



ปีการศึกษา 2538

วงจรแปลงผันไฟฟ้าแบบ 1 เฟสเป็น 3 เฟส
SINGLE PHASE TO THREE PHASE CONVERTER



โดย
นายไชยยงค์ เฉยบำรุง
นายณัฐวัฒน์ หารธาภิพัฒน์
นายเปี่ยมศักดิ์ มงคลวนา

วัน เดือน ปี..... 15 ต.ค. 2538
เลขทะเบียน..... 039-254
เลขเรียกหนังสือ..... T.38347 48916

อาจารย์ที่ปรึกษา

รศ.ดร.วิริยะ พิเชฐจำเริญ

อ.อนุวัฒน์ จางวนิชเลิศ

ปริญญาบัตรปีการศึกษา 2538

ภาควิชาไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
เรื่อง วจรแปลงผันไฟฟ้าแบบ 1 เฟสเป็น 3 เฟส

ผู้จัดทำ

1. นายไชยงค์

เจยบำรุง

2. นายณัฐวัฒน์

หรรษาภักพัฒน์

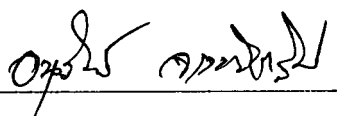
3. นายเปี่ยมศักดิ์

มงคลวนา



อาจารย์ที่ปรึกษา

(รศ.ดร. วิริยะ พิเชฐจําเริญ)



อาจารย์ที่ปรึกษา

(อ.อนวัฒน์ จางวนิชเลิศ)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เครื่องแปลงผันไฟ 1 เฟสเป็น 3 เฟส

นายไชยงค์ เลขบำรุง

นายณัฐวัฒน์ หารรรษาภิพัฒน์

นายเปี่ยมศักดิ์ มงคลวนา

รศ.ดร.วิริยะ พิเชฐจำเริญ อาจารย์ที่ปรึกษา

อ.อนุวัฒน์ จางวนิชเลิศ อาจารย์ที่ปรึกษา

ปีการศึกษา 2538

บทคัดย่อ

ในปริญญานิพนธ์ฉบับนี้กล่าวถึง วงจรแปลงผันไฟแบบ 1 เฟสเป็น 3 เฟสโดยในวงจรประกอบด้วย ส่วนของวงจรเรกติไฟด์ซึ่งแปลงจากไฟกระแสสลับเป็นกระแสไฟตรง และใช้สัญญาณพัลวิทมอดูเลทควบคุมทรานซิสเตอร์ในการสร้างไฟกระแสสลับออกมาเป็นสามเฟสที่มีมุมต่างกัน 120 องศา

ในปริญญานิพนธ์ได้แสดงถึงผลการทดลองจากวงจรที่สร้างขึ้น เปรียบเทียบกับสัญญาณที่ได้จากการจำลองด้วยโปรแกรม Pspice ซึ่งจะเห็นว่าลักษณะของสัญญาณทั้งสองมีลักษณะใกล้เคียงกัน โทลคภาวะที่ใช้ในการทดสอบคือ มอเตอร์สามเฟส ซึ่งเครื่องแปลงผันไฟจากหนึ่งเฟสเป็นสามเฟสนี้สามารถใช้ขับมอเตอร์ได้โดยมีค่ากระแสทั้งสามเฟสใกล้เคียงกัน

SINGLE PHASE TO THREE PHASE CONVERTER

Chaiyong Cheybumrung

Nattawat Hunsapipatt

Piamsak Mongkolnwana

Assc. Prof. Dr.Viriya Pichetjamroen Advisor

Anuwat Jangwanitlert Advisor

1995

ABSTRACT

In this thesis shows the details of the single phase to three phase converter circuit. The converter consists of two rectifier circuits which are used to change ac current to dc current and uses pulse width modulate signal to control two power transistors in order to make three phase voltage output .

The thesis also illustrates the experiment output compared to the output simulated by Pspice which we can see that it has the same results. The load which is tested in this thesis is the three phase motor. In the experiment, the single to three phase converter can drive the three phase motor in a balance three phase current condition.

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อ	I
ABSTRACT	II
สารบัญภาพ	III
สารบัญตาราง	V
บทที่ 1 บทนำ	1
บทที่ 2 ทฤษฎีพื้นฐานเกี่ยวกับพีดีบีบลิวเอ็ม	2
2.1 ทฤษฎีพื้นฐาน	2
2.2 การออกแบบสัญญาณควบคุมพีดีบีบลิวเอ็ม	6
บทที่ 3 หลักการทำงานเบื้องต้น	8
3.1 บล็อกไดอะแกรมวงจรมวงจรและอุปกรณ์	8
3.2 หลักการทำงานและจำลองการทำงานโดย Pspice	9
3.3 คุณลักษณะของวงจรถ่วง	16
3.4 การเลือกค่า L,C ในวงจรถ่วง	17
บทที่ 4 วงจรสร้างสัญญาณควบคุม	20
4.1 วงจรเลื่อนเฟส	20
4.2 วงจรสร้างสัญญาณพีดีบีบลิวเอ็ม	22
4.3 วงจรสร้างสัญญาณเคทโทม	26
4.4 แหล่งจ่ายไฟตรงแก่วงจร	27
บทที่ 5 วงจรถ่วง	30
5.1 วงจรขับเบสทรานซิสเตอร์	30
5.2 วงจรป้องกันทรานซิสเตอร์	32
5.3 วงจรกรองความถี่	38
5.4 พิจารณาค่ากระแสในสายของไฟสามเฟส	40
5.5 การออกแบบหม้อแปลงแรงดัน	44
บทที่ 6 ผลการทดลอง	46
6.1 สัญญาณควบคุม	46
6.2 สัญญาณสามเฟสจากการขับมอเตอร์	48
บทที่ 7 สรุปผลการทดลองและวิจารณ์ผลการทดลอง	51

- ภาคผนวก
- ก. การวิเคราะห์องค์ประกอบความถี่ของรูปคลื่นพีคัลบลิเวียม
 - ข. คุณสมบัติของทรานซิสเตอร์
 - ค. วงจรเรคตีฟายเออร์ และ วงจรกรองกระแสคี่ซี
 - ง. หม้อแปลงหลายเฟส-การต่อแบบOpen delta
 - จ. โครงสร้างชุดขับเบสทรานซิสเตอร์ฟูจิ EXB357
 - ฉ. โปรแกรม Pspice จากการจำลอง 3.2

