter ปัจจุบันมีบทบาทสำคัญในการควบคุมเอซี แมชชีนในการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำ ในลักษณะเซอร์โวไดรว์ ดังรูปที่1.1

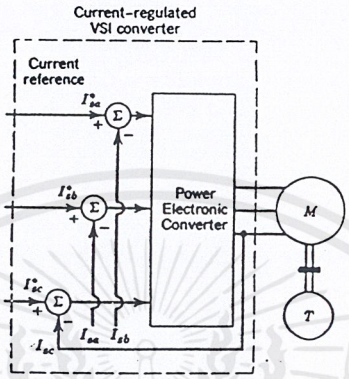


รูปที่ 1.1

เรียกว่า Field- oriented control จะสังเกตเห็น current –regulated VSI Converter ซึ่งเป็นส่วนสำคัญที่ทำให้สามารถ ควบคุมทอร์คและความเร็วโรเตอร์ โดยการควบคุมอาร์เอ็มเอส และความถี่ของกระแสที่ไหล เข้ามอเตอร์เหนี่ยวนำ

การควบคุมกระแสที่ไหลเข้ามอเตอร์เหนี่ยวนำจึงเป็น จุดสนใจว่า มันทำงานอย่างไร CCVSI จึงเป็นจุดเริ่มต้นที่จะใช้เป็น เครื่องมือในการศึกษาการควบคุมกระแส ซึ่งแสดงดังรูป 1.2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่1.2

ปัญหาที่มักเกิดขึ้นกับมอเตอร์เหนี่ยวนำเมื่อเพิ่มโหลด ก็คือ ความเร็วรอบของโรเตอร์จะตกลง และกระแสเริ่มต้นก่อน สภาวะคงตัวจะสูงอย่างมาก โครงงานนี้จึงนำเสนอ CCVSI ที่เมื่อเพิ่มโหลด ความเร็วรอบของมอเตอร์จะไม่ตกมาก และยังสามารถ ควบคุมและจำกัดกระแสไม่ให้สูงเกินกว่าสัญญาน ไซน์อ้างอิง ซึ่งอินเวอร์เตอร์แบบโวลเตจซอร์ส ที่ไม่ใช้เทคนิคนี้จะไม่สามารถแก้ปัญหานี้ได้

1.2 ขอบเขต

เพื่อควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส โดยใช้เทคนิคควบคุมกระแส ศึกษาดู ความเร็วรอบโรเตอร์,กระแสเข้ามอเตอร์ , ลักษณะแรงดันไลน์ ทู ไลน์ ,การสั่นของทอร์คมอเตอร์ โดยการกำหนดค่าอาร์เอ็มเอส และ ความถี่ ของสัญญาณไซน์อ้างอิง ที่ค่าต่างๆ เพื่อนำไปพล็อต torque-speed curve ของ CCVSI แล้วนำมาเปรียบเทียบกับ torque-speed curve ของการควบคุมมอเตอร์โดยไม่มีการควบคุมกระแส และมีการวิเคราะห์โดยใช้ MATLABเพื่อนำมาเปรียบเทียบกับผลการทดลองจริง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

ทฤษฎีที่ใช้อ้างถึงในการทำโครงงาน

หลักการมอเตอร์เหนี่ยวนำ

มอเตอร์เหนี่ยวนำจะประกอบด้วยส่วนสเตเตอร์ และส่วนโรเตอร์ โดยส่วนโรเตอร์จะทำหน้าที่รับพลังงานจากแหล่งจ่ายไฟผ่านส่วนสเตเตอร์โดยอาศัยหลักการเหนี่ยวนำจะทำให้เกิดสนามแม่เหล็กอยู่ในแอร์แก็ป (air-gap) ซึ่งอยู่ระหว่างส่วนสเตเตอร์และส่วนโรเตอร์ สนามแม่เหล็กนี้จะหมุนด้วยความเร็วซิงโครนัส ตามสมการ $N_s = 120f/P$

โดยที่ N_s = ความเร็วซิงโครนัสของสนามแม่เหล็ก (rpm)

f = ความถี่ไฟที่จ่ายให้กับขดสเตเตอร์ (Hz)

P = จำนวนขั้วแม่เหล็กของขดสเตเตอร์

ในขณะที่โรเตอร์อยู่กับที่ จะมีการเหนี่ยวนำทำให้เกิดกระแสไหลในโรเตอร์ซึ่งมีความถี่เดียวกันกับแหล่งจ่ายไฟ ทอร์คเริ่มต้นที่เกิดขึ้นจะเป็นผลจากการกระทำระหว่าง ฟลักซ์ใน air gap และ rotor magnetomotive force (mmf) แต่ในขณะที่โรเตอร์มีความเร็วเท่ากับความเร็วซิงโครนัสของสนามแม่เหล็กจะไม่มีการเหนี่ยวนำขึ้นที่โรเตอร์ ดังนั้นจะไม่มีทอร์คเกิดขึ้น และขณะที่โรเตอร์มีความเร็ว N_r ใด ๆ ที่มีค่าแตกต่างจากความเร็ว N_s จะทำให้เกิดการเหนี่ยวนำขึ้นบนโรเตอร์และทำให้เกิดทอร์ค ความแตกต่างสัมพัทธ์ของความเร็วทั้งสองนี้เรียกว่า สลิป หรือการไถล (slip,S)

$$S = (N_s - N_r)/N_s$$
$$= (\omega_s - \omega_r)/\omega_s$$
$$= \omega_{sl}/\omega_s$$

โดยที่ ω_s คือ ความถี่เชิงมุมของสเตเตอร์ (stator angular frequency)

ω_r คือ ความถี่เชิงมุมทางไฟฟ้าของโรเตอร์ (rotor angular frequency)

ω_{sl} คือ ความถี่เชิงมุมสลิป (slip angular frequency)

$$T_d = 3I^2_r R_r(1-S)/\omega_m S$$

$$I_r = V_s/[(R_s+R_r/S)^2+\omega^2_s(L_{ls}+L_{lr})^2]^{1/2}$$

โดยที่ T_d คือ developed torque

I_r คือ กระแสที่โรเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

R_s , R_r คือ ความต้านทานขดลวดของสเตเตอร์และโรเตอร์ตามลำดับ

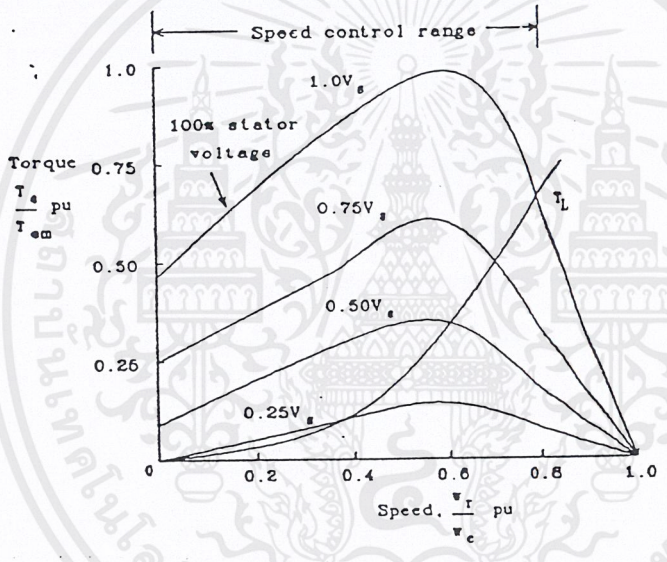
ω_m คือ ความเร็วเชิงกลของโรเตอร์ (rad/s)

V_s คือ แรงดันของแหล่งจ่าย

L_{ls} , L_{lr} คือ ค่าความเหนี่ยวนำขดลวดของสเตเตอร์และโรเตอร์ตามลำดับ

การควบคุมแรงดันสเตเตอร์(Stator Voltage Control)

การควบคุมแรงดันของสเตเตอร์นี้ช่วงของความเร็วของมอเตอร์ จะแคบและไม่เหมาะสมกับงานที่ต้องการทอร์คเริ่มต้นสูง สำหรับการความสัมพันธ์ระหว่างทอร์ค-ความเร็วของอินดัคชันมอเตอร์ที่ได้จากวิธีการควบคุมแรงดันขดสเตเตอร์ได้แสดงดังรูปที่ 2.1

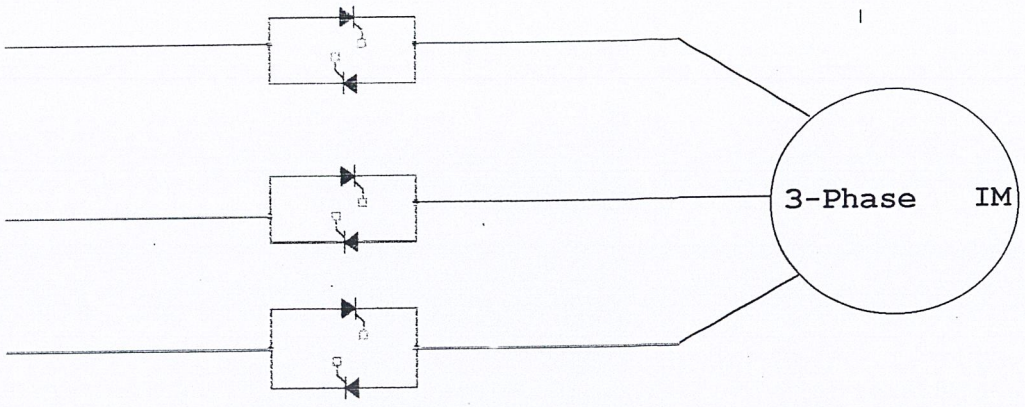


รูปที่ 2.1 speed-torque curve ของมอเตอร์เหนี่ยวนำและโหลด

ซึ่งทอร์คจะเปลี่ยนตามแรงดันที่จ่ายให้กับขดสเตเตอร์ของมอเตอร์ และ Torque-Speed curve ของโหลดนั้น แสดงในรูป 2.1 เช่นกันลักษณะของทอร์คโหลดนี้จะแปรโดยตรงกับความเร็วกำลังสอง

ดังนั้นเราสามารถปรับความเร็ว ของระบบได้โดยการปรับแรงดันมอเตอร์ เพื่อให้จุดตัดระหว่าง Torque –speed curve ของมอเตอร์ตัดกับ Torque-Speed curveของโหลดที่ความเร็วหรือสลิปที่ต้องการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่2.2 แสดงวงจรกำลัง 3-เฟส AC Power Controller

การควบคุมความเร็วของอินดัคชั่นมอเตอร์ โดยการควบคุมแรงดันของสเตเตอร์จะใช้วิธีการควบคุมแรงเฟสของไฟไลน์(phase control) ซึ่งแสดงในรูปที่ เป็นวิธีที่ทำได้ง่ายและมีราคาถูก แต่ระบบจะมีประสิทธิภาพต่ำ เนื่องจากเปอร์เซ็นต์ของกำลังการสูญเสียในสเตเตอร์จะเพิ่มขึ้นด้วยตามสลิป (s) นอกจากนี้แล้วกำลังสูญเสียในสเตเตอร์เนื่องจากการเพิ่มขึ้นด้วยเนื่องจากการเพิ่มขึ้นของกระแสในสเตเตอร์ เมื่อสลิปเพิ่มขึ้นประสิทธิภาพของมอเตอร์รวมทั้งทอร์คจะลดลงมาก โดยเฉพาะที่ความเร็วต่ำๆ เนื่องจากมอเตอร์ต้องทำงานที่สลิปค่าสูงนอกจากนี้วิธีควบคุมเฟสของไฟไลน์นี้ จะทำให้เกิดฮาร์มอนิคขึ้นทั้งในเอซีไลน์และมอเตอร์เอง ทำให้เกิดการสูญเสียเพิ่มขึ้นอีกทั้งเพาเวอร์แฟคเตอร์ของระบบก็จะลดลงตามความเร็วของมอเตอร์ด้วย

จากข้อเสียที่ได้กล่าวมาแล้วทำให้การใช้งานของระบบควบคุมความเร็วโดยใช้การควบคุมของขดสเตเตอร์ ถูกจำกัดอยู่เฉพาะในระบบที่ขนาดเล็กและขนาดกลาง ซึ่งต้องการราคาถูกกว่ามากจะสนใจเรื่องประสิทธิภาพ และเพาเวอร์แฟคเตอร์โดยทั่วไปจะใช้กับโหลดที่ต้องการ ทอร์คสตาร์ทต่ำเช่น ปั๊มหรือพัดลม ซึ่งมีทอร์คเพิ่มตามความเร็วกำลังสอง และลักษณะของความเร็ว-ทอร์คดังกล่าวนี้จะทำให้ระบบควบคุมแรงดันของสเตเตอร์มีเสถียรภาพมากขึ้นด้วย

การควบคุม Slip Power

การควบคุมความเร็วของอินดัคชั่นมอเตอร์โดยการควบคุมสลิปของโรเตอร์นั้นนอกจากจะทำโดยการควบคุม แรงดันของแหล่งจ่ายไฟแล้ว อาจจะทำได้โดยการควบคุมกำลังในโรเตอร์ของอินดัคชั่นมอเตอร์ซึ่งจะได้จากสมการซึ่งแสดงความสัมพันธ์ระหว่างกำลังออก (P_{mech}) และกำลังสูญเสียในโรเตอร์ (P_c)กับกำลัง ที่ส่งผ่านจากสเตเตอร์ไปยังโรเตอร์ (air gap power ,P_g)

$$P_{mech} = (1-s)P_g$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$P_c = SP_g$$

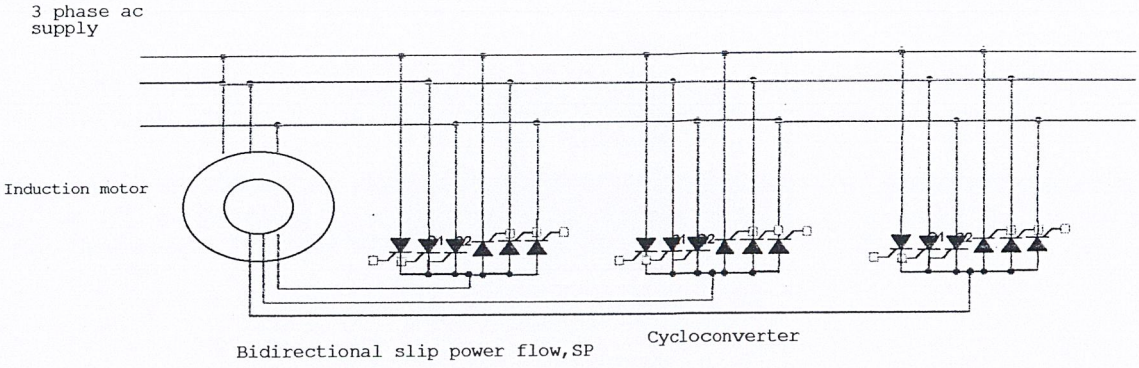
$$\frac{P_c}{P_{mech}} = \frac{S}{1-S}$$

จากสมการเหล่านี้จะเห็นว่าถ้าสามารถควบคุมอัตราระหว่างอัตรากำลังสูญเสียในโรเตอร์กับกำลังออกของมอเตอร์ก็สามารถควบคุมสลิปของโรเตอร์ได้ เช่น ในกรณีของอินดัคชั่นมอเตอร์แบบขดลวดพัน (wound rotor induction motor) ควบคุมสลิปของโรเตอร์โดยการ แปรค่าของความต้านทานที่ต่อเข้ากับวงจรของโรเตอร์การควบคุมความเร็วโดยวิธีนี้แม้จะทำได้ง่ายแต่จะมีข้อเสียในแง่ประสิทธิภาพของระบบ โดยเฉพาะที่ความเร็วต่ำ หรือที่สลิปค่าสูงๆ ดังจะเห็นได้จากค่าของ rotor power ratio ซึ่งเป็นอัตราส่วนของกำลังออก (P_{mech}) กับกำลังเข้าของโรเตอร์ ตามสมการ

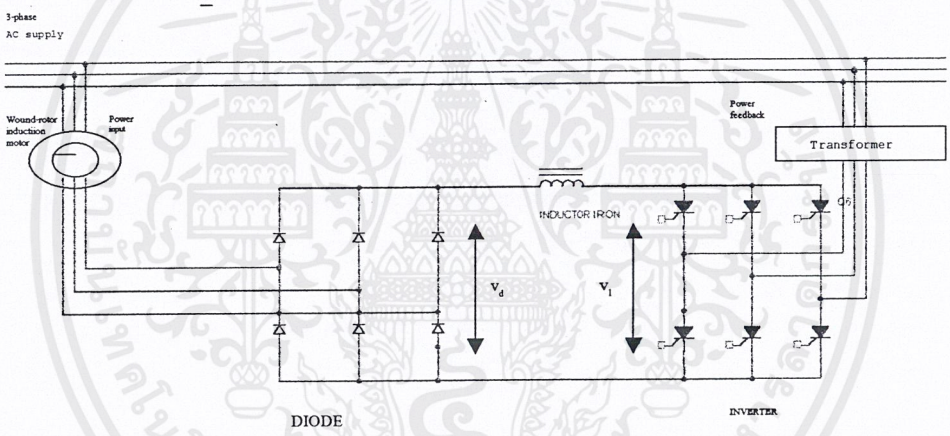
$$\text{rotor power ratio} = \frac{P_{mech}}{P_g}$$

การที่ประสิทธิภาพของมอเตอร์มีค่าต่ำในย่านความเร็วต่ำเนื่องจาก เพิ่มขึ้นตามสลิปอย่างไรก็ตามประสิทธิภาพของอินดัคชั่นมอเตอร์ที่ควบคุมความเร็วด้วยการควบคุม slip power นั้นสามารถปรับปรุงให้ดีขึ้นโดยการนำเอา slip power ไปใช้ให้เกิดประโยชน์แทนการเปลี่ยนเป็นความร้อนในความต้านทานโรเตอร์ การควบคุมความเร็วของอินดัคชั่นมอเตอร์โดยการควบคุม slip power นั้นอาจจะทำได้โดยการแปลงไฟสลับในโรเตอร์ที่มีความถี่เท่ากับความถี่ของสายส่ง เพื่อนำไปใช้ประโยชน์ต่อไปซึ่งระบบดังกล่าวคือ ระบบเครเมอร์(Kremer System) แสดงในรูปที่2.4ที่นอกจากนี้อาจจะควบคุม slip power โดนการใช้ไซโครคอนเวอร์เตอร์ซึ่งสามารถส่งกำลังจากโรเตอร์กลับเข้าสายส่งหรือจ่ายพลังงานจากสายส่งเข้าไปในโรเตอร์ของมอเตอร์ทำให้สามารถควบคุมความเร็วของมอเตอร์ ทั้งในย่านความถี่ต่ำกว่าหรือสูงกว่าความเร็วซิงโครนัสได้ ระบบดังกล่าวนี้คือ ระบบ เชอร์เบียส (Scherbius System)ตามรูปที่ 2.3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่2.3 แสดงวงจรเซอร์เบียส



รูปที่ 2.4 แสดงระบบวงจรเครเมอร์

การควบคุมด้วยไซโคลคอนเวอร์เตอร์

ไซโคลคอนเวอร์เตอร์ (Cyclo converter) เป็นวงจรที่ทำการเปลี่ยนความถี่กล่าวคือแปลงพลังงานไฟสลับที่ความถี่หนึ่งไปเป็นอีกความถี่หนึ่งที่ปรับค่าได้โดยตรง โดยไม่ผ่านดีซีลิงค์โดยทั่วไปความถี่ขาออกของไซโคลคอนเวอร์เตอร์จะต่ำกว่าความถี่ขาเข้าคือ อยู่ในย่าน 0 Hz ถึง 1/3 ของความถี่ขาเข้าแต่ก็ยังมีวงจรแปลงความถี่โดยตรงที่ให้ความถี่ขาเข้าแต่ก็ยังมีวงจรกแปลงความถี่โดยตรงที่ให้ความถี่ขาออกสูงกว่าความถี่ขาเข้า ส่วนใหญ่ไซโคลคอนเวอร์เตอร์ในการขับเคลื่อนที่มีความเร็วต่ำ และขนาดกำลังของมอเตอร์ขนาดสูง ความถี่ขาออกของไซโคลคอนเวอร์เตอร์โดยใช้เทคนิคของการควบคุมเฟส ข้อเสียของไซโคลคอนเวอร์เตอร์ ก็คือแปรความถี่ในย่านที่จำกัด

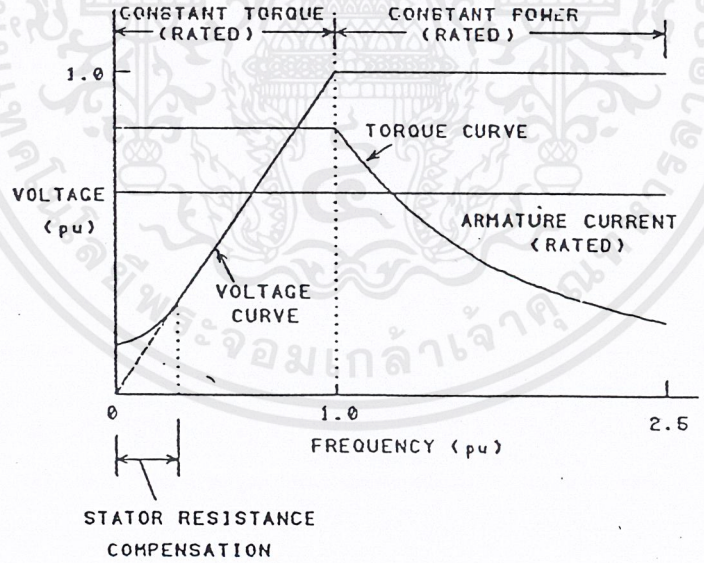
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตัวประกอบกำลัง (power factor) ที่ขาเข้ามีค่าต่ำ และแรงดันขาออกมีฮาร์โมนิคสูงข้อดีที่สำคัญของไซโคลคอนเวอร์เตอร์ก็คือ

- ประสิทธิภาพดีขึ้นเนื่องจากไม่มีดีซีลิงค์
- สามารถควบคุมองค์ประกอบหลักมูลของแรงดันขาออกภายในไซโคลคอนเวอร์เตอร์
- สามารถใช้การสับเปลี่ยน การนำกระแสโดยใช้ไลน์คอมมิวเตท (line commutation)
- สามารถใช้การสับเปลี่ยนการนำกระแสโดยไลน์คอมมิวเตท(line commutation) ซึ่งซับซ้อนน้อยกว่าการสับเปลี่ยนการนำกระแสแบบบังคับ (forced commutation)

การควบคุมด้วยการเปลี่ยนแรงดันและความถี่ (Variable Voltage,Variable frequency) หรือ VVVF

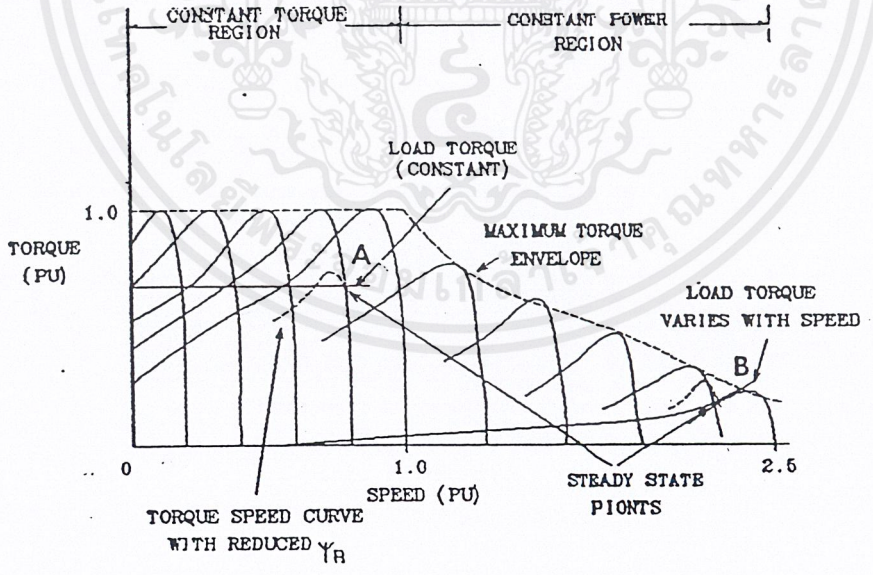
เทคนิคนี้เป็นที่รู้จักกันดี และเป็นเทคนิคที่เหมาะสมที่สุดสำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำซึ่งจะใช้อินเวอร์เตอร์ขับเคลื่อนเพื่อที่จะให้ได้แรงดันและความถี่ทางด้านเอาท์พุทเป็นไปตามที่ต้องการของหลักการควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์



รูปที่2.5 แสดงการเปลี่ยนแรงดัน ,ทอร์ค,กระแสสเตเตอร์กับความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ชนิดมอเตอร์ที่ใช้จะต้องมีคุณสมบัติ slip ต่ำซึ่งจะเป็นการเพิ่มประสิทธิภาพและความเร็ว มอเตอร์จะเปลี่ยนตามการเปลี่ยนความเร็วซิงโครนัส ของสนามแม่เหล็กในช่องอากาศอยู่ระหว่างส่วนสเตเตอร์และโรเตอร์ การที่จะเปลี่ยนความเร็วซิงโครนัสได้นี้สามารถทำได้โดยการแปรเปลี่ยนความถี่ของอินเวอร์เตอร์ ซึ่งลักษณะการควบคุมความถี่นั้นจะคล้ายกับการควบคุมดีซีมอเตอร์ กล่าวคือ เมื่อต้องการเพิ่มความเร็วของอินดัคชั่นมอเตอร์ทำได้โดยการเพิ่มความถี่ของแรงดันออกของอินเวอร์เตอร์ แต่การเพิ่มความถี่อย่างเดียวนี้จะทำให้แอร์แก็ปฟลักซ์ของมอเตอร์ลดลงเนื่องจากการลดลงของ magnetizing currentอันเป็นผลเนื่องจากการเพิ่ม magnetizing reactance ซึ่งเมื่อ air-gap flux ลดลงจะทำให้ทอร์คสูงสุดของมอเตอร์ลดลง เพื่อที่จะรักษาฟลักซ์ในแอร์แก็ป และทอร์คสูงสุดให้คงที่จำเป็นต้องเพิ่มแรงดันออก ของอินเวอร์เตอร์ตามความถี่คือ รักษาอัตราส่วนของแรงดันขาออก (V) ต่อความถี่ (f) หรือ v/fให้คงที่จะทำให้ทอร์คคงที่เช่นเดียวกับการควบคุมดีซีมอเตอร์ ที่ควบคุมแรงดันอาเมเจอร์ และรักษาสนามแม่เหล็กให้คงที่ ทำให้อินดัคชั่นมอเตอร์มีลักษณะเป็นการขับเคลื่อนที่ให้ทอร์คคงที่การควบคุมให้อินดัคชั่นมอเตอร์ที่มีทอร์คสูงสุดที่จะทำได้ในย่านความเร็วที่ต่ำกว่าความเร็วกำหนด (base speed)หรือความถี่ต่ำกว่า base frequency (1 p.u.)ดังแสดงในรูปที่2.6



รูปที่ 2.6 แสดง Speed- torque curve ของมอเตอร์เมื่อใช้วิธีควบคุม VVVF

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในย่านความถี่ต่ำๆการรักษาให้v/f คงที่จะไม่เป็นการเพียงพอ ที่จะทำให้ทอร์คสูงสุดมีค่าคงที่ ทั้งนี้เพราะที่ความถี่ต่ำๆ magnetizing currentไม่ได้ขึ้นอยู่กับ magnetizing reactance เพียงอย่างเดียว ดังนั้น จะต้องเพิ่มแรงดันที่จ่ายให้กับสเตเตอร์ของอินดัคชั่นมอเตอร์เพื่อชดเชยแรงดันที่ตกคร่อมความต้านทานของสเตเตอร์ ทำให้การเปลี่ยนแปลงแรงดันกับความถี่เป็นไปตามเส้นทึบของกราฟรูปที่2.5 แทนการเปลี่ยนแปลงตามเส้นประซึ่งเป็นกราฟ v/f มีค่าคงที่

ส่วนในย่านความเร็วที่สูงกว่า base speed ไม่สามารถรักษาทอร์คได้คงที่เนื่องจากจะทำให้มอเตอร์ overload ซึ่งจะทำให้มอเตอร์เสียหายได้ดังนั้น จึงรักษาแรงดันให้คงที่ที่กำหนดซึ่งจะทำให้ทอร์คสูงสุดลดลง เนื่องจากการลดลงของ air gap flux ของอินดัคชั่นมอเตอร์ดังแสดงในรูป การควบคุมความเร็วในย่านนี้กำลังออกสูงสุดของอินดัคชั่นมอเตอร์จะมีค่าคงที่เช่นเดียวกันกับดีซีมอเตอร์ ด้วยการลดความเข้มของสนามแม่เหล็กเรียกเป็นการทำงานให้ constant power region หรือ field –weakening region ดังในรูปที่ 2.5 ซึ่งเป็นทอร์คความเร็วเคิฟของอินดัคชั่นมอเตอร์ สำหรับแรงดันและความถี่ เห็นได้ว่าจุดทำงานจะอยู่ที่จุดตัดระหว่าง torque-speed curve ของอินดัคชั่นมอเตอร์กับทอร์คโหลด จุด A เป็นจุด ทำงานกรณี load torque มีค่าคงที่ในขณะที่จุดB เป็นจุดทำงานในกรณีที่ load torque แปรกับความเร็ว เนื่องจากการควบคุมความเร็วของอินดัคชั่นมอเตอร์โดยวิธีนี้จะเป็นการแปรทั้งแรงดันและความถี่จึงเรียกการควบคุมนี้ว่า Variable Voltage Variable frequency drive (VVVF) การควบคุมอินดัคชั่นมอเตอร์โดยวิธี VVVF นี้จะทำให้สามารถเร่งเครื่องจากความเร็วเป็นศูนย์ไปสู่ความเร็วที่ต้องการโดยมีทอร์คสูงสุดได้ และสามารถควบคุมให้เข้าสู่สภาวะอยู่คงตัว(steady state) นอกจากนี้ในตอนที่ต้องการหยุดอินดัคชั่นมอเตอร์ อาจจะควบคุมให้สลิปมีค่าเป็นลบซึ่งจะทำให้อินดัคชั่นมอเตอร์ทำงานเป็น induction generator เปลี่ยนพลังงานกลเป็นพลังงานไฟฟ้าป้อนกลับเข้าไปยังอินเวอร์เตอร์ ถ้ามีการสลายพลังงานนี้ทิ้งไปที่ตัวต้านทานเรียกว่า dynamic braking หรือถ้าป้อนกลับเข้า AC line จะเป็น regenerative braking ซึ่งทำได้ยากกว่า

เนื่องจากแรงดันเอาท์พุทของอินเวอร์เตอร์ ที่ใช้ในการขับเคลื่อนมอเตอร์ไม่ได้เป็นรูปไซน์ ดังนั้นมอเตอร์จะได้รับแรงดันฮาร์โมนิคส์ ซึ่งจะทำให้เกิดสนามแม่เหล็กหมุนใน air gap ด้วยความเร็วที่สูงกว่าสนามแม่เหล็ก เนื่องจากความถี่ฟันดาเมนทอล (fundamental frequency) มากดังนั้นกระแสที่เกิดเนื่องจากฮาร์โมนิค จะไม่ขึ้นกับสลิปของมอเตอร์ทำให้กระแส เนื่องจากแรงดันฮาร์โมนิคส์อาจจะมีค่ามากกว่ากระแส ขององค์ประกอบมูลฐาน(fundamental component) เมื่อมอเตอร์มีโหลดน้อยๆ ทำให้กระแสของมอเตอร์ไม่ลดลงเท่าที่ควรเมื่อโหลดลดลง แรงดันฮาร์โมนิคส์ของอินเวอร์เตอร์จะทำให้เกิดการสูญเสียในมอเตอร์มากขึ้น ดังนั้นเราจำเป็นต้องนำมาพิจารณาในการเลือกขนาดของมอเตอร์ด้วย นอกจากนี้สนามแม่เหล็ก ที่เกิดจากแรงดันฮาร์โมนิคส์ ที่อาจจะหมุนไปทางเดียวกันหรือสวนทางกับ fundamental air gap flux จะทำให้เกิดทอร์คขึ้น ซึ่งโดยทั่วไปจะถูก

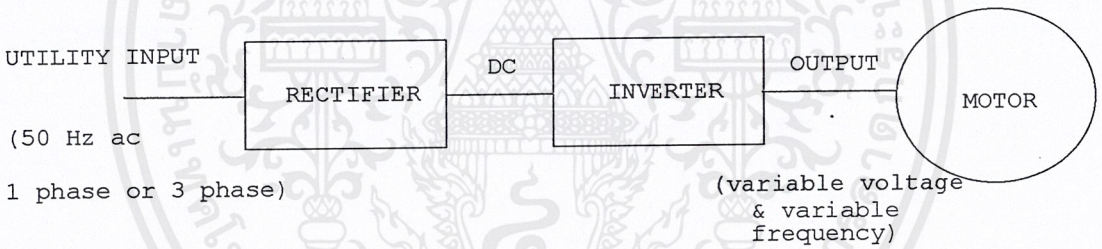
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กรองออกไปเนื่องจากความเฉื่อย(inertia) ของระบบแต่ถ้าความถี่ของทอร์คที่เกิดขึ้น มีค่าใกล้เคียงกับความถี่เรโซแนนซ์ (resonance) ของระบบเชิงกลอาจจะทำให้เกิด hunting อันจะเป็นผลเสียต่อระบบได้

อินเวอร์เตอร์เพื่อการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ

อินเวอร์เตอร์ที่ใช้ในการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยนำจะต้องสามารถเปลี่ยนแปลงแรงดันและความถี่ได้ซึ่งจะทำหน้าที่เชื่อมโยงระหว่างระบบจ่ายไฟ (Utility Power System) และมอเตอร์ ดังนั้นอินเวอร์เตอร์ที่ดีต้องมีคุณสมบัติพื้นฐานที่สอดคล้องกับความต้องการของมอเตอร์ดังต่อไปนี้

1. สามารถที่จะปรับความถี่ได้ เป็นสัดส่วนกับความเร็วรอบที่ต้องการ
2. สามารถปรับแรงดันเอาท์พุทเพื่อรักษาอัตราส่วนแรงดันต่อความถี่ (v/f) ให้คงที่ตลอดช่วงแรงบิดคงที่ตามต้องการ
3. สามารถจ่ายกระแสได้เต็มพิกัดที่ความถี่ใดๆ ซึ่งอยู่ในช่วงทอร์คคงที่ที่ต้องการ



รูปที่2.7 แสดงบล็อกไดอะแกรมของระบบอินเวอร์เตอร์เพื่อการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ

ในรูปที่2.7แสดงหลักการพื้นฐานซึ่งแหล่งจ่ายไฟเข้าเอซี จะถูกเปลี่ยนเป็นแรงดันดีซีโดยใช้เรคติไฟเออร์ที่สามารถควบคุมแรงดันได้ หรือควบคุมไม่ได้ก็ได้ (Controlled or Uncontrolled-rectifier) และอินเวอร์เตอร์จะทำหน้าที่เปลี่ยนแรงดันไฟ ดีซี ให้เป็น เอซี ที่สามารถเปลี่ยนแรงดันและความถี่ได้ โดยทั่วไประบบอินเวอร์เตอร์สามารถจำแนกออกตามชนิดของอินเวอร์เตอร์ได้เป็น 2 แบบใหญ่ๆ คือ

1. อินเวอร์เตอร์แบบจ่ายแรงดัน (Voltage-Source Inverter) :VSI
2. อินเวอร์เตอร์แบบจ่ายกระแส (Current –Source Inverter):CSI

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

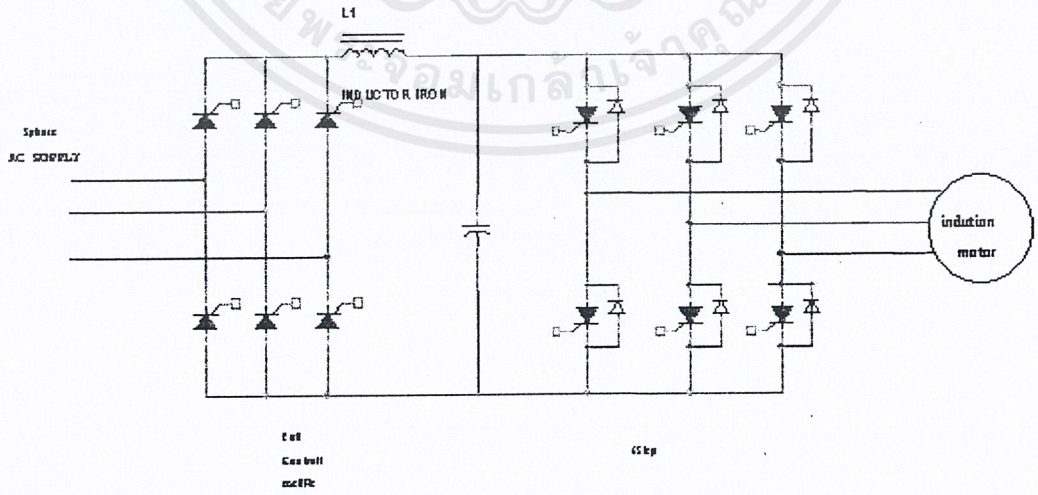
โดยอินเวอร์เตอร์ทั้งสองแบบนี้จะให้คุณสมบัติ และลักษณะ ของรูปคลื่นของแรงดัน และกระแสที่แตกต่างกันและเหมาะสมกับการใช้งานที่แตกต่างกันออกไปด้วย

Voltage Source Inverter Drives

โครงสร้างแรงดันดีซีลิงค์มีขนาด filter capacitor C ที่มีค่ามาก อาจกล่าวได้ว่าแรงดันอินพุทของอินเวอร์เตอร์มีค่าคงที่ ทำให้แรงดันเอาท์พุทของอินเวอร์เตอร์คงที่ไม่ขึ้นอยู่กับโหลด และโดยทั่วไปแบ่งออกได้เป็นสองชนิดด้วยกันคือ 6-step อินเวอร์เตอร์ และ PWM อินเวอร์เตอร์ ข้อดีของโวลท์เตจซอร์สอินเวอร์เตอร์สามารถกควบคุมแรงดันและความถี่ได้ง่าย ปรับความถี่ได้ในย่านกว้าง และใช้ได้กับมอเตอร์หลายๆ ตัวที่ทำงานพร้อมๆกัน ส่วนข้อเสียมักมีปัญหาในเรื่องลัดวงจร (short through) ของอุปกรณ์สวิทชิ่งภายในกิ่งเดียวกันของอินเวอร์เตอร์ ในทางปฏิบัติใช้วงจรล็อคเอาท์ที่มีการสร้างเดดไทม์ (dead time) เป็นส่วนช่วยในการป้องกัน

6-step อินเวอร์เตอร์

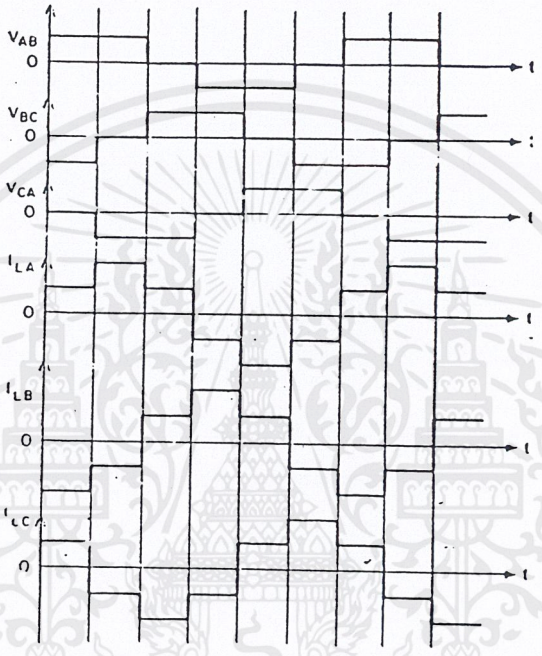
6-step อินเวอร์เตอร์สามารถควบคุมจ่ายแรงดันเอาท์พุทที่ปรับเปลี่ยนความถี่ได้จาก รูปที่2.8 จะมีการควบคุมแรงดันเอาท์พุทที่อินเวอร์เตอร์ แรงดันไลน์ทางด้านเอาท์พุทที่ได้จะมีรูปร่าง เป็นคลื่นกึ่งสแควร์ (quasi-square) ส่วนแรงดันเฟสจะมีรูปคลื่นเป็น 6-step ดังแสดงในรูปที่2.8 อุปกรณ์สวิทชิ่งแต่ละตัวในอินเวอร์เตอร์จะมีการสวิทซ์เพียง 2 ครั้ง ในหนึ่งคาบ ความถี่ของแรงดันมูลฐาน และเนื่องจากว่าต้องมีการควบคุมแรงดันดีซีลิงค์โดยเร็คติไฟเออร์ ที่มีไทริสเตอร์เป็นอุปกรณ์ตัดต่อโซลิด-สเตท โดยการควบคุมเฟสทำให้เพาเวอร์แฟคเตอร์ทางด้านอินพุทมีค่าต่ำซึ่งเป็นข้อเสีย เราสามารถแก้ไขได้โดยเปลี่ยนมาใช้ dc/dc คอนเวอร์เวตอร์ที่เป็นชอปเปอร์ควบคุมทำให้ค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์ดีขึ้นได้