กิตติกรรมประกาศ

เอกสารอ้างอิง



III

สารบัญภาพ

	หน้า
รูป 2.1 แสดงรูปคลื่นพีคดับบลิวเอ็ม (ก)แบบ 2 ระดับ (ข)แบบ 3 ระดับ	2
รูป 2.2 การสร้างรูปคลื่นแบบเนเทอรอลแชนพลิง ชนิด 2 ระดับ	4
รูป 2.3 การสร้างรูปคลื่นแบบเนเทอรอลแชนพลิง ชนิด 3 ระดับ	4
รูป 2.4 การสร้างรูปคลื่นแบบเรกูลาแชนพลิง ชนิด 2 ระดับ	5
รูป 2.5 การสร้างรูปคลื่นแบบเรกูลาแชนพลิง ชนิด 3 ระดับ	5
รูป 2.6 บล็อกไดอะแกรมแสดงการสร้างสัญญาณพีคดับบลิวเอ็ม	6
รูป 3.1 บล็อกไดอะแกรมวงจรแปลงผันไฟ และโพลคมอเตอร์สามเฟส	8
รูป 3.2 แสดงวงจรกำลังของเครื่องแปลงผันไฟ	10
รูป 3.3 แสดงการชาร์ทประจุของวงจร	11
รูป 3.4 แสดงค่าแรงดัน Vcb ที่ T1 และ T2 ทำงานสลับกัน	11
รูป 3.5 แสดงเฟเซอร์ไดอะแกรมในระบบไฟสามเฟสสมดุล และรูปสัญญาณ	12
รูป 3.6 แสดง Vcb ที่ได้จากการวิเคราะห์ในขั้นแรก	12
รูป 3.7 การจัดอุปกรณ์ในโปรแกรม Pspice	13
รูป 3.8 แรงดันสามเฟสจากการจำลองโดยใช้โปรแกรม Pspice	14
รูป 3.9 สัญญาณการทำงานของ T1 และ T2 เทียบกับแรงดัน Vcb	15
รูป 3.10 การต่อหม้อแปลงแบบ Open-delta	17
รูป 3.11 วงจรกำลังเครื่องแปลงผันไฟ	18
รูป 4.1 แรงดันอินพุตและเอาต์พุตสำหรับมุมเฟสเท่ากับ -90 องศา	21
รูป 4.2 ลักษณะการต่อวงจรเลื่อนเฟส	21
รูป 4.3 วงจรเลื่อนเฟสและวงจรกลับเฟส	21
รูป 4.4 วงจรคอมแพเรเตอร์	23
รูป 4.5 วงจรคูณความถี่	24
รูป 4.6 วงจรอินทรีเกรท	24
รูป 4.7 วงจรปรับแต่งสัญญาณ	25
รูป 4.8 วงจรเปรียบเทียบ	25
รูป 4.9 บล็อกไดอะแกรมวงจรสร้างเคทไทยม์	26
รูป 4.10 รูปสัญญาณหลังผ่าน วงจรเคทไทยม์	26
รูป 4.11 วงจรสร้างสัญญาณเคทไทยม์ โดยใช้ไอซี 4093	27
รูป 4.12 วงจรโวลเตจเรกกูเรเตอร์	28
รูป 4.13 วงจรใช้งาน 78XX , 79XX	28

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

IV

สารบัญภาพ

	หน้า
รูป 5.1 โครงสร้างของชุดขับเบสฟูลจัน EXB357	30
รูป 5.2 วงจรขับเบสทรานซิสเตอร์	31
รูป 5.3 วงจรสแต็ปดาวน์คอนเวอร์เตอร์(step-down convertor circuit)	32
รูป 5.4 วงจรเทินออฟสแต็ปเบอร์	34
รูป 5.5 แสดงเส้นทางระหว่างสภาวะเทินออฟของ I_c เทียบกับ V_d ที่ค่า C_c ต่างๆกัน	35
รูป 5.6 ผลของ คาปาซิแตนซ์ C_c ขณะ (a) ไม่มี R_c (b) มี R_c	36
รูป 5.7 พลังงานเทินออฟที่ผ่านเข้าไปในทรานซิสเตอร์และความต้านทานเทียบกับ C_c	37
รูป 5.8 แสดงวงจร Low Pass Filter	38
รูป 5.9 แสดงวงจรที่จำลองขึ้นในการพิจารณา	40
รูป 5.10 แสดงความสัมพันธ์กระแสกรณี $ V_{bc} = 0.75 V_{ab} $	42
รูป 5.11 แสดงความสัมพันธ์กระแสกรณี $ V_{bc} = 1.25 V_{ab} $	43
รูป 5.12 ออกแบบหม้อแปลง	45
รูป 5.13 อัตราส่วนของขนาดแกน EI	45
รูป 6.1 รูปสัญญาณการเลื่อนเฟส เทียบกับสัญญาณเข้า	46
รูป 6.2 รูปสัญญาณสี่เหลี่ยม 50เฮิร์ต กับสัญญาณสี่เหลี่ยม 2กิโลเฮิร์ตที่สร้างจากวงจรเฟสล็อก	46
รูป 6.3 รูปสัญญาณซายน์เทียบกับสามเหลี่ยม	47
รูป 6.4 รูปสัญญาณพีคดับลิแอมที่สร้างขึ้นสำหรับ T1 และ T2	47
รูป 6.5 รูปสัญญาณ V_{ab} ที่ 220Vrms กับ V_{bc} ก่อนผ่านวงจรกรองความถี่	48
รูป 6.6 รูปสัญญาณ V_{ca} ก่อนผ่านวงจรกรองความถี่	48
รูป 6.7 รูปสัญญาณ V_{ab} และ V_{bc} หลังผ่านวงจรกรองความถี่แล้ว	49
รูป 6.8 รูปสัญญาณ V_{bc} เทียบกับ V_{ca} ที่ผ่านวงจรกรองความถี่แล้ว	49

สารบัญตาราง

ตาราง 6.1 แสดงผลการทดลองกระแสในสายทั้งสามเฟส

หน้า

50



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำและวัตถุประสงค์

ในปัจจุบันเรานิยมนำสิ่งประดิษฐ์ทางอิเล็กทรอนิกส์ เช่น ไดโอด,ทรานซิสเตอร์,ไทรสเตอร์,ไอซี, แม้กระทั่งไมโครโปรเซสเซอร์ เข้ามาควบคุมกำลังงานขนาดใหญ่ เช่น การควบคุมแรงดัน และกระแส โดยนำการประยุกต์ของสาขาทางวิศวกรรม 3 สาขา คือ สาขาไฟฟ้ากำลัง สาขาอิเล็กทรอนิกส์ สาขาควบคุม นำมาใช้ร่วมกันจนเกิดเป็น สาขา อิเล็กทรอนิกส์กำลัง(power electronics) ซึ่งในโครงการนี้ได้นำเอาอุปกรณ์ เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์(power transistor)มาใช้ควบคุม ซึ่งมีคุณลักษณะพิเศษกว่าอุปกรณ์อื่นๆคือ สามารถนำกระแสในทิศทางฟอร์เวิร์ดเมื่อมีสัญญาณป้อนทางขาเบส และยังสามารถตัดการไหลของกระแสให้หยุดได้เมื่อมีสัญญาณมาบังคับ โดยไม่ต้องให้แรงดันมีทิศทางกลับทางป้อนเข้าเหมือนไทรสเตอร์ แต่มีข้อเสียคือ อัตราการทนกระแสสูงสู่อุณหภูมิไทรสเตอร์ไม่ได้