รูปที่ 2.8แสดงวงจรกำลังของ 6 – STEP อินเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยปกติ voltage fed drive ชนิด 6-step นี้ใช้กับมอเตอร์ขนาดกำลัง ต่ำไปจนถึงปานกลาง และจะใช้ได้ดีในช่วงความถี่ของอินเวอร์เตอร์สูงจะไม่มีปัญหาของการ swiching lossแต่อย่างไรก็ตามลักษณะการควบคุมเพื่อที่จะให้v/fคงที่จะต้องควบคุมวงจรกำลัง 2 ส่วน คือในส่วนของดีซีลิงค์และอินเวอร์เตอร์ทำให้ระบบซับซ้อนและยุ่งยากทำให้เสถียรภาพของระบบต่ำลง

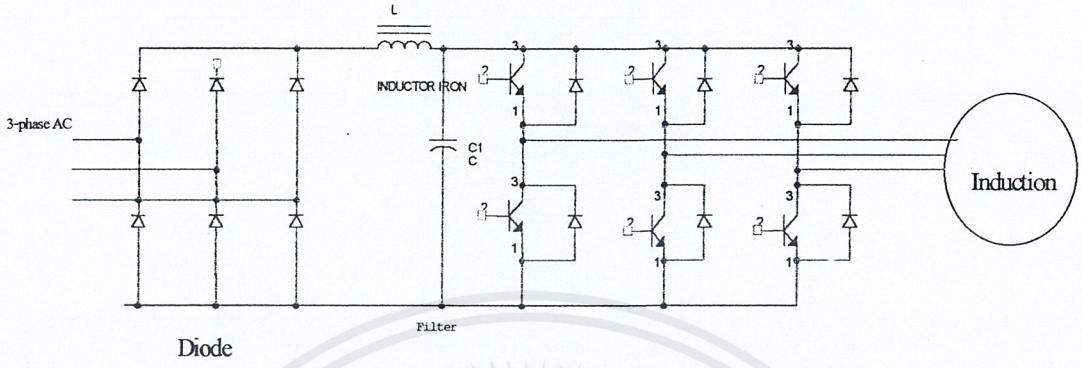


รูปที่ 2.9 แสดงรูปคลื่นทางด้านเอาท์พุทของ 6 – STEP อินเวอร์เตอร์

PWM อินเวอร์เตอร์

โครงสร้าง ของ PWM อินเวอร์เตอร์ในส่วนของแรงดันดีซีลิงค์สามารถใช้เร็คติไฟเออร์ที่เป็นไดโอด ทำให้แรงดันของดีซีลิงค์มีค่าคงที่ซึ่งไม่อาจสามารถควบคุมแรงดันดีซีได้ ทำให้ค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์ทางด้านอินพุทดีขึ้นและลดขนาด LC ฟิลเตอร์ให้เล็กลง ดังนั้นความถี่และแรงดันเอาท์พุทที่มีองค์ประกอบฮาร์โมนิคอันดับต่ำน้อยลงแต่จำนวนครั้งของการสวิทชิ่งสูงขึ้นจึงมีปัญหาของการสูญเสียของการสวิทชิ่ง แต่จะใช้งานได้ดีในย่านความถี่ต่ำทำให้ทอร์คเริ่มต้นสูงและลดปัญหาการกระเพื่อมของทอร์ค สำหรับเทคนิคของการสร้างแพทเทิร์น การสวิทซ์ของ PWM จะได้กล่าวต่อไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.10 แสดงวงจรกำลังของ PWM INVERTER

ถึงแม้ว่า PWM อินเวอร์เตอร์ลดการสูญเสียของมอเตอร์เนื่องจากผลของฮาร์โมนิคก็ตามแต่ประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์ค่อนข้างจะต่ำลง เพราะผลของจำนวนสวิทซ์สูงขึ้น ดังนั้นในการออกแบบที่ดี ควรจะคำนึงถึงความถี่การสวิทซ์ควรจะเพิ่มขึ้นในค่าที่ยอมรับได้ของอุปกรณ์สวิทชิ่งเพื่อว่าจะรักษาวความสมดุลย์ระหว่างการสูญเสียของอินเวอร์เตอร์ที่สูงขึ้น กับการลดลงของการสูญเสียในแมชชีน

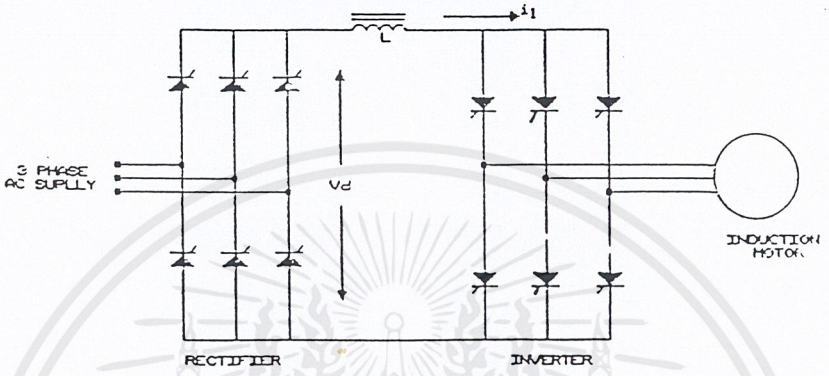
Current Source Inverter

อินเวอร์เตอร์แสดงในรูปที่ 2.11 จะประกอบด้วยไทริสเตอร์เร็คติไฟเออร์ ที่สามารถควบคุมได้โดยการควบคุมเฟสของเอซีไลน์ และยังมีอินดัคเตอร์ขนาดใหญ่ต่ออนุกรมอยู่ แต่ไม่มีตัวเก็บประจุต่อขนานอยู่ด้วยเพื่อสร้างแหล่งจ่ายกระแสให้กับอินเวอร์เตอร์ ซึ่งเป็นข้อแตกต่างของโครงสร้างทางวงจร จากโวลท์เตจซอร์สอินเวอร์เตอร์ อย่างไรก็ตาม อาจใช้ไดโอดเร็คติไฟเออร์กับดีซีช็อปเปอร์เพื่อทำหน้าที่ควบคุมกระแสได้เหมือนกันในส่วนของอินเวอร์เตอร์ จะมีไทริสเตอร์เพื่อทำหน้าที่ควบคุมกระแสที่สามารถเปลี่ยนความถี่ได้เพื่อจ่ายให้กับแมชชีน รูปร่างของกระแสที่จ่ายออกทางด้านเอาท์พุทขึ้นอยู่กับแพทเทอร์นของการควบคุมที่อินเวอร์เตอร์อาจจะเป็น 6-step หรือPWM ก็ได้ แต่ลักษณะของแรงดันทางด้านเอาท์พุทจะมีรูปร่างเข้าใกล้ไซน์ (ซึ่งเป็นข้อแตกต่างจากโวลท์เตจซอร์สในเรื่องรูปคลื่น) นอกจากนี้แรงดันทางด้านเอาท์พุทยังเกิดสไปค์เนื่องจากการคอมมิวเตทดังแสดงใน รูปที่2.12

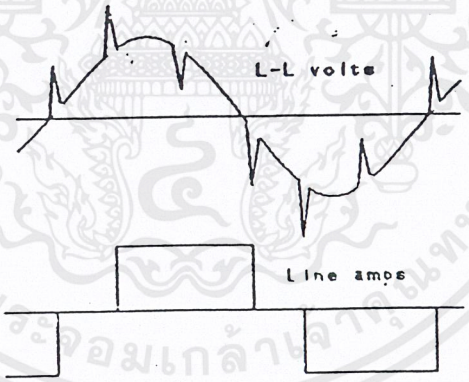
สำหรับรูปคลื่นกระแส 6-step ที่เกิดใน current fed inverter นี้อาจเป็นปัญหาของความร้อนเนื่องจากฮาร์โมนิคส์ และการออสซิลเลตของทอร์คในขณะทำงานที่ความเร็วรอบต่ำ การ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กระเพื่อมของทอร์ค (torque pulsation)นี้ สามารถที่จะลดให้น้อยลงได้โดยการใช้เทคนิคPWM ถ้าเป็นแมชชีนขนาดกำลังสูงๆ อาจใช้อินเวอร์เตอร์สองตัว ที่มีเฟสชิฟที่ สามารถ สร้างรูปกระแส 12 step ได้ซึ่งผลของฮาร์มอนิคส์การกระเพื่อมของทอร์ค ของ12 step อินเวอร์เตอร์ นี้จะลดลงไปมาก เมื่อเทียบกับ 6step



รูปที่ 2.11 แสดงวงจรกำลังของ Current Source Inverter



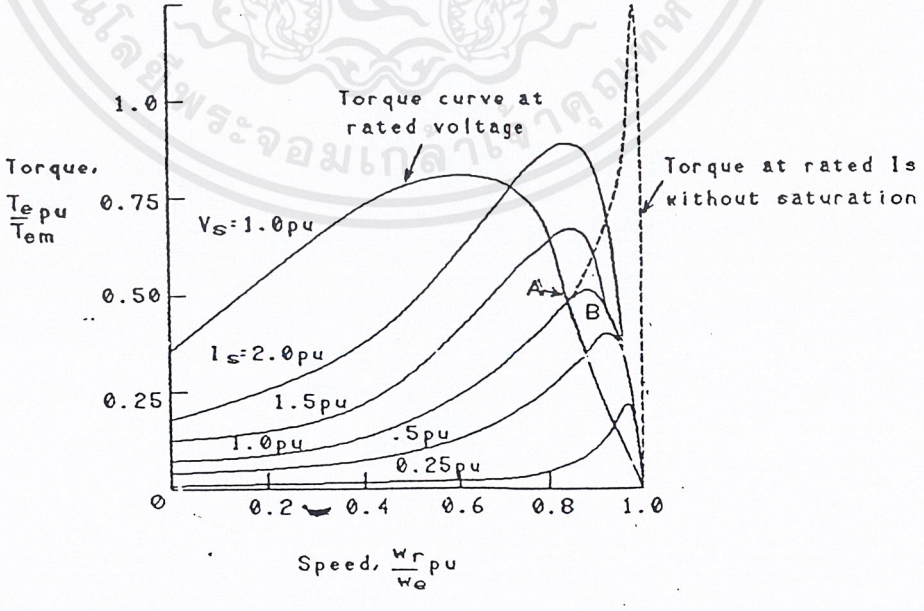
รูปที่2.12 แสดงแรงดันและกระแสทางด้านเอาท์พุทของ Current Source Inverter

current fed inverter drive มีข้อดีหลายๆ อย่างซึ่งสามารถสรุปได้ดังนี้วงจรกำลังจะใหญ่ และไว้วางใจได้ดี และไม่มีโอกาสที่จะมีการ short through อย่างเช่นใน voltage fed inverter อินเวอร์เตอร์สามารถฟื้นคืนจากการล้มเหลวของ commutation ของไทริสเตอร์ได้ กระแสฟอลท์ที่เกิดขึ้นในอินเวอร์เตอร์จะเพิ่มขึ้นอย่างช้าๆ ซึ่งสามารถเคลียร์โดยการลดสัญญาณเกทของเร็คติไฟเออร์ได้นอก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากนี้จำนวนคอมโพเนนท์ในอินเวอร์เตอร์ยิ่งน้อยจะทำให้การสูญเสีย เนื่องจากคอมมิวเตทค่อนข้างต่ำลง เพราะเนื่องจากมีการควบคุมไทริสเตอร์เพียงหกตัวทำให้วงจรควบคุมง่ายและมีเสถียรภาพมากขึ้นอินเวอร์เตอร์สามารถออกแบบให้ใช้ไทริสเตอร์ที่มีเกรด low speed ในส่วนของเร็คติไฟเออร์ได้ลักษณะที่สำคัญอย่างหนึ่งของ current fed inverter คือการทำงานในโหมดของ (regenerative) โดยแมชชีนจะทำหน้าที่เป็นgeneratorที่มี slipเป็นลบ และมุมจุดชนวนของไทริสเตอร์อินเวอร์เตอร์จะปรับค่า เพื่อให้แรงดันอินพุท V กลับขั้ว ขณะที่กระแส I ยังคงมีทิศทางเดิมอยู่ แรงดันเร็คติไฟเออร์ จะกลับทิศโดยการหน่วงมุมจุดชนวน ดังนั้นจึงมีกำลังไฟฟ้าไหลกลับมายัง source

ถึงแม้ว่าจะมีข้อดีมากมายที่ได้กล่าวมาแล้วสำหรับ current fed inverter แต่ก็ยังมีข้อจำกัดอีกมากคือ ช่วงความถี่สามารถปรับได้ค่อนข้างต่ำ และไม่สามารถทำงานได้ที่สภาวะไร้โหลด ซึ่งต้องมีกระแสโหลดอย่างน้อยที่สุดที่จะทำให้มีการคอมมิวเตทในอินเวอร์เตอร์ และนอกจากนี้ขนาดของ dc link inductance และตัวเก็บประจุของการคอมมิวเตท จะใหญ่ทำให้อินเวอร์เตอร์แบบนี้ค่อนข้างใหญ่เทอะทะราคาแพง การคอมมิวเตทจะขึ้นอยู่กับค่าซับทรานเซียน inductanceของแมชชีนซึ่งเป็นการเพิ่มค่า transient over voltageที่เทอร์มินอลของแมชชีนได้ การตอบสนอง ของ driveนี้ค่อนข้างช้าและมีแนวโน้มที่จะมีปัญหาของการเสถียรภาพที่ light load และสภาวะ ความเร็วรอบสูง current fed inverter นี้จะใช้ได้ในมอเตอร์เพียงตัวเดียว และมีขนาดกำลังปานกลางไปจนถึงขนาดกำลังสูง ถ้านำไปใช้กับมอเตอร์หลายๆตัว จะมีปัญหามาก



รูปที่ 2.13 แสดง Torque – speed curves ที่มีการเปลี่ยนแปลงกระแสที่ stator

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สถาบันวิทยบริการ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ในรูปที่ 2.13 แสดงลักษณะ torque-speed ของ IM ที่ขับเคลื่อนโดย current fed inverter สำหรับกระแส I_d ค่าต่างๆกันโดย ค่าความถี่มีค่าคงที่จะเป็นได้ว่าแรงบิดของ IM ในตอนเริ่มเดินเครื่องจะมีค่าต่ำมาก เมื่อเทียบกับการขับเคลื่อนโดยใช้Voltage fed Inveter ทั้งนี้เพราะที่ความเร็วต่ำๆ โรเตอร์อิมพีแดนซ์จะมีค่าต่ำทำให้แรงดันของมอเตอร์ต่ำ เมื่อแรงดันเข้ามอเตอร์น้อย air gap flux จะมีค่าน้อย ดังนั้นแรงบิดของ IM จึงต่ำ เมื่อความเร็วของ IM เพิ่มขึ้นแรงดันเข้ามอเตอร์จะเพิ่มขึ้นทำให้ air gap flux และแรงบิดเพิ่มขึ้นตาม ถ้า แกนเหล็กของมอเตอร์ไม่อิ่มตัว ทอร์คของมอเตอร์จะเพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็วเมื่อความเร็วใกล้ ความเร็ว ซิงโครนัส จากนั้นก็จะลดลงด้วยสโลปที่ชันมาก และมีค่าเป็นศูนย์เมื่อความเร็วเท่ากับความเร็ว ซิงโครนัส ตามเส้นกราฟที่เป็นเส้นประ อย่างไรก็ดี เนื่องจากจะมีการอิ่มตัวของแกนเหล็กของมอเตอร์ทำให้ทอร์ค ของมอเตอร์จะแปรตามความเร็วตามกราฟที่เป็นเส้นทึบ เราจะสามารถควบคุมให้มอเตอร์ทำงานในช่วง torque –speed curve ของมอเตอร์มีสโลปเป็นบวกตามแนวที่เป็นจุดตัดระหว่างลักษณะสมบัติของ voltage fed และ current fed inverter (A) หรืออาจจะควบคุมให้มอเตอร์มีสโลปเป็นลบ (B) การทำงานในบริเวณค่า สโลปเป็นบวกจะมีสลิปสูงทำให้ rotor current และ rotor loss มากกว่าแต่ air gap flux จะไม่อิ่มตัวดังนั้น magnetizing current จะมีค่าเท่ากับค่า ที่กำหนดแต่ถ้ามอเตอร์ทำงานในบริเวณที่มีสโลปเป็นลบ rotor current จะมีค่าน้อยแต่เนื่องจากแกนเหล็กของมอเตอร์จะเริ่มอิ่มตัว ดังนั้น magnetizing current และ Iron loss ซึ่งมีค่ามากกว่าที่จุด A ทำให้มอเตอร์ร้อนดังนั้นเราจึงมักจะทำให้มอเตอร์ใน บริเวณที่มีสโลปเป็นบวก แต่เนื่องจากในบริเวณดังกล่าวมอเตอร์จะไม่มีเสถียรภาพ ดังนั้นเราจึงจำเป็นต้องมีการควบคุมโดยการป้อนกลับเพื่อรักษาให้ air gap flux คงที่ซึ่งทำได้โดยการควบคุมกระแสสลิปของมอเตอร์ เพื่อให้จุดทำงานของมอเตอร์ที่ขับเคลื่อนด้วย current fed inverter แปรไปตาม torque –speed curve ที่มีสโลปเป็นลบของมอเตอร์ที่ขับเคลื่อน ด้วย voltage fed inverter หรือกล่าวอีกนัยหนึ่งว่าก็คือ เราจะควบคุมให้ IM ที่ขับเคลื่อนด้วย current fed inverter ทำงานใน constant air gap flux mode

เทคนิคการสร้าง PWM แบบต่างๆสำหรับอินเวอร์เตอร์

ตามที่ได้กล่าวมาแล้ว 6 – step อินเวอร์เตอร์นั้นเหมาะสำหรับช่วงความถี่ของอินเวอร์เตอร์มีค่าสูงเพราะสัญญาณควบคุมค่อนข้างง่ายและการสูญเสียของการสวิทชิ่งซึ่งต่ำเนื่องจากจำนวนครั้งของการสวิทซ์ต่อหนึ่งไซเคิลของความถี่มูลฐานมีค่าต่ำแต่ปัญหาที่พบในอินเวอร์เตอร์ชนิดนี้คือผลของฮาร์มอนิคส์จะมีผลการสูญเสียในแมชชีน และการกระเพื่อมของทอร์คที่ความถี่ของอินเวอร์เตอร์ มีค่าต่ำๆ นอกจากนี้ค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์ ทางด้านอินพุทจะมีค่าต่ำเนื่องจากใช้เร็คติไฟเออร์ที่มีการควบคุมแบบเลื่อนเฟส และปัญหาการเสถียรภาพจะมีมากขึ้นที่ความเร็วรอบมอเตอร์ต่ำเนื่องจาก LC ฟิลเตอร์ ในดีซีลิงค์

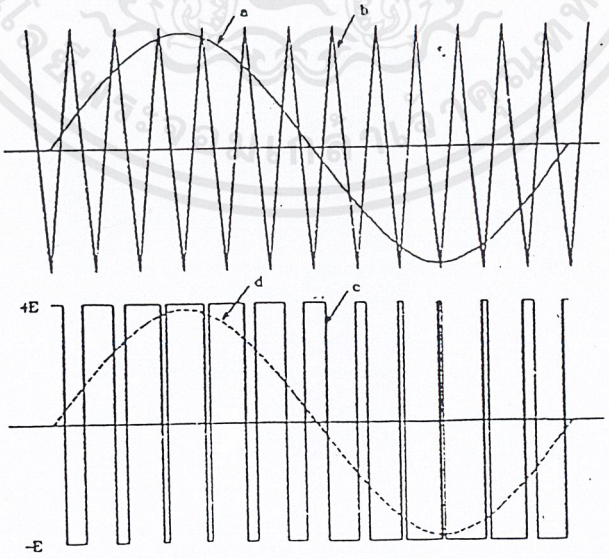
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

42608

จากปัญหาเหล่านี้สามารถที่จะแก้ไขได้โดยการใช้PWMอินเวอร์เตอร์ซึ่งดีซีลิงค์ได้จากเร็คติไฟเออร์ที่เป็นบริดจ์ไดโอด และ LCฟิลเตอร์ ดังนั้นแรงดันและความถี่ขององค์ประกอบมูลฐานจะถูกควบคุมโดยวงจรอิเล็กทรอนิกส์อยู่ในอินเวอร์เตอร์ โดยสร้างเป็นพัลส์วิดม็อดหลายๆ พัลส์ โครงสร้างของ PWM อินเวอร์เตอร์ แสดงในรูปที่2.11 แต่อุปกรณ์สวิทชิ่ง ซึ่งจะถูกสวิทซ์ให้ออนและออฟ เป็นจำนวนหลายๆครั้ง ในหนึ่งไซเคิล ของการควบคุมแรงดัน ดังนั้นองค์ประกอบของฮาร์โมนิคส์อันดับต่ำ จึงไม่เกิดขึ้น เทคนิคของ PWM โดยทั่วๆ ไปสามารถแยกได้ดังนี้

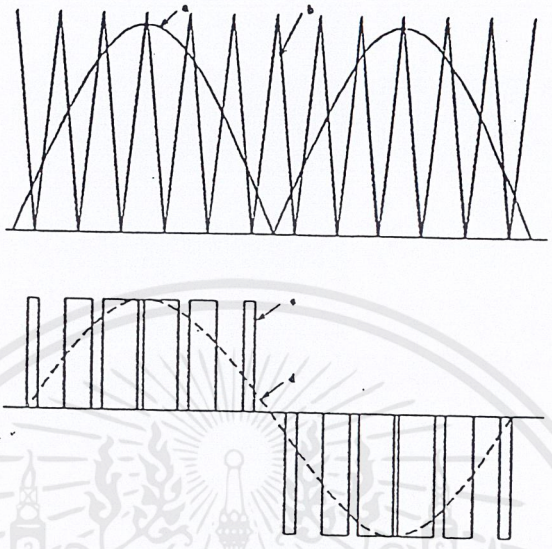
Sinusoidal Pulse Width Modulation (SPWM)

เป็นเทคนิคที่นิยมใช้ในโรงงานอุตสาหกรรมสามารถสร้างได้โดยการใช้วงจรอิเล็กทรอนิคส์ ซึ่งเป็นวิธีที่สะดวกที่สุดหรืออาจใช้ไมโครโปรเซสเซอร์โดยโปรแกรมให้ไมโครโปรเซสเซอร์ส่งสัญญาณสภาวะสวิทชิ่งซึ่งเป็นวิธีที่แน่นอน หลักการของ Natural SamplePWM จะใช้คลื่นพาหะเป็นรูปสามเหลี่ยมนำมาเปรียบเทียบกับสัญญาณไซน์ ซึ่งเป็นสัญญาณม็อดดูเลตที่มีความถี่เท่ากับความถี่มูลฐานของการเปรียบเทียบ จะเกิดจุดตัดกันของรูปคลื่นทั้งสอง นำมากำหนดเป็นสัญญาณการสวิทซ์ ของอุปกรณ์สวิทชิ่งในวงจรหลักของอินเวอร์เตอร์ ในรูปที่ 2.14 เป็นลักษณะของ NS PWM ชนิด 2 ระดับคือ +Eและ-EและลักษณะของNS PWMชนิด3ระดับซึ่งเป็นรูปคลื่นที่มีการสวิท 3 ระดับ ซึ่งPWM ชนิด 3 ระดับขนาดของฮาร์โมนิคส์อันดับต่ำจะมีค่าน้อยกว่าชนิด2 ระดับ สำหรับคลื่นพาหะที่เป็นสามเหลี่ยมนี้ จะใช้ร่วมกันของทั้งสามเฟส ทำให้ได้รูปคลื่นเอาท์พุทของสามเฟสอินเวอร์เตอร์ตามรูปที่ 2.15



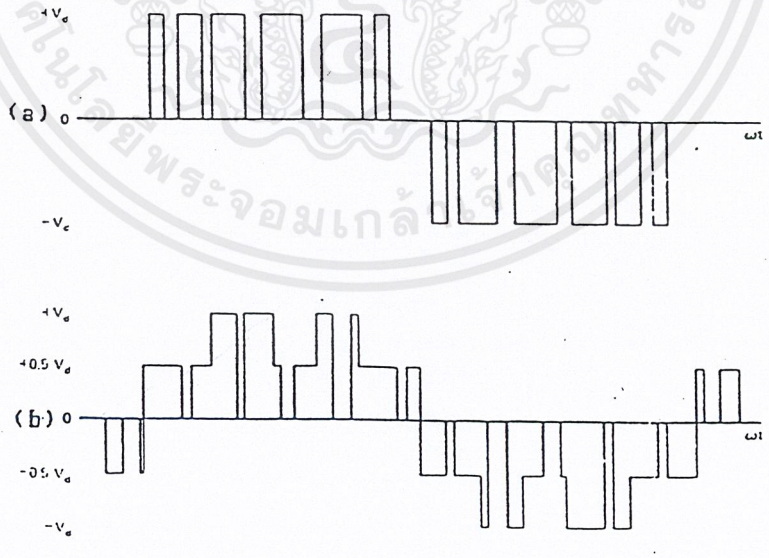
กรณี SPWM 2 ระดับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



กรณี SPWM 3 ระดับ

รูปที่ 2.14 แสดงรูปคลื่น a: สัญญาณอ้างอิงรูปไซน์, b:สัญญาณคลื่นพาหะ
c:สัญญาณสวิทชิ่ง , d: สัญญาณฟันดาเมนทอล



รูปที่2.15 แสดงแรงดัน line และ phase ของ PWM Inverter
(a) แรงดันระหว่างไลน์ ,(b) แรงดันเฟส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ลักษณะรูปคลื่นของ PWM นี้จะประกอบด้วยองค์ประกอบมูลฐานที่มีทั้งความถี่และแอมปิลิจูดซึ่งสามารถเปลี่ยนแปรได้ควบคุมความถี่และแรงดันตามลำดับของรูปคลื่นสัญญาณม็อดดูเลต ในการวิเคราะห์ฮาร์โมนิคส์ของรูปคลื่นเอาท์พุทสามารถหาได้จากการกระจายฟูเรียร์แบบธรรมดาและแบบ Double Series Expantionซึ่งสมการที่เกิดขึ้น โดยใช้วิธีการ Double Fourier คือ

$$V(t)=M(Vd/2)\sin(\omega_r t+\phi)+\text{Bessel function harmonics terms.}$$

ซึ่ง M คือ ดัชนีของการม็อดดูเลต

ω_r เป็นความถี่มูลฐานซึ่งเป็นความถี่เดียวกับความถี่การม็อดดูเลต

ϕ เป็น phase shift ของเอาท์พุท

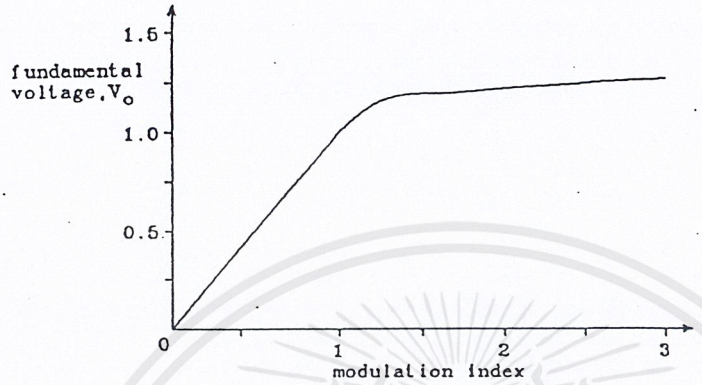
ดัชนีของการม็อดดูเลตกำหนดโดย $M = V_p / V_T$ ซึ่ง

V_p คือ ค่า peak ของแอมปลิจูดสัญญาณการม็อดดูเลต

V_T คือ ค่า peak ของแอมปลิจูดคลื่นพาหะ

ในทางอุดมคติแล้วค่า M จะแปรค่าอยู่ระหว่าง 0 และ 1 และความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันม็อดดูเลตและเอาท์พุทจะเป็นแบบเชิงเส้นซึ่งถ้าค่า M มากกว่าหนึ่งจะเกิดการ over modulation เป็นผลให้เกิดการหายไปของจำนวนพัลส์ระหว่างแรงดันมูลฐานและดัชนีการม็อดดูเลตไม่เป็นเชิงเส้น ถ้า เพิ่มค่า Mมากๆ ในที่สุดจำนวนพัลส์จะลดลง จนเป็น square wave ซึ่งจะทำให้ค่า ยูลิตี้แฟคเตอร์สูง ซึ่งจะทำให้ค่าฟันดาเมนทอลสูงขึ้นด้วย ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันมูลฐานและดัชนีการม็อดดูเลต แสดงได้ในรูปที่ 2.16 มีเทคนิคบางอย่างที่สามารถเพิ่มแรงดันมูลฐาน ได้ในขณะอยู่ในช่วงลิเนียร์ โดยการเพิ่มฮาร์โมนิคส์ที่สามเข้าไปรวมกับสัญญาณการม็อดดูเลต แต่อย่างไรก็ตามปัญหาของพัลส์ที่แคบที่สุดของ PWM สามารถทำให้เกิดปัญหาเกี่ยวกับการคอมมิวเตทในไทริสเตอร์ และ snubber relaxation รวมทั้งการลัดวงจรในกิ่ง (shoot through) ของอินเวอร์เตอร์ ดังนั้นเวลาน้อยที่สุดของวงจรล็อคเอาท์จึงเป็นสิ่งที่ควรคำนึง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่2.16 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันมูลฐานและดัชนีการม็อดดูเลตของเทคนิค SPWM

อัตราส่วนของความถี่คลื่นพาหะ ต่อความถี่ของสัญญาณการม็อดดูเลต หรือสัญญาณอ้างอิง (frequency ratio) จะมีผลต่อความถี่ฮาร์โมนิคส์ ที่เกิดขึ้นและการสูญเสียของอุปกรณ์สวิทชิ่งและจะเป็นตัวกำหนดจำนวนพัลส์ PWM ที่เกิดขึ้นในหนึ่งไซเคิล ถ้า frequency ratio สูงจำนวนพัลส์ PWM ที่เกิดขึ้น ในหนึ่งไซเคิลถ้า frequency ratio ต่ำ จะทำให้พัลส์ PWM ต่ำ จากการวิเคราะห์องค์ประกอบฮาร์โมนิคส์ สรุปได้ว่า ลำดับฮาร์โมนิคส์ที่เกิดขึ้นคือ

$$n(\omega_C/\omega_r) \pm K$$

ซึ่ง [ω_C คือ carrier frequency ,ω_r คือ modulating frequency]

โดยที่ n = 1,3,5,... K = 0,2,4,...

n = 2,4,6,... K = 1,3,5,...

เมื่อ n คือ กลุ่มอันดับฮาร์โมนิคส์หลัก

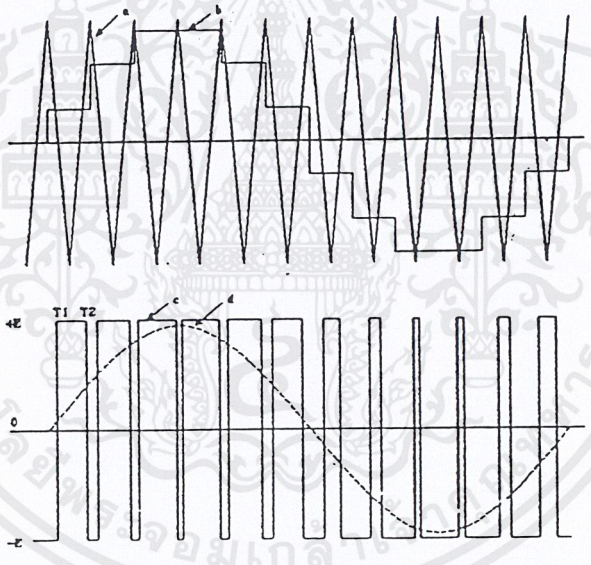
K คือ อันดับฮาร์โมนิคส์ย่อยหรือรอบข้าง

ลักษณะการเกิด ฮาร์โมนิคส์ของเทคนิค SPWM นี้จะเกิดเป็นกลุ่มๆและมีฮาร์โมนิคส์ย่อยอยู่รอบข้าง ฮาร์โมนิคส์หลัก ดังนั้นลำดับกลุ่มของฮาร์โมนิคส์หลักจะขึ้นอยู่กับ frequency ratio และขนาดของฮาร์โมนิคส์จะขึ้นอยู่กับดัชนีการม็อดดูเลต ซึ่งหมายความว่าที่ค่าดัชนีการม็อดดูเลตเดียวกันแต่ค่า frequency ratio ต่างกัน ขนาดขององค์ประกอบฮาร์โมนิคส์ของกระแสในline ของอินเวอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เตอร์ ถูกกรองด้วย leakage reactance ของมอเตอร์แกะรูปคลื่นของกระแสยิ่งเข้าใกล้รูปคลื่นไซน์มากขึ้น การสูญเสียของการสวิทซ์ของอุปกรณ์สวิทชิ่งยิ่งมีมากขึ้น ดังนั้นการเลือกค่า frequency rario จึงขึ้นอยู่กับการยอมรับระหว่างการสูญเสียใน อินเวอร์เตอร์และมอเตอร์ เมื่อค่า frequency ratio สูงขึ้นการสูญเสียในมอเตอร์จะลดลง ก็ตาม แต่จะมีการสูญเสียในอุปกรณ์ของอินเวอร์เตอร์มากขึ้นด้วย

เทคนิค PWM ที่นิยมใช้เทคนิคหนึ่งโดยอาศัยเทคนิคแบบ Uniform sampling ดังแสดง ในรูปที่2.17 ซึ่งใช้วิธีหลักการของคลื่นพาหะในหลักการของ Natural sampling พัลส์ที่ได้จะไม่สมมาตรกับแอ่งของคลื่นพาหะ ในขณะที่แบบ Uniform Sampling จะสมมาตรกันเสมอ วิธี Uniform sampling จะเป็นวิธีการที่ง่ายกับการที่จะสร้างโดยใช้ไมโครคอมพิวเตอร์จะให้ผลลดขนาดของฮาร์โมนิคส์ความถี่ต่ำและสามารถกำจัด subharmonics ซึ่งเกิดในโหมดของ free –running



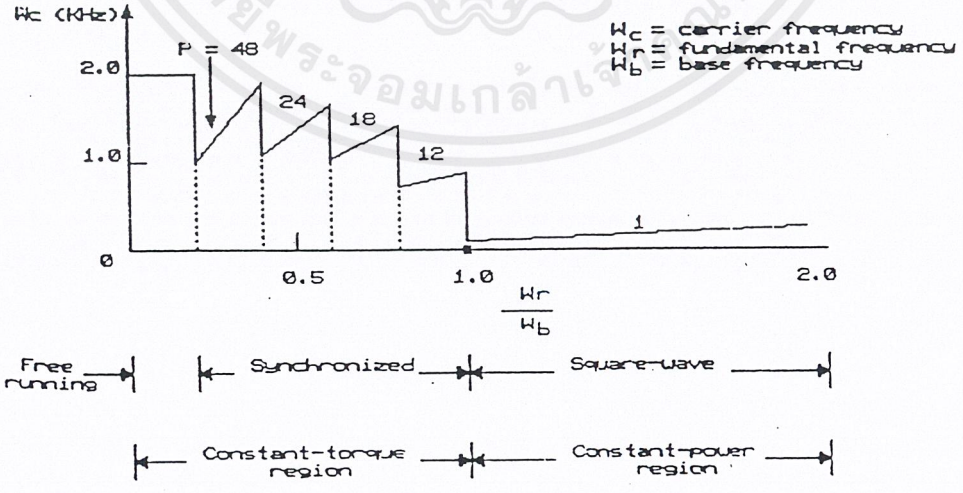
รูปที่2.17แสดงรูปคลื่น PWM แบบ Uniform Sampling

นอกจากจะใช้สัญญาณการม็อดดูเลตที่เป็นรูปไซน์ แล้วยังมีการใช้รูปคลื่นสี่เหลี่ยมคางหมูได้ เหมือนกัน ซึ่งจะใช้พัลส์ที่สมมาตรที่เอาท์พุทของอินเวอร์เตอร์และสามารถควบคุมแรงดันเอาท์พุทได้อย่างเชิงเส้น จากช่วงศูนย์จนถึงรูปคลื่นสี่เหลี่ยมโดยการเปลี่ยนแอมปลิจูดของคลื่นม็อดดูเลต แต่อย่างไรก็ตาม เมื่อมีการเปลี่ยนสู่โหมด square wave แล้ว ฮาร์โมนิคส์ของเอาท์พุทขณะทำงานในโหมดsquare wave จะด้อยกว่าในขณะทำงานแบบ PWM ในขณะที่ ยูลิตี้แฟคเตอร์ของ square wave จะสูงกว่า PWM

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การเปลี่ยนจำนวนพัลส์ PWM ที่สัมพันธ์กับความถี่

สำหรับในงานขับเคลื่อนความเร็วรอบมอเตอร์นั้น แรงดันและความถี่จะต้องเปลี่ยนแปร ตามรูปที่2.18 โดยในย่านกำลังคงที่ แรงดันจะต้องถูกควบคุมโดยใช้หลักการ ของ PWM เพื่อให้ ฟลักซ์ใน air gap มีค่าคงที่ เพื่อที่ลดฮาร์โมนิคส์ ในแรงดันและกระแสของเอาท์พุทอินเวอร์เตอร์ และลดการสูญเสีย ของการสวิทชิ่งในอุปกรณ์สวิทชิ่งจะมีการควบคุมพัลส์ PWM โดยวิธีการเปลี่ยน เกียร์ (gear –changing) แบบซิงโครนัสทำให้จำนวนพัลส์PWM ต่อไซเคิล เปลี่ยนอย่างทันทีทันใด ซึ่งในช่วงความถี่ของอินเวอร์ เตอร์ต่ำจะกำหนดให้จำนวนพัลส์ PWM สูงในช่วงความถี่อินเวอร์ เตอร์สูงจะทำให้จำนวนพัลส์ PWM ต่ำลง ก็จะเป็นการจำกัดความถี่ ของการสวิทชิ่งไม่ให้เกิน ขอบเขตที่กำหนดไว้ จากรูปที่2.18 ที่ค่าความถี่มูลฐานต่ำ ความถี่ของคลื่นพาหะถูกรักษาให้คงที่ การทำงานของอินเวอร์เตอร์จะอยู่ในโหมด ฟรี รันนิ่ง หรือ อะซิงโครนัส ซึ่งจะทำให้เฟสมีการ เลื่อนไปมาอย่างต่อเนื่อง ทำให้เกิดปัญหา subharmonic แต่อย่างไร ก็ตามผลอันตรายเหล่านี้สามารถ ไม่คำนึงถึง เพราะว่าอัตราส่วนของความถี่มีค่ามาก เมื่อความถี่มูลฐานมีค่าสูงขึ้น ค่า P จะเปลี่ยนค่า เป็น สเต็ปแบบซิงโครนัสมีค่าลดลงเพื่อที่จะให้ความถี่ของคลื่นพาหะที่มีค่าสุงสุด และต่ำสุดยังคง อยู่ในขอบเขตที่กำหนด จนกระทั่ง ใกล้ความถี่ กำหนดจะมีการเปลี่ยนโหมดซิงโครนัสPWM ไปสู่ square wave ซึ่งในขณะนี้ความถี่ของคลื่นพาหะจะมีค่าเท่ากับความถี่มูลฐานดังนั้นการควบคุมพัลส์ จึงควรออกแบบให้เหมาะสม เพื่อไม่ให้มีการเปลี่ยนกลับไปกลับมา ของค่า P ที่อยู่ติดกันโดยการ สร้างแถบฮิสเตอร์รีซีส (hysteresis band) ณ จุดวิกฤตของการเปลี่ยนค่า P