โครงการอุปกรณ์แปลงไฟฟ้ากระแสสลับ 1 เฟส เป็นไฟฟ้ากระแสสลับ 3 เฟสจากในปัจจุบันอุปกรณ์ไฟฟ้าที่ใช้กันมากก็คือ มอเตอร์ ซึ่งส่วนใหญ่ก็คือ มอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส อาทิเช่น ปั๊มน้ำ, สายพานส่งของ,บั่นจั่น,ลิฟท์,คอมเพรสเซอร์ ซึ่งในอุตสาหกรรมใหญ่ๆ จะใช้มอเตอร์ 3 เฟสมากกว่า 1 เฟส เพราะว่า มอเตอร์ 1 เฟสมีข้อเสีย คือ

1. ต้องการวงจรสตาร์ทเป็นพิเศษโดยเฉพาะในขนาดกำลังสูงๆ
2. สมบัติต่างๆ อาทิเช่น ประสิทธิภาพ,ค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์ ด้อยกว่ามอเตอร์ 3 เฟส
3. ขนาดพิกัดกำลังเดียวกันมีราคาสูงกว่ามอเตอร์ 3 เฟส
4. มอเตอร์กินกระแสสตาร์ทสูงดังนั้นจึงไม่มีมอเตอร์ขนาดใหญ่ในห้องตลาด

จะเห็นได้ว่าข้อเสียของมอเตอร์ 1 เฟสมีนานมาก แต่ทว่าระบบไฟฟ้ากำลังในบ้านเราบางส่วนของประเทศยังไม่มียระบบสามเฟสเข้าไปถึงมีแต่เพียงระบบเฟสเดียวเท่านั้นอันเนื่องมาจาก

1. ค่าใช้จ่ายของการติดตั้งระบบไฟฟ้า 3 เฟสมีราคาสูงกว่าระบบไฟฟ้า 1 เฟสมาก
2. ค่าใช้จ่ายในการบำรุงรักษา(maintenance) มีราคาสูงกว่า

ดังนั้นจึงต้องใช้อุปกรณ์ในการแปลงไฟฟ้าระบบ 1 เฟสเป็น ระบบ 3 เฟสเพื่อนำไปใช้งานในระบบ 3 เฟสได้อย่างสะดวก หรืออาจนำไปใช้งานในกรณีที่เป็นระบบไฟฟ้า 3 เฟส แต่เกิดเหตุผิดปกติในระบบไฟฟ้า เช่นการเกิดซิงเกิลเฟสฟอลต์(single phase fault) การเกิดดับเบิ้ลลายน์ทุกราวด์ฟอลต์(double line to ground fault)การเกิดอันบาลานซ์โวลเตจ(balance voltage)ของแหล่งจ่าย เราก็จะเลือกใช้เพียงเฟสใดเฟสหนึ่งมาใช้งานแทน โดยผ่านอุปกรณ์แปลงไฟฟ้าระบบ 1 เฟส เป็น ระบบ 3 เฟส

บทที่ 2

ทฤษฎีพื้นฐานเกี่ยวกับพีดับบลิวเอ็ม

2.1 ทฤษฎีพื้นฐาน

การมอดูเลตความกว้างของพัลส์(Pulse Width Modulation, PWM) เป็นเทคนิคการแบ่งรูปคลื่นในหนึ่งคาบ ออกเป็นพัลส์ย่อยหลายๆพัลส์ โดยที่แต่ละพัลส์อาจมีความกว้างพัลส์ไม่เท่ากัน ในบทนี้จะกล่าวถึงรูปคลื่นพีดับบลิวเอ็มชนิดต่างๆ การออกแบบสัญญาณควบคุมพีดับบลิวเอ็ม

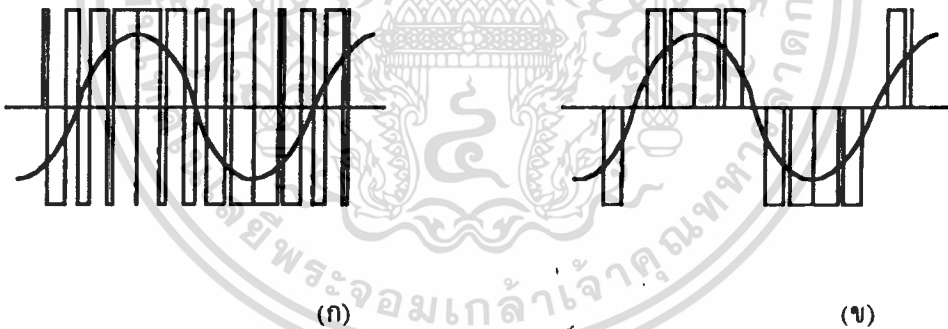
2.1.1 รูปคลื่นพีดับบลิวเอ็มแบบ 2 ระดับ และ 3 ระดับ

รูปคลื่นพีดับบลิวเอ็มมีอยู่ด้วยกันหลายชนิด แต่ชนิดที่ถูกนำมาประยุกต์ใช้มากที่สุด ได้แก่ แบบ 2 ระดับ และ 3 ระดับ

1) รูปคลื่นพีดับบลิวเอ็มแบบ 2 ระดับ เป็นรูปคลื่นที่มีการสวิตช์ระหว่างระดับอ้างอิง 2 ระดับ คือ $+E$ และ $-E$

2) รูปคลื่นพีดับบลิวเอ็มแบบ 3 ระดับ เป็นรูปคลื่นที่มีการสวิตช์ระหว่างระดับอ้างอิง 3 ระดับ คือ $+E$, 0 และ $-E$

รูปคลื่นทั้ง 2 แบบ มีลักษณะดังรูปที่ 2.1 โดยแสดงรูปคลื่นพีดับบลิวเอ็มเปรียบเทียบกับความถี่มูลฐาน(Fundamental)ของรูปคลื่นพีดับบลิวเอ็มนั้น



รูป 2.1 แสดงรูปคลื่นพีดับบลิวเอ็ม (ก)แบบ 2 ระดับ (ข)แบบ 3 ระดับ

2.1.2 การสร้างรูปคลื่นพีดับบลิวเอ็ม

รูปคลื่นพีดับบลิวเอ็มสามารถสร้างขึ้นมาโดยวิธีการต่างๆ ได้แก่

1) โดยการใช้ไมโครโปรเซสเซอร์ ซึ่งสามารถทำได้โดยการโปรแกรม ให้ไมโครโปรเซสเซอร์ ส่งสัญญาณซึ่งสอดคล้องกับมุมสวิตช์ ผ่านทางพอร์ตเอาต์พุต(output port) ซึ่งวิธีนี้จะต้องมีการคำนวณหรือกำหนดค่ามุมสวิตช์ ต่างๆออกมาเสียก่อนแล้วจึงเก็บไว้ในหน่วยความจำ ไมโครโปรเซสเซอร์จะอาศัยข้อมูลจากหน่วยความจำเพื่อสร้างรูปแบบสัญญาณพีดับบลิวเอ็ม ขึ้นมาแล้วจึงส่งผ่านพอร์ตเอาต์พุตออกมา

2) โดยการใช้วงจรอิเล็กทรอนิกส์ วิธีที่สะดวกที่สุด คือการใช้วงจรเปรียบเทียบ(comparator) เช่น ไอซี LM339 , LM311 เป็นต้น ซึ่งสามารถทำได้โดย ป้อนสัญญาณอินพุต 2 สัญญาณ เข้าสู่วงจรเปรียบเทียบ คือสัญญาณอ้างอิง(Reference signal)ซึ่งจะมีความถี่เท่ากับรูปคลื่นพีคดับลิเวียมที่ต้องการ กับสัญญาณแคเรียร์(Carrier signal)ที่มีความถี่สูงกว่า มุมสวิทช์ของรูปคลื่นพีคดับลิเวียม ก็คือจุดตัดของสัญญาณทั้งสอง

2.1.3 การสร้างรูปคลื่นพีคดับลิเวียม แบบเนเทอร์รอด และแบบเรกูลาร์

การสร้างรูปคลื่นพีคดับลิเวียม โดยการใช้วงจรเปรียบเทียบ จะมีองค์ประกอบ 2 ประการ ที่จะเป็นตัวกำหนด ลักษณะรูปคลื่นพีคดับลิเวียม ได้แก่

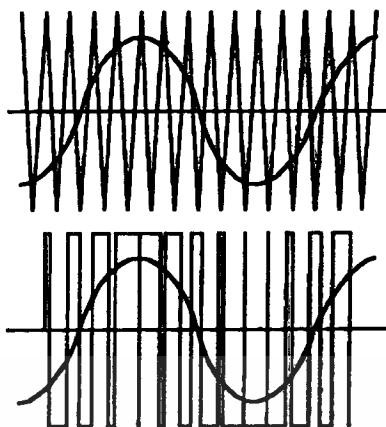
- 1) อัตราส่วนความถี่สัญญาณแคเรียร์ต่อสัญญาณอ้างอิง(Frequency Ratio,N)
- 2) อัตราส่วนแอมพลิจูดของสัญญาณอ้างอิง ต่อสัญญาณแคเรียร์ หรืออัตราส่วนการมอดูเลชัน

(Modulation Ratio,K)

โดยปกติค่าอัตราส่วนการมอดูเลชันจะใช้ค่าที่อยู่ในช่วงไม่เกิน 1 ค่านี้จะเป็นตัวกำหนดความกว้างของพัลส์แต่ละพัลส์ โดยความกว้างของพัลส์จะยิ่งมากขึ้นเมื่อค่าอัตราส่วนการมอดูเลชัน (Modulation Ratio)มีค่ามากขึ้น ส่วนค่าอัตราส่วนความถี่ จะเป็นตัวกำหนดจำนวนพัลส์ให้มีจำนวนเท่ากับค่า N และจำนวนมุมสวิทช์จะมีจำนวน $2N$ มุม ทั้งนี้ต้องอยู่ในกรณีที่ค่า K ไม่เกิน 1

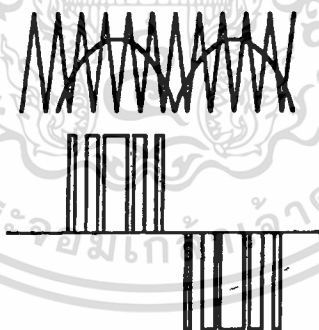
2.1.3.1 การสร้างรูปคลื่นแบบเนเทอร์รอดแซมพลิง(Natural Sampling)

การสร้างรูปคลื่นแบบเนเทอร์รอดแซมพลิงจะใช้คลื่นซายน์เป็นสัญญาณอ้างอิงและคลื่นสามเหลี่ยมเป็นสัญญาณแคเรียร์ โดยสามารถสร้างได้ทั้งแบบ 2 ระดับ และ 3 ระดับ การสร้างแบบ 2 ระดับจะใช้คลื่นสามเหลี่ยม และคลื่นซายน์แบบเต็มลูกคลื่น ช่วงที่คลื่นซายน์มากกว่าคลื่นสามเหลี่ยมการสวิทช์จะเป็นบวก และช่วงที่คลื่นซายน์น้อยกว่าคลื่นสามเหลี่ยมการสวิทช์จะเป็นลบ



รูป 2.2 การสร้างรูปคลื่นแบบเนเทอร์อลแชมพลิง ชนิด 2 ระดับ

สำหรับการเปรียบเทียบแบบ 3 ระดับ จะใช้คลื่นซายน์ที่เรคคิฟายขึ้นไปเป็นรูปฟูลเวฟ(Fullwave)เปรียบเทียบกับคลื่นสามเหลี่ยมที่ถูกยกระดับขึ้นไปเหนือกราวน์ ช่วงที่คลื่นฟูลเวฟมีขนาดมากกว่าการสวิทช์จะมีค่าเป็นบวกในครึ่งคาบแรก และเป็นลบในครึ่งคาบหลัง ส่วนช่วงที่คลื่นฟูลเวฟมีขนาดน้อยกว่า การสวิทช์จะมีค่าเป็นศูนย์