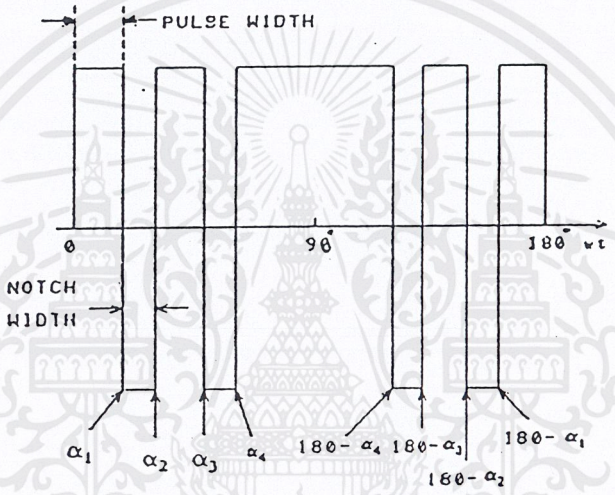


รูปที่ 2.18แสดงความสัมพันธ์ระหว่างความถี่มูลฐานและความถี่สวิทชิ่งของอุปกรณ์สวิทชิ่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เทคนิคการกำจัดฮาร์โมนิคส์

เทคนิคนี้สามารถควบคุมแรงดันมูลฐานและกำจัดองค์ประกอบฮาร์โมนิคส์ที่ไม่ต้องการออกไป หลักการของวิธีการนี้ จะทำการคำนวณหามุมของการสวิทช์โดยใช้สมการการกระจายอนุกรมฟูเรียร์แบบทั่วไป ตำแหน่งมุมและสภาวะสวิทช์ซึ่งจะถูกเก็บในรูปแบบ look –up table ไว้ในหน่วยความจำ โดยมีไมโครโปรเซสเซอร์ และ down counter ทำงานร่วมกัน เพื่อสร้างสัญญาณ PWM โดยดึงข้อมูลที่เก็บไว้ในหน่วยความจำออกมา



รูปที่ 2.19 แสดงรูป PWM โดยวิธีกำจัดฮาร์โมนิคส์

จากรูปที่ 2.19 ลักษณะคลื่นจะสมมาตร หนึ่งในสี่ ของคาบและสมการอนุกรมฟูเรียร์ ของฟังก์ชั่นคือ

$$f(t) = \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos n\theta + b_n \sin n\theta)$$

ซึ่ง

$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(t) \cos n\theta d\theta$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\Pi} f(t) \sin n\theta d\theta$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เนื่องจากลักษณะแรงดันรูปคลื่นPWMตามรูป 2.19 ดังนั้นจะมีแต่ฮาร์โมนิคคี่เท่านั้นจะได้ว่า

$$a_n = 0$$

$$b_n = \frac{4}{\pi}\int_0^{\frac{\pi}{2}} f(t)\sin n\theta d\theta$$

สมมติ ให้แรงดันรูปคลื่น PWM มีแอมปลิจูด f(t) =1

$$\text{ดังนั้น } b_n = \frac{4}{n\pi}(1 + 2\sum_{k=1}^{k}(-1)^k \cos n\alpha_k)$$

โดยที่สมการ จะประกอบด้วยตัวแปร k ตัว (เช่น $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \ldots, \alpha_k$) จะมีสมการ k สมการ เพื่อที่จะแก้สมการ$\propto$ มุมจำนวน k ตัว ซึ่งแรงดันมูลฐานสามารถถูกควบคุมได้และจะมีฮาร์โมนิคส์ที่ถูกจำกัด k-1 ฮาร์โมนิคส์ อย่างไรก็ตาม ฮาร์โมนิคส์อันดับสามและอันดับฮาร์โมนิคส์อันดับที่มีผลคูณของ 3 จะถูกกำจัดไปเมื่อไปเมื่อใช้กับไฟสามเฟส เช่น สมมติว่า ให้ k=3 ดังนั้นสามารถเขียนสมการได้ 3 สมการ ดังนี้คือ

$$\text{องค์ประกอบมูลฐาน} : b_1 = \frac{4}{\pi}(1 - 2\cos\alpha_1 + 2\cos\alpha_2 - 2\cos\alpha_3)$$

$$\text{องค์ประกอบฮาร์โมนิคส์อันดับ 5} : b_5 = \frac{4}{5\pi}(1 - 2\cos 5\alpha_1 + \cos 5\alpha_2 - 2\cos 5\alpha_3) = 0$$

$$\text{องค์ประกอบฮาร์โมนิคส์อันดับ 7} : b_7 = \frac{4}{7\pi}(1 - 2\cos 7\alpha_1 + 2\cos 7\alpha_2 - 2\cos 7\alpha_3) = 0$$

ซึ่ง 3 สมการ ข้างบนนี้ สามารถใช้วิธีการทางนิวเมอริคอลโดยใช้วิธีนิวตันราปสัน หลายตัวแปร เพื่อแก้สมการ $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$ สำหรับองค์ประกอบมูลฐานที่ต้องการ

ข้อเสียของวิธีนี้คือถ้าต้องการกำจัดฮาร์โมนิคส์หลายๆอันดับ จะทำให้มีการเก็บตำแหน่งมุมและสภาวะมุมสวิทชิ่ง ในหน่วยความจำมากทำให้ไม่สะดวก ดังนั้นจึงมีการใช้เทคนิค ผสมของเทคนิค PWM (hybrid PWM) ซึ่งเป็นเทคนิคอย่างหนึ่งที่น่าสนใจมากโดยเมื่ออินเวอร์เตอร์ทำงาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในย่านความถี่และแรงดันต่ำจะใช้วิธี SPWM ในขณะที่ย่านความถี่สูงและแรงดันสูงจะใช้วิธีกำจัดฮาร์โมนิคส์ ทำให้ไม่มีปัญหาเกี่ยวกับการสูญเสียเนื่องจากฮาร์โมนิคส์และสวิทชิ่ง วีธีกำจัดฮาร์โมนิคส์ยังสามารถใช้ในย่าน constant power ได้อีกด้วย

เทคนิค Minimum Ripple Current

ข้อเสียของเทคนิคการกำจัดฮาร์โมนิคอีกอย่างหนึ่งก็คือ จะทำให้ฮาร์โมนิคส์อันดับต่ำไม่ต้องการกำจัดมีค่าสูงขึ้นอย่างมาก เพราะว่า การสูญเสียในเมชชีนเนื่องจากผลฮาร์โมนิคส์ถูกกำหนดโดย อาร์เอ็มเอสของกระแสริปเปิล (rms ripple current) ดังนั้นกระแสริปเปิล จึงเป็นพารามิเตอร์ที่ควรพิจารณาให้มีค่าน้อยที่สุดแทนที่จะไปกำจัดฮาร์โมนิคส์ที่ต้องการออกไป เทคนิคนี้จะสมมุติ ให้ไม่คิดผลของ skin effect ของพารามิเตอร์ แมชชีน ซึ่งอาจจะเป็นสิ่งที่ไม่ถูกต้องมากนักโดยเฉพาะอย่างยิ่ง แล้วสำหรับขดโรเตอร์ สมการrms ripple current ถูกกำหนดโดย

$$I_{ripple} = \sqrt{I_3^2 + I_5^2 + I_7^2 + I_9^2 + \dots}$$

$$= \sqrt{\frac{I_{3m}^2}{2} + \frac{I_{5m}^2}{2} + \frac{I_{7m}^2}{2} + \frac{I_{9m}^2}{2} + \dots}$$

$$= \sqrt{\frac{1}{2}\sum_{N=3}^{\infty}\left[\frac{V_n}{n\omega_s L}\right]^2}$$

ซึ่ง I_3 , I_5 =กระแสrms ของฮาร์โมนิคส์อันดับ 3 , 5 ,etc

I_{3m} , I_{5m} ,etc = ค่าพีคของกระแสฮาร์โมนิคส์

n ′ = อันดับฮาร์โมนิคส์

vn = ค่าพีคขององค์ประกอบฮาร์โมนิคส์ อันดับที่ n

l = ลีคเกจ อินดัคแตนซ์ ของแมชชีน ต่อ เฟส

ω_s = ความถี่เชิงมุมมูลฐาน

ดังนั้นกำลังสูญเสียของขดลวดเนื่องจากผลของฮาร์โมนิคส์ คือ $P_L = 3I_{ripple}^2 R$ จากสมการซึ่งเป็นการหาตำแหน่งมุมแทนลงในสมการ ก็จะพบว่า I_{ripple} เป็นฟังก์ชั่นของตำแหน่งมุม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยการใช้โปรแกรมทางคอมพิวเตอร์ก็สามารถแก้ ∝ตำแหน่งของมุมที่ทำให้เกิด I_{ripple} น้อยที่สุดได้ ดังนั้นเทคนิคการพิจารณาให้ harmonic loss มีค่า น้อยที่สุดจะเป็นสิ่งที่ต้องการมากกว่าเทคนิคการกำจัดฮาร์โมนิคส์

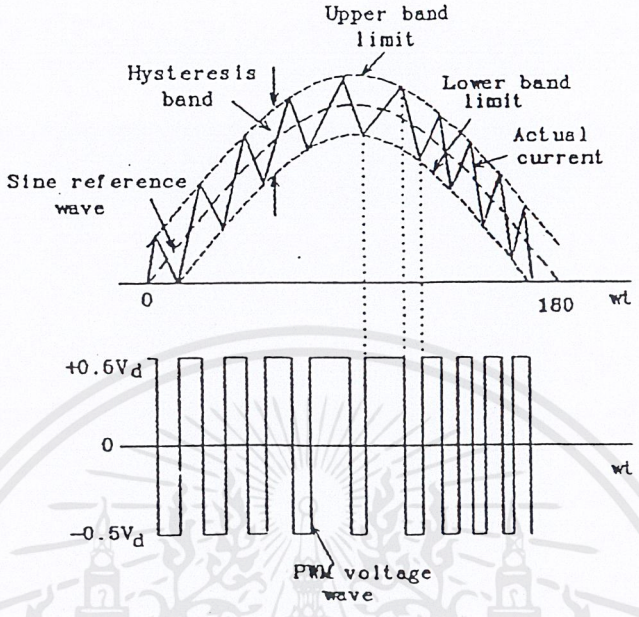
วิธีAdaptive Current Control PWM

จากการวิเคราะห์ลักษณะฮาร์โมนิคของรูปคลื่นแรงดันเอาท์พุทของVSI ที่ได้กล่าวมาแล้วนั้นได้สมมติให้ แรงดันดีซี-ลิงค์มีค่าในทางอุดมคติจะมีค่าคงที่โดยไม่เกิดริปเปิล แต่ในทางปฏิบัติริปเปิลจะเกิดขึ้นได้เนื่องจากค่าของ LC หรือ C ฟิลเตอร์ มีค่าไม่มากพอ ดังนั้นเทคนิค PWM ที่สามารถควบคุมกระแสโดยขอบเขตของฮิสเตอร์รีซีสหรือมีการปรับตัวเองโดยอัตโนมัติก็จะแก้ปัญหานี้ได้เป็นอย่างดี เทคนิคนี้จะใช้การควบคุมกระแสลักษณะการเกิดตามรูป 2.20 โดยวงจรควบคุมจะสร้างกระแสไซน์อ้างอิง ซึ่งมีขนาดและความถี่ ตามต้องการซึ่งจะนำมาเปรียบเทียบกระแสเฟสจริงตามรูป 2.21

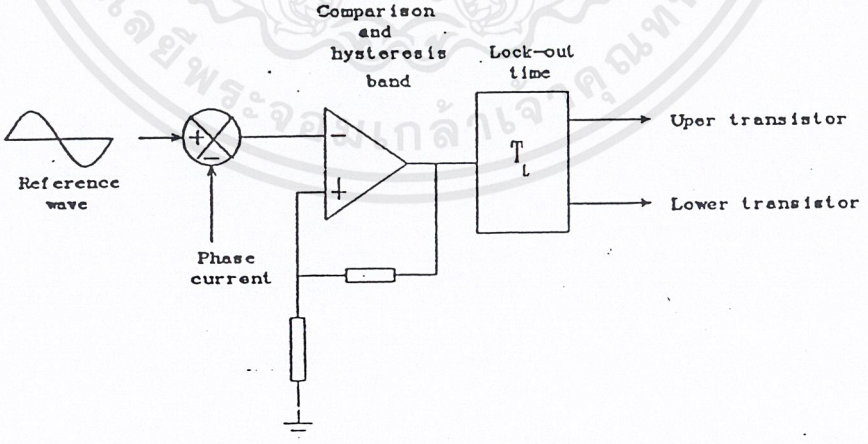
เมื่อกระแสเกินค่าขอบเขตฮิสเตอร์รีซิสที่กำหนดไว้ทรานซิสเตอร์ตัวบนในกิ่งของวงจรบริดจ์อินเวอร์เตอร์ จะหยุดนำกระแส (turn-off) ในขณะที่ทรานซิสเตอร์ตัวล่างจะนำกระแส (turn on) เป็นผลให้แรงดันเอาท์พุทเปลี่ยนจาก $+0.5V_d$ เป็น $-0.5V_d$ และกระแสจะเริ่มลดลงจนกระทั่งกระแสลดลง มาถึงขอบเขตล่าง ของฮิสเตอร์รีซีสจะมีการเปลี่ยนการสวิทช์ โดยทรานซิสเตอร์ตัวบนจะนำกระแส และทรานซิสเตอร์ตัวล่างจะหยุดนำกระแส ซึ่งเป็นการครบรอบของการสวิทช์ ในวงจรรูป 2.21 จะเป็นเวลาเดดไทม์ของวงจรล็อค-เอาท์ เพื่อป้องกันไม่ให้เกิดการฟอลท์เนื่องจาก shoot -through ของทรานซิสเตอร์ตัวบนและตัวล่างดังนั้นกระแสริปเปิล พีค-ทู-พีค จึงถูกควบคุมให้ปรับตัวอยู่ในขอบเขตฮิสเตอร์รีซีสตามค่า V_d ที่มีการกระเพื่อม ดังนั้นกระแสริปเปิล อาร์เอ็มเอส ซึ่งจะสัมพันธ์ กับกระแส ripple พีค- ทู-พีค ซึ่งจะถูกควบคุมทำให้ลดการ heating ของแมชชีน การควบคุม กระแสพีคอย่างอินสแตนเตเนียส (instantaneous) จะเป็นข้อดีสำหรับอุปกรณ์ สวิทชิ่งอย่างเช่น เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ซึ่งจะไวต่อกระแสพีคมาก โหมดการควบคุมกระแสสามารถเปลี่ยนจากโหมด PWM ไปสู่โหมด แรงดันสแควร์เวฟ ซึ่งอยู่ในย่านกำลังคงที่ ได้อย่างต่อเนื่อง

สำหรับเทคนิคเดลต้ามอด ก็จะมีหลักการเดียวกันกับวิธี adaptive current control PWM เพียงแต่ว่าไม่ได้นำสัญญาณป้อนกลับของกระแสจริงมาเปรียบเทียบ แต่จะมีการป้อนกลับอินติเกรเตอร์ภายในวงจร ทำให้สะดวกง่ายและไม่ยุ่งยาก ในการควบคุมแรงดันและความถี่ เหมาะสำหรับ VSI เพื่อที่ใช้ในการขับเคลื่อนอินดัคชั่นมอเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.20 แสดงหลักการเกิดรูปคลื่น PWM โดยเทคนิคAdaptive Current Control



รูปที่ 2.21 แสดงวงจรควบคุมเทคนิค Adaptive Current Control

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สรุป

ในบทนี้ได้เสนอทฤษฎีพื้นฐานเกี่ยวกับการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ และชนิดของอินเวอร์เตอร์ เพื่อใช้ขับเคลื่อนมอเตอร์ ตลอดจนเทคนิคการสร้างแพทเทิร์นต่างๆเพื่อใช้กับอินเวอร์เตอร์ซึ่งให้ข้อดีและข้อเสียที่แตกต่างกัน โดยจุดประสงค์หลักของเทคนิคเหล่านี้ได้แก่

1. สามารถควบคุมแรงดันและความถี่ได้ง่าย
2. ลดทอนองค์ประกอบของฮาร์มอนิคอันดับต่ำให้น้อยลง
3. ให้มีการทำงานในโหมดของอัตราส่วนแรงดันเอาท์พุทต่อความถี่คงที่ และในโหมดของแรงดันเอาท์พุทคงที่
4. ให้ค่ายูติไลท์เซชั่นแฟคเตอร์ของรูปคลื่นที่แรงดัน ดีซีลิงค์สูง
5. ลดการสูญเสียของการสวิทชิ่งและฮาร์โมนิคในเมชชีน
6. วงจรที่ควบคุมไม่ยุ่งยากซับซ้อนราคาประหยัด มีความไว้วางใจและเสถียรภาพสูง

เทคนิค Adaptive Current-Control PWM Inverter

เราจะใช้การควบคุมกระแสที่เอาท์พุทของโวลเตจอินเวอร์เตอร์แทนการควบคุม ฟลักซ์แม่เหล็ก ลักษณะการควบคุมกระแสนี้มีความสำคัญใน GTO หรือไทริสเตอร์อินเวอร์เตอร์เพราะว่ากระแสเสริจซ์ อาจจะทำให้การคอมมิวเตจผิดพลาดขึ้นได้ และมีความสำคัญมากยิ่งขึ้นในทรานซิสเตอร์อินเวอร์เตอร์เนื่องจากความสามารถที่จำกัดในการทนกระแสเสริจซ์ของทรานซิสเตอร์ขนาดกระแสที่ต้องการควบคุมในลูป (current control loop command) จะเกิดจาก slip command ผ่านแหล่งกำเนิดสัญญาณ (function generator) เพื่อที่จะควบคุมฟลักซ์ในช่องอากาศโดยทางอ้อม ลักษณะนี้ไม่ต้องมีสัญญาณฟลักซ์ที่ป้อนกลับ Adaptive Current-controlled PWM inverter จะใช้วิธีการควบคุมกระแสแบบ bang-bang ซึ่งได้แสดงไว้ดังรูปที่ 2.22 ระบบขับมอเตอร์ชนิดนี้สามารถประยุกต์ใช้ในรถไฟฟ้า เมื่อทอร์คแทนด้วยการควบคุมความเร็วและแบตเตอร์รี่สามารถดูดคืนพลังงานระหว่างการ regeneration ลูปควบคุมฟลักซ์จะทำให้เกิดขนาดของกระแสสเตเตอร์ที่ต้องการและความถี่ที่ต้องการเกิดจากลูปที่ควบคุม torque ด้วยอินพุทเหล่านี้แหล่งกำเนิด 3-เฟส ไซน์เวฟ ทำให้เกิดรูปคลื่นกระแสอ้างอิงที่สมดุลย์สามเฟส รูปคลื่นกระแสที่สเตเตอร์ในแต่ละเฟสจะถูกตรวจจับแล้วนำมาเปรียบเทียบกับรูปคลื่นอ้างอิงภายใต้ hysteresis band และสัญญาณขับเบสของทรานซิสเตอร์จะผ่านวงจร lock out รูปคลื่นอ้างอิงได้มาจากการอัดข้อมูลลงใน ROM และใช้ตัวแปลงสัญญาณดิจิตอลเป็น อนาลอก ตัวสร้างสัญญาณนาฬิกา VCO (voltage control oscillator) จะเป็นตัวกำหนดความถี่ให้กับ counter ในการเรียกข้อมูลจาก ROM เอาท์พุทของมันจะเปลี่ยนเป็นสัญญาณอนาลอกโดยผ่านตัว 8-Bit Mutiplying-Digital-to-Analog Converter

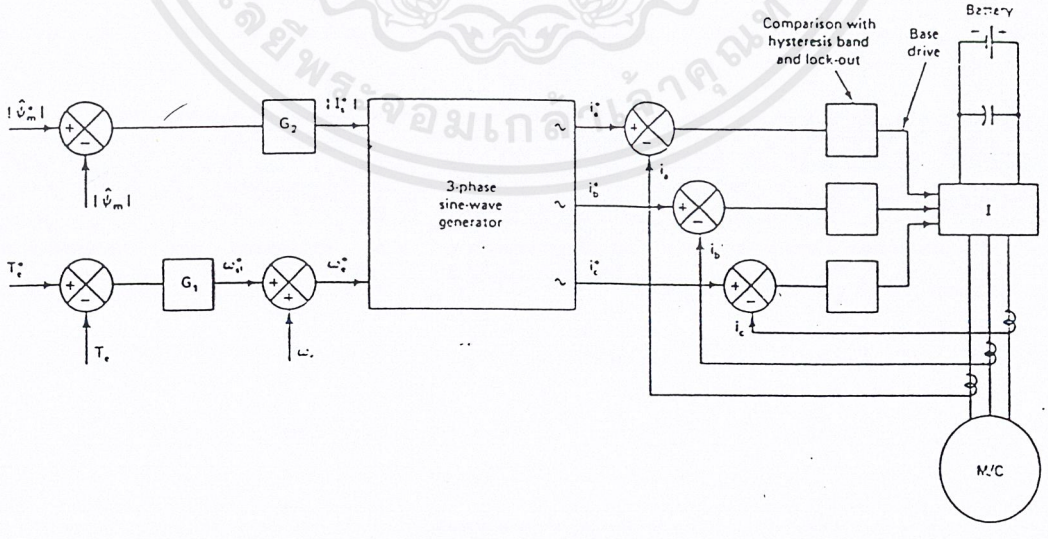
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(DAC) ขณะที่แอมปลิจูดจะถูกมอดูเลตด้วยสัญญาณกระแส $[I^*_s]$ ไมโครคอมพิวเตอร์สามารถทำให้เกิดรูปคลื่นด้วยการช่วยของ A/D และ D/A Converter

ลักษณะของระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ทั้งการเร่งและการเบรค ได้แสดงในรูปที่ 2.23 ลักษณะของมันทั้ง 2 โหมด ค่อนข้างจะสมมาตร ดังนั้นการอธิบายจะอธิบายเพียงโหมดที่เป็นมอเตอร์เท่านั้น ระบบขับเคลื่อนจะมี 3 ช่วงการทำงาน คือ

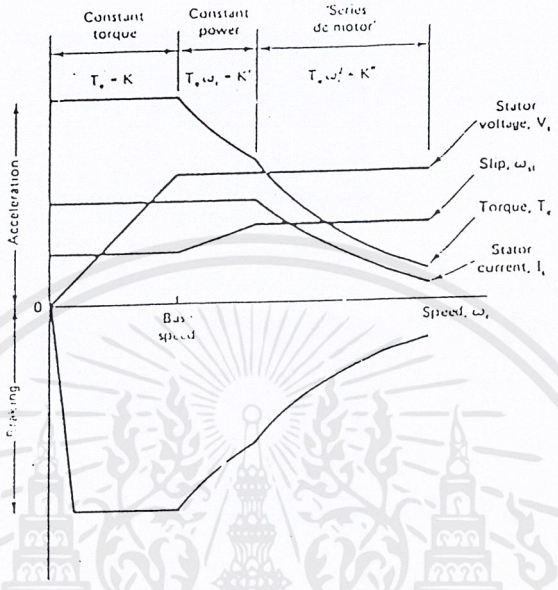
- ช่วงการทำงานที่แรงบิดคงที่
- ช่วงการทำงานที่กำลังคงที่
- ช่วงการทำงานคล้ายกับมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบอนุกรม เมื่อ $T\omega^2$ คงที่

ในช่วงของแรงบิดคงที่ อินเวอร์เตอร์จะทำงานในโหมดของ PWM current control และมีคุณสมบัติของอินเวอร์เตอร์จ่ายกระแส (Current-Fed Inverter) ส่วนที่ถัดจาก Base speed อินเวอร์เตอร์จะทำงานในโหมดของ Square-wave และการควบคุมกระแสของ PWM จะหายไป ดังนั้นจะมีลักษณะการควบคุมแบบอินเวอร์เตอร์ แบบจ่ายแรงดัน สมมุติว่า เครื่องจักรเร่งจากความเร็วศูนย์ด้วยแรงบิดเต็มที่ ซึ่งจำกัดค่าสลิปและกระแสสเตเตอร์ กระแสสเตเตอร์สูงสุดจะจำกัดค่าสลิปให้ต่ำกว่าจุดที่เป็น Breakdown torque โวลเตจที่สเตเตอร์เพิ่มขึ้นเป็นสัดส่วนกับความเร็วจนกระทั่งถึง base speed การเปลี่ยนแปลงในย่านการทำงาน PWM จะมีการ chop ใกล้ขอบของ square wave



รูปที่ 2.22 แสดงบล็อกไดอะแกรม ที่มีการควบคุมกระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

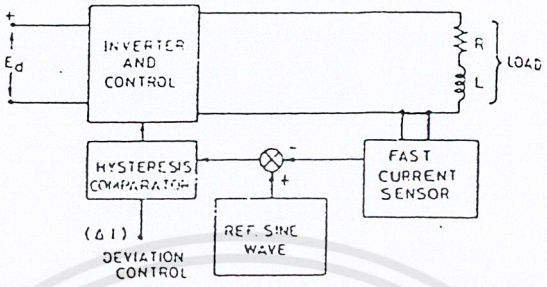


รูปที่ 2.23 แสดงช่วงการทำงานต่างๆ

จนกระทั่งอินเวอร์เตอร์มีการเปลี่ยนแปลงอย่างราบเรียบเข้าสู่ช่วงการทำงาน square-wave ซึ่งการควบคุมกระแสจะหายไปในย่านการทำงานแบบกำลังคงที่ สลิปจะเพิ่มขึ้นเข้าสู่ค่าสูงสุดเพื่อทำให้กระแสสเตเตอร์ลดลง ดังแสดงในรูปที่ 2.23 ระบบขับเคลื่อนมอเตอร์อาจทำงานในย่านที่ทำให้ทอร์คลดลงและจะหายไปที่ความเร็วเป็นศูนย์

จุดประสงค์ของเทคนิคนี้เพื่อให้รูปคลื่นกระแสที่เกิดขึ้นแปรตามรูปคลื่นอ้างอิง ซึ่งมีลักษณะรูปแบบที่ร่วมกันของเทคนิค PWM ใน voltage-source inverters และเทคนิค current control ของ current-source inverters การ sensor กระแสจะเป็นส่วนที่สำคัญในการ adaptive วิธีการนี้ ค่าของกระแสโหลด (instantaneous value of the load current) เปรียบเทียบกับค่าของรูปคลื่นไซน์อ้างอิง ความแตกต่างระหว่าง 2 สัญญาณจะอยู่ภายในค่าที่กำหนดโดยการ switching ของอินเวอร์เตอร์ระหว่าง maximum voltage กับ minimum voltage แสดงบล็อกการทำงานดังรูปที่ 2.24

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

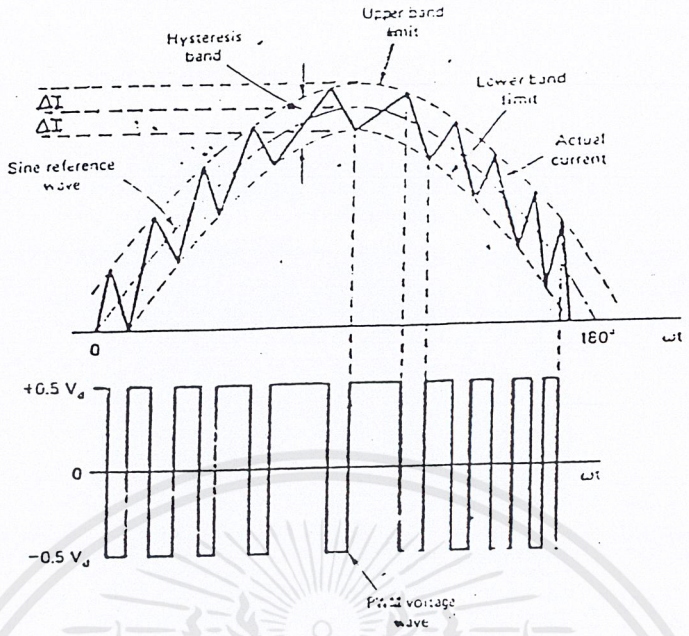


รูปที่ 2.24 บล็อคการทำงานพื้นฐานของ Adaptive current generation

รูปแบบการควบคุมประกอบไปด้วย หม้อแปลงกระแส , สัญญาณ sine อ้างอิงซึ่งสามารถปรับได้ทั้งขนาดและความถี่ , hysteresis comparator , voltage-source inverter ค่ากระแสโหลดได้มาจากหม้อแปลงกระแส นำมาเปรียบเทียบกับสัญญาณอ้างอิง เมื่อไรก็ตามที่กระแสโหลดจริงเบี่ยงเบนจากค่าอ้างอิงโดยมีค่าที่กำหนดไว้ (ΔI) inverter จะทำงานเพื่อลดค่าเบี่ยงเบนนี้ ดังนั้นกระแสจริงจะถูกกำจัดภายใต้ความกว้าง $2\Delta I$ และ มีรูปคลื่นอ้างอิงสำหรับรูปคลื่นกระแส และรูปคลื่นโวลเตจจะแสดงในรูปที่ 2.25

ถ้า actual phase current มีขนาดใหญ่กว่าความกว้างของฮีสเตอร์รีซิส ไอจีบีที ส่วนบนใน half bridge จะถูก turn-off และไอจีบีทีส่วนล่างจะ turn-on ซึ่งผลลัพธ์โวลเตจเอาท์พุทที่ได้จะเปลี่ยนจาก $0.5\ V_d$ เป็น $-0.5\ V_d$ และกระแสเริ่มลดลง ถ้า Actual phase current ผ่านช่วง Lower band limit จะทำให้ไอจีบีทีส่วนบน turn on และไอจีบีที ส่วนล่างจะ turn off ส่วนวงจร lock out ที่อยู่ก่อนเข้าไอจีบีทีจะป้องกันไม่ให้เกิดการ shoot-through-fault ของไอจีบีทีซึ่งค่า lock out time มีค่า 4 ไมโครวินาที

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.25 รูปคลื่นกระแสและรูปคลื่นโวลเตจ

Actual current จะถูกบังคับให้ติดตาม sine reference current ภายใต้ความกว้างของฮีสเตอร์รีซีสของ comparator ด้วยวิธีการสวิทชิ่งไอจีบีทีส่วนบนและส่วนล่าง ซึ่งจะทำให้อินเวอร์เตอร์เปลี่ยนจากแหล่งจ่ายแรงดันเป็นแหล่งจ่ายกระแส และ peak-to-peak current ripple จะถูกควบคุมให้ติดตามความกว้างของฮิสเตอร์รีซีสโดยไม่คำนึงถึงการแกว่งของ V_d (dc link voltage) ค่า rms ripple current มีความสัมพันธ์ทางอ้อมกับ peak-to-peak ripple current ซึ่งได้ถูกควบคุมลูปปิดทำให้เกิด maching heating มีค่าต่ำสุด การควบคุม Instantaneous peak current จะมีประโยชน์อย่างมากต่ออุปกรณ์ไอจีบีทีซึ่งมีความไวต่อค่า peak current โหมด current control PWM สามารถถูกเปลี่ยนไปเป็นโหมด square wave voltage ในขอบเขต constant power ในช่วงที่ความเร็วรอบต่ำ ค่า machine counter emf จะมีค่าต่ำด้วย ทำให้ง่ายแก่การควบคุมกระแสให้ติดตามได้ แต่ในช่วงที่ความเร็วรอบสูงตัวควบคุมกระแสจะอิ่มตัว เพราะ counter emf มีค่าสูง ในกรณีนี้ ขนาดของกระแส fundamental จะน้อยและเฟสของมันจะเลื่อนจากค่ากระแสที่ตั้งไว้ ซึ่งค่า slop ของรูปคลื่นกระแสสามารถหาได้จาก

$$di/dt = (0.5V_d - V_{cm}*\sin w_m t) / L$$

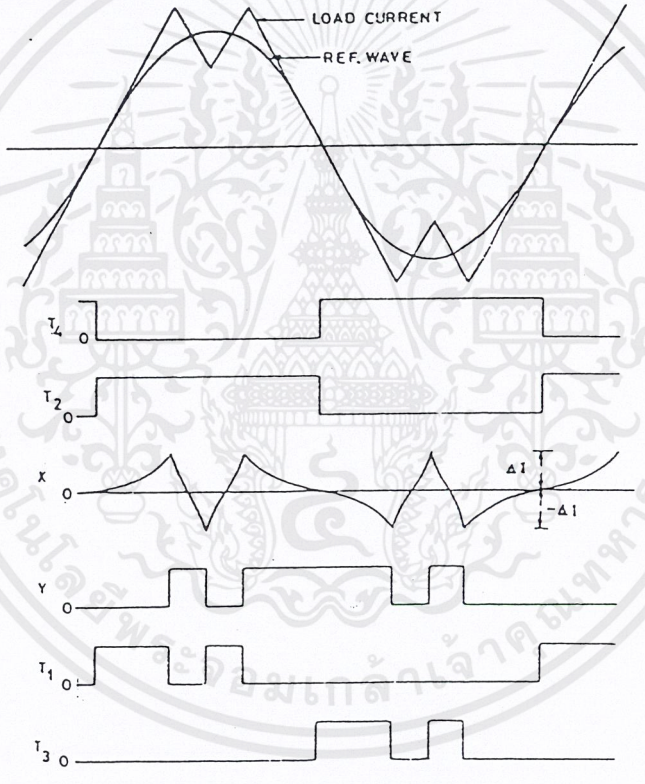
เมื่อ $V_{cm}*\sin w_m t$ = ค่าไซน์ที่แปรตาม counter emf

L = ค่าความเหนี่ยวนำรั่วไหล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความกว้างของฮีสเตอร์รีซีสจะถูกปรับเพื่อที่จะควบคุมความถี่ในการสวิทชิ่งอินเวอร์เตอร์ ซึ่งจะสอดคล้องกับการเปลี่ยนแปลง peak-to-peak ripple current

รูปที่ 2.26 รูปคลื่นที่จุดต่าง ๆ ของวงจรควบคุมรูปคลื่นไซน์อ้างอิงและกระแสโหลดจริงเป็นอินพุทของ differential amplifier ความแตกต่างของสัญญาณ 2 ค่า จะถูกขยายและเข้าสู่ hysteresis comparator ระดับ hysteresis จะหาได้จากกระแสโหลดเบี่ยงเบนเพื่อที่จะ control กระแสโหลดให้ตาม sine reference ส่วน current sensor จะใช้หม้อแปลงกระแส(CT) เป็นตัวจับการเปลี่ยนแปลงของกระแสเข้ามอเตอร์ แต่ละเฟสแล้วนำมาเปรียบเทียบกับสัญญาณอ้างอิง



รูปที่ 2.26 แสดง load current

ปัญหาที่จะพบก็คือ การทำงานที่ความถี่สูงสุดของอินเวอร์เตอร์ ซึ่งความถี่ในการ chop ได้กำหนดที่ค่าความเร็วต่ำ ค่าสูญเสียในการสวิทชิ่งเป็นสัดส่วนกับความถี่ และจะต้องถูกควบคุม ดังนั้นความถี่ในการ chopping โดยเฉลี่ยควรจะถูกจำกัด ความถี่ในการ chopping จะถูกควบคุม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยตัวเปรียบเทียบ hysteresis ความเหนี่ยวนำรั่วไหลที่สเตเตอร์รวมกับที่โรเตอร์ และโวลเตจที่ DC link จะได้สมการดังนี้คือ

$$v = - L \, di/dt$$

ซึ่งจะใช้เพียงการประมาณค่าเนื่องจากค่าความเหนี่ยวนำรั่วไหลในมอเตอร์ คือ ฟังก์ชั่น ของความถี่ และโวลเตจที่ dc link ลบกับค่า back emf ในมอเตอร์ อย่างไรก็ตามผลจริง ๆ แล้วก็คือความถี่ในการ chopping เฉลี่ยจะมีค่าคงที่และไม่มีผลกระทบจากความเร็ว ซึ่งจะอยู่ในช่วงการทำงานที่เป็น PWM

3ϕ inverter สามารถที่จะใช้ single phase inverter หรือ half bridge inverter 3 ตัวมาต่อเรียงกันใน project นี้ใช้ three half bridge inverter โวลเตจที่โหลดจะสวิงอยู่ระหว่าง $+ V_d / 2$ และ $- V_d / 2$ ดังนั้นรูปคลื่นอ้างอิงที่ใกล้ศูนย์ rise time และ fall time ของกระแสโหลดจะมีค่าเท่ากัน แต่ที่ค่าสูงสุดของรูปคลื่นอ้างอิง กระแสจะตกอย่างรวดเร็ว

ในแต่ละกรณีการเบี่ยงเบนกระแสโหลดสามารถที่จะถูกตรวจจับและ load voltage จะ reverse เพื่อทำให้กระแสติดตามรูปคลื่นอ้างอิง วิธีการนี้ กระแสโหลด จะถูกควบคุมเนื่องจากการผิดปกติด้านโหลดและอินเวอร์เตอร์ จะถูกสวิทช์เพื่อจำกัดกระแสรูปคลื่นกระแสโหลดจะดีกว่าลักษณะของ current-source inverter

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

หลักการที่นำมาใช้

3.1 การควบคุมแบบกระแส

Adaptive current control PWM Inverter เป็นเทคนิคควบคุมกระแส โดยมีขอบเขต ของฮิสเตอรีซีส และมีการปรับตัวเอง ให้เข้าใกล้สัญญาณอ้างอิง โดยมีลักษณะการทำงาน ร่วมของ current inverter ซึ่งทำงานได้ดีที่ความเร็วต่ำ และโวลเตจอินเวอร์เตอร์ทำงานได้ดีที่ ความเร็วสูง ในการทำงานจะมีความถูกต้องสูง มีแบนด์วิดกว้าง ในการควบคุมมอเตอร์ เหนี่ยวนำสามารถควบคุมโดยการเปลี่ยนกระแสที่โรเตอร์ โดยการให้กระแสสเตเตอร์มีค่าคงที่ โดยกระแสโรเตอร์ขึ้นอยู่กับส่วนสร้างสนามแม่เหล็ก และอิมพีแดนซ์ ของโรเตอร์ ให้ x_mมากกว่า x_s ,x_r ทำให้ทอร์คเริ่มต้นต่ำ ขณะที่ความเร็วเพิ่มขึ้น หรือสลิปลดลง แรงดันสเตเตอร์และทอร์คจะเพิ่มขึ้น เมื่อทอร์คเพิ่มขึ้น ความเร็วและฟลักซ์จะเพิ่มขึ้นตามจนถึงค่าอิ่มตัวของฟลักซ์ ทอร์คสามารถควบคุมโดยกระแสสเตเตอร์ และ สลิป