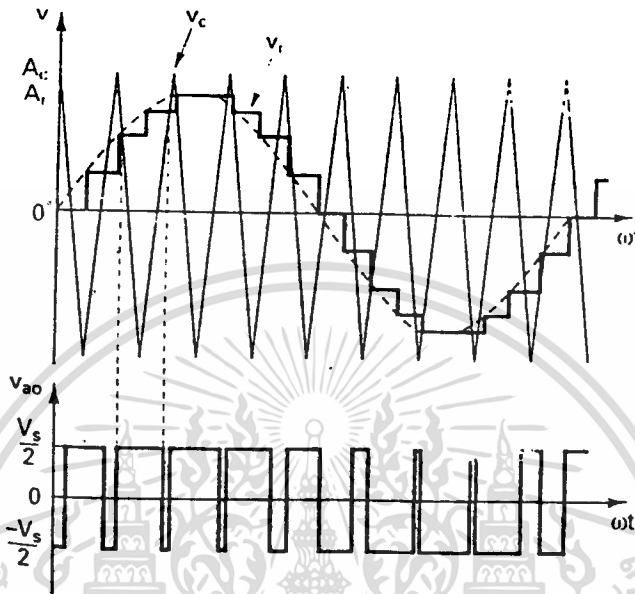


รูป 2.3 การสร้างรูปคลื่นแบบเนเทอร์อลแชมพลิง ชนิด 3 ระดับ

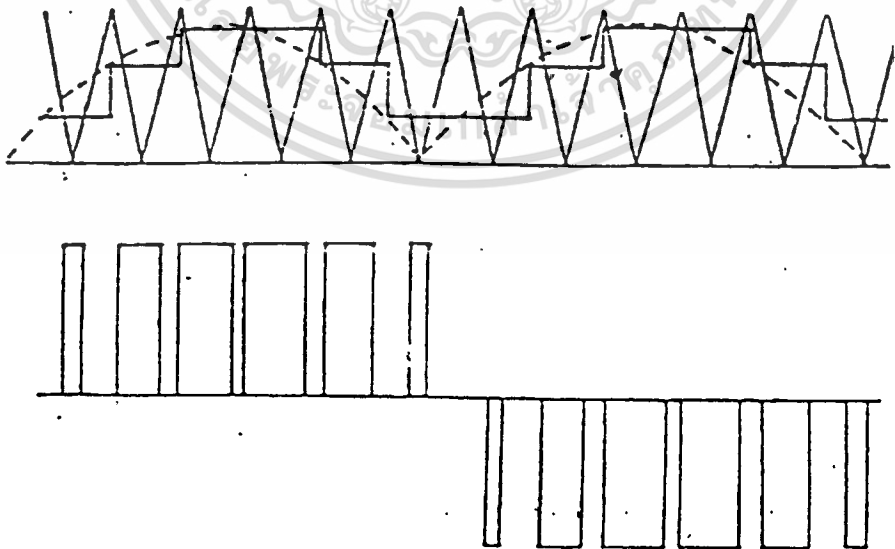
2.1.9.2 การสร้างรูปคลื่นแบบเรกูลาร์แชมพลิง(Regular Sampling)

การสร้างรูปคลื่นแบบเรกูลาร์แชมพลิงใช้หลักการเช่นเดียวกับแบบเนเทอร์อล โดยคัดแปลงมาจากแบบเนเทอร์อล เนื่องจากการเปรียบเทียบแบบเนเทอร์อล นั้นระหว่างการเปรียบเทียบแต่ละครั้ง ส่วนของคลื่นซายน์จะไม่เป็นเชิงเส้น(Linear) การเปรียบเทียบแบบเรกูลาร์ จะนำคลื่นซายน์ผ่านวงจรแซมเพิลและโฮลด์(Sample and Hold)ที่มีความถี่การแซมเพิล เท่ากับความถี่ของความถี่ของคลื่น

สามเหลี่ยม ได้เอาท์พุทออกมาเป็นรูปคลื่นบันได(step) แล้วจึงนำไปเข้าวงจรเปรียบเทียบกับคลื่นสามเหลี่ยม ซึ่งจะเห็นได้ว่า ระหว่างการเปรียบเทียบแต่ละช่วงจะมีลักษณะเป็นเชิงเส้น การเปรียบเทียบแบบเรกูลาสามารถทำได้ทั้งแบบ 2 ระดับ และ 3 ระดับ



รูป 2.4 การสร้างรูปคลื่นแบบเรกูลาแซมพลิง ชนิด 2 ระดับ

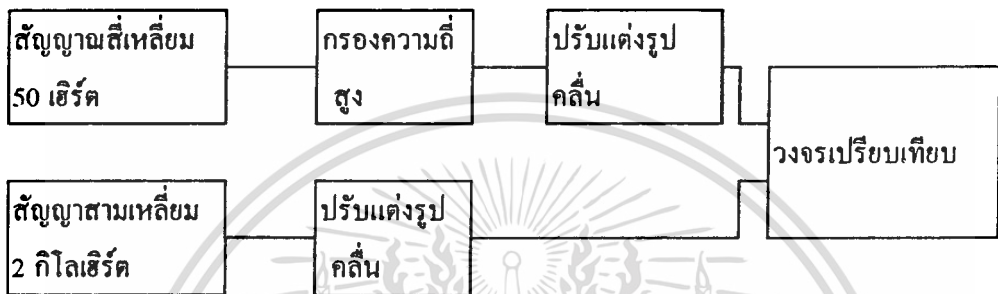


รูป 2.5 การสร้างรูปคลื่นแบบเรกูลาแซมพลิง ชนิด 3 ระดับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2 การออกแบบสัญญาควบคุมพีดับบลิวเอ็ม

จากที่กล่าวมาแล้ว รูปคลื่นพีดับบลิวเอ็ม เราสร้างจากสัญญาชายน์เปรียบเทียบกับสัญญาสามเหลี่ยมความถี่สูง ฉะนั้น การออกแบบจะเริ่มค้นจากการสร้างสัญญาชายน์ และ สัญญารูปสามเหลี่ยม



รูป 2.6 บล็อกไดอะแกรมแสดงการสร้างสัญญาพีดับบลิวเอ็ม

จากรูป 2.6 บล็อกไดอะแกรมแสดงการสร้างสัญญาพีดับบลิวเอ็ม จะเห็นว่าสัญญาชายน์ความถี่ 50 เฮิร์ต เราได้จากการกรองความถี่สูงออกจากสัญญารูปสี่เหลี่ยมความถี่ 50 เฮิร์ต ส่วนสัญญาสามเหลี่ยมความถี่สูง เราใช้วิธีนำสัญญารูปสี่เหลี่ยมความถี่ 50 เฮิร์ต มาแปลงเป็นสัญญารูปสี่เหลี่ยมความถี่สูงๆที่ต้องการ แล้วใช้วงจรอินทริเกรท จนได้สัญญาสามเหลี่ยม ออกมา

ก่อนที่เราจะนำสัญญาชายน์ มาเปรียบเทียบกับ สัญญาสามเหลี่ยม เรา จะต้องมีการปรับแต่งสัญญาทั้งสองก่อน เนื่องจากการเปรียบเทียบหรือการนำสัญญาทั้งสองมาอดุลเลกัน โดยมีเงื่อนไขว่าการอัตราส่วนการมอดุลเลชัน ต้องมีค่าไม่เกิน 1 มิฉะนั้นจะเกิดโอเวอร์มอดุลเลชัน อันไม่เป็นผลดีต่อระบบไฟฟ้าที่เกี่ยวข้อง เนื่องจากการเกิดองค์ประกอบฮาร์โมนิกอันดับค่าขึ้น โดยเฉพาะองค์ประกอบฮาร์โมนิกอันดับ 3

สรุปการสร้างรูปคลื่นพีดับบลิวเอ็ม

1. สร้างสัญญาชายน์ความถี่ 50 เฮิร์ต
 - 1.1 สร้างสัญญาสี่เหลี่ยมความถี่ 50 เฮิร์ต
 - 1.2 ผ่านวงจรกรองความถี่สูง
 - 1.3 ปรับแต่งรูปสัญญา
2. สร้างสัญญาสามเหลี่ยมความถี่ 2 กิโลเฮิร์ต
 - 2.1 สร้างสัญญาสี่เหลี่ยมความถี่ 50 เฮิร์ต
 - 2.2 ผ่านวงจรคูณความถี่

2.3 ผ่านวงจรมติเกรท

2.4 ปรับแต่งรูปสัญญาณ

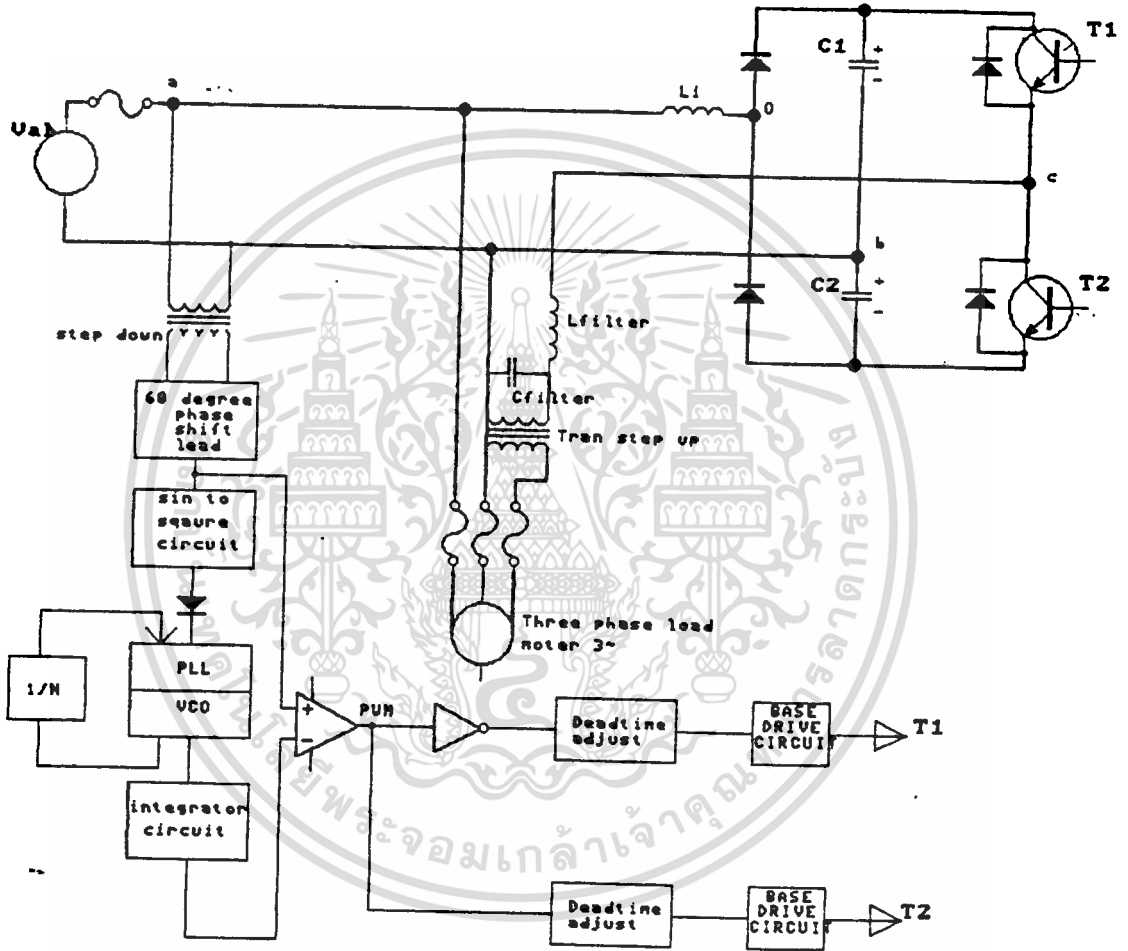
3 นำสัญญาณชาน์ความถึ 50 เซิร์คมาเปรึขบเทึขบถึกับสัญญาณรูปสามเหลึขบความถึสูง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3 หลักการทํางานเบื้องต้น

3.1 บล๊อคไดอะแกรมวงจรและอุปกรณ์



รูป 3.1 บล๊อคไดอะแกรมวงจรแปลงผันไฟ และ โหลดมอเตอร์สามเฟส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อุปกรณ์จากบล็อกไดอะแกรม

ส่วนวงจรสร้างสัญญาณควบคุม

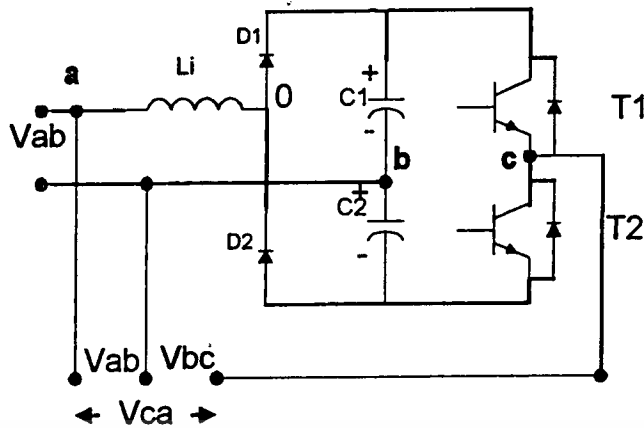
- หม้อแปลงลดแรงดันจากส่วนวงจรกำลังอัตราส่วน 220/6
- วงจรเลื่อนเฟส สร้างสัญญาณที่มีเฟสเลื่อนนำไป 60 องศา
- วงจรเปลี่ยนจากสัญญาณชาวน์เป็นสี่เหลี่ยม
- วงจรเฟสล็อกคูลูป เพิ่มความถี่เป็นสัญญาณสี่เหลี่ยม 2 กิโลเฮิร์ต
- วงจรอินทิเกรต สำหรับเปลี่ยนสัญญาณสี่เหลี่ยมเป็นสามเหลี่ยม
- ส่วนสร้างสัญญาณพีคดับลิวเอ็ม โดยการเปรียบเทียบสัญญาณสามเหลี่ยม และชาวน์
- วงจรสร้างสัญญาณเคทใหม่
- วงจรขับเบส สองวงจรสำหรับขับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