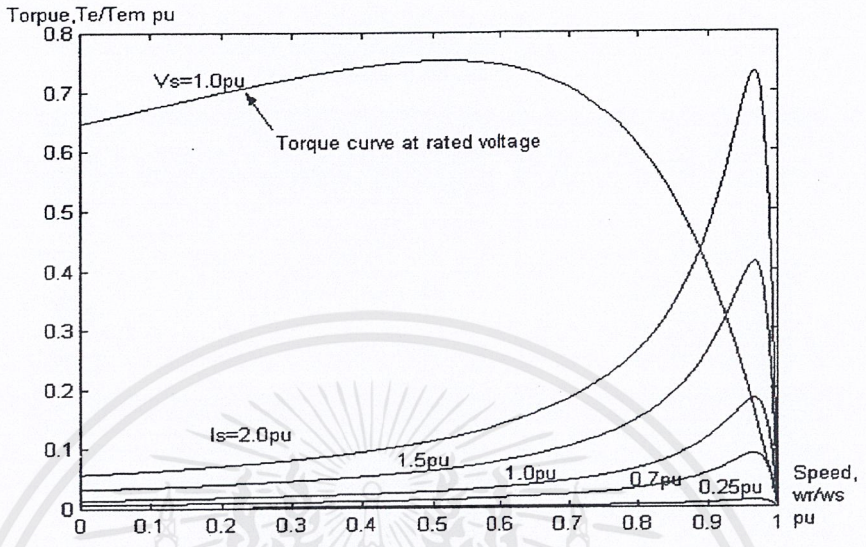
3.2 การควบคุมแบบแรงดัน

ในการควบคุมแรงดันสเตเตอร์ให้คงที่ อินเวอร์เตอร์จะทำงานจากดีซีลิงค์ให้คงที่ และต้องการคุณสมบัติของ การควบคุมโวลเตจเพื่อการปรับแรงดันเอซีมอเตอร์ที่เหมาะสม โดยใช้วิธีพีดับบลิวเอ็ม ผลของรูปคลื่นเอาท์พุทเป็นสาเหตุของการเกิดกระแสริปเปิลในมอเตอร์ ซึ่งทำให้เกิดการสูญเสียของมอเตอร์ ผลของรูปคลื่นแรงดัน ถ้าแรงดันของมอเตอร์ไม่สมดุล ความต้านทานสเตเตอร์ของมอเตอร์ที่มีค่าน้อยเป็นสาเหตุทำให้เกิดกระแสที่ไม่สมดุลเป็นอย่างมาก เฟสแรงดันที่ไม่สมดุล ทำให้มอเตอร์มีริปเปิลที่ดีซีลิ้ง ในส่วนที่เพิ่มขึ้นมาคือ กระแสตรงของมอเตอร์ ซึ่งเป็นสาเหตุของมอเตอร์ ฮีทติ้งและทอร์คริปเปิลที่เอาท์พุท ของมอเตอร์ ซึ่งอุปกรณ์ เพาว์เวอร์อิเล็กทรอนิคส์ที่ทำงานได้ดี

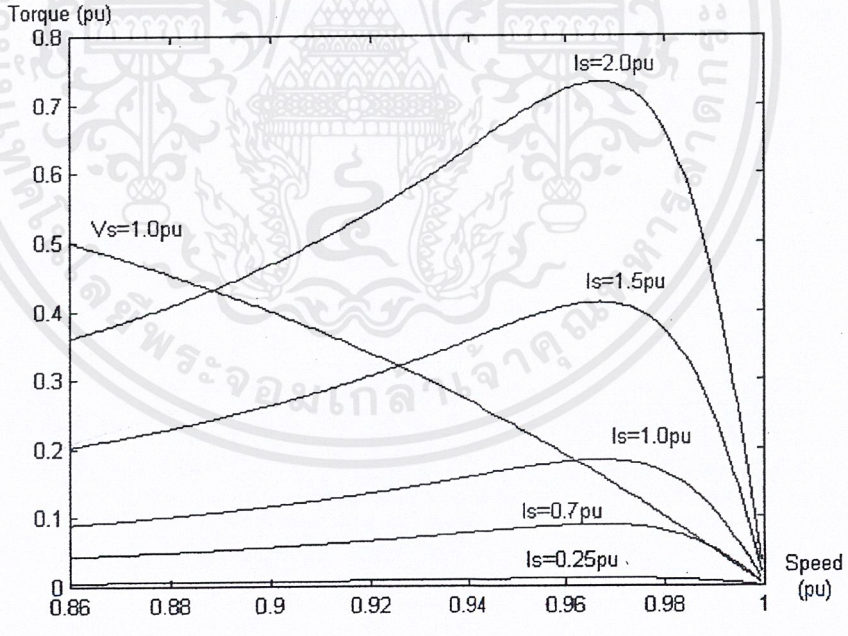
3.3 เปรียบเทียบระหว่างการควบคุมกระแสและแรงดัน

ในรูป3.1เป็นความสัมพันธ์ระหว่าง torque –speed ของการควบคุมมอเตอร์ แบบ voltage control และ current control โดยที่แรงบิดเริ่มต้นแบบควบคุมกระแสมีค่าต่ำกว่าแบบควบคุมแรงดันมาก เนื่องจากการควบคุมกระแสมีการ จำกัด กระแสไว้ จึงทำให้กระแสขณะสตาร์ทมีค่าไม่มากดังรูป 3.2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



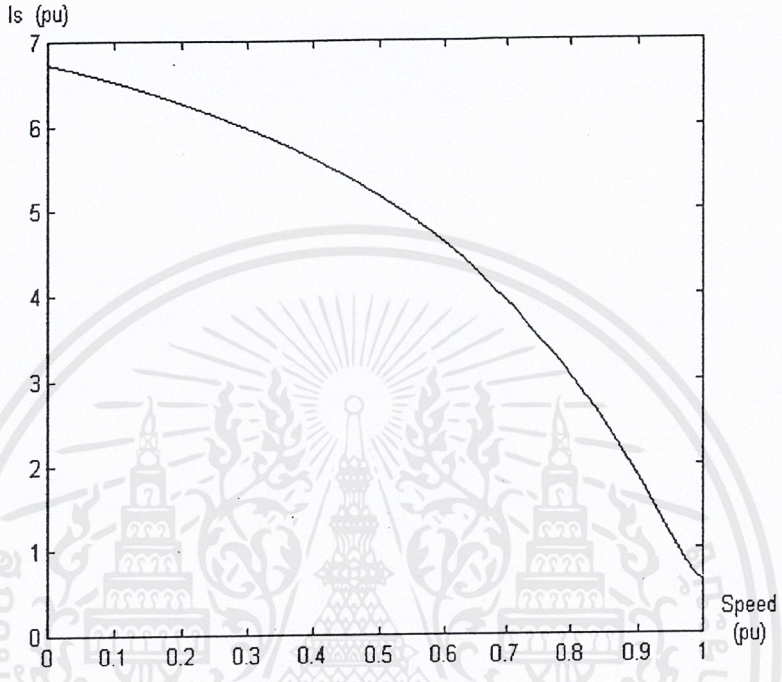
(a)



(b)

รูป3.1 ความสัมพันธ์ ระหว่างทอร์คและความเร็ว

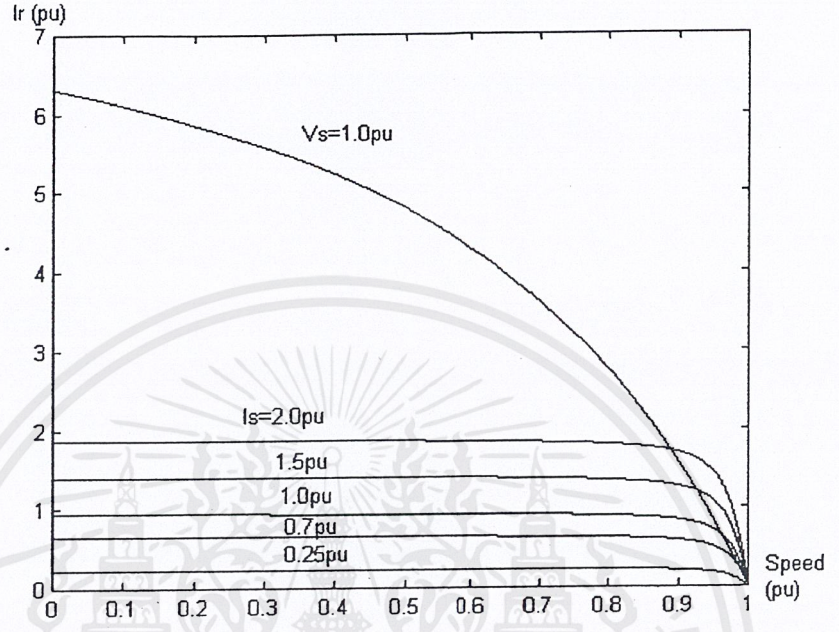
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



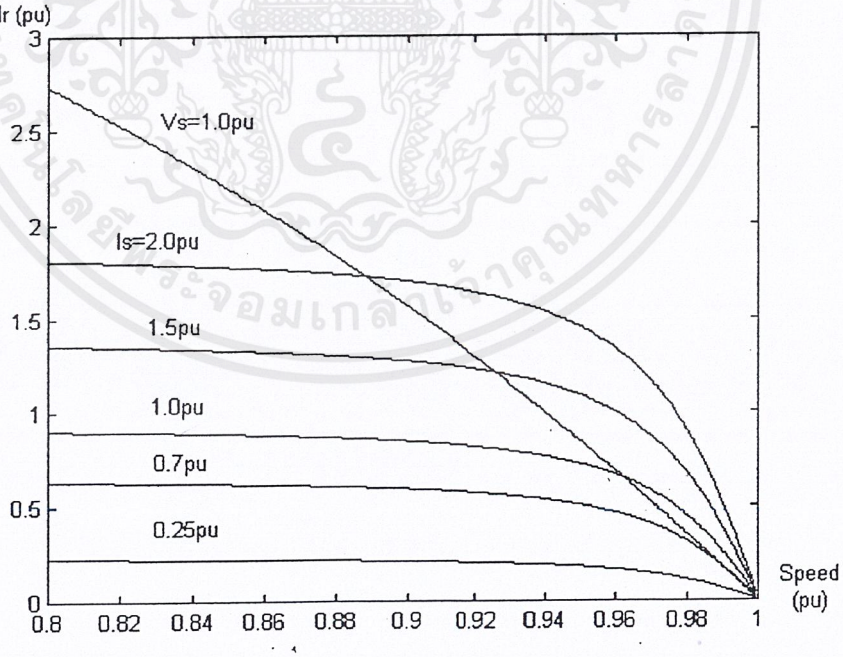
รูปที่ 3.2 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างกระแสสเตเตอร์กับความเร็ว

ในขณะที่ความเร็วต่ำๆ อิมพีแดนซ์ของโรเตอร์จะมีค่าต่ำ ทำให้แรงดันของมอเตอร์ต่ำ เมื่อแรงดันของมอเตอร์น้อย air gap flux จะมีค่าน้อย ดังนั้นแรงบิดของมอเตอร์เหนี่ยวนำจึงต่ำ ส่วนในช่วงการทำงานในสภาวะคงตัว การควบคุมแบบกระแส จะมีความเร็วสูงกว่าการควบคุมแบบแรงดัน และเมื่อมีการใส่โหลดเข้าไปที่ มอเตอร์ จะทำให้ความเร็ว ของการควบคุมแบบกระแส มีค่าไม่ตกมากเมื่อเปรียบเทียบการควบคุมแบบแรงดัน เนื่องจากการควบคุมแบบกระแส จะทำให้ค่าของฟลักซ์และกระแสโรเตอร์มีค่ามากกว่า แบบการควบคุมแรงดันดังรูป 3.3และรูป 3.4 ทำให้การควบคุมกระแสมีค่าสลิป น้อยกว่าการควบคุมแรงดัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



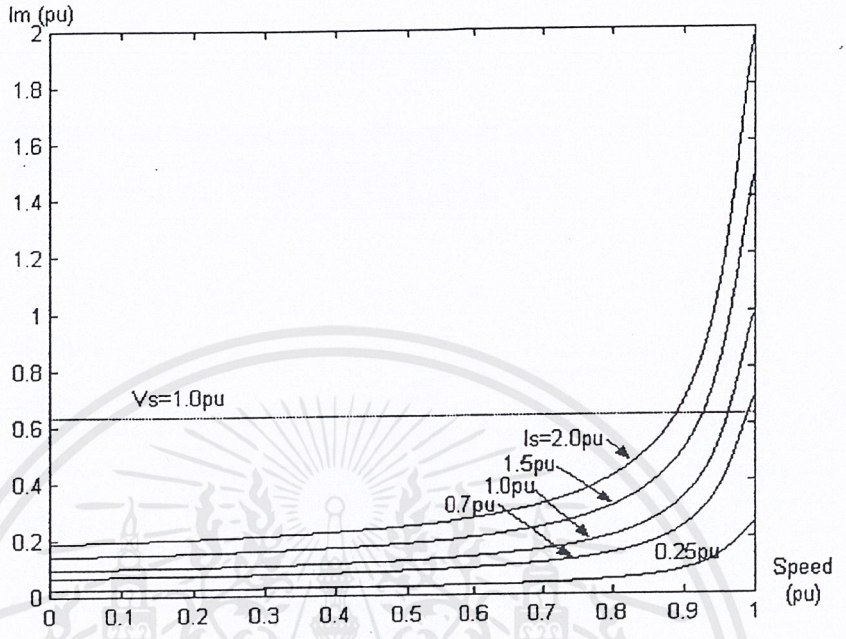
(a)



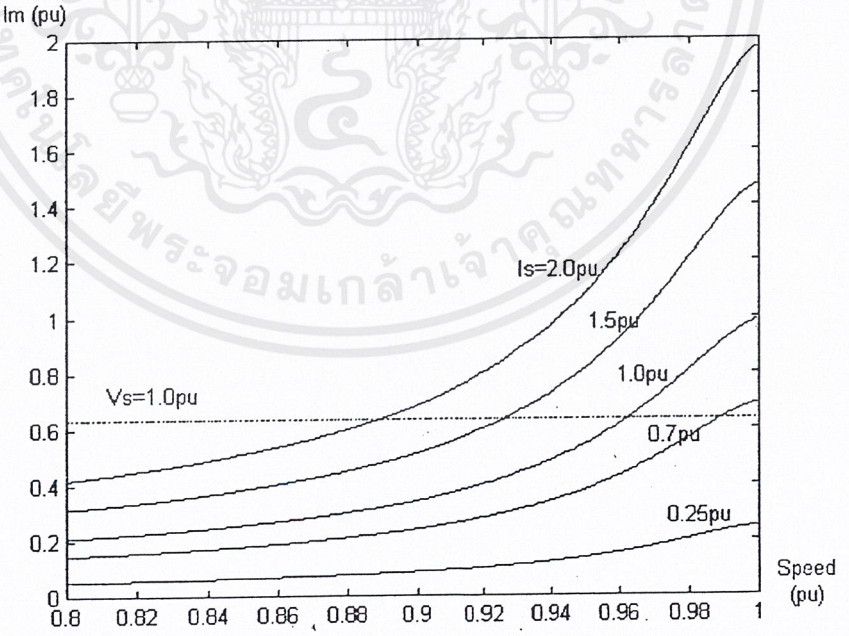
(b)

รูป 3.3 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างกระแสโรเตอร์กับความเร็ว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(a)



(b)

รูป 3.4 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างกระแสสร้างสนามแม่เหล็กกับความเร็ว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แต่ถ้ามีการจำกัดกระแส ไว้ในย่านที่ต่ำกว่าหรือใกล้เคียงกับ กระแส no-load ของมอเตอร์ ก็จะทำให้ความเร็วตกมากกว่าการควบคุมแบบแรงดัน ดังรูป 3.1 จะเห็นว่ากระแสสร้างสนามแม่เหล็กของมอเตอร์ แบบการควบคุมกระแส จะมีค่าต่ำกว่า แบบควบคุมแรงดัน ซึ่งเป็นสาเหตุ ทำให้ฟลักซ์ และทอร์คของมอเตอร์ ต่ำกว่า แบบควบคุมแรงดัน ดังนั้นควรเลือกค่ากระแสอ้างอิง ที่สูงกว่ากระแส no-load ของมอเตอร์

ดังนั้นวิธีการควบคุมแบบกระแส จะมีข้อดีกว่าการควบคุมแบบแรงดัน คือในขณะที่ใส่โหลดเข้าไป แล้ว ความเร็ว จะตกลง น้อยกว่าเนื่องมาจากมีการ adaptive ของกระแส ให้เข้าใกล้ กับกระแสที่กำหนดไว้ จึงทำให้สามารถ ใส่โหลด เข้าไปได้มากกว่า ในการทำงานที่ความเร็วรอบเดียวกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

วงจรที่เลือกใช้

4.1 Voltage regulator power supply

4.2 วงจรสร้าง สัญญาณ Sine อ้างอิง

4.3 วงจร Modulation

4.4 วงจร Dead time

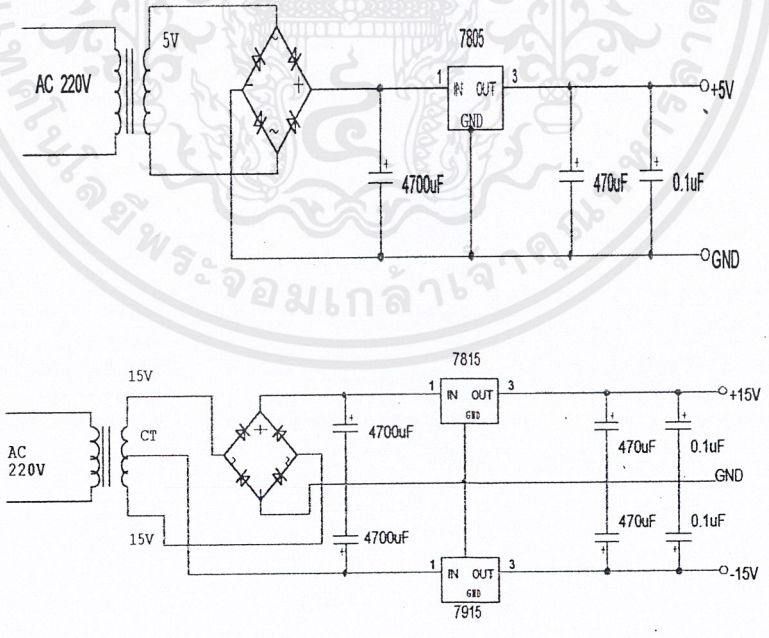
4.5 วงจร Drive

4.6 วงจรสร้าง DC Link และ 3 phase inverter

4.7 วงจร ตรวจจับกระแสจริงที่มาจากโหลด <LEM>

4.8 วงจร soft start

4.1 วงจร voltage regulator power supply

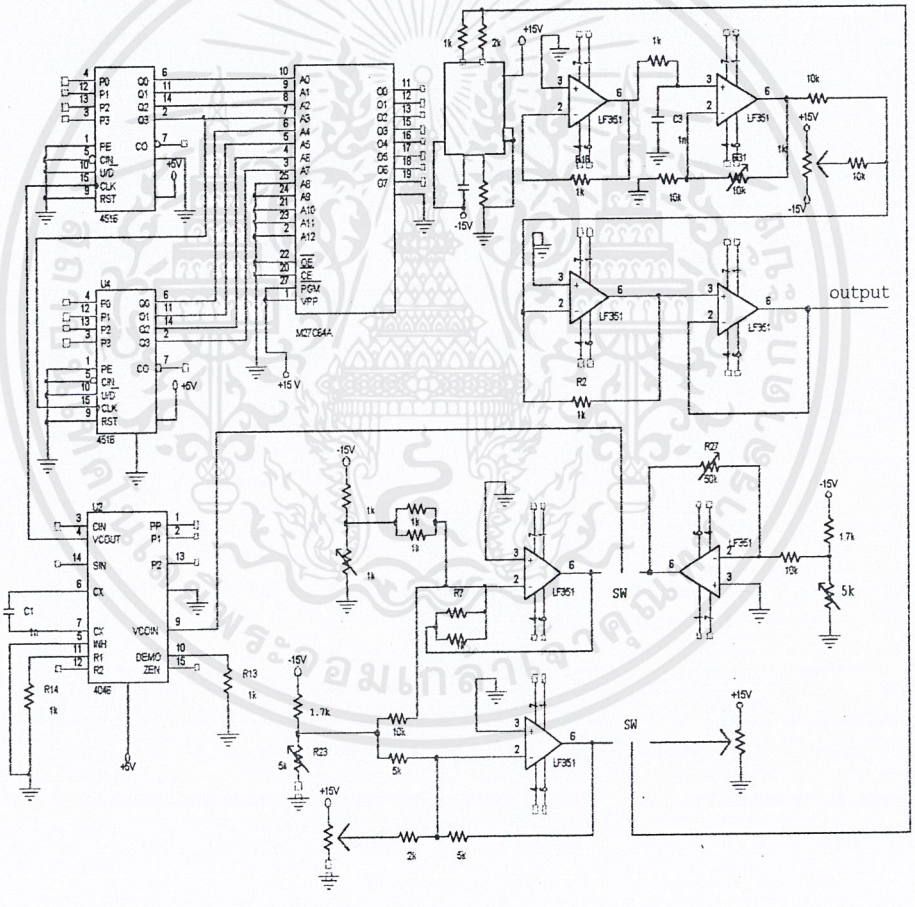


รูปที่ 4.1 วงจร voltage regulator power supply

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เป็นแหล่งจ่ายไฟตรง เหตุผลที่เลือกใช้วงจรนี้ ก็เพราะมีเสถียรภาพสูงกว่าและ ก่อให้เกิดสัญญาณรบกวนน้อยกว่า เมื่อเทียบกับ สวิทชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย (Switching Power Supply) แต่ข้อเสียของ voltage regulator power supply ประกอบด้วย หม้อแปลงที่ใช้ แปลงแรงดันกระแสสลับ 220 volt ให้ต่ำลง ตามแต่ต้องการเช่น 220 VAC เป็น 5 VAC หลังจากนั้นก็จะผ่าน บริดจ์ไดโอด ,ตัวเก็บประจุ ,Voltage regulator เพื่อรักษาระดับ dc output ให้คงที่

4.2 วงจรสร้าง sineอ้างอิง



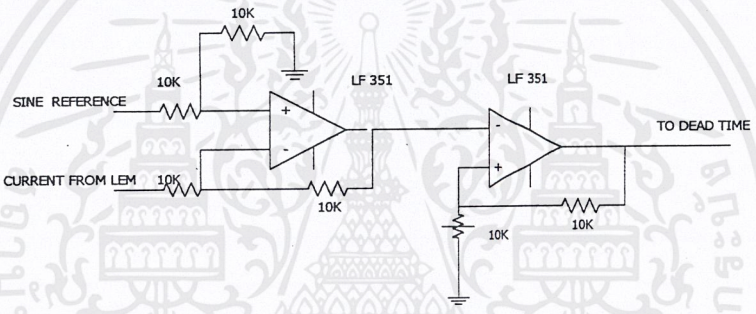
รูปที่ 4.2 แสดงวงจรไซน์อ้างอิง

การอ้างอิงแอดเดรส เพื่อเรียกข้อมูลออกมาใช้งาน เป็นวิธีของการเปิดตาราง look up table การอ้างอิงแอดเดรส จะใช้ไอซีเบอร์ 4516 ซึ่งเป็น 8 bit up/down counter เป็นตัวนับสัญญาณนาฬิกา และใช้ไอซี เบอร์ 4046 เป็นตัวสร้างสัญญาณนาฬิกา สัญญาณจากตัวcounter จะนำไปเข้า input ของ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

EPROM โดยที่ EPROM จะมี data เป็นสัญญาณ sine ที่เก็บไว้ใน look up table โดยแต่ละข้อมูลเป็นเลข ดิจิตอล ที่แทนค่าแอมปลิจูดของคลื่นไซน์ ที่ แทนค่าที่มุมต่างๆ ค่าความละเอียดของคลื่นไซน์ ขึ้นอยู่กับจำนวนข้อมูลที่เก็บไว้ สัญญาณ output ที่ออกมาจาก EPROM จะเป็นดิจิตอล จึงต้องแปลงให้เป็น analog โดยใช้ ไอซี เบอร์ 1408 ได้มีการออกแบบ ให้ปรับ Amplitude และความถี่ของสัญญาณ sine ให้เพิ่มหรือลดลงพร้อมกันก็ได้ โดยถ้าปรับ เฉพาะความถี่ ของ sine อ้างอิง ให้ปรับที่แรงดันที่เข้าขา ของไอซี เบอร์ 4046 เช่น ถ้าจะปรับเฉพาะ Amplitude ของ sine อ้างอิง ที่ไอซี 1408

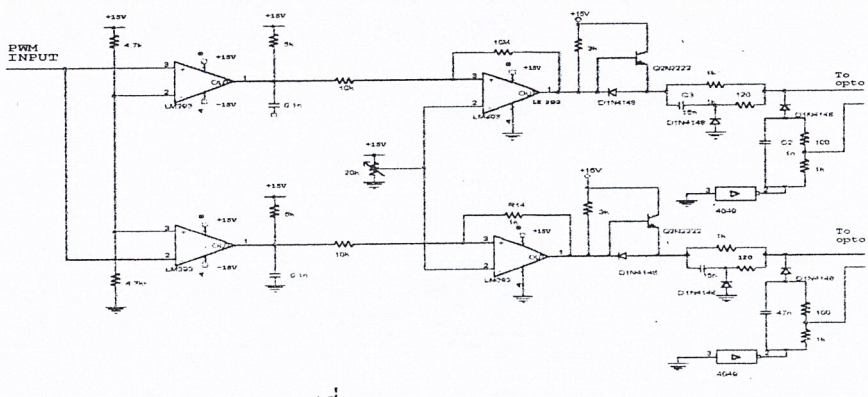
4.3 วงจร modulation เทคนิค แบบ bang-bang



รูปที่ 4.3 วงจร modulation เทคนิค แบบ bang-bang

จะนำสัญญาณ sine reference ลบกับสัญญาณที่ตรวจจับมาจากกระแสจริง ที่จ่ายโหลด ได้ผลต่างเป็นค่า error ต่อไปจนเข้า hysteresis แบบ fixed band โดยความหมาย ของ fixed band คือ ความกว้างเท่ากันตลอด แต่สามารถปรับความกว้างได้โดยปรับ R ปรับค่าได้

4.4 วงจร dead time



รูปที่ 4.4 วงจร Dead Time

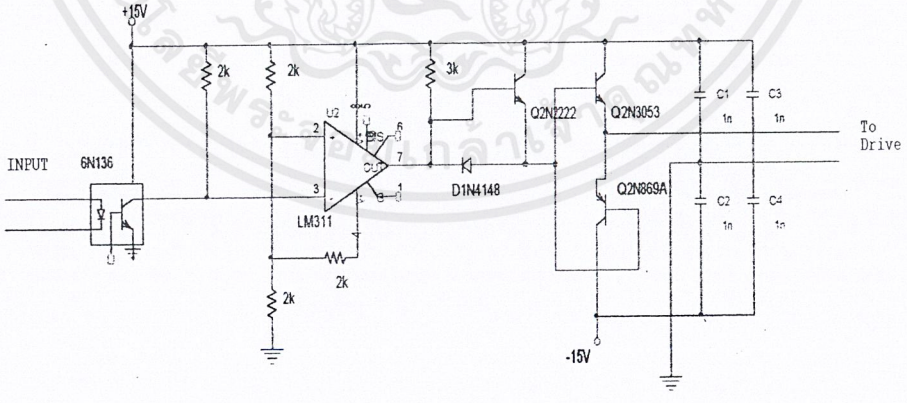
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Dead time (T_d) เป็นค่าเวลาเผื่อ โดยในสาขาเดียวกันจะมี Switch 2 ตัว T_d จะมีไว้เพื่อให้ สวิตซ์ ตัวที่ปิดวงจรก่อนนั้นเปิด วงจรเสร็จแล้ว เวลาต้องผ่านไป T_d ก่อน สวิตซ์ อีกตัว ในสาขาเดียวกัน จึงจะปิดวงจรได้ ดังนั้นT_d จึงจำเป็นต้องมี เพื่อป้องกัน สวิตซ์ในสาขาเดียวกัน ปิดวงจรพร้อมกัน เพราะถ้าปิด วงจรพร้อมกัน จะเกิดการลัดวงจร ของแรงดัน DC Link ที่จ่ายให้ Inverter เกิดกระแสไหลเป็นจำนวนมาก ทำให้ สวิตซ์ (IGBT) พังได้

เมื่อสังเกตวงจรสร้าง Dead time วงจร Dead time จะรับสัญญาณ out put ของวงจร modulation มาเป็น input โดยจะนำ สัญญาณที่ input มาแยกเป็น 2 สัญญาณ ที่เหมือนกัน จะมีสัญญาณ ที่เมื่อผ่าน ออปแอมป์ แล้วจะไม่ถูก กลับเฟส เพราะต่อที่ขา non - inverting และจะมีสัญญาณ ผ่านออปแอมป์อีกตัว แล้วจะถูกกลับเฟส เพราะต่อที่ขา inverting ต่อไปสัญญาณทั้งสองที่ถูกจะทำขาขึ้นของซีกบวกของสัญญาณ ถูกทำให้โค้ง โดย อาศัย R และ C ต่อไปจะนำสัญญาณ ทั้งสองที่ถูกทำให้โค้งแล้วแต่ละสัญญาณ มาทำการ เปรียบเทียบสัญญาณ แรงดัน บวก ดีซี โดยยิ่งระดับของแรงดัน บวก ดีซี สูงเมื่อตัดกับขาขึ้นที่โค้งของซีกบวก เนื้อ pulse ซีกบวกของ PWM

ก็ยิ่งหายไป เนื้อ pulse ที่หายไปจะทำให้ การปิดวงจร ของสวิตซ์ ช้าลงเป็นเวลา T_d ส่วนทรานซิสเตอร์ 2N2222 มีไว้ เพื่อ ขยายกระแสของเนื้อ pulse ซีกบวก เมื่อขยายเสร็จแล้วก็จะผ่านวงจรกรองความถี่สูงที่ประกอบด้วย C ,R และ ไดโอด เป็น เสร็จการสร้าง T_d

4.5 วงจรขับเกท (Drive)



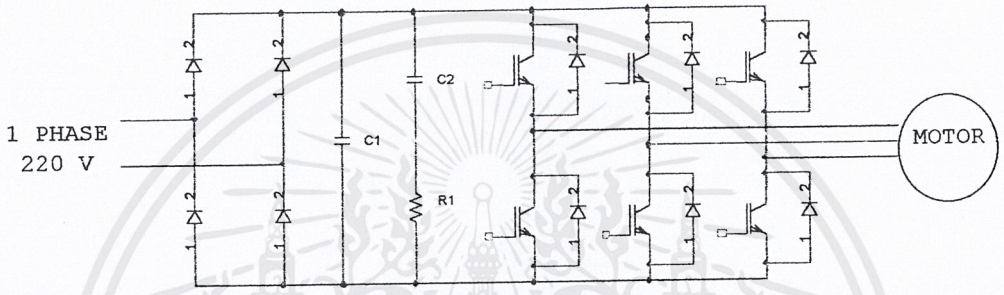
รูปที่ 4.5 วงจรขับเกท (Drive)

เป็นการนำเอา opto มาทำการแยกกราวนด์ วงจรควบคุมกับวงจรกำลังแยกออกจากกัน และมีการนำเอาสัญญาณ จากวงจร dead time ผ่าน opto แยกกราวนด์ แล้วสัญญาณจะกลับเฟส จึงต้องทำการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กลับเฟสคืนโดยต่อเข้ากับขา inverting ของออปแอมป์ ต่อจะใช้ ทรานซิสเตอร์ 2N2222 ขยายกระแสเพื่อที่นำไป ไบอัส ขาเบส ของทรานซิสเตอร์ 2N3053 และ 2N4037 โดยทรานซิสเตอร์ 2N3053 จะขยายกระแสสัญญาณซีกบวกเพื่อขับเกท ของสวิตซ์ (IGBT) ให้ปิด วงจร (ON) และ 2N4037 จะขยายกระแสของสัญญาณซีกลบ เพื่อขับเกทของสวิตซ์ (IGBT) ให้เปิดวงจร (OFF)

4.6 วงจรสร้าง DC Link และ 3 phase inverter



รูปที่ 4.6 วงจรสร้าง DC Link และ 3 phase inverter

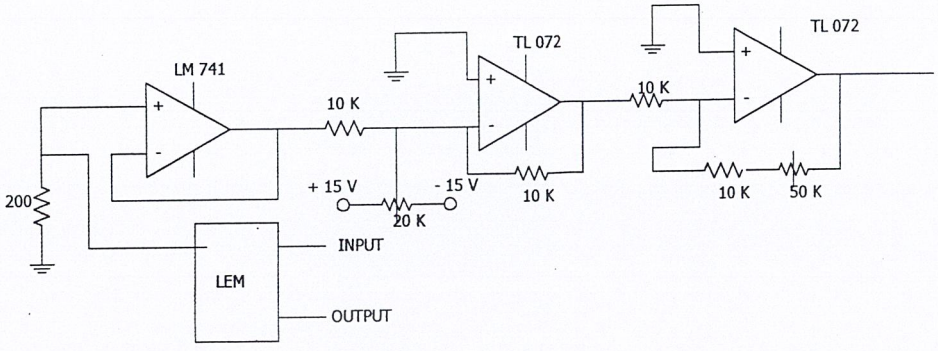
ไฟกระแสสลับจากการไฟฟ้า 1 เฟส จะเป็นinput ให้ Diode rectifier bridge และทำให้เรียบโดย C ที่ต่อขนานกับ DC output ได้ DC Link และ DC จะถูก3 phase inverter ที่ประกอบด้วย IGBT 6 ตัว ON-OFF เพื่อให้ได้แรงดัน 3 phase

4.7 วงจรตรวจจับกระแสจริง ที่ไหลเข้ามอเตอร์(LEM)

ตรวจจับกระแสโดยการต่ออนุกรมกับไลน์ ที่จะจ่ายกระแสให้มอเตอร์ อุปกรณ์LEM จะเปลี่ยนกระแสที่ตรวจจับได้ ให้เป็นแรงดัน สัญญาณที่ได้ จาก LEM มีความผิดเพี้ยนต่ำ ใช้ที่ความถี่สูงได้ และยังสามารถตรวจจับ ดีซีได้

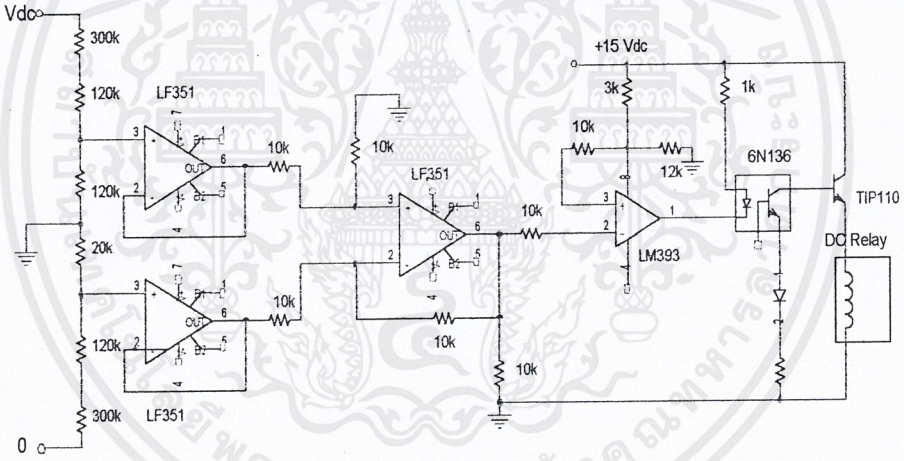
สังเกตจากวงจรจะเห็นว่า LEM จะมี อินพุทซึ่งจะต่อกับ ไลน์ที่ต่อมาจากอินเวอร์เตอร์ส่วนเอาท์พุทจะต่อกับไลน์ที่จะไปเข้ามอเตอร์เหนี่ยวนำ ที่ขา ของ LEM จะต่อความต้านทานค่า 200 โอห์ม ลง กราวนด์ ก่อน เพื่อจะสามารถวัดค่าเป็นแรงดัน ได้ที่โหนด mต่อจากนั้น ผ่าน ออปแอมป์ที่ ต่อแบบ บัฟเฟอร์ เพื่อป้องกันด้านแรงสูง ออปแอมป์ตัวต่อมาจะมีไว้ปรับoff set ได้ ส่วน ออปแอมป์ตัวสุดท้ายต่อแบบสามารถ ปรับ gain ได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.7 วงจรตรวจจับกระแสจริง ที่ไหลเข้ามอเตอร์(LEM)

4.8 วงจรsoft start



รูปที่ 4.8 วงจร soft start

เมื่อมีการป้อนแรงดันสูง เอซี เข้าบริดจ์ไดโอด ทันทีทันใด เช่นที่ 220 โวลต์ เอซี 50 Hz จะเกิดกระแสกระชากไหลเข้าตัวเก็บประจุเพื่อชาร์จประจุจะเกิดอันตรายกับตัวเก็บประจุ จึงต้องต่อตัวต้านทานอนุกรม เพื่อจำกัดกระแส ระหว่างบริดจ์ไดโอดกับตัวเก็บประจุ เมื่อแรงดันดีซี ลิงค์เพิ่มขึ้นถึงประมาณ 220-270 โวลต์ จะถูกตรวจจับ (ออกแบบไว้) ตัวความต้านทานจำกัดกระแส จะถูก by pass ออกจากระบบ โดยแมกเนติกส์ เป็นอันเสร็จสิ้นการ ซอฟ สตาร์ท

วงจรตรวจจับจะต่อขนานกับ ตัวเก็บประจุ หรือคร่อมดีซีลิงค์ เพื่อตรวจจับแรงดันดีซี โดยใช้การแบ่ง แรงดัน โดยใช้ตัวต้านทาน เมื่อตรวจจับแรงดันมา 2 จุด แล้วนำมาผ่านออปแอมป์ที่ต่อ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แบบลบ จะเกิดerror โดย error มากขึ้น เกินค่าที่ออกแบบไว้ ให้เกิดการตรวจจับ เช่นที่ 220 โวลต์ ดีซี เมื่อ error มากขึ้นจน แรงดัน error ที่ขา อินเวอร์ทติ้ง ของออปแอมป์ ที่ต่อแบบเปรียบเทียบ มีค่ามากกว่า แรงดันที่ขา นอน อินเวอร์ทติ้ง จะเกิดไฟลงที่ ขา สามของออปโต้เบอร์ 6N136

ไดโอดภายใน ออปโต้ จะถูก ฟอร์เวอร์ดไบอัส ทรานซิสเตอร์ TIP110 จะถูกไบอัส ทำให้เกิดกระแสไหลผ่าน คอยล์ รีเลย์ ให้หน้าสัมผัสปิด เกิดกระแสไปเลี้ยงคอยล์ ของแมกเนติกส์ ทำให้แมกเนติกส์ปิดวงจรby pass ความต้านทานจำกัดกระแสออกจากระบบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

ผลการทดลองและสรุปผลการทดลอง

5.1 ตั้งสมมติฐาน

1. ความเร็วรอบโรเตอร์ขณะมีโหลด ของcurrent controlled voltage soucer Inverter น่าที่จะสูงกว่าความเร็วรอบ ของโรเตอร์ขณะมีโหลด ของโวลเตจซอร์สธรรมดา (variac 3 phase) ที่โหลดเดียวกันที่ 50 Hz
2. ตั้งค่ากระแสของสัญญาณไซน์อ้างอิงให้คงที่ เมื่อเพิ่มโหลดรูปร่างของกระแสจริงที่ไหลเข้ามอเตอร์เหนี่ยวนำน่าที่จะ adaptive หรือมีการเกาะติดสัญญาณ ไซน์อ้างอิงมากขึ้น
3. ที่ความถี่ต่ำ ของกระแสเข้ามอเตอร์เหนี่ยวนำ มอเตอร์เหนี่ยวนำ น่าที่จะ รันขึ้นได้รอบได้เร็วกว่า ที่ความถี่สูง โดยตั้งค่ากระแส ของสัญญาณไซน์อ้างอิงเท่ากัน
4. เมื่อกระแสจริงที่เข้ามอเตอร์เหนี่ยวนำมีการ adaptiveมากๆ โดยการเพิ่มโหลด เข้าไปเรื่อยๆ แรงดันไลน์ ทู ไลน์ ของมอเตอร์ น่าจะถูก ชอป อย่างมาก ด้วยความถี่สูง จนแรงดันไลน์ ทู ไลน์ไม่พอจ่ายกระแสถูกจำกัดให้คงที่แรงดันดีซีลิงค์ก็คงที่ ทอร์คของมอเตอร์เหนี่ยวนำ น่าจะไม่พอขับโหลด ทำให้มอเตอร์เหนี่ยวนำหยุดหมุน
5. เมื่อแรงดัน ไลน์ ทู ไลน์ ของมอเตอร์เหนี่ยวนำ ถูก ชอปมากๆ หรือเป็น พีดับบลิวเอ็มมากๆ ทอร์คของมอเตอร์น่าจะไม่สั่นกระเพื่อมมาก เมื่อเทียบกับ แรงดัน ไลน์ ทู ไลน์ ของมอเตอร์เหนี่ยวนำ ถูก ชอป น้อย

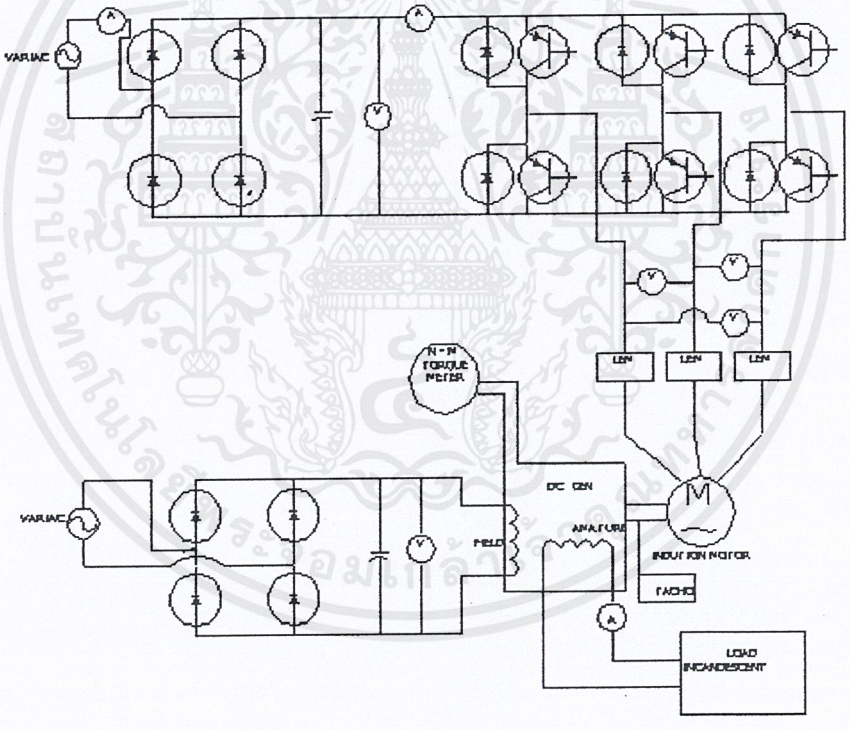
5.2 อุปกรณ์ที่ใช้

1. ชุดมอเตอร์เหนี่ยวนำ 2.2 kw	1	ชุด
2. ชุดมอเตอร์ดีซี 1.4 kw	1	ชุด
3. มัลติมิเตอร์	3	ตัว
4. แอมป์มิเตอร์แบบ คล้องสาย	1	ตัว
5. แทคโชมิเตอร์	1	ตัว
6. บล็อคต่อสายไฟ	2	ตัว
7. สายต่อ	20	เส้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

8. แหล่งจ่ายไฟกระแสสลับ 0-260 โวลต์ 1 เฟส	2	ชุด
9. ดิจิตอลออสซิลโลสโคป	1	ตัว
10. โพรบ คูณ 1 , คูณ 10	2	เส้น
11. โพรบ คูณ 100	1	เส้น
12. แผงโหลด หลอดไฟ	1	ชุด
13. ตาชั่ง วัดทอร์ค N-m	1	ชุด

5.3 วงจรแสดงตำแหน่งการวัด



รูปที่ 5.1 แสดงวงจรตำแหน่งการวัด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.4 ขั้นตอนการทดลอง

5.4.1 ขั้นตอนการทดลองของ current controlled voltage Source Inverter

1. ตั้งค่ากระแส และความถี่ของสัญญาณ ไซน์อ้างอิง (โดยตอนแรกต้องตั้งกระแส ไว้สูง ๆ เพื่อให้มอเตอร์เหนี่ยวนำ สามารถรันขึ้นได้แล้วจึงจะตั้งค่า กระแสที่ต้องการได้)
2. ป้อนแรงดันดีซีลิงค์310 โวลต์ เข้าอินเวอร์เตอร์ โดยการปรับแรงดันไฟเอซีโดย ใช้ variac 1 เฟส ปรับจนแรงดันเอซีที่ทำให้ได้ดีซีลิงค์ 310 โวลต์
3. วัดความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำขณะไร้โหลดสังเกตการกระเพื่อมของทอร์คมอเตอร์เหนี่ยวนำ และบันทึกค่าความเร็วรอบ ขณะไร้โหลด พร้อมทั้งใช้ ดิจิตอลออสซิลโลสโคป เก็บผล ค่าแรงดันไลน์ ทู ไลน์ , กระแสจริง,กระแสจริงกับสัญญาณไซน์อ้างอิง ,error ของกระแส, พีดับบลิวเอ็ม
4. เพิ่มโหลดให้มอเตอร์เหนี่ยวนำโดยการปรับ แรงดันไฟเอซี variac 1 เฟส ขึ้นเพื่อปรับแรงดันดีซีลิงค์ที่จ่ายให้ขดฟิวส์ของดีซีเจนเนอร์เรเตอร์ (ทอร์คมอเตอร์เหนี่ยวนำจะถูกนำไปขับดีซีเจนเนอร์เรเตอร์ เพื่อนำไฟดีซีไปจ่ายเข้าโหลดหลอดไฟ) สังเกตการกระเพื่อมของทอร์คมอเตอร์เหนี่ยวนำ และบันทึกค่าความเร็วรอบที่ค่าโหลดต่างๆ พร้อมทั้งใช้ดิจิตอลออสซิลโลสโคป เก็บผลค่าแรงดัน ไลน์ ทู ไลน์ ,กระแสจริง, กระแสจริงกับสัญญาณ ไซน์อ้างอิง ,error ของกระแส ,พีดับบลิวเอ็ม
5. ทำซ้ำจากขั้นที่ 1 –4 โดยปรับค่าของสัญญาณ ไซน์อ้างอิง

- ที่ 7 A , 8 A, 9 A ที่ความถี่ของสัญญาณ ไซน์อ้างอิงคงที่ ที่ 60 Hz
- ที่ 7 A , 8 A, 9 A ที่ความถี่ของสัญญาณ ไซน์อ้างอิงคงที่ ที่ 50 Hz
- ที่ 7 A , 8 A, 9 A ที่ความถี่ของสัญญาณ ไซน์อ้างอิงคงที่ ที่ 40 Hz

5.4.2 ขั้นตอนการทดลองของ โวลเตจ ซอร์ส ธรรมดา (variac 3 เฟส)

1. จ่ายแรงดัน3 เฟสที่พิกัด มอเตอร์ โดยใช้ variac 3 เฟส ให้กับมอเตอร์เหนี่ยวนำโดยตรง
2. วัดความเร็วรอบของโรเตอร์ ขณะno load
3. เพิ่มโหลดให้มอเตอร์เหนี่ยวนำ (โดยปรับแรงดันดีซีที่จ่ายให้ฟิวส์เพื่อทำให้ดีซีเจนเนอร์เรเตอร์ ที่ถูกมอเตอร์เหนี่ยวนำขับ สามารถจ่ายไฟดีซีให้กับโหลดหลอดไฟ) วัดความเร็วรอบของโรเตอร์ที่โหลดต่างๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.5 ผลการทดลอง

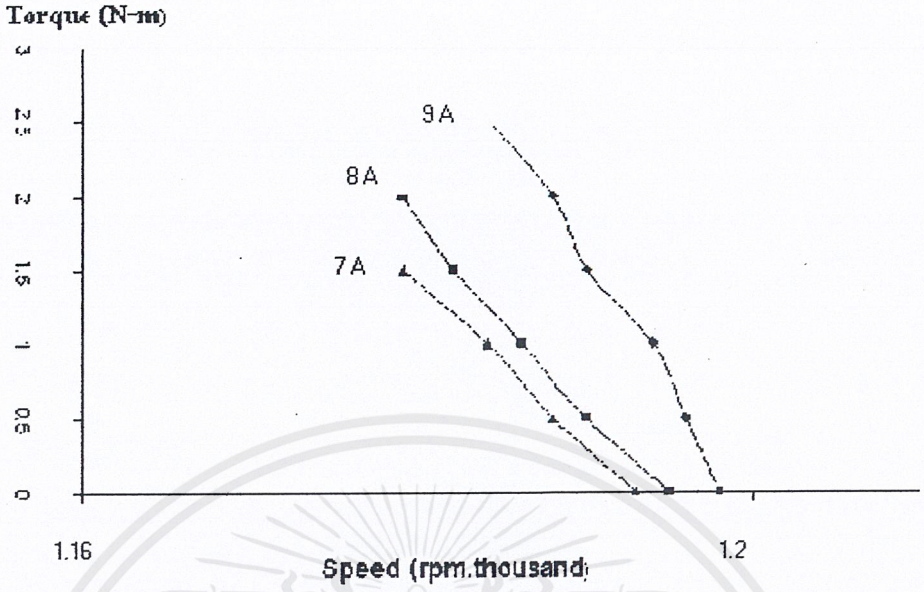
ตาราง แสดงค่า ทอร์ค และความเร็วรอบของมอเตอร์ ใช้เทคนิค current controlled

DC – Link (Vdc)	ความถี่ของสัญญาณไซน์อ้างอิง	ค่า rms ของสัญญาณไซน์อ้างอิง	โหลด ทอร์คของมอเตอร์ (N – m)	ความเร็วรอบของโรเตอร์ (rpm)
310	40 Hz	9 A	0	1198
			0.5	1196
			1.0	1194
			1.5	1190
			2.0	1188
			2.5	1184
		8 A	0	1195
			0.5	1190
			1.0	1186
			1.5	1182
			2.0	1179
		7 A	0	1193
			0.5	1188
			1.0	1184
			1.5	1179
	50Hz	9 A	0	1498
			0.5	1496
			1.0	1495
			1.5	1492
			2.0	1489

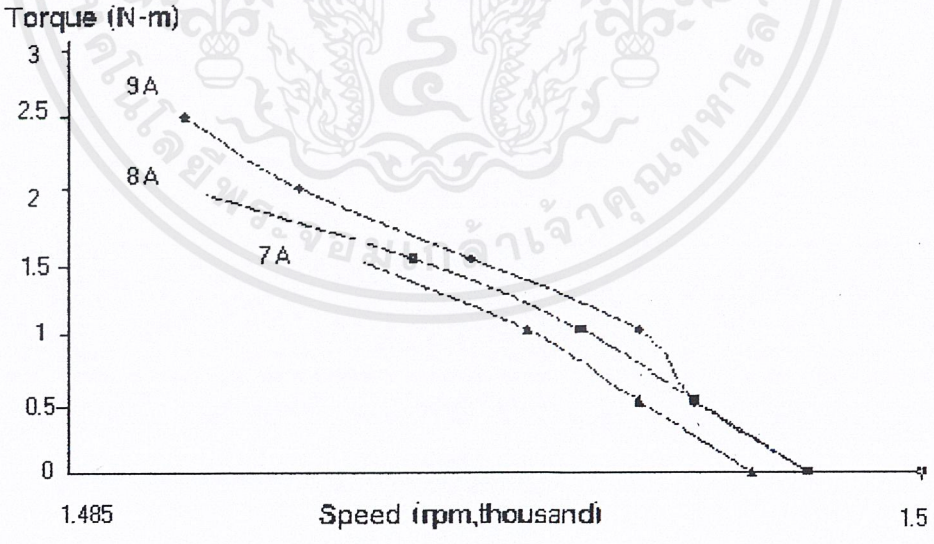
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

			2.5	1487
		8 A	0	1498
			0.5	1496
			1.0	1494
			1.5	1491
			2.0	1487
		7 A	0	1497
			0.5	1495
			1.0	1493
			1.5	1490
	60 Hz	9 A	0	1795
			0.5	1792
			1.0	1789
			1.5	1785
			2.0	1781
		8 A	0	1794
			0.5	1790
			1.0	1785
			1.5	1780
			2.0	1775
		7 A	0	1792
			0.5	1787
			1.0	1782
			1.5	1776

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

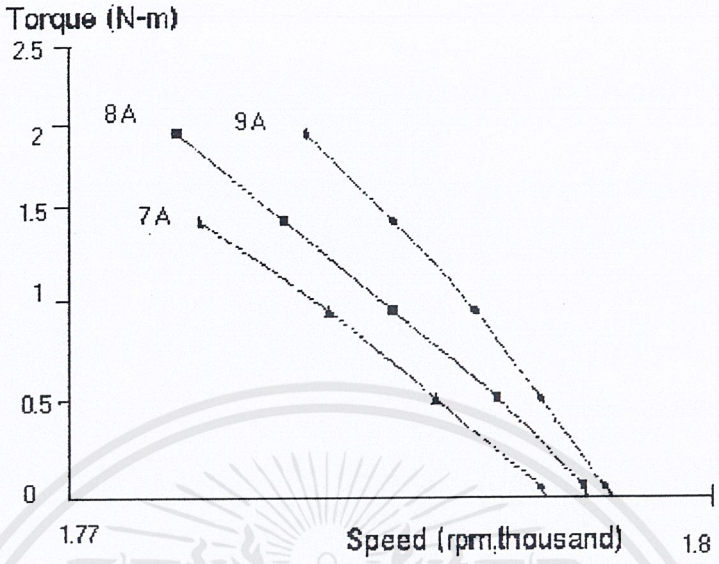


รูป ที่ 5.2 แสดงกราฟ ทอร์ค-ความเร็วรอบ ที่ ความถี่ 40 Hz
โดยใช้ เทคนิคควบคุมกระแสที่ค่าต่างๆ



รูป ที่ 5.3 แสดงกราฟ ทอร์ค-ความเร็วรอบ ที่ ความถี่ 50 Hz
โดยใช้ เทคนิคควบคุมกระแสที่ค่าต่างๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

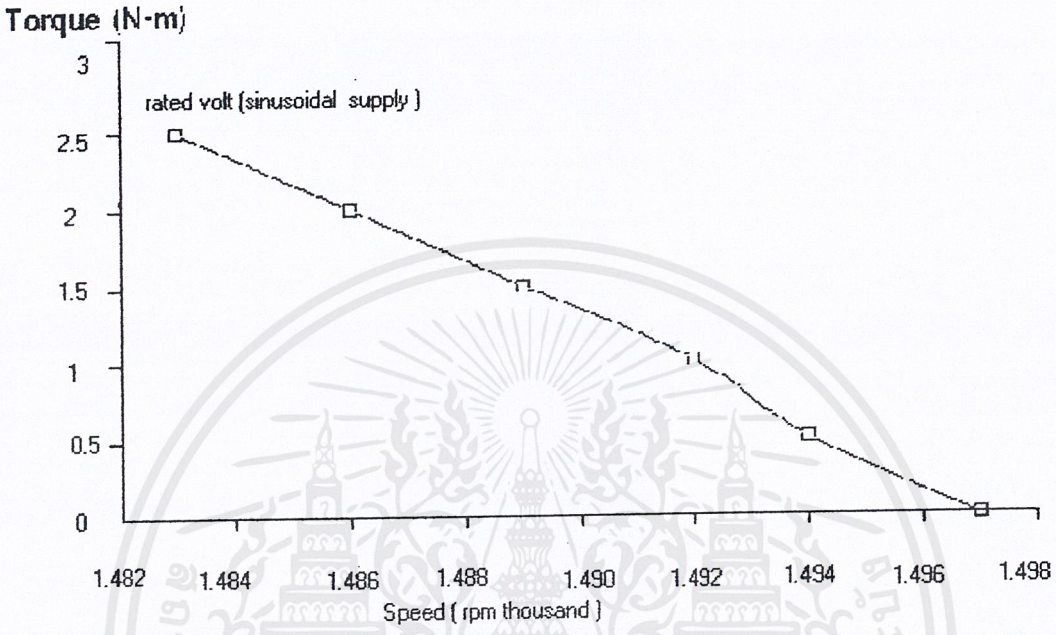


รูป ที่ 5.4 แสดงกราฟ ทอร์ค-ความเร็วรอบ ที่ ความถี่ 60 Hz
โดยใช้ เทคนิคควบคุมกระแสที่ค่าต่างๆ

ตาราง ทอร์ค-ความเร็วรอบโรเตอร์ของมอเตอร์ โดยใช้ Voltage Source (Variac 3 phase)

ความถี่ไฟ	โหลด-ทอร์ค ของมอเตอร์ (N – m)	ความเร็วรอบของโรเตอร์(rpm)
50 Hz	0	1497
	0.5	1494
	1.0	1492
	1.5	1489
	2.0	1486
	2.5	1483

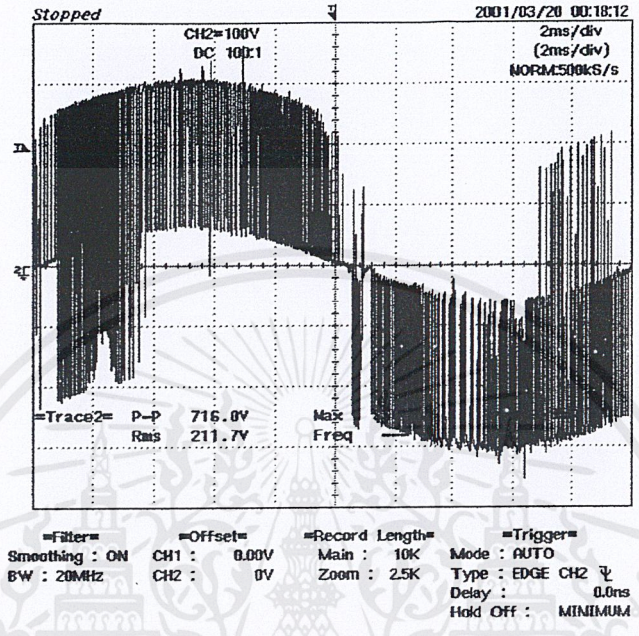
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



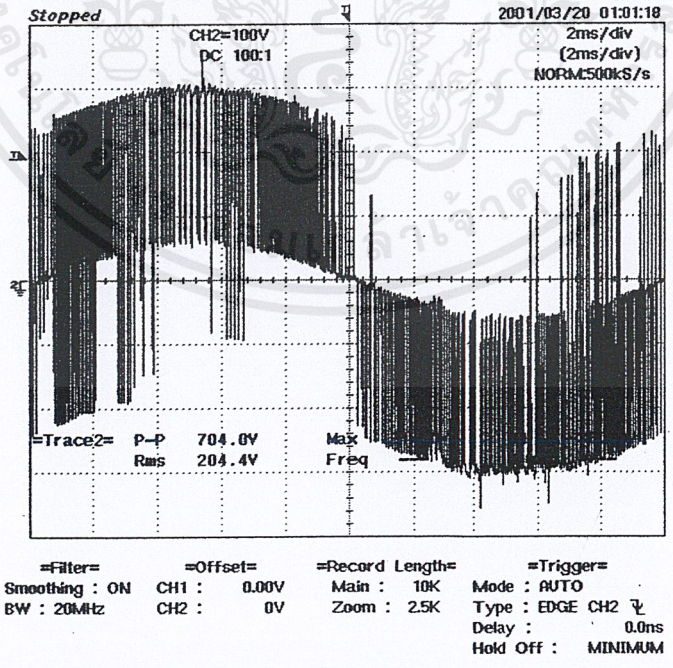
รูปที่ 5.5 ทอร์ค-ความเร็วรอบโรเตอร์ของมอเตอร์ โดยใช้ Voltage Source (Variac 3 phase)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปกราฟต่างๆที่ได้จากDrive มอเตอร์โดยใช้เทคนิคควบคุมกระแส

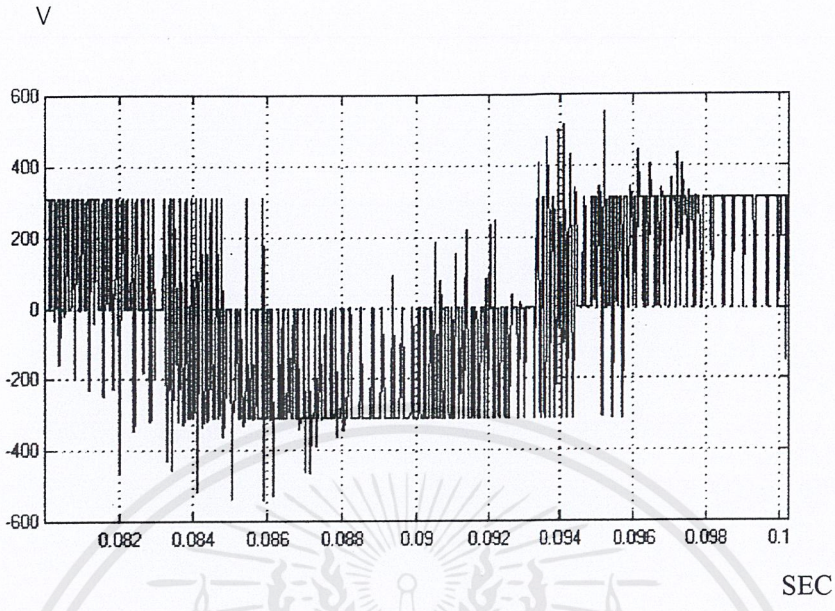


รูปที่5.6 แรงดันไลน์ ทู ไลน์ จากการทดลองจริง ที่ ไซน์อ้างอิง 50Hz ,7 A , no-load

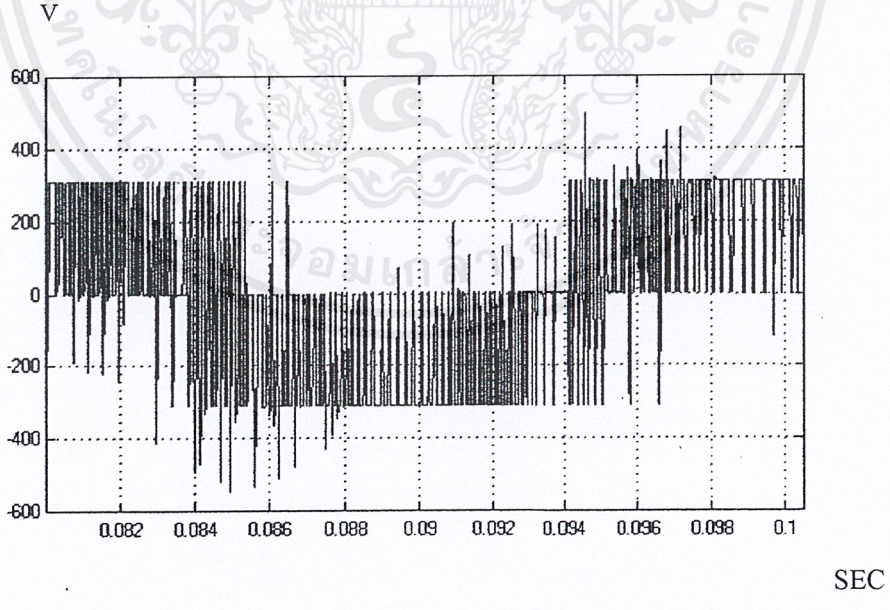


รูปที่5.7 แรงดัน ไลน์ ทู ไลน์ จากการทดลองจริงที่ไซน์อ้างอิง 50Hz , 7 A, load 2.5 N-m

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

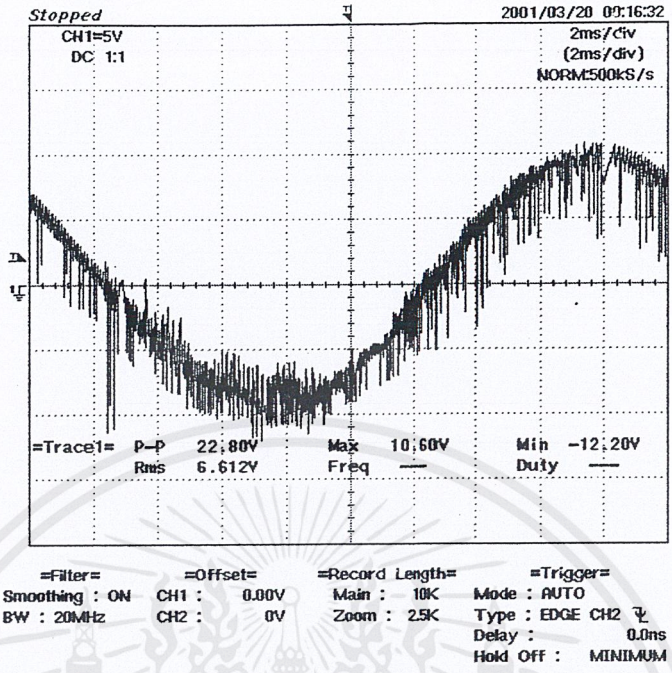


รูปที่5.8 แรงดันไลน์ทูไลน์จากการวิเคราะห์ด้วยMATLABที่ไซน์อ้างอิง ที่ 50 Hz ,7 A, no – load

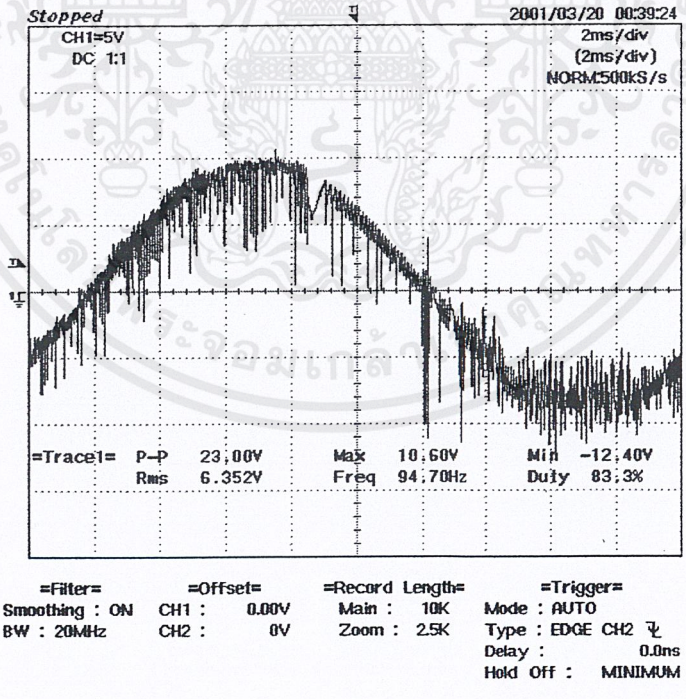


รูปที่5.9 แรงดันไลน์ทูไลน์จากการวิเคราะห์ด้วยMATLABที่ไซน์ อ้างอิง 50 hz, 7 A , load 2.5 N - m

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



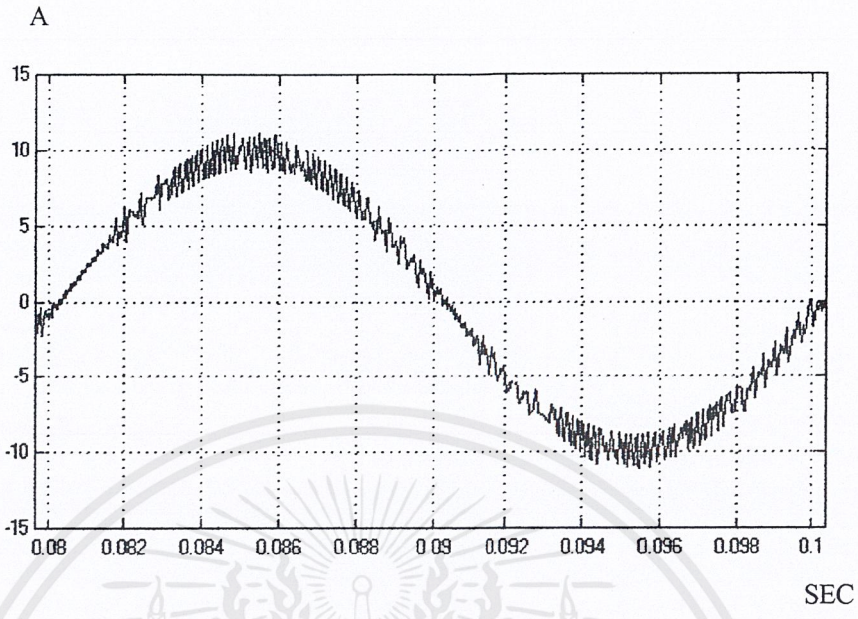
รูปที่5.10 กระแสจริง จากการทดลองจริง ที่ ไซน์อ้างอิง 50Hz , 7 A ,no-load



รูปที่5.11 กระแสจริงจากการทดลองจริงที่ไซน์

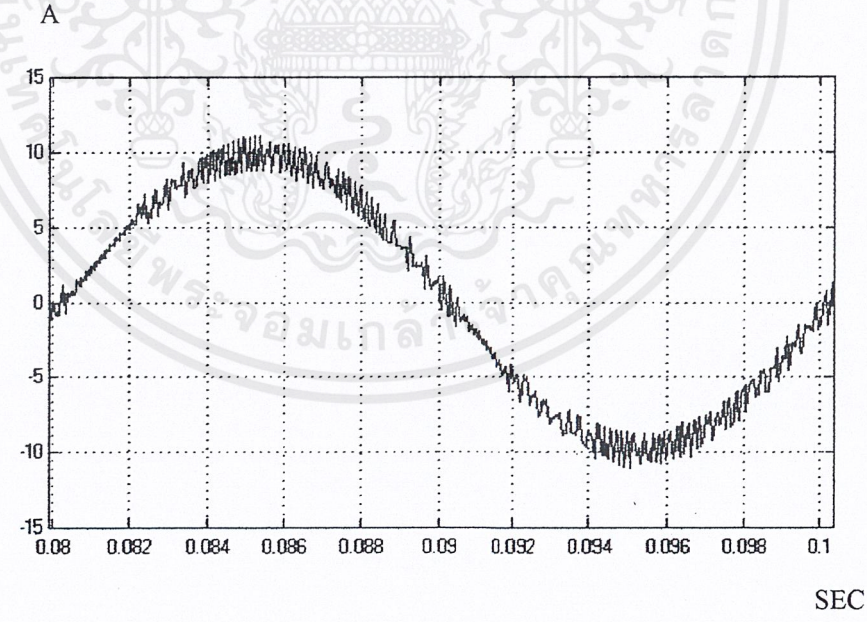
อ้างอิง 50 Hz ,7 A,load 2.5 N-m

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่5.12กระแสจริงจากการวิเคราะห์ด้วยMATLABที่ไซน์

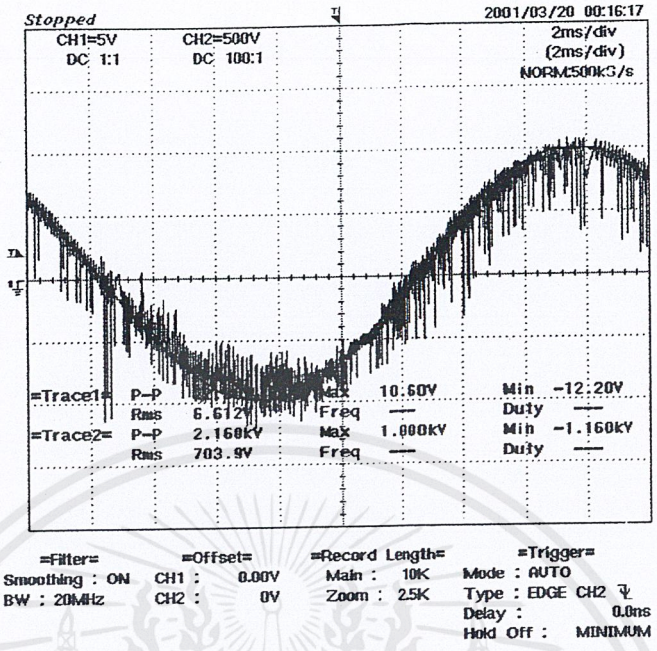
อ้างอิง50Hz ,7 A, no – load



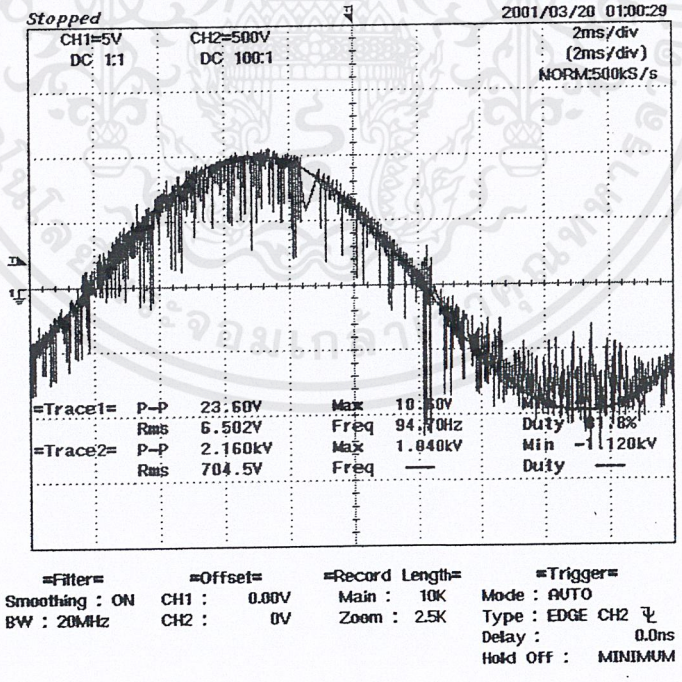
รูปที่5.13 กระแสจริงจากการวิเคราะห์ด้วยMATLABที่ไซน์

อ้างอิง50Hz ,7 A, load 2 .5 N - m

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

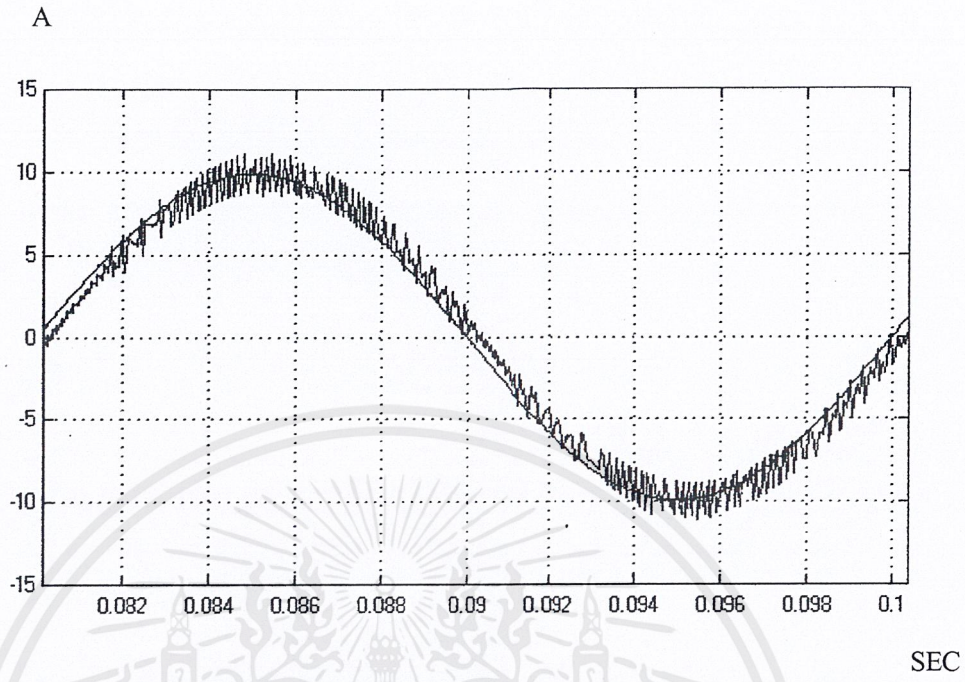


รูปที่5.14 กระแสจริงเทียบกับไซน์อ้างอิง ที่ไซน์อ้างอิง 50 Hz ,7 A ,no-load

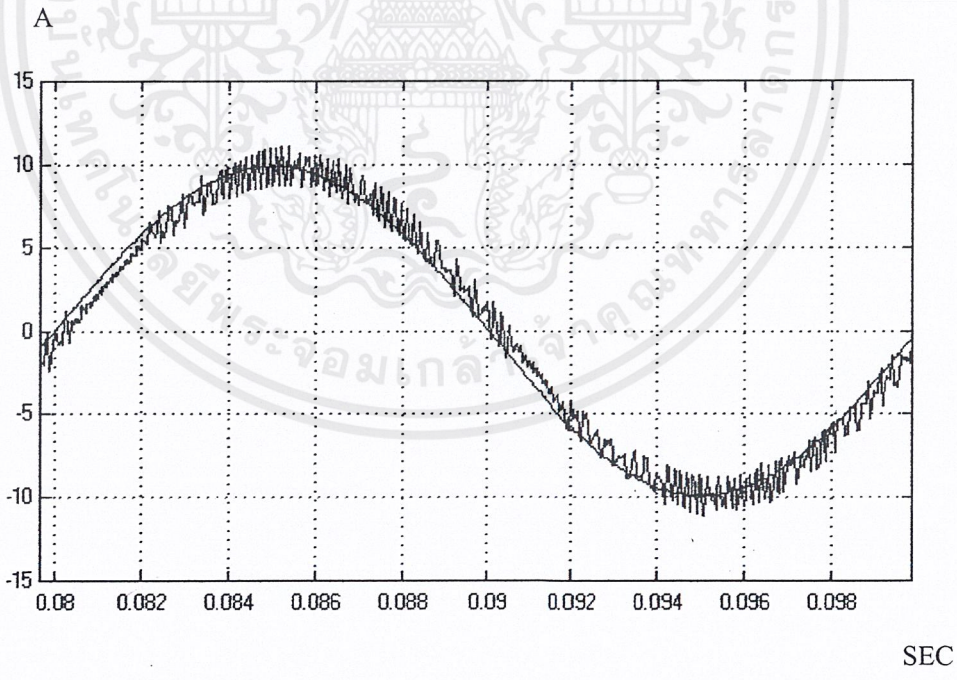


รูปที่5.15 กระแสจริงเทียบกับไซน์อ้างอิง ที่ไซน์อ้างอิง 50 Hz , 7 A , load 2.5 N-m

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

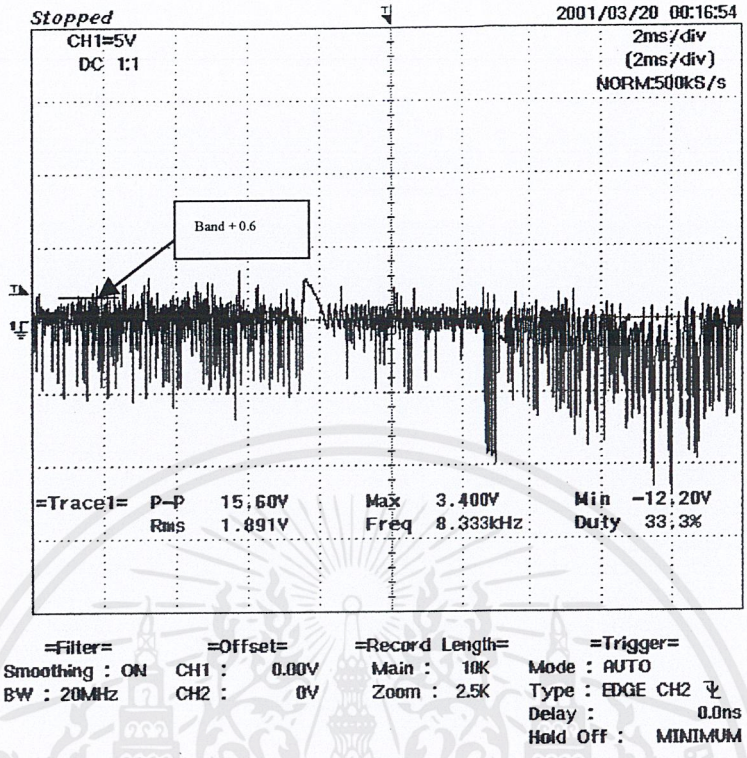


รูปที่ 5.16 กระแสจริงเทียบกับไซน์อ้างอิงจากการวิเคราะห์ด้วยMATLABที่ไซน์อ้างอิง 50Hz , 7 A , no – load