ส่วนวงจรกำลัง

- ตัวเหนี่ยวนำ (Li)
- ตัวเก็บประจุ C1, C2 สร้างแรงดันให้เรียบจากแหล่งจ่าย (Vab)
- ไดโอดกำลัง 2 ตัว สำหรับวงจรเรกติไฟต์สองวงจรตามรูป
- เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ T1, T2 สำหรับเป็นอุปกรณ์สวิทชิง
- ตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุสำหรับกรองความถี่สูงออก
- หม้อแปลงแรงดันเพิ่มแรงดัน Vbc หลังจากกรองความถี่สูงออกแล้ว
- ฟิวส์ในส่วนแหล่งจ่ายแรงดันป้องกันการลัดวงจรกรณีเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เกิดการนำพร้อมกันในกรณีทำงานผิดพลาด
- ฟิวส์ป้องกันกระแสเกินสำหรับโหลดมอเตอร์สามเฟส

3.2 หลักการทำงานและจำลองการทำงานโดย Pspice

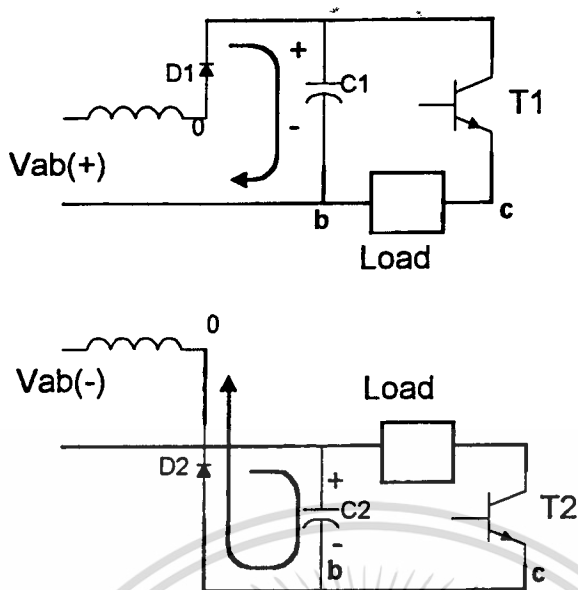
จากบล็อกไดอะแกรมในหัวข้อ 3.1 ซึ่งแสดงการนำวงจรการแปลงไฟไปใช้ในการขับโหลด 3 เฟส ในการอธิบายหลักการทำงาน จะยกดูส่วนสำคัญของวงจรมาในการอธิบายการทำงาน ดังรูป 3.2



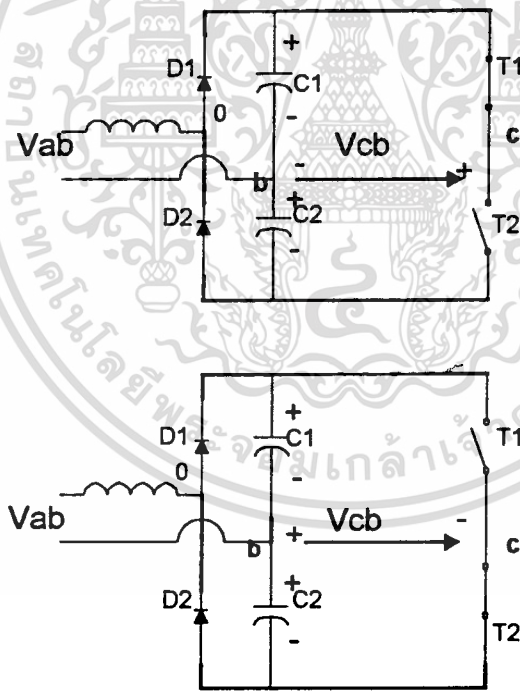
รูป 3.2 แสดงวงจรกำลังของเครื่องแปลงผันไฟ

แรงดันไฟ 1 เฟสที่ใช้ คือแรงดัน V_{ab} ตัวเหนี่ยวนำ L_i ตามรูปวงจรกำลัง มีไว้เพื่อป้องกันฮาร์มอนิกสูงไม่ให้ผ่านเข้าไปในวงจรได้ นอกจากนั้นยังมี ตัวเก็บประจุ ที่สามารถทนแรงดันที่ใช้งานได้ ในวงจรค่าที่ต้องทนได้น้อยคือ 311V. (ค่ายอดของไฟ 220 V.) และอุปกรณ์สวิตซ์ซึ่ง ซึ่งเราใช้เป็นเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ที่มีไครโอคต่อกลับอยู่เพื่อป้องกันความเสียหายแก่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

จากวงจรกำลังจะสังเกตเห็นว่า ประกอบด้วยวงจรเรียงกระแสแบบครึ่งคาบ (Half bridge rectifier) อยู่สองวงจร แสดงตามรูปที่ 3.3 ในช่วง V_{ab} เป็นบวก C_1 จะถูก charge เมื่อ V_{ab} เป็นลบ C_2 จะถูก charge และเมื่อมี load มาต่ออยู่ที่ระหว่าง Node b , c จะเห็นว่าวงจรกำลังทำหน้าที่ขับ load ได้ โดยมีอุปกรณ์ สวิตซ์ซึ่ง คือ T1 และ T2 เมื่อ T1 นำ T2 ไม่นำจะทำให้มีกระแสไหลจาก Node c ไป Node b แรงดันกรอม Node c , b (V_{cb}) เป็นบวก เมื่อ T2 นำ T1 ไม่นำ จะมีกระแสไหลจาก Node b เข้า Node c แรงดัน V_{cb} เป็นลบ ตามรูป 3.4