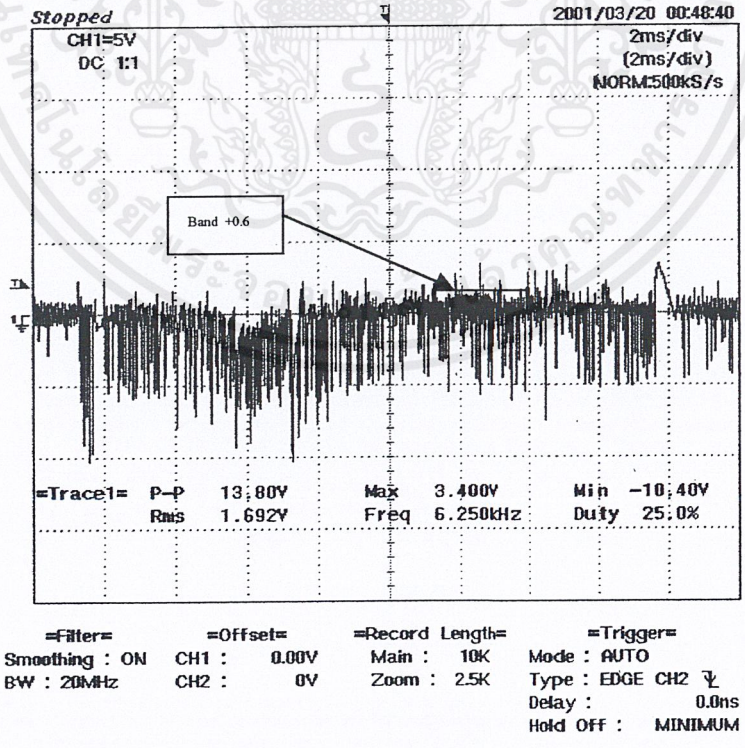


รูปที่5.17 กระแสจริงเทียบกับไซน์อ้างอิงจากการวิเคราะห์ด้วยMATLAB ที่ไซน์อ้างอิง50Hz,7 A, load 2.5 N - m

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

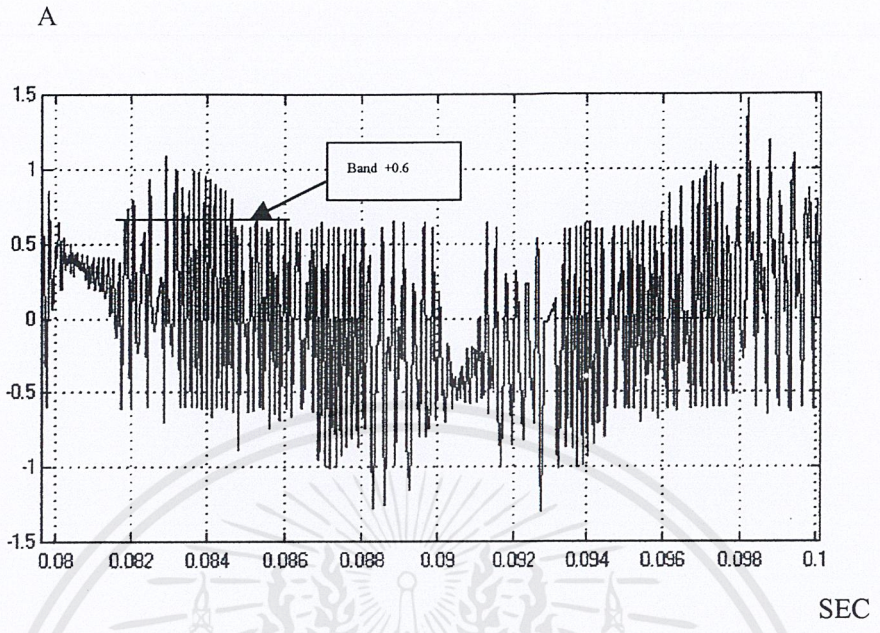


รูปที่ 5.18 ERROR ของกระแส ที่ไซน์อ้างอิง 50 Hz, 7 A ,no-load



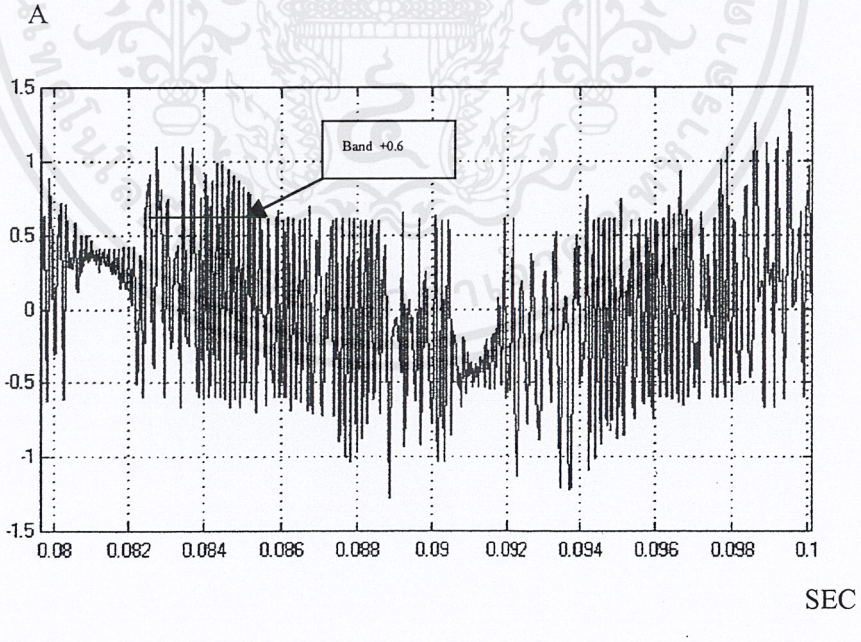
รูปที่5.19 ERROR ของกระแส ที่ไซน์อ้างอิง 50 Hz , 7 A ,load 2.5 N-m

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.20 ERRORของกระแสจากการวิเคราะห์ด้วยMATLABที่ไซน์อ้างอิง

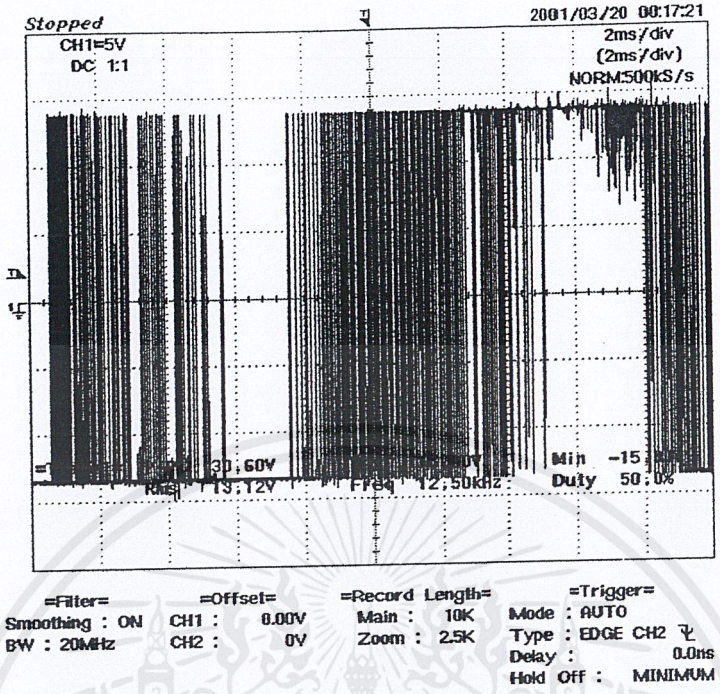
50Hz , 7 A , no – load



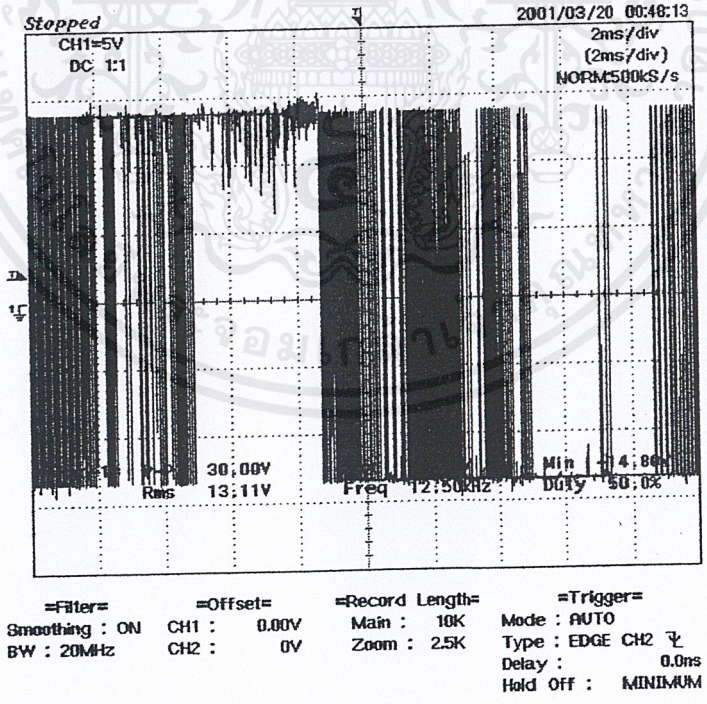
รูปที่ 5.21 ERRORของกระแสจากการวิเคราะห์ด้วยMATLABที่ไซน์อ้างอิง

50Hz , 7 A , load 2.5 N - m

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

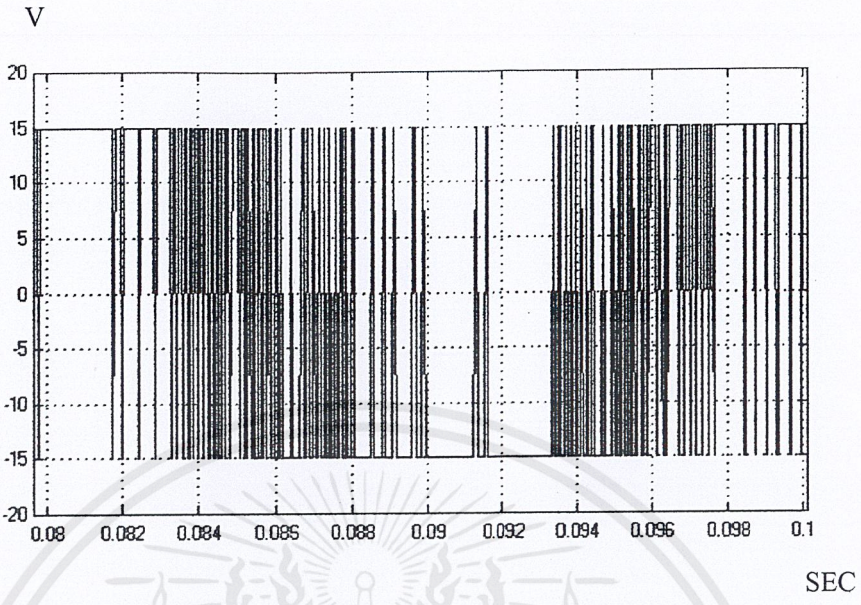


รูปที่ 5.22 สัญญาณพีดับบลิวเอ็ม ที่ไซน์ อ้างอิง 50 Hz , 7 A,no -load

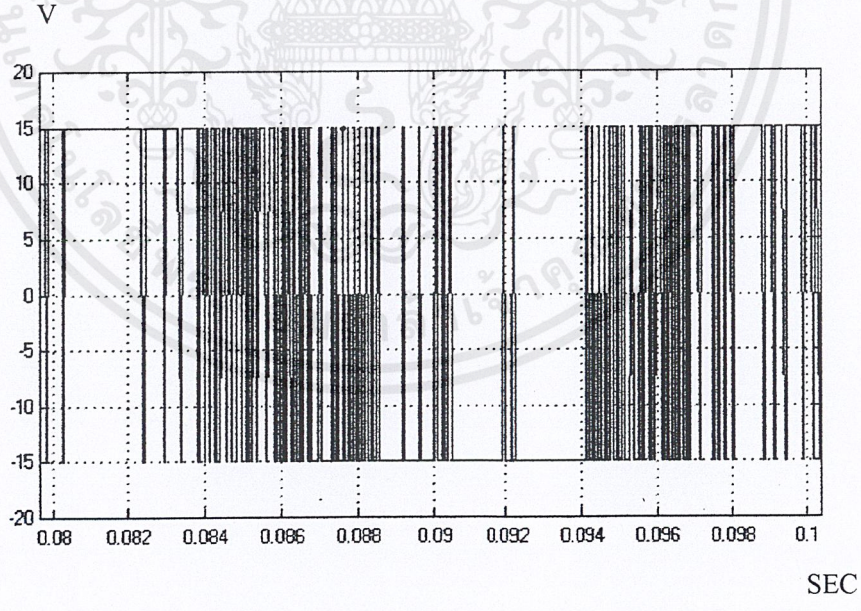


รูปที่ 5.23 สัญญาณพีดับบลิวเอ็ม ที่ไซน์อ้างอิง 50 Hz , 7 A , load 2.5 N-m

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



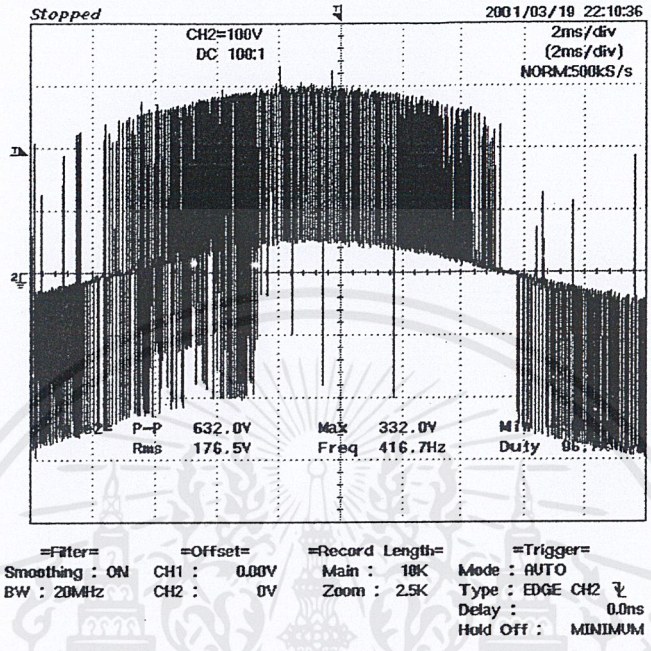
รูปที่ 5.24 พีดับบลิวเอ็มจากการวิเคราะห์ด้วยMATLAB ที่ไซน์อ้างอิง50Hz , 7 A, no – load



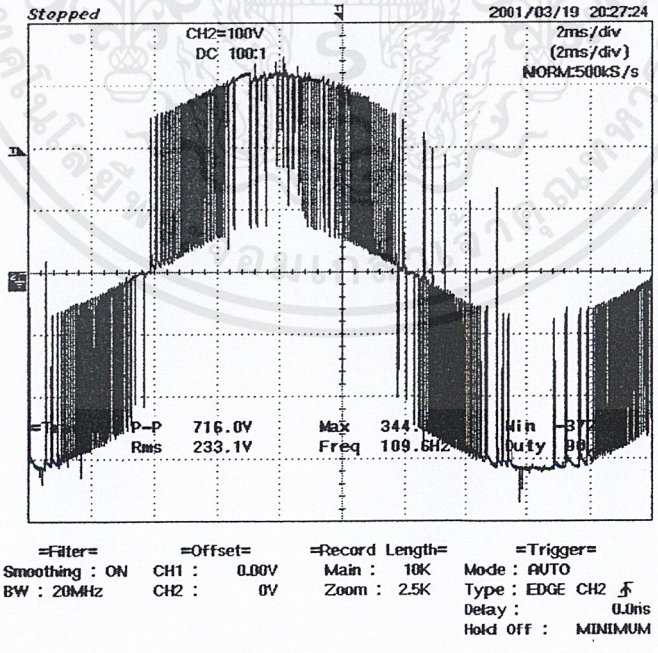
รูปที่ 5.25 พีดับบลิวเอ็มจากการวิเคราะห์ด้วยMATLAB ที่ไซน์อ้างอิง 50Hz , 7 A , load 2.5 N - m

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เปรียบเทียบรูปแรงดัน ไลน์ ทู ไลน์ ในกรณี ไซน์อ้างอิง 7A คงที่ แต่เปลี่ยนความถี่



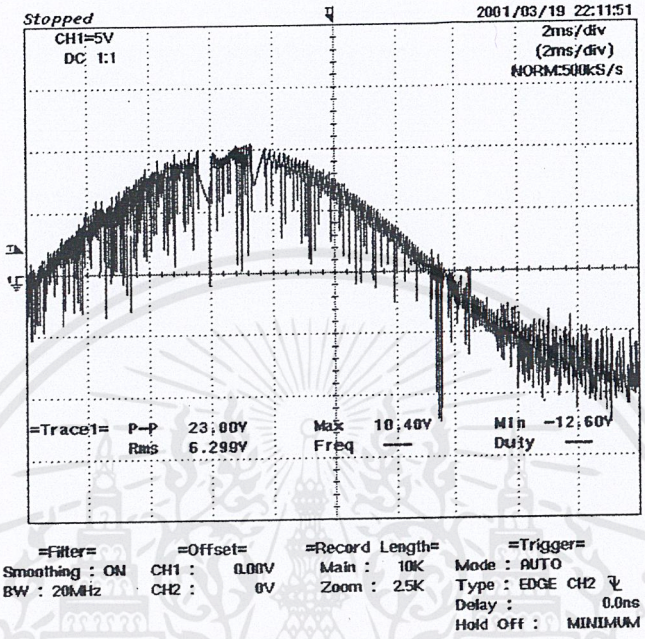
รูปที่ 5.26 แรงดัน ไลน์ ทู ไลน์ที่ ไซน์อ้างอิง 40 Hz ,7 A, no-load



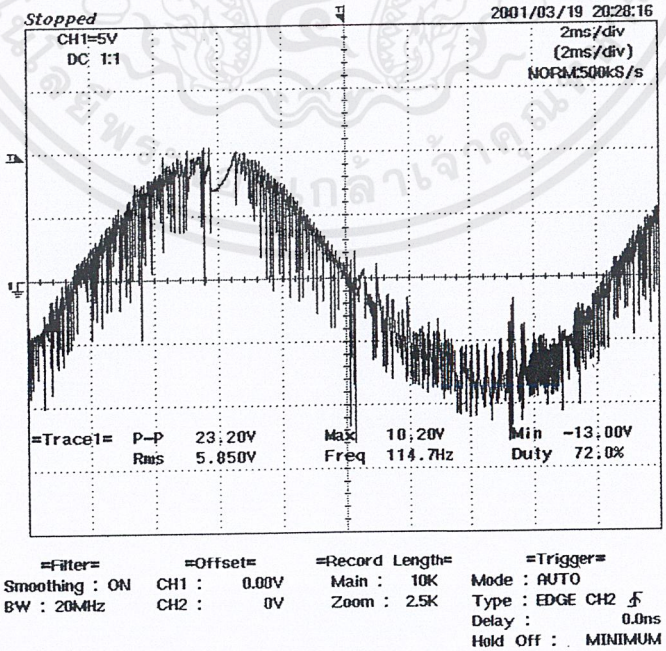
รูปที่ 5.27 แรงดัน ไลน์ ทู ไลน์ที่ ไซน์อ้างอิง 60 Hz , 7 A, no-load

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

. เปรียบเทียบ รูปกระแสจริงในกรณีไซน์ อ้างอิง 7 A คงที่ แต่เปลี่ยนความถี่



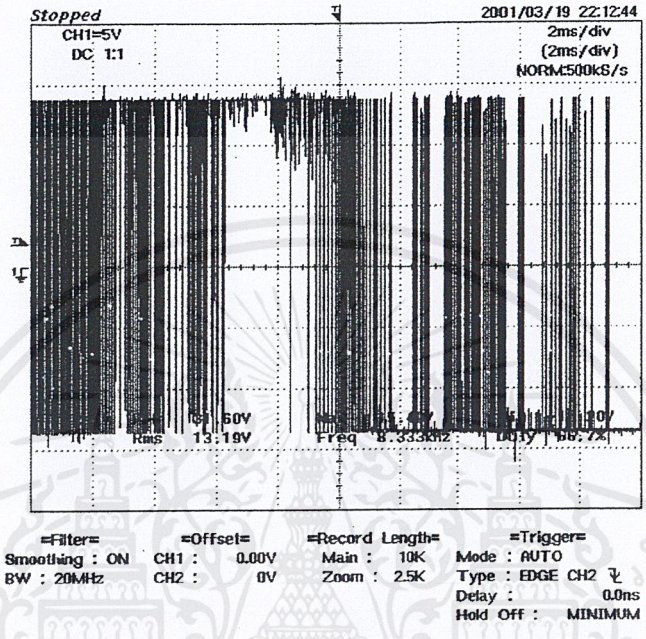
รูปที่ 5.28 กระแส ที่ไซน์อ้างอิง 40 Hz, 7 A ,no-load



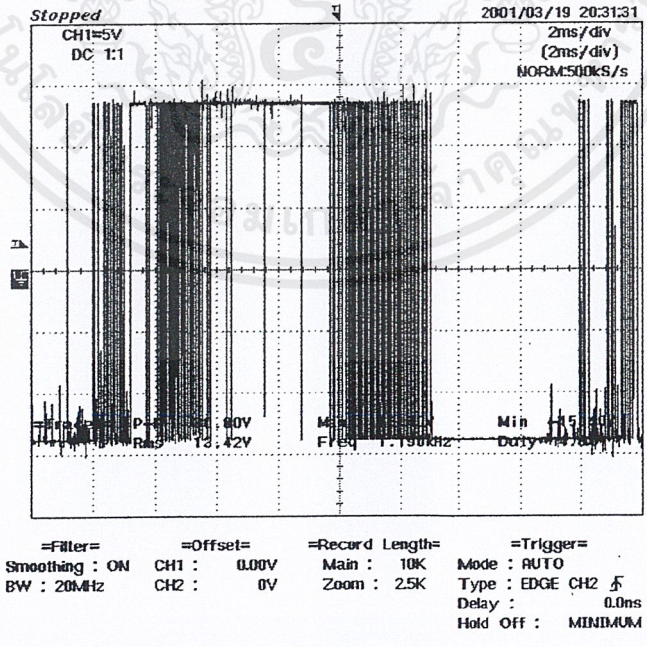
รูปที่ 5.29 กระแสที่ไซน์อ้างอิง 60 Hz, 7 A , no-load

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เปรียบเทียบรูป สัญญาณ พีดับบลิวเอ็มในกรณี ไซน์อ้างอิง 7 A คงที่ แต่เปลี่ยนความถี่



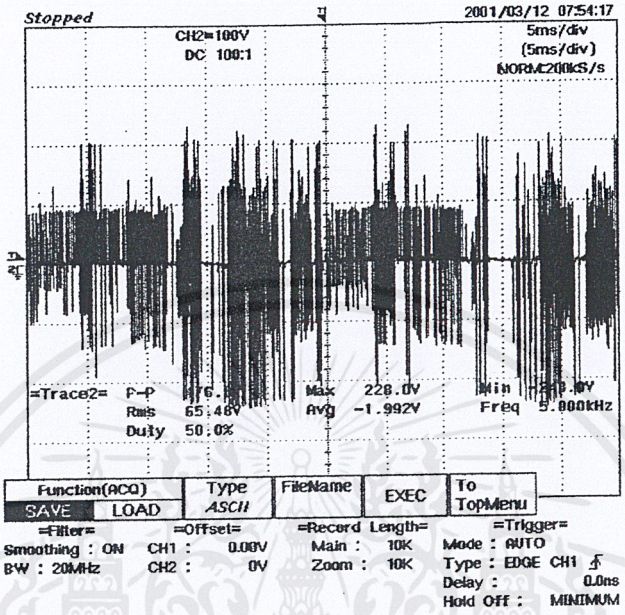
รูปที่ 5.30 สัญญาณ พีดับบลิวเอ็ม ที่ไซน์อ้างอิง40 Hz , 7 A ,no-load



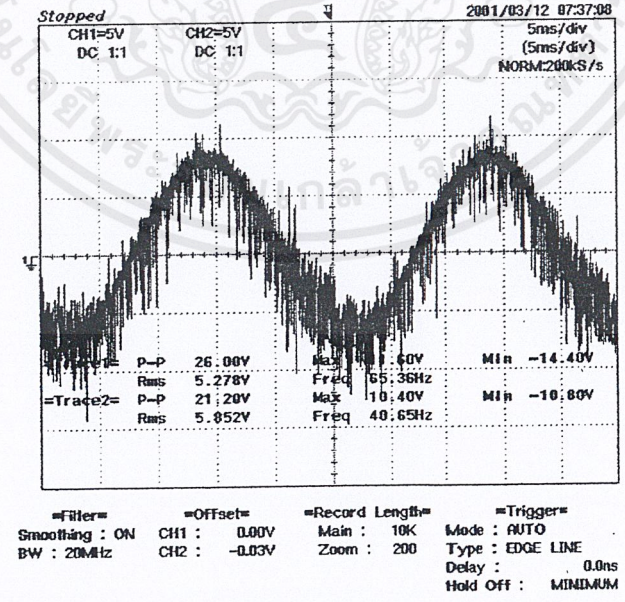
รูปที่ 5.31 สัญญาณพีดับบลิวเอ็ม ที่ไซน์อ้างอิง 60 Hz, 7 A , no-load

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในกรณี เกิดเบรคดาวน์ทอร์ค แสดงรูป แรงดันไลน์ ทู ไลน์ และกระแส



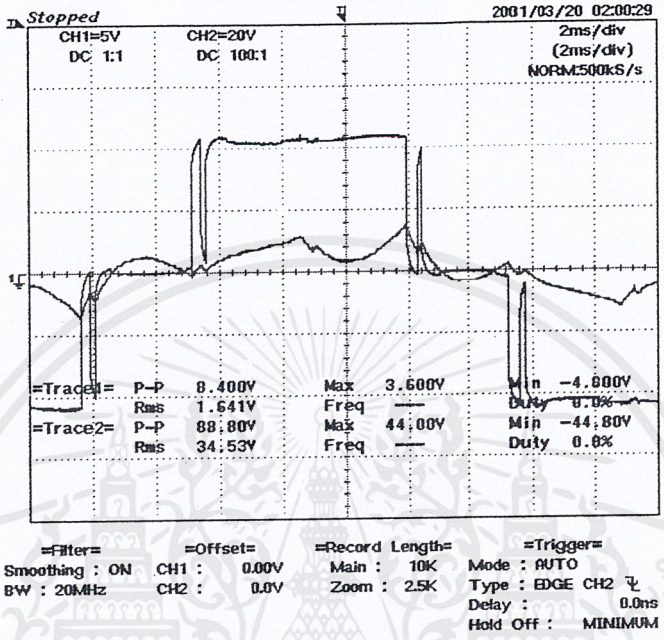
รูปที่ 5.32 แรงดัน ไลน์ ทู ไลน์ ขณะ เบรคดาวน์ทอร์ค



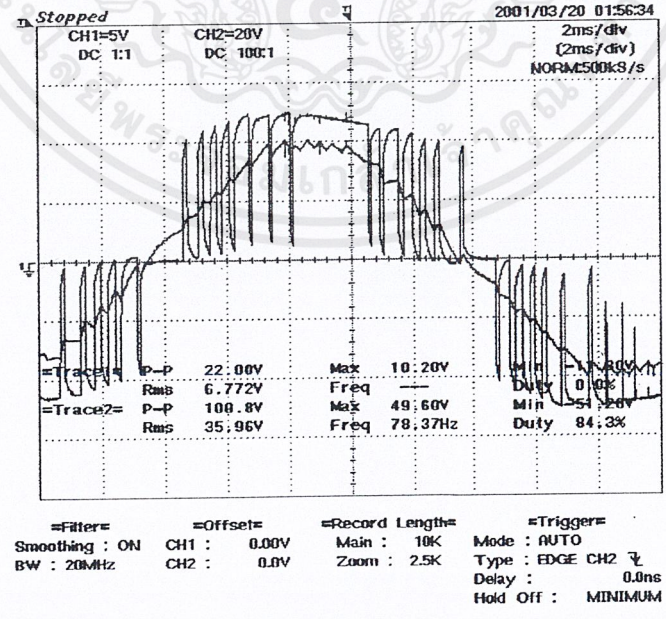
รูปที่ 5.33 กระแสขณะเบรคดาวน์ทอร์ค

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปแสดงการเปรียบเทียบการรันขึ้นให้ได้รอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำที่ค่าแรงดันดีซีลิงค์ใกล้เคียงกัน



รูปที่ 5.34 แรงดันไลน์ ทู ไลน์และกระแส ที่ไซน์อ้างอิง 40 Hz , 7 A , no - load

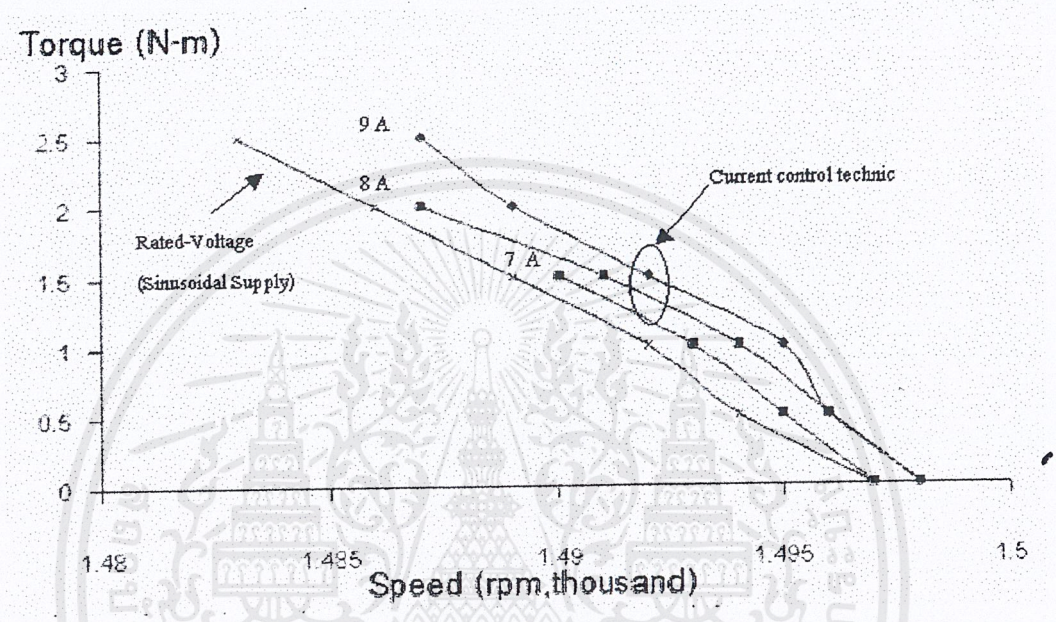


รูปที่ 5.35 แรงดัน ไลน์ ทู ไลน์ และกระแส ที่ไซน์อ้างอิง 50 Hz , 7 A ,no-load

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.6 สรุปผลการทดลอง

1. จากกราฟ ทอร์ค - ความเร็วรอบของโรเตอร์ ที่ความถี่50Hz



รูปที่ 5.36 กราฟทอร์ค – ความเร็วรอบ ที่ความถี่ 50 Hz เปรียบเทียบCurrent Controlled ที่ ค่ากระแสต่างๆ กับ Voltage Source ธรรมดา (Variac 3 phase)

จะสังเกตเห็นว่า ที่โหลดทอร์คเดียวกัน ความเร็วรอบโรเตอร์ ที่ใช้เทคนิค Current control จะสูงกว่า ความเร็วรอบโรเตอร์ ที่ใช้ Voltage Source ธรรมดา (variac 3 phase) แสดงให้เห็นว่า เมื่อใส่โหลด เทคนิค Current control จะมีการadaptive ของกระแส ทำให้มีกระแสสร้างสนามแม่เหล็กมากกว่าปกติ ทำให้มอเตอร์มีทอร์คที่ดี ส่งผลให้ ความเร็วรอบ โรเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำตกไม่มาก

2. สังเกตดูรูปร่าง ของกระแสจริง เมื่อขับโหลด 2.5 N-m กับ รูปร่างของกระแสจริง ขณะไร้โหลด ที่ สัญญาณ ไซน์อ้างอิง 50 Hz 7 A จะ adaptive เพราะติด ไซน์อ้างอิงมากขึ้น เพราะเมื่อ สังเกตดูแรงดันไลน์ ทู ไลน์ ขณะขับโหลด 2.5 N-m จะถูก ชอป มากกว่า แรงดัน ไลน์ ทู ไลน์ ขณะ ไร้โหลด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3. จากการทดลองและสังเกตดูรูปร่างกระแสและแรงดัน ขณะกำลัง รันขึ้นได้รอบที่ สัญญาณไซน์อ้างอิงความถี่ 40 Hz 7A แรงดันจะถูก ชอป บริเวณ ข้างๆเพียงนิดเดียว แล้วดันตัว เป็น square wave ได้เร็วกว่า เมื่อเทียบกับ การ รัน ขึ้นได้รอบที่ สัญญาณ ไซน์ อ้างอิง ความถี่ 50 Hz 7A เพราะที่ ไซน์อ้างอิงความถี่ 50 Hz 7 A แรงดันจะถูก ชอป อย่างมากตลอดทั้ง pulse ใช้เวลานานพอสมควร จึงดันตัวเป็น square wave ถึงจะรัน ได้รอบ จากผลการทดลองดังกล่าว เวลาจะสตาร์ท มอเตอร์ของ Current controlled voltage Source Inverter จึงควรตั้งความถี่ไว้ต่ำๆก่อนแล้ว จึงปรับไปที่ความถี่ที่ใช้งาน
4. จากการจำกัดกระแส โดยตั้งค่ากระแสของสัญญาณไซน์อ้างอิงให้คงที่ แล้วเพิ่มโหลดให้มอเตอร์เหนี่ยวนำ มากขึ้นเรื่อยๆ แรงดัน ไลน์ ทู ไลน์ ของมอเตอร์จะถูก ชอป มากขึ้นเรื่อยๆด้วย เพื่อทำให้กระแสจริง adaptive สัญญาณไซน์อ้างอิงได้มากขึ้น แต่เมื่อเพิ่มโหลดจนถึงจุดหนึ่งความเร็วรอบของ มอเตอร์เหนี่ยวนำ ตกลงอย่างรวดเร็ว จนหยุดหมุน ทำการบันทึกรูปร่างของแรงดันไลน์ ทู ไลน์ จะสังเกตเห็นว่า ถูก ชอป มากจนแทบไม่เหลือเนื้อ pulse
5. จากการสังเกต ทอร์คมอเตอร์ขณะขับโหลด ทอร์คมอเตอร์จะนิ่งมากกว่า ทอร์คขณะไร้โหลด ที่ความถี่ และ ค่าของสัญญาณไซน์ อ้างอิงคงที่ เมื่อสังเกตดูแรงดัน ไลน์ทู ไลน์ กับพีดับบลิวเอ็ม ขณะมอเตอร์ขับโหลด เป็น พีดับบลิวเอ็ม อย่างมาก ทำให้แรงดัน ไลน์ ทู ไลน์ ถูก ชอป มากกว่ามอเตอร์ ขณะไร้โหลด เมื่อเพิ่มโหลด กระแสจริงจะเพิ่มขึ้น เมื่อลบกับสัญญาณไซน์ อ้างอิง จะเกิด error ที่มีสัญญาณคล้าย สามเหลี่ยมความถี่สูง เมื่อผ่านวงจร Hysteresis จะเกิดพีดับบลิวเอ็มมากขึ้น กระแสจริงจะ adaptive หรือเกาะติดสัญญาณ ไซน์อ้างอิงมากขึ้นกว่า ขณะไร้โหลด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 6

วิจารณ์ผลการทดลอง

6.1 ข้อเสียของ current controlled voltage source Inverter เป็นระบบopen loop ไม่มีการตรวจจับความเร็วรอบ มาใช้ในการควบคุมค่ากระแสของสัญญาณไซน์อ้างอิง กรณีค่ากระแสของสัญญาณไซน์อ้างอิงคงที่ตลอดเวลา เมื่อเพิ่มโหลดมากๆเข้าความเร็วรอบของโรเตอร์จะตกมาก เมื่อเพิ่มโหลดมากเกิน จนเกิดเบรคดาวน์ทอร์ค โดยไม่สามารถรู้ล่วงหน้าได้เลย ความเร็วรอบจะตกลงอย่าง รวดเร็ว จนมอเตอร์หยุดหมุน ถ้ายังจ่ายแรงดันดีซีลิงค์ที่ค่า 310 โวลต์อยู่และมอเตอร์ยังขับโหลดอยู่ จะทำให้วงจรกำลังเสียหายได้ แต่ถ้าเป็นระบบ close loop หรือแบบมีการตรวจจับความเร็วรอบของโรเตอร์ ค่ากระแสของสัญญาณไซน์อ้างอิงจะถูกเพิ่มทันที ที่ความเร็วรอบโรเตอร์ที่ตรวจจับ ต่ำกว่าค่า ความเร็วรอบโรเตอร์ที่ตั้งไว้ ทำให้มอเตอร์ยังสามารถขับโหลดต่อไปได้

6.2 ควรมีการพัฒนาวงจรขับเกต ให้สามารถป้องกันวงจรกำลัง เมื่อเกิดการ short branch ควรจะดับทริกให้ทันเวลา เพื่อป้องกันการระเบิดของวงจรกำลัง เพราะเมื่อเกิดการระเบิดแต่ละครั้งไอจีบีทีจะพังอย่างน้อย 2 ตัว

6.3 สัญญาณ รบกวน จะรบกวนระบบควบคุมได้ง่าย ควรป้องกัน , ออกแบบวงจร และสายสัญญาณต่าง ๆ ให้โดนรบกวนจากสัญญาณ รบกวนน้อยที่สุด

6.4 วงจรสร้างสัญญาณ ไซน์อ้างอิงไม่มีเสถียรภาพเท่าที่ควร คือ ความถี่จะไม่ค่อยคงที่ error ประมาณ 1.2 Hz เนื่องจาก อีพรอมถูกรบกวนจากสัญญาณรบกวนได้ง่าย ควรออกแบบสัญญาณ ไซน์อ้างอิง ให้มีความถี่คงที่ และปรับความถี่ได้ง่าย เพื่อเวลาควบมอเตอร์จะได้ผลการทดลองที่ดีขึ้น

6.5 ราคาของอุปกรณ์ ตรวจจับกระแส (LEM) มีราคาสูงมาก และหาซื้อยาก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอกสารอ้างอิง

1. วิจิตร กิณเรศ , “3 เฟสเดลต้ามอดดูเลตพีดับบลิวเอ็มอินเวอร์เตอร์ สำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ” ,วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตร์ มหาบัณฑิต,คณะวิศวกรรมศาสตร์,สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า เจ้าคุณทหารลาดกระบัง
2. Ned Mohan ,Tore M. Undeland,William P. Robbin, “Power electronics Converter Application and Design”second edition , John willey & Sons.Inc.1995
3. B.K.Bose “Power Electronics and AC Drive ”,Prentice Hall,New Jersey ,1987
4. Steven C Peak, “Transistorized PWM Inverter –Induction Motor Drive System”IEEE Trans. Ind. Appl., Vol IA-19 ,No. 3.May/June 1983
5. A.B Plunkett , “A Current –Controlled PWM Transistor Inverter Drive” IEEE /IAS Ann . Meet. Conf .Rec., pp785-792,1979.
6. David M. Brod ,Donald W. Novotny, “Current Control of VSI –PWM Inverters” IEEE Trans. Ind. Appl.,Vol IA-21,No,4,May/June 1985
7. Bimal K. Bose, “An Adaptive Hysteresis –Band Current Control Technique of a Voltage –Fed PWM Inverter for Machine Drive System”IEEE Trans. Ind. Vol 37 ,No. 5 October 1990
8. Muhammad H. Rashid ; “Power electronics :circuit ,devices,and application” Prentice Hall ,2 nd ed 1993

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

ขอขอบคุณบุคคลต่อไปนี้เป็นอย่างสูงที่ได้ ให้ความรู้ และข้อแนะนำต่างๆ ซึ่ง โครงงานนี้จะไม่สามารถสำเร็จลุล่วงไปได้เลย ถ้าปราศจากบุคคลเหล่านี้

1. ผศ.ดร. วิจิตร กิณเรศ
2. อ. สุรินทร์ คำฝอย

ขอขอบคุณ รุ่นพี่ปริญญาโททุกคนที่ได้แนะนำ และช่วยเหลือ ในสิ่งต่างๆ , เพื่อนๆ ห้อง 4B และ เพื่อนต่างสถาบันที่ได้ให้แรงผลักดัน ในการทำโครงงานตลอดมา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ก

โปรมแกรม M-file ที่ใช้ในการพล็อตกราฟทอร์ค,กระแสสร้างสนามแม่เหล็ก, กระแสโรเตอร์ กับความเร็วของมอเตอร์ ของวิธีการควบคุมแบบกระแส

```
f1=50;
ns=120*f1/4;
nr=1500*0.96:(ns-1);
slip=(ns-nr)/ns;
%
xb=i*1.503;
r1=1.5;
r2=1.021./slip;
rt=r1+r2;
xm=i*29.311;
rc=195.189;
yth=(1/rc)+(1/xm)+(1./(rt+xb));
zth=(1./yth);
tt=abs(zth);
vs=(10.8*0.25).*tt;
%
im=abs(vs./xm);
zt=abs(rt+xb);
i2=abs(vs./zt);
vth2=i2.^2;
t1=3.*vth2.*r2;
t2=2*pi*f1;
te=t1./t2;
plot(nr/1500,te/70)
grid
hold on
```

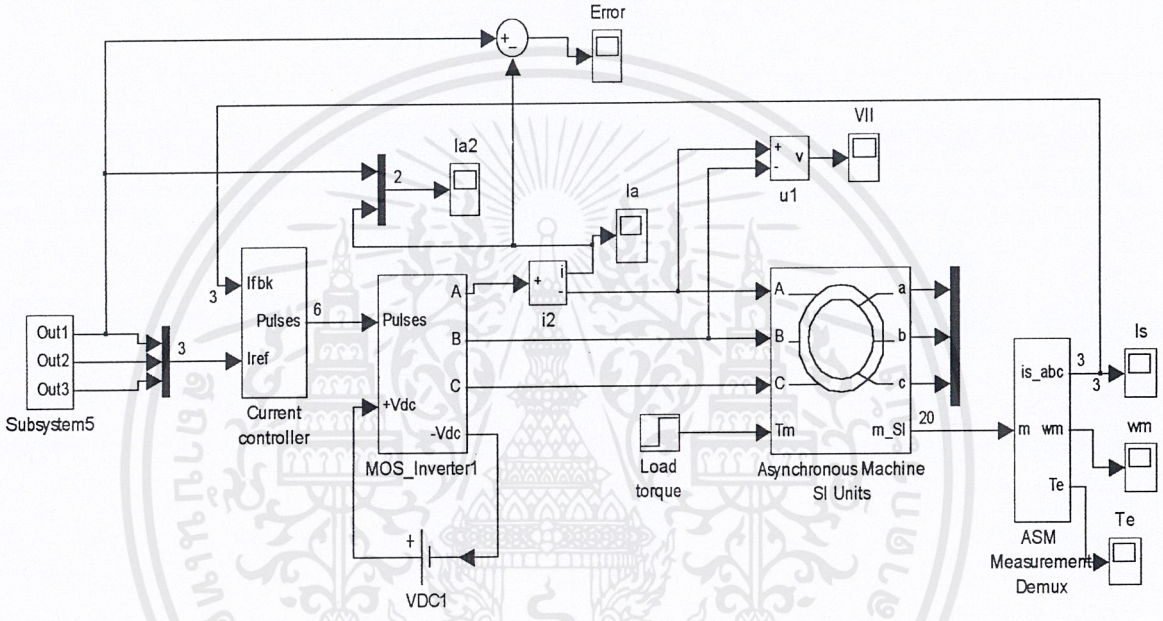
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โปรมแกรม M-file ที่ใช้ในการพล็อตกราฟทอร์ค,กระแสสร้างสนามแม่เหล็ก, กระแสโรเตอร์ ,กระแสสเตเตอร์ กับความเร็วของมอเตอร์ ของวิธีการควบคุมแบบแรงดัน

```
f1=50;
ns=120*f1/4;
nr=1500*0.96:(ns-1);
slip=(ns-nr)/ns;
vs=200;
%
xb=i*1.503;
r1=1.5;
r2=1.021./slip;
rt=r1+r2;
rc=195.189;
xm=i*29.311;
yth=(1/rc)+(1/xm)+(1./(rt+xb));
zth=(1./yth);
tt=abs(zth);
is=abs(vs./tt);
im=abs(vs./xm);
%
z2=abs(rt+xb);
i2=abs(vs./z2);
vth2=i2.^2;
t1=3.*vth2.*r2;
t2=2*pi*f1;
te=t1./t2;
plot(nr/1500,te/70)
grid
hold on
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปการจำลองการทำงานของมอเตอร์โดยใช้เทคนิค Adaptive Current Control PWM โดยใช้โปรมแกรม Simulink ใน MATLAB วิเคราะห์การทำงาน



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ข

ข้อมูลที่เก็บไว้ในหน่วยความจำ EPROM เพื่อใช้ในการสร้างสัญญาณไซน์อ้างอิง 3 เฟส

EPROM A

Adress	Data
0000	80 83 86 89 8C 8F 92 96 99 9C 9F A2 A5 A8 AB AE B1
0011	B3 B6 B9 BC BF C1 C4 C7 C9 CC CE D1 D3 D5 D8 DA DC
0022	DE E0 E2 E4 E6 E8 EA EC ED EF F0 F2 F3 F5 F6 F7 F8
0033	F9 FA FB FC FC FD FE FE FF FF FF FF FF FF FF FF FF
0044	FF FF FE FE FD FC FC FB FA F9 F8 F7 F6 F5 F3 F2 F0
0055	EF ED EC EA E8 E6 E4 E2 E0 DE DC DA D8 D5 D3 D1 CE
0066	CC C9 C7 C4 C1 BF BC B9 B6 B3 B1 AE AB A8 A5 A2 9F
0077	9C 99 96 92 8F 8C 89 86 83 80 7C 79 76 73 70 6D 64
0088	67 63 60 5D 5A 57 54 51 4F 4C 49 46 43 40 3E 3B 38
0099	36 33 31 2E 2C 2A 27 25 23 21 1F 1D 1B 19 17 15 13
00AA	12 10 0F 0D 0C 0A 09 08 07 06 05 04 03 03 02 01 01
00BB	01 01 01 01 01 01 01 01 01 01 01 01 01 02 03 03 04
00CC	05 06 07 08 09 0A 0C 0D 0F 10 12 13 15 17 19 1B 1B
00DD	1F 21 23 25 27 2A 2C 2E 31 33 36 38 3B 3E 40 43 46
00EE	49 4C 4F 51 54 57 5A 5D 60 63 67 6B 6D 70 73 76 79
00FF	7C

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

EPROM B

Address	Data															
0000	10	0F	0D	0C	0A	09	08	07	06	05	04	03	03	02	01	01	01
0011	01	01	01	01	01	01	01	01	01	01	01	01	02	03	03	04	05
0022	06	07	08	09	0A	0C	0D	0F	10	12	13	15	17	19	1B	1B	1F
0033	21	23	25	27	2A	2C	2E	31	33	36	35	3B	3E	40	43	46	49
0044	4C	4F	51	54	57	5A	50	60	63	67	64	6D	70	73	76	79	7C
0055	80	83	86	89	8C	8F	92	96	99	9C	9F	A2	A5	A8	AB	AE	B1
0066	B3	B6	B9	BC	BF	C1	C4	C7	C9	CC	CE	D1	D3	D5	D8	DA	DC
0077	DE	E0	E2	E4	E6	E8	EA	EC	ED	EF	F0	F2	F3	F5	F6	F7	F8
0088	F9	FA	FB	FC	FC	FD	FE	FE	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF
0099	FF	FF	FE	FE	FD	FC	FC	FB	FA	F9	F8	F7	F6	F5	F3	F2	F0
00AA	EF	ED	EC	EA	EB	E6	E4	E2	E0	DE	DC	DA	DB	D5	D3	D1	CE
00BB	CC	C9	C7	C4	C1	BF	BC	B9	B6	B3	B1	AE	AB	AB	A5	A2	9F
00CC	9C	99	96	92	BF	BC	89	86	83	80	7C	79	76	73	70	6D	64
00DD	67	63	60	5D	5A	57	54	51	4F	4C	49	46	43	40	3E	3B	38
00EE	36	33	31	2E	2C	2A	27	25	23	21	1F	1D	1B	19	17	15	13
00FF	12																

EPROM C

Address	Data																
0000	ED	EC	EA	E8	E6	E4	E2	E0	DE	DC	DA	DB	D5	D3	D1	CE	CC
0011	C9	C7	C4	C1	BF	BC	B9	B6	B3	B1	AE	AB	AB	A5	A2	9F	9C
0022	99	96	92	8F	8C	89	86	83	80	7C	73	76	73	70	6D	64	67
0033	63	60	5D	5A	57	54	51	4F	4C	49	46	43	40	3E	3B	38	36
0044	33	31	2E	2C	2A	27	25	23	21	1F	1D	18	19	17	15	13	12
0055	10	0F	0D	0C	0A	09	08	07	06	05	04	03	03	02	01	01	01
0066	01	01	01	01	01	01	01	01	01	01	01	01	02	03	03	04	05
0077	06	07	08	09	0A	0C	0D	0F	10	12	13	15	17	19	1B	1B	1F

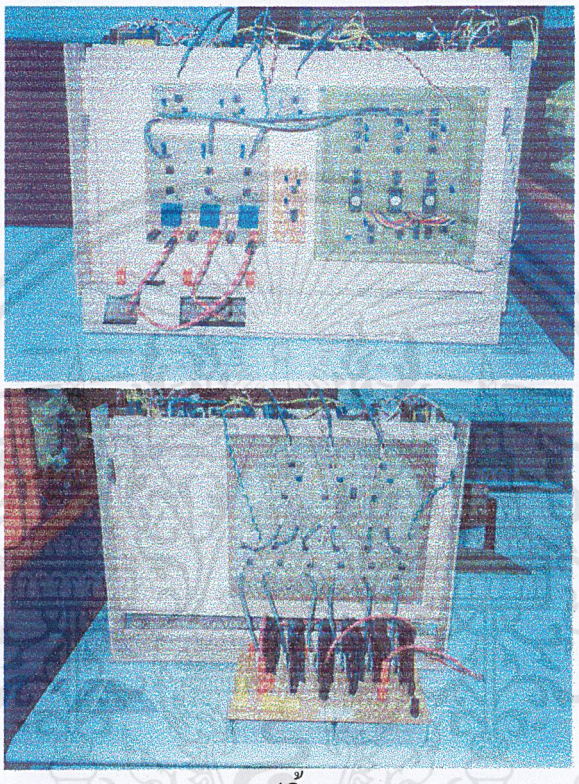
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

0088	21	23	25	27	2A	2C	2E	31	33	36	35	3B	3E	40	43	46	49
0099	4C	4F	51	54	57	5A	5D	60	63	67	6C	6D	70	73	76	79	74
00AA	80	83	86	89	BC	BF	92	96	99	9C	9F	A2	A5	A8	A8	AE	B1
00BB	B3	B6	B9	BC	BF	C1	C4	C7	C9	CC	CE	D1	D3	D5	D8	DA	DC
00CC	DE	E0	E2	E4	E6	E8	EA	EC	ED	EF	F0	F2	F3	F5	F6	F7	F8
00DD	F9	FA	FB	FC	FC	FD	FE	FE	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF
00EE	FF	FF	FE	FE	FD	FC	FC	FB	FA	F9	F8	F7	F6	F5	F3	F2	F0
00FF	EF																

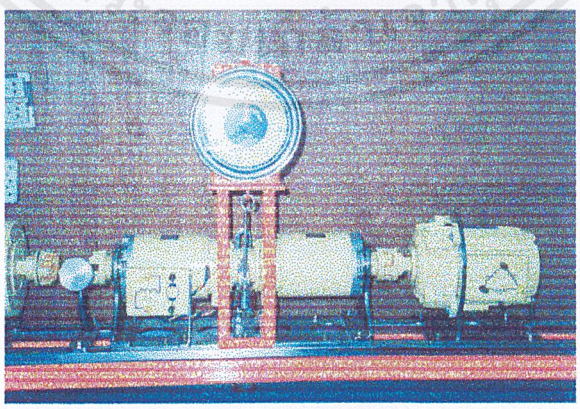
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ค

รูปชิ้นงานและชุดมอเตอร์เหนี่ยวนำ



รูปชิ้นงาน



ชุดมอเตอร์เหนี่ยวนำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ง

ข้อมูลเกี่ยวกับไอซีต่างๆ เบอร์ 4046, เบอร์ IGBT ที่ใช้, LEM

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

SCL4046B
SCL4446B

CMOS PHASE-LOCKED LOOPS

FEATURES

- Very low power consumption — 70 μW (typ) @ f_o = 10kHz, 5Vdc
- Operating frequency range (no offset) — Up to 3MHz (typ) @ 10Vdc (SCL4046B) Up to 4MHz (typ) @ 10Vdc (SCL4446B)
- Low frequency drift — 0.04%/°C (typ) @ 10Vdc
- Choice of two phase comparators:
  1. Exclusive-OR network
  2. Edge-controlled memory network with phase-pulse output for lock indication
- VCO Inhibit control for ON-OFF keying and ultra-low standby power consumption
- High VCO linearity 1% (typ)
- Source-follower output of VCO control input (Demodulator Output)
- Zener Diode to assist Supply Regulation
- Balanced Output Drive Current Specifications

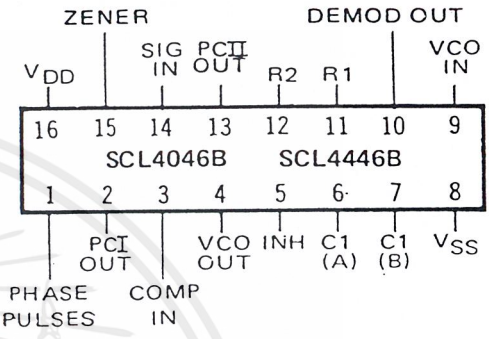
APPLICATIONS

- FM demodulator and modulator
- Frequency synthesis and multiplication
- Frequency discriminator
- Data synchronization
- Voltage-to-frequency conversion
- Tone decoding
- FSK-Modems
- Signal conditioning

DESCRIPTION

The SCL4046B and SCL4446B phase-locked loops contain two phase comparators, a voltage-controlled oscillator (VCO), source follower, and zener diode. The comparators have two common inputs. The Signal input can be used directly coupled to large voltage signals, or indirectly coupled (with a series capacitor) to small voltage signals. The self-bias circuit adjusts small voltage signals in the linear region of the amplifier. Phase comparator I (an exclusive-OR gate) provides a digital error signal PCI_{out}, and maintains 90° phase shift at the center frequency between Signal and Comparator inputs (both at 50% duty cycle). Phase comparator II (with leading edge sensing logic) provides digital error signals $PCII_{out}$ and Phase Pulses, and maintains a 0° phase shift between input signals (duty cycle is immaterial). The linear VCO produces an output signal VCO_{out} whose frequency is determined by the voltage of input VCO_{in} and the capacitor and resistors connected to pins $C1_A$, $C1_B$, R1, and R2. The source follower output, Demod Out, with an external resistor is used where the VCO_{in} signal is needed but no loading can be tolerated. The inhibit input Inh, when high, disables the VCO and source follower to minimize standby power consumption. The zener diode can be used to assist in power supply regulation.

CONNECTION DIAGRAM
(all packages)



Add suffix for package:

- C 16-pin Cerdip
- D 16-pin Ceramic
- E 16-pin Epoxy
- F 16-pin Flat
- H Chip

RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

For maximum reliability:

DC Supply Voltage	$V_{DD} - V_{SS}$	3 to 15	Vd
Operating Temperature	T_A		
C, D, F, H Device		-55 to +125	°C
E Device		-40 to +85	°C

BLOCK DIAGRAM

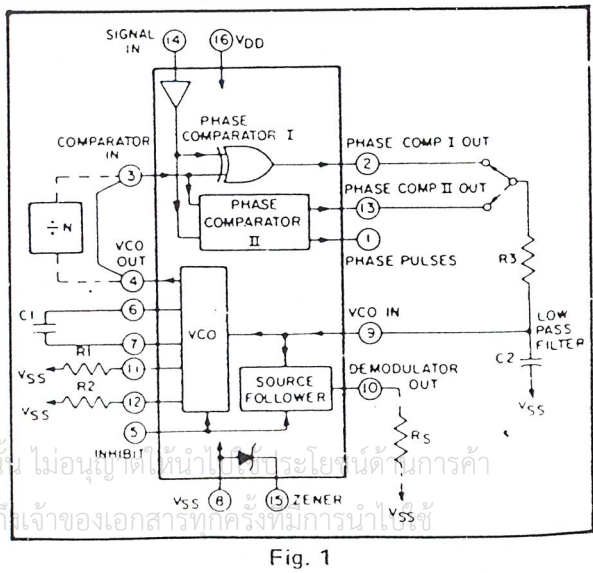


Fig. 1

เอกสารนี้ใช้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

VCO SECTION

The VCO requires one external capacitor (C1) and one to two external resistors (R1 or R1 and R2). Resistor R1 and capacitor C1 determine the frequency range of the VCO and resistor R2 enables the VCO to have a frequency offset if required. The high input impedance ($10^{12}\Omega$) of the VCO simplifies the design of low-pass filters by permitting the designer a wide choice of resistor-to-capacitor ratios. In order not to load the low-pass filter, a source-follower output of the VCO input voltage is provided at terminal 10 (DEMODULATOR OUTPUT). If this terminal is used, a load resistor (R_S) of 50kΩ or more should be connected from this terminal to V_{SS}. If unused, this terminal should be left open. The VCO can be connected directly or through frequency dividers to the comparator input of the phase comparators. A full CMOS logic swing is available at the output of the VCO. A logic 0 on the INHIBIT input "enables" the VCO and the source follower, while a logic 1 "turns off" both to minimize stand-by power consumption.

PHASE COMPARATORS

The phase-comparator signal input (terminal 14) can be direct-coupled provided the signal swing is within CMOS logic levels [logic "0" $\leqslant$ 30% (V_{DD}-V_{SS}), logic "1" $\geqslant$ 70% (V_{DD}-V_{SS})]. For smaller swings the signal must be capacitively coupled to the self-biasing amplifier at the signal input.

Phase comparator I is an exclusive-OR network; it operates analogously to an over-driven balanced mixer. To maximize the lock range, the signal and comparator-input frequencies must have a 50% duty cycle. With no signal or noise on the signal input, this phase comparator has an average output voltage equal to $V_{DD}/2$. The low-pass filter connected to the output of phase comparator I supplies the averaged voltage to the VCO input, and causes the VCO to oscillate at the center frequency (f_o).

The frequency range of input signals on which the PLL will lock, if it was initially out of lock, is defined as the frequency capture range ($2f_c$).

The frequency range of input signals on which the loop will stay locked if it was initially in lock is defined as the frequency lock range ($2f_L$). The capture range can not exceed the lock range.

With phase comparator I, the range of frequencies over which the PLL can acquire lock (capture range) is dependent on the low-pass-filter characteristics, and can be made as large as the lock range. Phase-comparator I enables a PLL system to remain in lock in spite of high amounts of noise in the input signal.

One characteristic of this type of phase comparator is that it may lock onto input frequencies that are close to harmonics of the VCO center-frequency. A second characteristic is that the phase angle between the signal and the comparator input varies between 0° and 180°, and is 90° at the center frequency. Figure 2 shows the (typical) triangular phase-to-output response characteristic of phase-comparator I. Typical waveforms for a CMOS phase-locked-loop employing phase comparator I in locked condition is shown in Figure 3.

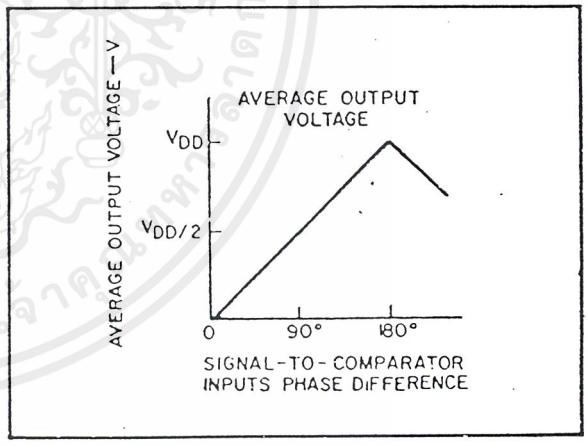


Fig. 2 — Phase-comparator I characteristics at low-pass filter output.

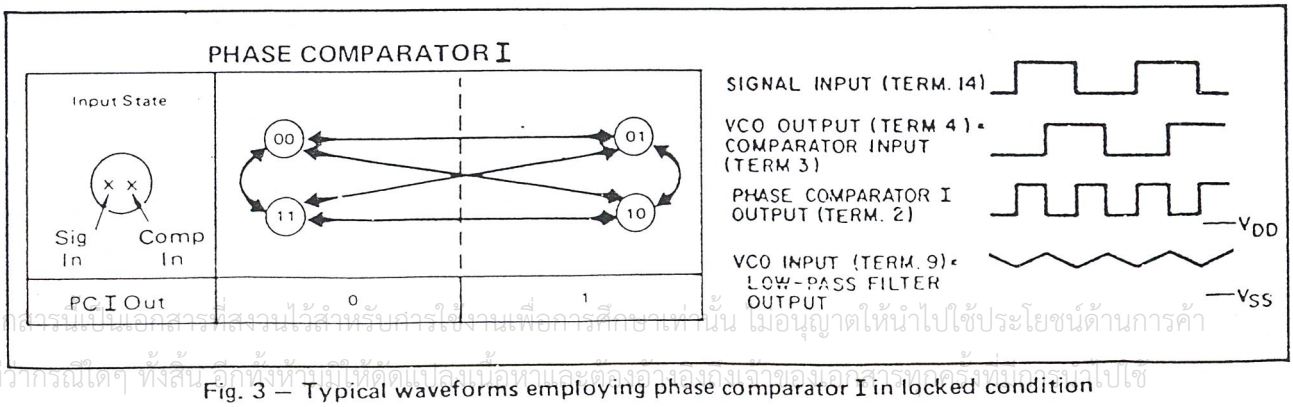


Fig. 3 — Typical waveforms employing phase comparator I in locked condition

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น ขีดข้างห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

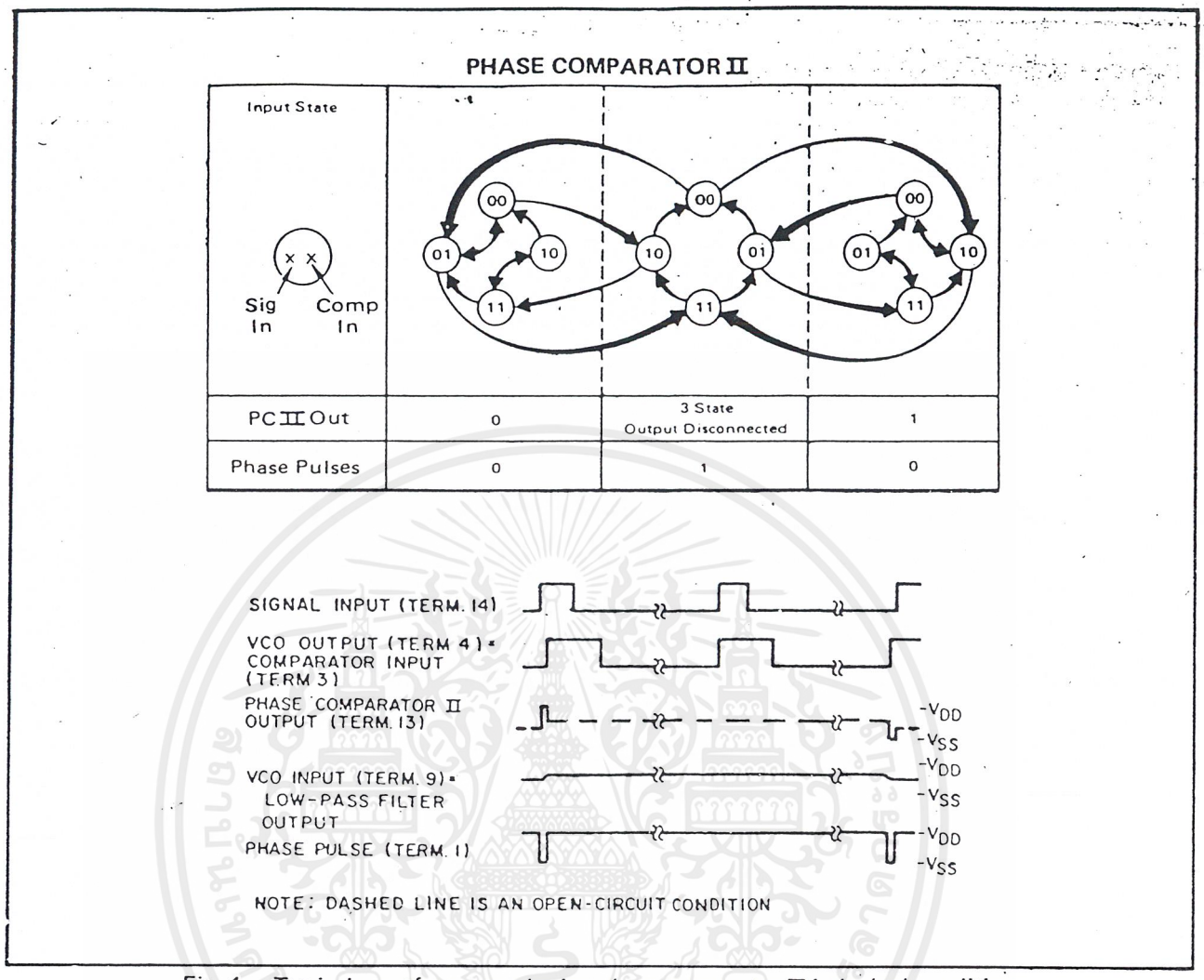


Fig. 4 – Typical waveforms employing phase comparator II in locked condition.

Phase-comparator II is an edge-controlled digital memory network. It consists of several flip-flop stages, control gating, and a three state output circuit comprising p- and n-type drivers having a common output node. When the p-MOS or n-MOS drivers are ON, they pull the output up to V_{DD} or down to V_{SS}, respectively. This type of phase comparator acts only on the positive edges of the signal and comparator inputs. The duty cycles of the signal and comparator inputs are not important since positive transitions control the PLL system utilizing this type of comparator. If the signal lags the comparator input in phase, the n-type output driver is maintained ON for a time corresponding to the phase difference. If the comparator input lags the signal in phase, the p-type output driver is maintained ON for a time corresponding to the phase difference. Subsequently, the capacitor voltage of the low-pass filter connected to this phase comparator is adjusted until the signal and comparator inputs are equal in both phase and frequency. At this stable point, both p- and n-type output drivers remain OFF. Thus, the phase comparator output becomes an open circuit and holds the voltage on the capacitor of the low-pass filter constant. Moreover, the signal at the "phase pulses" output is a high level which can be used for indicating a locked condition. Thus, for phase comparator II, no phase difference exists between signal and comparator input over the full VCO frequency range. Moreover, the power dissipation due to the low-pass filter is reduced when this type of phase comparator is used because both the p- and n-type output drivers are OFF for most of the signal input cycle.

It should be noted that the PLL lock range for this type of phase comparator is equal to the capture range, independent of the low-pass filter. With no signal present at the signal input, the VCO is adjusted to its lowest frequency for phase comparator II. Figure 4 shows typical waveforms for a CMOS PLL employing phase comparator II in a locked condition.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

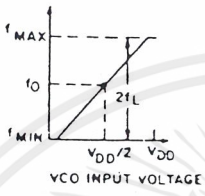
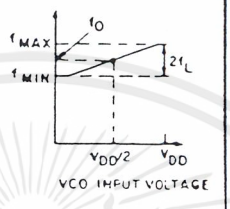
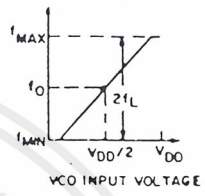
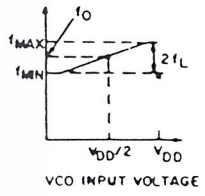
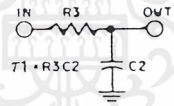
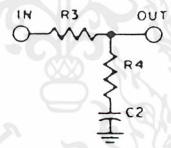
DESIGN INFORMATION

This information is a guide for approximating the values of external components for the SCL4046B and SCL4446B in a Phase-Locked Loop system. The selected external components must be within the following ranges:

$R1, R2 \geqslant 2k\Omega, R_S \geqslant 10k\Omega$

$C1 \geqslant 15pF$

In addition to the given design information refer to Figure 5 for R1, R2, and C1 component selections.

CHARACTERISTICS	USING PHASE COMPARATOR I		USING PHASE COMPARATOR II	
	VCO WITHOUT OFFSET $R_2 = \infty$	VCO WITH OFFSET	VCO WITHOUT OFFSET $R_2 = \infty$	VCO WITH OFFSET
VCO Frequency				
For No Signal Input	VCO in PLL system will adjust to center frequency, f_O		VCO in PLL system will adjust to lowest operating frequency, f_{min}	
Frequency Lock Range, $2f_L$	$2f_L$ = full VCO frequency range $2f_L = f_{max} - f_{min}$			
Frequency Capture Range, $2f_C$	 $\tau 1 = R3C2$ $2f_C \approx \frac{1}{\pi}\sqrt{\frac{2\pi f_L}{\tau 1}}$		$f_C = f_L$	
Loop Filter Component Selection	 For $2f_C$, see Ref.			
Phase Angle between Signal and Comparator	90^o at center frequency (f_O), approximating C^o and 180^o at ends of lock range ($2f_L$)		Always 0^o in lock	
Locks on Harmonics of Center Frequency	Yes		No	
Signal Input Noise Rejection	High		Low	
VCO Component Selection	– Given: f_O – Use f_O with Fig.5a to determine R1 and C1	– Given: f_O and f_L – Calculate f_{min} from the equation $f_{min} = f_O - f_L$ – Use f_{min} with Fig. 5b to determine R2 and C1 – Calculate $\frac{f_{max}}{f_{min}}$ from the equation $\frac{f_{max}}{f_{min}} = \frac{f_O + f_L}{f_O - f_L}$ – Use $\frac{f_{max}}{f_{min}}$ with Fig.5c to determine ratio R2/R1 to obtain R1	– Given: f_{max} – Calculate f_O from the equation $f_O = \frac{f_{max}}{2}$ – Use f_O with Fig.5a to determine R1 and C1	– Given: f_{min} & f_{max} – Use f_{min} with Fig 5b to determine R2 and C1 – Calculate $\frac{f_{max}}{f_{min}}$ – Use $\frac{f_{max}}{f_{min}}$ with Fig.5c to determine ratio R2/R1 to obtain R1

REF. G. S. Moschytz, "Miniaturized RC Filters Using Phase Locked Loop", BSTJ, May, 1965.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น ทั้งนี้ห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ELECTRICAL CHARACTERISTICS [1,3]

PARAMETER		V_{DD} (Vdc)	CONDITIONS	T_{LOW} [2]		+25°C			T_{HIGH} [2]		Units
				Min.	Max.	Min.	Typ.	Max.	Min.	Max.	
QUIESCENT DEVICE CURRENT	I_{DD}	5	Inhibit = V_{DD}	–	5	–	0.05	5	–	150	μAdc
		10	Signal Input =	–	10	–	0.01	10	–	300	
		15	V_{DD}	–	20	–	0.2	20	–	600	
TOTAL POWER DISSIPATION	P_T		Inh = V_{SS}, $VCO_{IN} = \frac{V_{DD}}{2}$, f_o = 10kHz, C_L = 15pF, R1 = 1MΩ, R2 = R_S = ∞								
		5		–	–	–	0.07	–	–	–	mW
		10		–	–	–	0.6	–	–	–	
		15		–	–	–	2.4	–	–	–	

NOTES: [1] Remaining Static Electrical Characteristics are listed under "SCL4000B Series Family Specifications".

[2] T_{LOW} = -55°C for C, D, F, H device.
= -40°C for E device.
T_{HIGH} = +125°C for C, D, F, H device.
= + 85°C for E device.

[3] VCO output (pin 4) and Phase Comparator Outputs (pins 2 and 13) have been designed for balanced output drive current specifications. Consult Family Specifications.

PARAMETER		CONDITIONS		V_{DD}	25°C			UNIT
					Min.	Typ.	Max.	
VCO SECTION								
MAXIMUM OPERATING FREQUENCY	f_{max}							
SCL4046B			R1 C1					
		R2 = ∞, $VCO_{IN} = V_{DD}$	10k 50pF	5	0.5	0.8	–	MHz
				10	1.0	1.5	–	
				15	1.3	1.9	–	
			5k 50pF	5	0.6	1.0	–	MHz
				10	1.4	2.1	–	
				15	1.8	2.7	–	
			2k 50pF	5	–	1.3	–	MHz
				10	–	2.9	–	
				15	–	3.8	–	
SCL4446B		R2 = ∞	R1 C1					
		$VCO_{IN} = V_{DD}$	10k 50pF	5	0.7	1.0	–	MHz
				10	1.3	2.0	–	
				15	1.9	2.8	–	
			5k 50pF	5	0.9	1.3	–	MHz
				10	1.9	2.9	–	
				15	2.6	3.9	–	
			2k 50pF	5	–	1.8	–	MHz
				10	–	3.9	–	
				15	–	5.4	–	
LINEARITY		R2 = ∞						
		VCO_{IN} = 2.5±0.3V, R1 ≥ 10kΩ		5	–	1	–	%
		VCO_{IN} = 5.0±2.5V, R1 ≥ 400kΩ		10	–	1	–	
		VCO_{IN} = 7.5±5.0V, R1 ≥ 1MΩ		15	–	1	–	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Continued)

PARAMETER		CONDITIONS	V_{DD}	+25°C			UNIT
				Min.	Typ.	Max.	
VCO SECTION (Continued)							
TEMPERATURE-FREQUENCY STABILITY							
No Offset		R2 = ∞	5	–	0.12-0.24	–	%/°C
			10	–	0.04-0.08	–	
			15	–	0.015-0.03	–	
With Offset		R2 ⩽ 10X R1	5	–	0.06-0.12	–	%/°C
			10	–	0.05-0.1	–	
			15	–	0.03-0.06	–	
INPUT RESISTANCE (VCO_{IN})	R_{IN}		5, 10, 15	–	10^6	–	MΩ
OUTPUT DUTY CYCLE		All valid input combinations and voltages		–	50	–	%
OUTPUT TRANSITION TIME	t_{TLH}, t_{THL}	C_L = 50pF	5	–	100	200	ns
			10	–	50	100	
			15	–	40	80	
PHASE COMPARATORS							
INPUT RESISTANCE							
Signal Input	R_{IN}		5	1	3	–	MΩ
			10	0.2	0.7	–	
			15	0.1	0.3	–	
Comparator Input	R_{IN}		5, 10, 15	–	10^6	–	MΩ
AC-COUPLED INPUT SENSITIVITY	V_{IN}						
Signal Input			5	–	200	400	mV
			10	–	400	800	
			15	–	700	1400	
OUTPUT TRANSITION TIME							
PCI, PCII Outputs	t_{TLH}, t_{THL}	C_L = 50pF	5	–	100	200	ns
			10	–	50	100	
			15	–	40	80	
Phase Pulses Output	t_{TLH}, t_{THL}		5	–	130	260	ns
			10	–	65	130	
			15	–	50	100	
DEMODULATOR OUTPUT							
OFFSET VOLTAGE	VCO_{IN} - V_{DEM}	R_S ⩾ 50kΩ	5	–	1.4	2.2	Vdc
			10	–	1.6	2.2	
			15	–	1.8	2.2	
LINEARITY		R_S ⩾ 50kΩ					
		VCO_{IN} = 2.5±0.3V	5	–	0.1	–	%
		VCO_{IN} = 5.0±2.5V	10	–	0.6	–	
		VCO_{IN} = 7.5±5.0V	15	–	0.8	–	
ZENER DIODE							
ZENER VOLTAGE	V_Z	I_Z = 50μA	–	6.3	7.0	7.7	V
DYNAMIC RESISTANCE	R_Z	I_Z = 1mA	–	–	100	–	Ω

เอกสารนี้มีไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

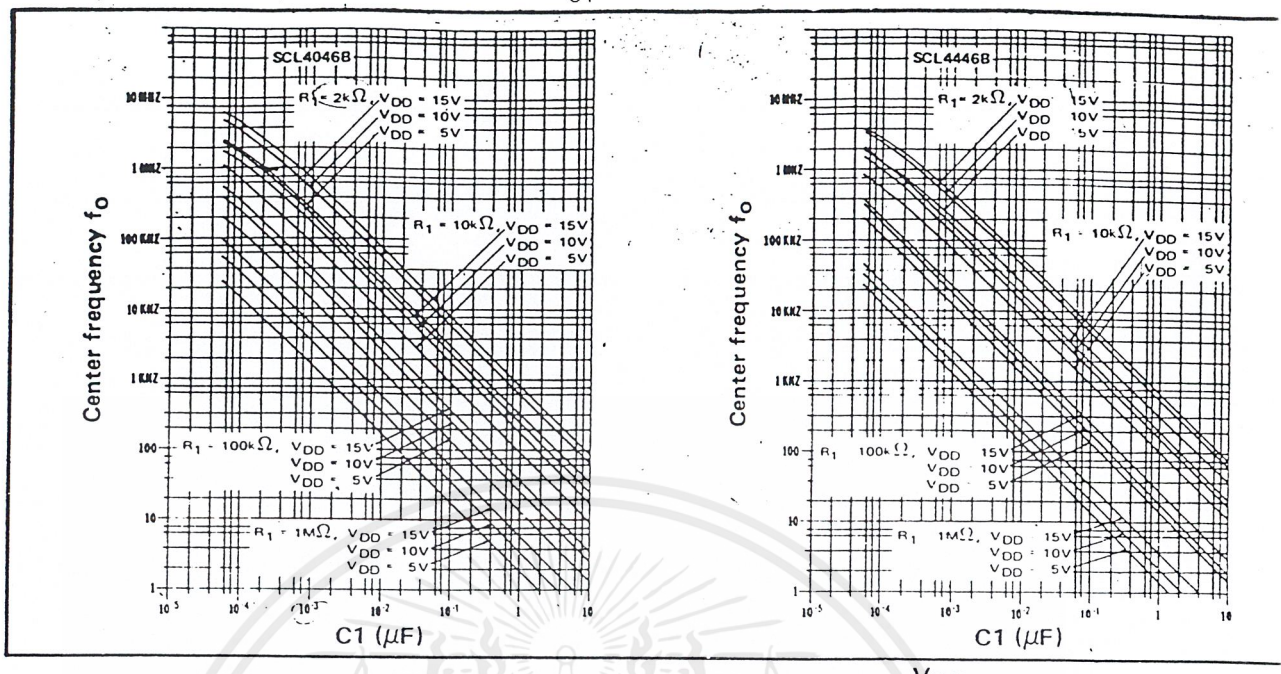


Fig. 5 (a) Typical center frequency (f_o) vs C1 (R2 = ∞, $VCO_{IN} = \frac{V_{DD}}{2}$, T_A = 25°C)

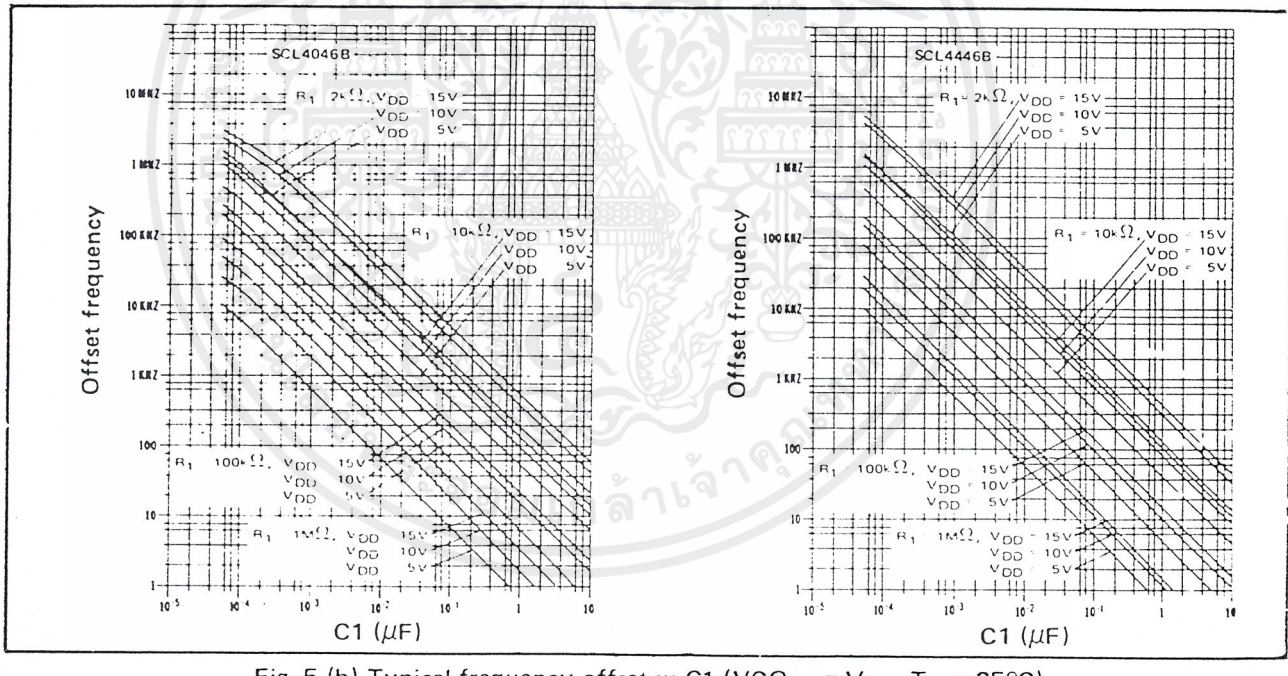


Fig. 5 (b) Typical frequency offset vs C1 ($VCO_{IN} = V_{SS}$, T_A = 25°C)

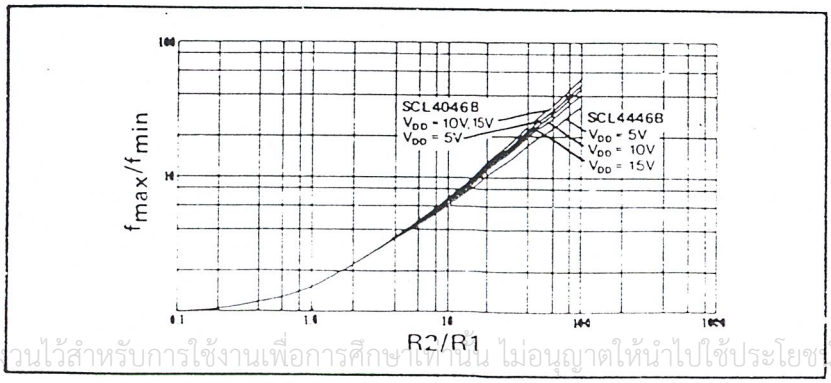


Fig. 5 (c) Typical f_{max}/f_{min} vs R2/R1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

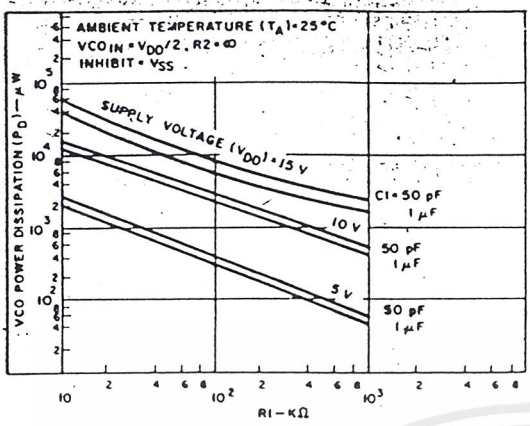


Fig. 6 (a) - Typical VCO power dissipation at center frequency vs R1.

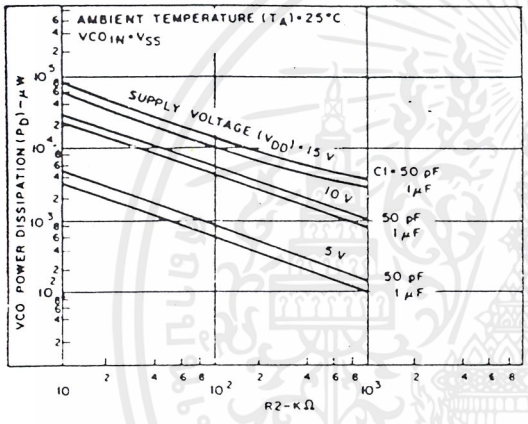


Fig. 6 (b) - Typical VCO power dissipation at f_{min} vs R2.

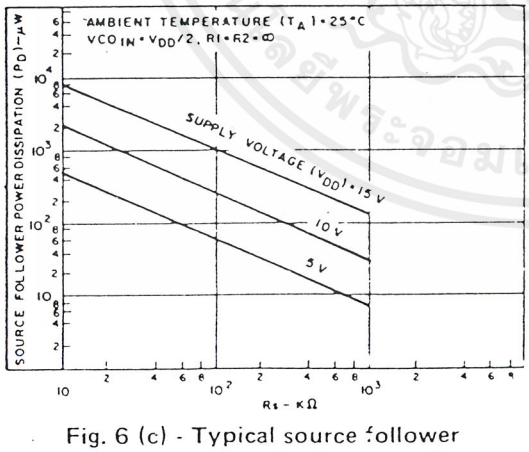


Fig. 6 (c) - Typical source follower power dissipation vs R_S.

NOTE: To obtain approximate total power dissipation of PLL system for no-signal input

$$P_D \text{ (Total)} = P_D (f_o) + P_D (f_{MIN}) + P_D (R_S)$$

— Phase Comparator I

$$P_D \text{ (Total)} = P_D (f_{MIN})$$

— Phase Comparator II

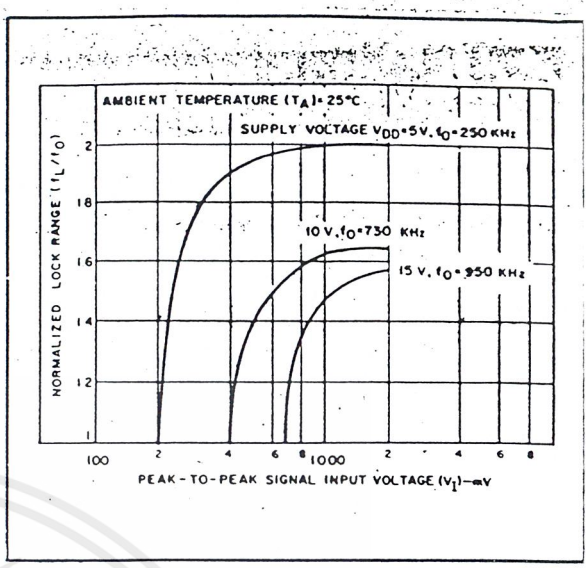


Fig. 7 — Typical lock range vs signal input amplitude

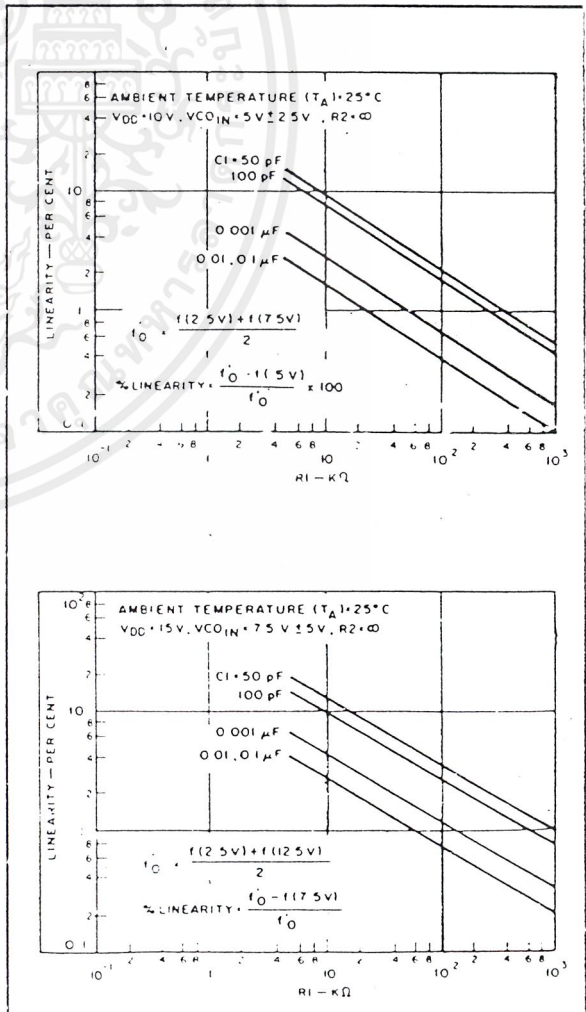


Fig. 8(a, b) — Typical VCO linearity vs R1 and C1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเอกสารนี้ทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

HARRIS SEMICONDUCTOR

HGTG30N60C3D

63A, 600V, UFS Series N-Channel IGBT with Anti-Parallel Hyperfast Diodes

January 1997

Features

- 63A, 600V at $T_C = 25^oC$
- Typical Fall Time ..... 230ns at $T_J = 150^oC$
- Short Circuit Rating
- Low Conduction Loss
- Hyperfast Anti-Parallel Diode

Description

The HGTG30N60C3D is a MOS gated high voltage switching device combining the best features of MOSFETs and bipolar transistors. The device has the high input impedance of a MOSFET and the low on-state conduction loss of a bipolar transistor. The much lower on-state voltage drop varies only moderately between 25°C and 150°C. The IGBT used is the development type TA49051. The diode used in anti-parallel with the IGBT is the development type TA49053.

The IGBT is ideal for many high voltage switching applications operating at moderate frequencies where low conduction losses are essential.

PACKAGING AVAILABILITY

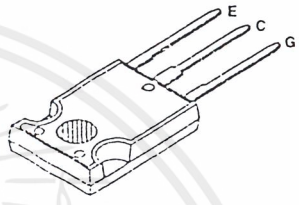
PART NUMBER	PACKAGE	BRAND
HGTG30N60C3D	TO-247	G30N60C3D

NOTE: When ordering, use the entire part number.

Formerly Developmental Type TA49014.

Package

JEDEC STYLE TO-247



Terminal Diagram

N-CHANNEL ENHANCEMENT MODE

Absolute Maximum Ratings $T_C = 25^oC$, Unless Otherwise Specified

		HGTG30N60C3D	UNITS
Collector-Emitter Voltage	BV_{CES}	600	V
Collector Current Continuous			
At T_C = 25°C	I_{C25}	63	A
At T_C = 110°C	I_{C110}	30	A
Average Diode Forward Current at 110°C	$I_{F(AV)}$	25	A
Collector Current Pulsed (Note 1)	I_{CM}	252	A
Gate-Emitter Voltage Continuous	V_{GES}	±20	V
Gate-Emitter Voltage Pulsed	V_{GEM}	±30	V
Switching Safe Operating Area at $T_J = 150^oC$	SSOA	60A at 600V	
Power Dissipation Total at $T_C = 25^oC$	P_D	208	W
Power Dissipation Derating $T_C > 25^oC$		1.67	W/°C
Operating and Storage Junction Temperature Range	T_J, T_{STG}	-40 to 150	°C
Maximum Lead Temperature for Soldering	T_L	260	°C
Short Circuit Withstand Time (Note 2) at V_{GE} = 15V	t_{SC}	4	µs
Short Circuit Withstand Time (Note 2) at V_{GE} = 10V	t_{SC}	15	µs

NOTES:

1. Repetitive Rating: Pulse width limited by maximum junction temperature.
2. $V_{CE(PK)}$ = 360V, T_J = 125°C, R_{GE} = 25Ω.

HARRIS SEMICONDUCTOR IGBT PRODUCT IS COVERED BY ONE OR MORE OF THE FOLLOWING U.S. PATENTS:

4,364,073	4,417,385	4,430,792	4,443,931	4,466,176	4,516,143	4,532,534	4,567,641
4,587,713	4,598,461	4,605,948	4,618,872	4,620,211	4,631,564	4,639,754	4,639,762
4,641,162	4,644,637	4,682,195	4,684,413	4,694,313	4,717,679	4,743,952	4,783,690
4,794,434	4,801,986	4,803,533	4,809,045	4,809,047	4,810,665	4,823,176	4,837,606
4,860,080	4,883,767	4,888,627	4,890,143	4,901,127	4,904,609	4,933,740	4,963,951
4,969,027							

CAUTION: These devices are sensitive to electrostatic discharge. Users should follow proper ESD Handling Procedures.

File Number 4041.1

Copyright © Harris Corporation 1997

C-SPEED UFS SERIES

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

HGTG30N60C3D

Electrical Specifications $T_C = 25^oC$, Unless Otherwise Specified

PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS		LIMITS MIN	LIMITS TYP	LIMITS MAX	UNITS
Collector-Emitter Breakdown Voltage	BV_{CES}	$I_C = 250\mu A$, $V_{GE} = 0V$		600	-	-	V
Emitter-Collector Breakdown Voltage	BV_{ECS}	$I_C = 10mA$, $V_{GE} = 0V$		15	25	-	V
Collector-Emitter Leakage Current	I_{CES}	$V_{CE} = BV_{CES}$	$T_C = 25^oC$	-	-	250	µA
		$V_{CE} = BV_{CES}$	$T_C = 150^oC$	-	-	3.0	mA
Collector-Emitter Saturation Voltage	$V_{CE(SAT)}$	$I_C = I_{C110}$, $V_{GE} = 15V$	$T_C = 25^oC$	-	1.5	1.8	V
			$T_C = 150^oC$	-	1.7	2.0	V
Gate-Emitter Threshold Voltage	$V_{GE(TH)}$	$I_C = 250\mu A$, $V_{CE} = V_{GE}$	$T_C = 25^oC$	3.0	5.2	6.0	V
Gate-Emitter Leakage Current	I_{GES}	$V_{GE} = \pm 20V$		-	-	±100	nA
Switching SOA	SSOA	$T_J = 150^oC$, $V_{GE} = 15V$, $R_G = 3\Omega$, $L = 100\mu H$	$V_{CE(PK)} = 480V$	200	-	-	A
			$V_{CE(PK)} = 600V$	60	-	-	A
Gate-Emitter Plateau Voltage	V_{GEP}	$I_C = I_{C110}$, $V_{CE} = 0.5\ BV_{CES}$		-	8.1	-	V
On-State Gate Charge	$Q_{G(ON)}$	$I_C = I_{C110}$, $V_{CE} = 0.5\ BV_{CES}$	$V_{GE} = 15V$	-	162	180	nC
			$V_{GE} = 20V$	-	216	250	nC
Current Turn-On Delay Time	$t_{D(ON)I}$	$T_J = 150^oC$, $I_{CE} = I_{C110}$, $V_{CE(PK)} = 0.8\ BV_{CES}$, $V_{GE} = 15V$, $R_G = 3\Omega$, $L = 100\mu H$		-	40	-	ns
Current Rise Time	t_{RI}			-	45	-	ns
Current Turn-Off Delay Time	$t_{D(OFF)I}$			-	320	400	ns
Current Fall Time	t_{FI}			-	230	275	ns
Turn-On Energy	E_{ON}			-	1050	-	µJ
Turn-Off Energy (Note 3)	E_{OFF}			-	2500	-	µJ
Diode Forward Voltage	V_{EC}	$I_{EC} = 30A$		-	1.75	2.2	V
Diode Reverse Recovery Time	t_{rr}	$I_{EC} = 30A$, $dI_{EC}/dt = 100A/\mu s$		-	52	60	ns
		$I_{EC} = 1.0A$, $dI_{EC}/dt = 100A/\mu s$		-	42	50	ns
Thermal Resistance	$R_{\theta JC}$	IGBT		-	-	0.6	°C/W
		Diode		-	-	1.3	°C/W

NOTE:

3. Turn-Off Energy Loss (E_{OFF}) is defined as the integral of the instantaneous power loss starting at the trailing edge of the input pulse and ending at the point where the collector current equals zero ($I_{CE} = 0A$). The HGTG30N60C3D was tested per JEDEC standard No. 24-1 Method for Measurement of Power Device Turn-Off Switching Loss. This test method produces the true total Turn-Off Energy Loss. Turn-On losses include diode losses.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Performance Curves

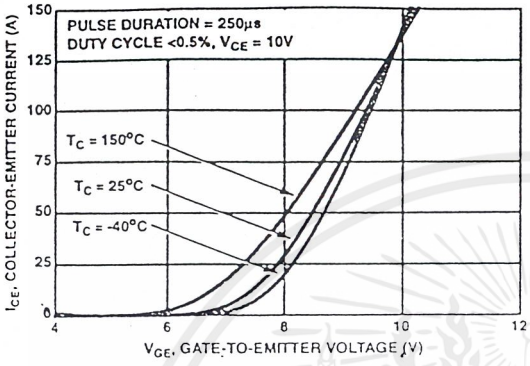


FIGURE 1. TRANSFER CHARACTERISTICS

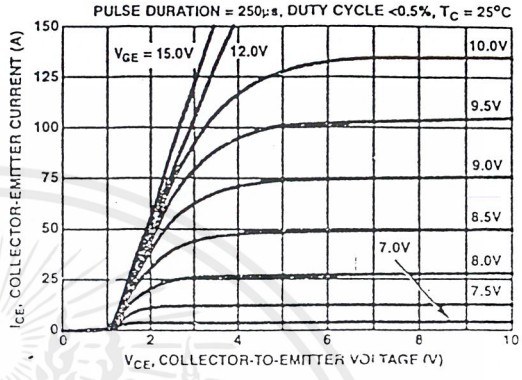


FIGURE 2. SATURATION CHARACTERISTICS

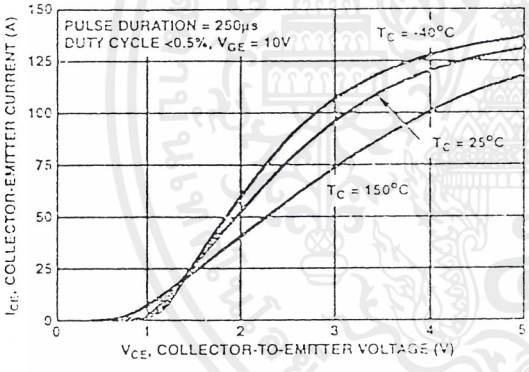


FIGURE 3. COLLECTOR-EMITTER ON-STATE VOLTAGE

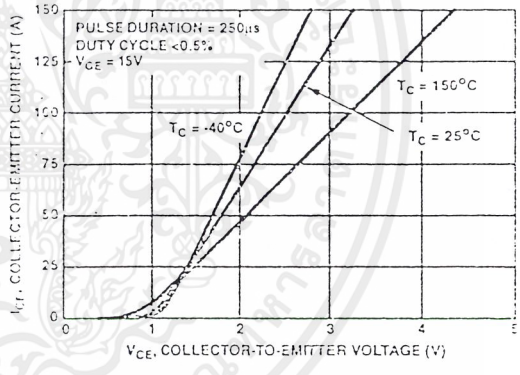


FIGURE 4. COLLECTOR-EMITTER ON-STATE VOLTAGE

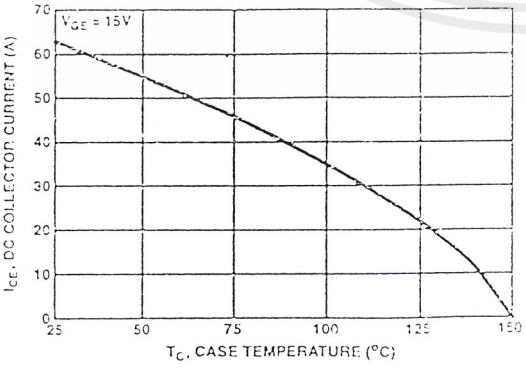


FIGURE 5. MAX. DC COLLECTOR CURRENT AS A FUNCTION OF CASE TEMPERATURE

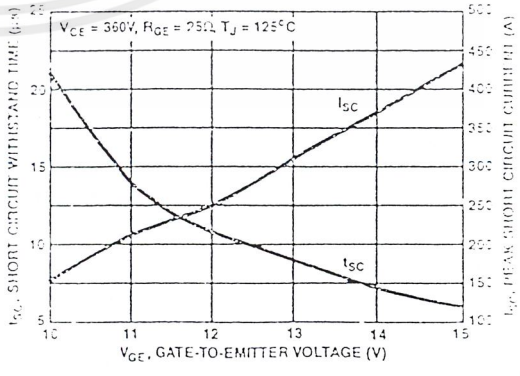


FIGURE 6. SHORT CIRCUIT WITHSTAND TIME

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Performance Curves (Continued)

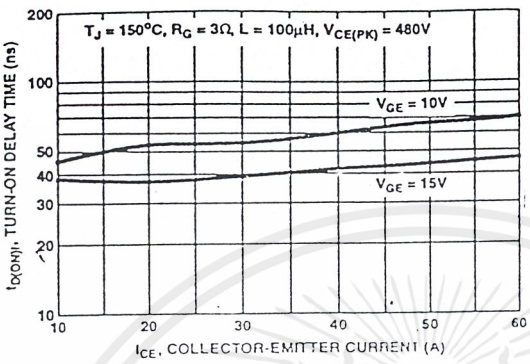


FIGURE 7. TURN-ON DELAY TIME AS A FUNCTION OF COLLECTOR-EMITTER CURRENT

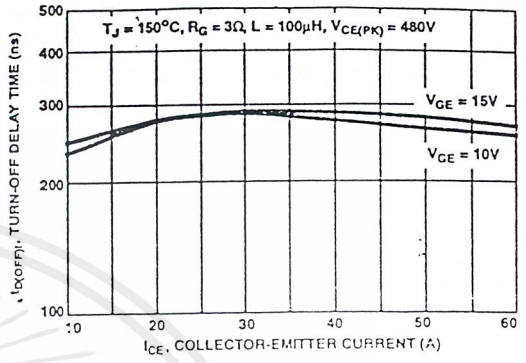


FIGURE 8. TURN-OFF DELAY TIME AS A FUNCTION OF COLLECTOR-EMITTER CURRENT

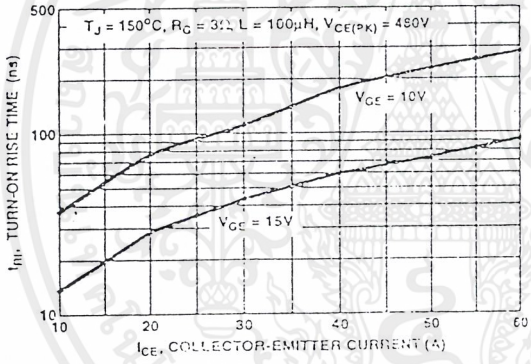


FIGURE 9. TURN-ON RISE TIME AS A FUNCTION OF COLLECTOR-EMITTER CURRENT

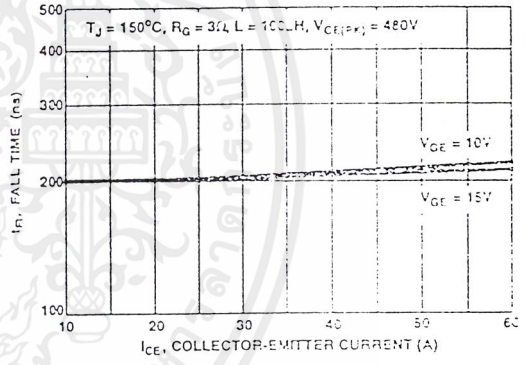


FIGURE 10. TURN-OFF FALL TIME AS A FUNCTION OF COLLECTOR-EMITTER CURRENT

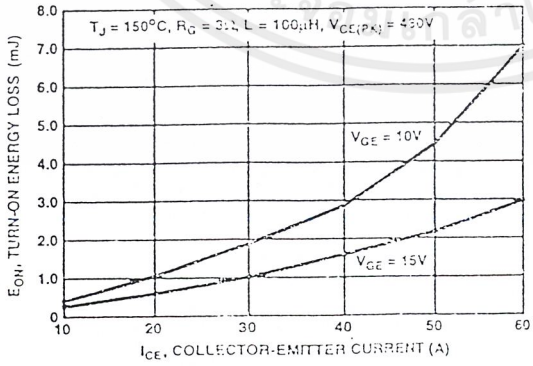


FIGURE 11. TURN-ON ENERGY LOSS AS A FUNCTION OF COLLECTOR-EMITTER CURRENT

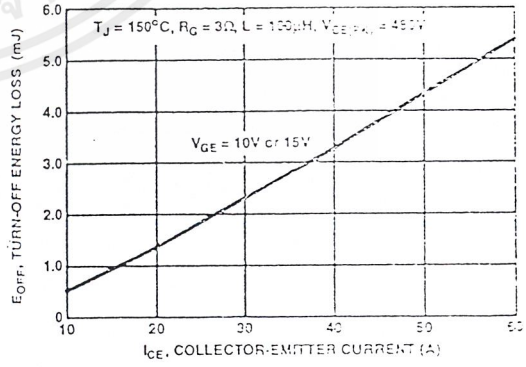


FIGURE 12. TURN-OFF ENERGY LOSS AS A FUNCTION OF COLLECTOR-EMITTER CURRENT

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Performance Curves (Continued)

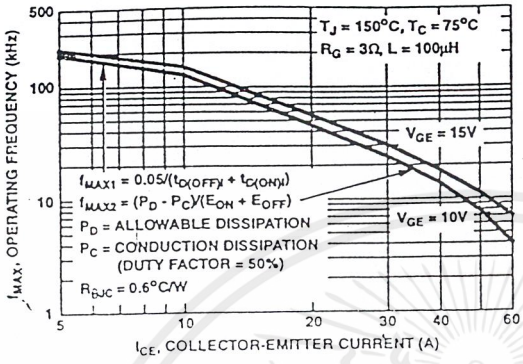


FIGURE 13. OPERATING FREQUENCY AS A FUNCTION OF COLLECTOR-EMITTER CURRENT

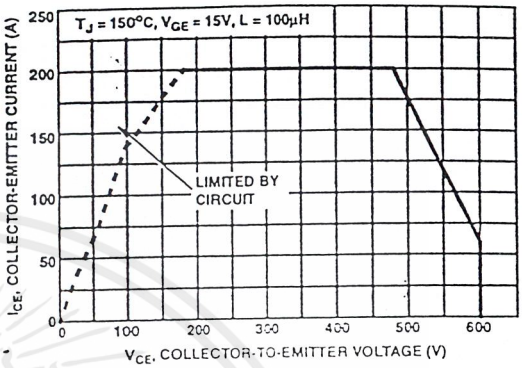


FIGURE 14. SWITCHING SAFE OPERATING AREA

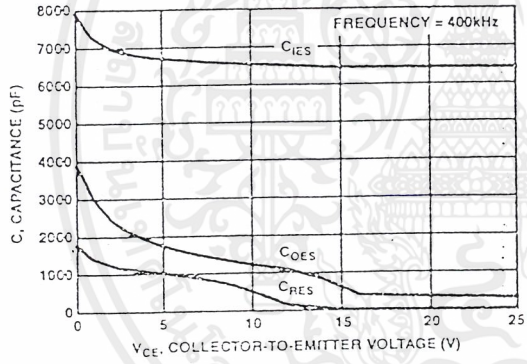


FIGURE 15. CAPACITANCE AS A FUNCTION OF COLLECTOR-EMITTER VOLTAGE

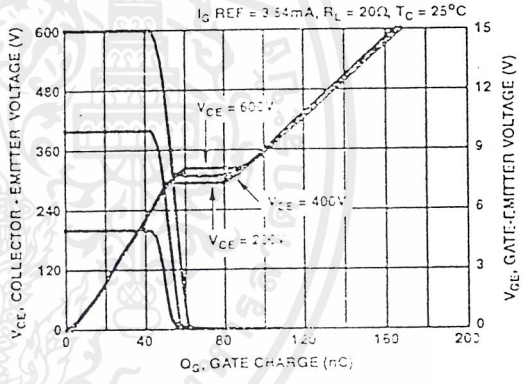


FIGURE 16. GATE CHARGE WAVEFORMS

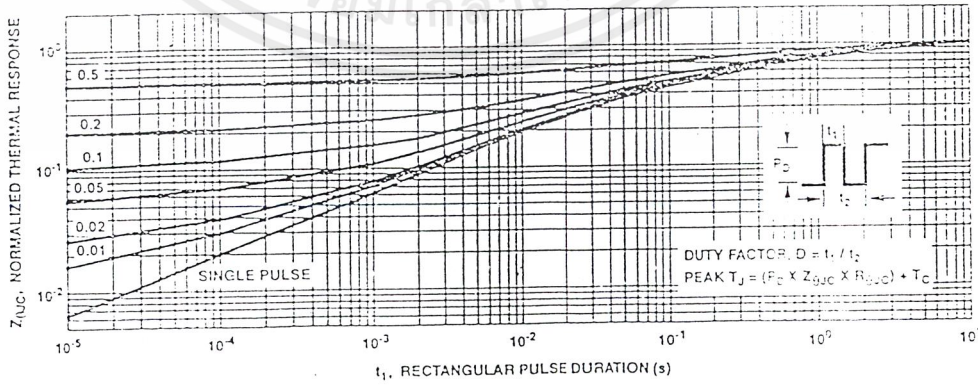


FIGURE 17. IGBT NORMALIZED TRANSIENT THERMAL IMPEDANCE, JUNCTION TO CASE

C-SPEED UFS SERIES

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Performance Curves (Continued)

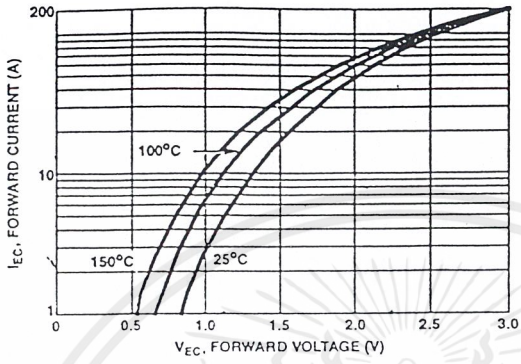


FIGURE 18. DIODE FORWARD CURRENT AS A FUNCTION OF FORWARD VOLTAGE DROP

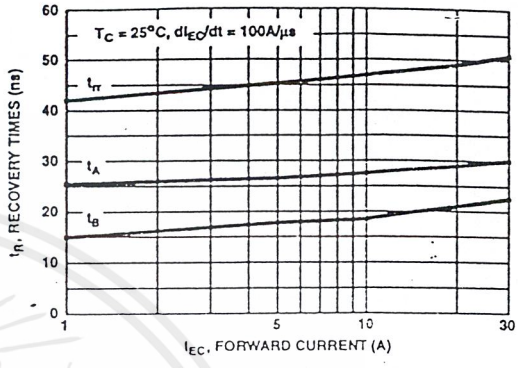


FIGURE 19. RECOVERY TIMES AS A FUNCTION OF FORWARD CURRENT

Test Circuit and Waveform

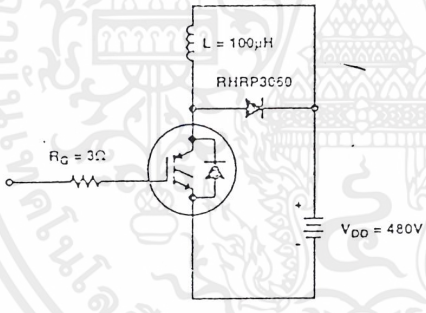


FIGURE 20. INDUCTIVE SWITCHING TEST CIRCUIT

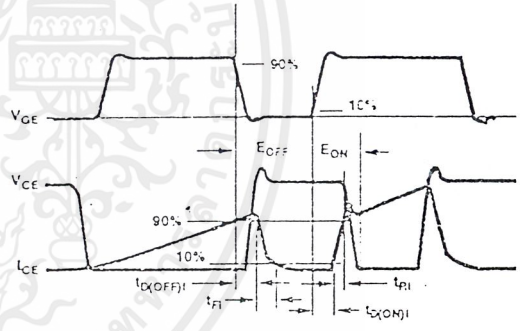


FIGURE 21. SWITCHING TEST WAVEFORMS

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Operating Frequency Information

Operating frequency information for a typical device (Figure 13) is presented as a guide for estimating device performance for a specific application. Other typical frequency vs collector current (I_{CE}) plots are possible using the information shown for a typical unit in Figures 4, 7, 8, 11 and 12. The operating frequency plot (Figure 13) of a typical device shows f_{MAX1} or f_{MAX2} whichever is smaller at each point. The information is based on measurements of a typical device and is bounded by the maximum rated junction temperature.

f_{MAX1} is defined by $f_{MAX1} = 0.05/(t_{D(OFF)I} + t_{D(ON)I})$. Dead-time (the denominator) has been arbitrarily held to 10% of the on-state time for a 50% duty factor. Other definitions are possible. $t_{D(OFF)I}$ and $t_{D(ON)I}$ are defined in Figure 21.

Device turn-off delay can establish an additional frequency limiting condition for an application other than T_{JMAX}. $t_{D(OFF)I}$ is important when controlling output ripple under a lightly loaded condition.

f_{MAX2} is defined by $f_{MAX2} = (P_D - P_C)/(E_{OFF} + E_{ON})$. The allowable dissipation (P_D) is defined by $P_D = (T_{JMAX} - T_C)/R_{\theta JC}$. The sum of device switching and conduction losses must not exceed P_D. A 50% duty factor was used (Figure 13) and the conduction losses (P_C) are approximated by $P_C = (V_{CE} \times I_{CE})/2$.

E_{ON} and E_{OFF} are defined in the switching waveforms shown in Figure 21. E_{ON} is the integral of the instantaneous power loss ($I_{CE} \times V_{CE}$) during turn-on and E_{OFF} is the integral of the instantaneous power loss during turn-off. All tail losses are included in the calculation for E_{OFF}; i.e. the collector current equals zero ($I_{CE} = 0$).

Handling Precautions for IGBTs

Insulated Gate Bipolar Transistors are susceptible to gate-insulation damage by the electrostatic discharge of energy through the devices. When handling these devices, care should be exercised to assure that the static charge built in the handler's body capacitance is not discharged through the device. With proper handling and application procedures, however, IGBTs are currently being extensively used in production by numerous equipment manufacturers in military, industrial and consumer applications, with virtually no damage problems due to electrostatic discharge. IGBTs can be handled safely if the following basic precautions are taken:

1. Prior to assembly into a circuit, all leads should be kept shorted together either by the use of metal shorting springs or by the insertion into conductive material such as "ECCOSORBD™ LD26" or equivalent.
2. When devices are removed by hand from their carriers, the hand being used should be grounded by any suitable means - for example, with a metallic wristband.
3. Tips of soldering irons should be grounded.
4. Devices should never be inserted into or removed from circuits with power on.
5. Gate Voltage Rating - Never exceed the gate-voltage rating of V_{GEM}. Exceeding the rated V_{GE} can result in permanent damage to the oxide layer in the gate region.
6. Gate Termination - The gates of these devices are essentially capacitors. Circuits that leave the gate open-circuited or floating should be avoided. These conditions can result in turn-on of the device due to voltage buildup on the input capacitor due to leakage currents or pickup.
7. Gate Protection - These devices do not have an internal monolithic zener diode from gate to emitter. If gate protection is required an external zener is recommended.

ECCOSORBD™ is a Trademark of Emerson and Cumming, Inc.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

LA 25-NP

Multi-range current transducer 5-6-8-12-25 A

Definition

The «LA 25-NP» is a multi-range current transducer. Based on the principle of magnetic compensation, it provides electronic measurement of DC, AC, pulsed currents and their combination with galvanic isolation.

Electrical data

Nominal current I_N		: 25 A.t rms	
Measuring range		: 0 to ± 36 A.t	
Measuring resistance		: R_M min.	R_M max.
with ± 15 V	at ± 25 A.t max.	: 100 ohm	320 ohm
	at ± 36 A.t max.	: 100 ohm	190 ohm
Nominal analog output current		: 25 mA	
Turns ratio		: 1-2-3-4-5/1000	
Typical accuracy at +25°C		: ± 0.5 % of I_N	
Supply voltage		: + and - 15 V (± 5 %)	
Isolation		: between primary and secondary : 2.5 kV rms/50 Hz/1 min.	

Accuracy - Dynamic performance

	Typical	Max.
Zero offset current at +25°C*	: ± 0.05 mA	± 0.15 mA
Residual current ** after an overload of 3 x I_N	: ± 0.05 mA	± 0.15 mA
Thermal drift of offset current		
(between 0°C to +25°C)	: ± 0.06 mA	± 0.25 mA
(between +25°C to +70°C)	: ± 0.1 mA	± 0.35 mA
Linearity	: better than ± 0.2 %	
Response time at 90 % of I_p max.	: better than 1 µs	
Bandwidth	: DC to 150 kHz (-1dB)	

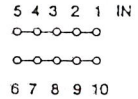
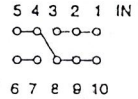
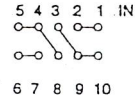
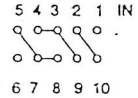
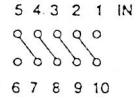
General data

Operating temperature	: 0°C to +70°C
Storage temperature	: -25°C to +85°C
Current consumption	: 10 mA + output current
Primary internal resistance	: < 1.25 mohm/turn
Secondary internal resistance	: 110 ohm (at +70°C)
Isolation resistance	: > 1500 Mohm (at 500 V and +25°C)
Weight	: 22 g.
Package	: potted into an insulated self-extinguishing plastic case
Polarity markings	: a positive output current is obtained on terminal M, when the primary current flows from terminals 1, 2, 3, 4 and 5 to terminals 10, 9, 8, 7 and 6.

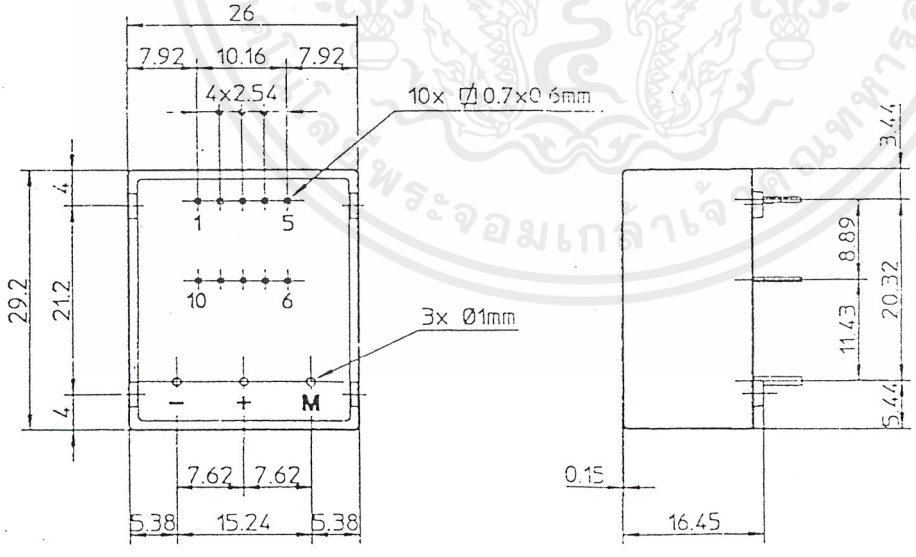
Note : This is a standard model; for different versions (e.g. supply voltages, turns ratios, unidirectional measurements, etc.), please contact us.

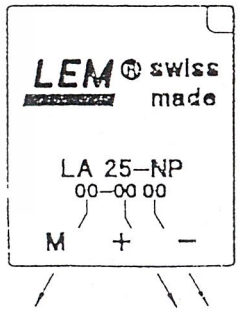
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

* The device is supplied with ± 15 V, measurement is then carried out after 15 minutes.
** Result of the coercive field of the magnetic circuit

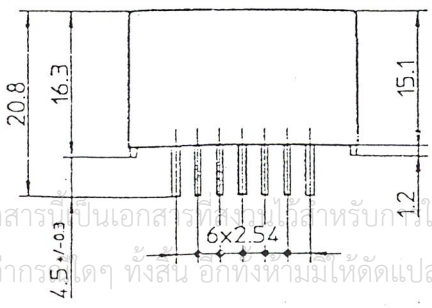
Number of primary turns	Primary current		Nominal output current	Turn ratio	Primary resistance [mOhm]	Primary insertion inductance [µH]	Recommended connections
	nominal I_N [A]	maximum I_P [A]	I_S [mA]				
1	25	36	25	1/1000	0.3	0.023	
2	12	18	24	2/1000	1.1	0.09	
3	8	12	24	3/1000	2.5	0.21	
4	6	9	24	4/1000	4.4	0.37	
5	5	7	25	5/1000	6.3	0.58	

General tolerance ± 0.2 mm
Recommended PCB hole : Ø 1.2 mm

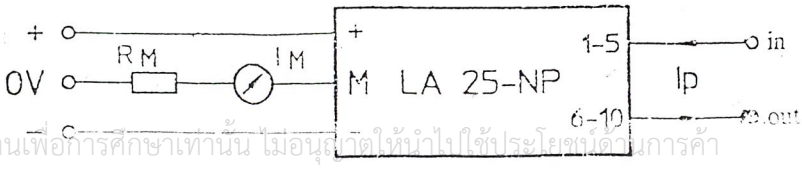




Standard 00 year wo
or N° SP.. Date co



Connection



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้