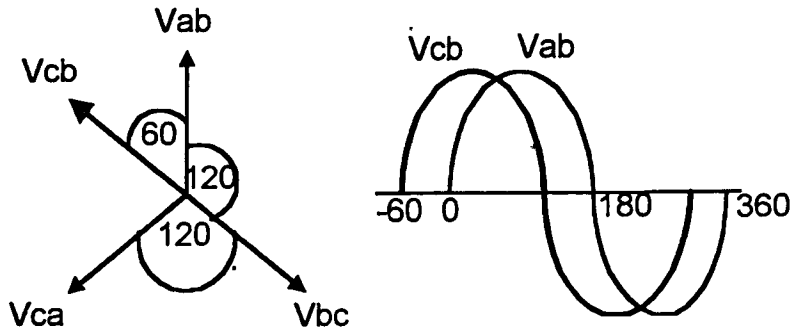
รูป 3.3 แสดงการชาร์ตประจุของวงจร



รูป 3.4 แสดงค่าแรงดัน V_{cb} ที่ T1 และ T2 ทำงานสลับกัน

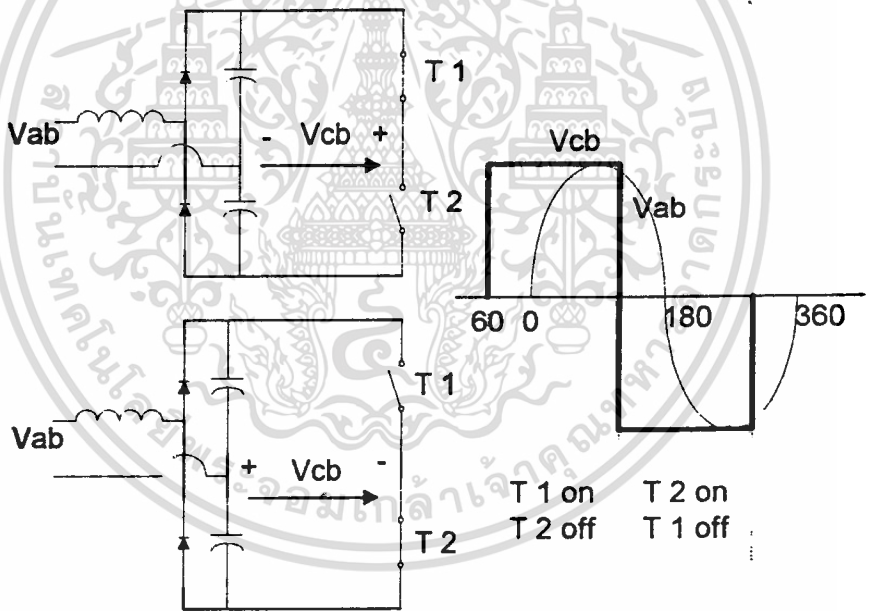
หลักการการทำงานที่สำคัญของวงจร คือ ต้องการสร้างไฟ 3 เฟสขึ้นจากวงจร พิจารณาจากเฟเซอร์ไโคอะแกรม และรูปคลื่น V_{cb} เทียบ V_{ab}

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 3.5 แสดงเฟเซอร์โวลเตจในระบบไฟสามเฟสสมดุล และรูปสัญญาณ

จากรูป 3.5 ในกรณีที่เรากำลังต้องการแรงดันไฟ 3 เฟสตามรูปเฟเซอร์ สามารถทำได้โดยการสร้างแรงดัน V_{cb} ที่มีเฟสนำหน้า V_{ab} 60 องศา (จากรูป 3.5 เมื่อสร้าง V_{cb} ได้ก็จะได้ V_{bc} และ V_{ca} ได้ภายหลังโดยการเทียบสัญญาณ V_{ab} และ V_{bc} โดย $V_{ca} = -(V_{ab} + V_{bc})$ ตามรูปเฟเซอร์) เราสามารถแสดงการทำงานของวงจรกำลังให้เป็นไปตามจุดประสงค์ต้องการดังรูป 3.6



รูป 3.6 แสดง V_{cb} ที่ได้จากการวิเคราะห์ในขั้นแรก

จากรูป 3.6 เพื่อที่จะทำให้เกิดแรงดัน V_{cb} ที่มีเฟสนำ V_{ab} 60 องศา ตามจุดประสงค์ในการสร้างแรงดันไฟสามเฟส ในช่วงที่ V_{cb} เป็นบวกจะใช้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ T1 นำเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ T2 หยุดนำ และในช่วงที่ V_{cb} เป็นลบ จะให้ T1 หยุดนำและ T2 นำกระแส จะเกิดแรงดันในรูปแบบแรงดันในรูปที่ 3.6

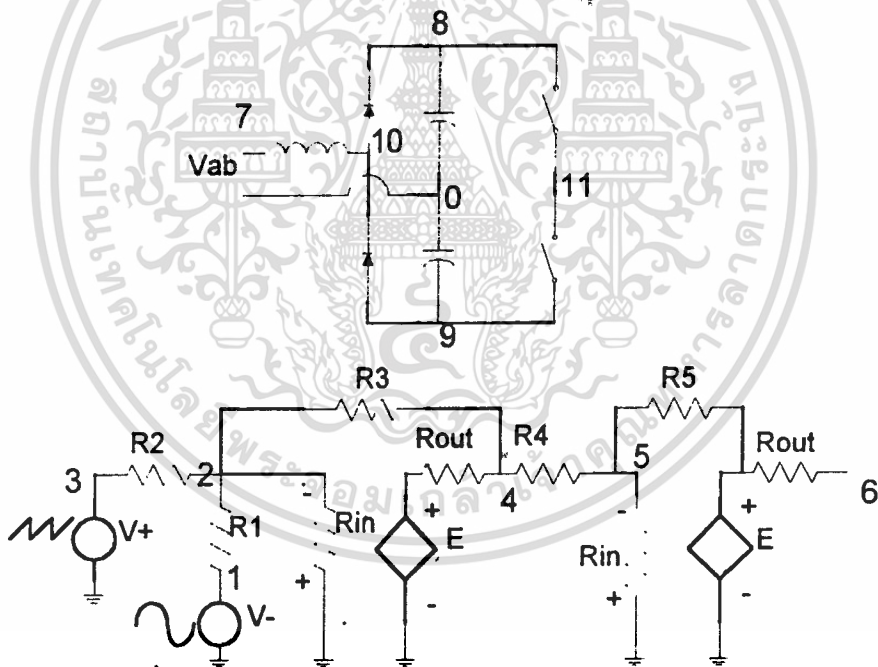
เพื่อที่จะให้แรงดัน V_{cb} มีค่าฮาร์มอนิกลดลง แทนที่จะให้แรงดัน V_{cb} เป็นรูปคลื่นสี่เหลี่ยม จะให้รูปแรงดัน V_{cb} เป็นสัญญาณแบบพัลส์บวกลบ (PWM (Pulse width modulation)) โดยให้ T1 และ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

T2 มีการทำงานการนำและหยุดนำ แบบพีคิบบลิเอ็มซึ่งจะสามารถสร้างสัญญาณพีคิบบลิเอ็ม มาป้อนเข้า T1,T2 โดยนำสัญญาณ Vab ผ่านหม้อแปลงลดแรงดันมาทำการเลื่อนเฟสไป 60 องศา แล้วนำมาเปรียบเทียบกับสัญญาณสามเหลี่ยม จะได้สัญญาณพีคิบบลิเอ็มออกมา ตามรูปบล็อกไดอะแกรมในหัวข้อ 3.1 ซึ่งจะได้สัญญาณการทำงานของ T1 ที่เป็นพีคิบบลิเอ็ม โดยมีสัญญาณอ้างอิงเป็นตามรูปแรงดัน Vcb และ T2 มีสัญญาณอ้างอิงตรงข้ามกับสัญญาณ T1

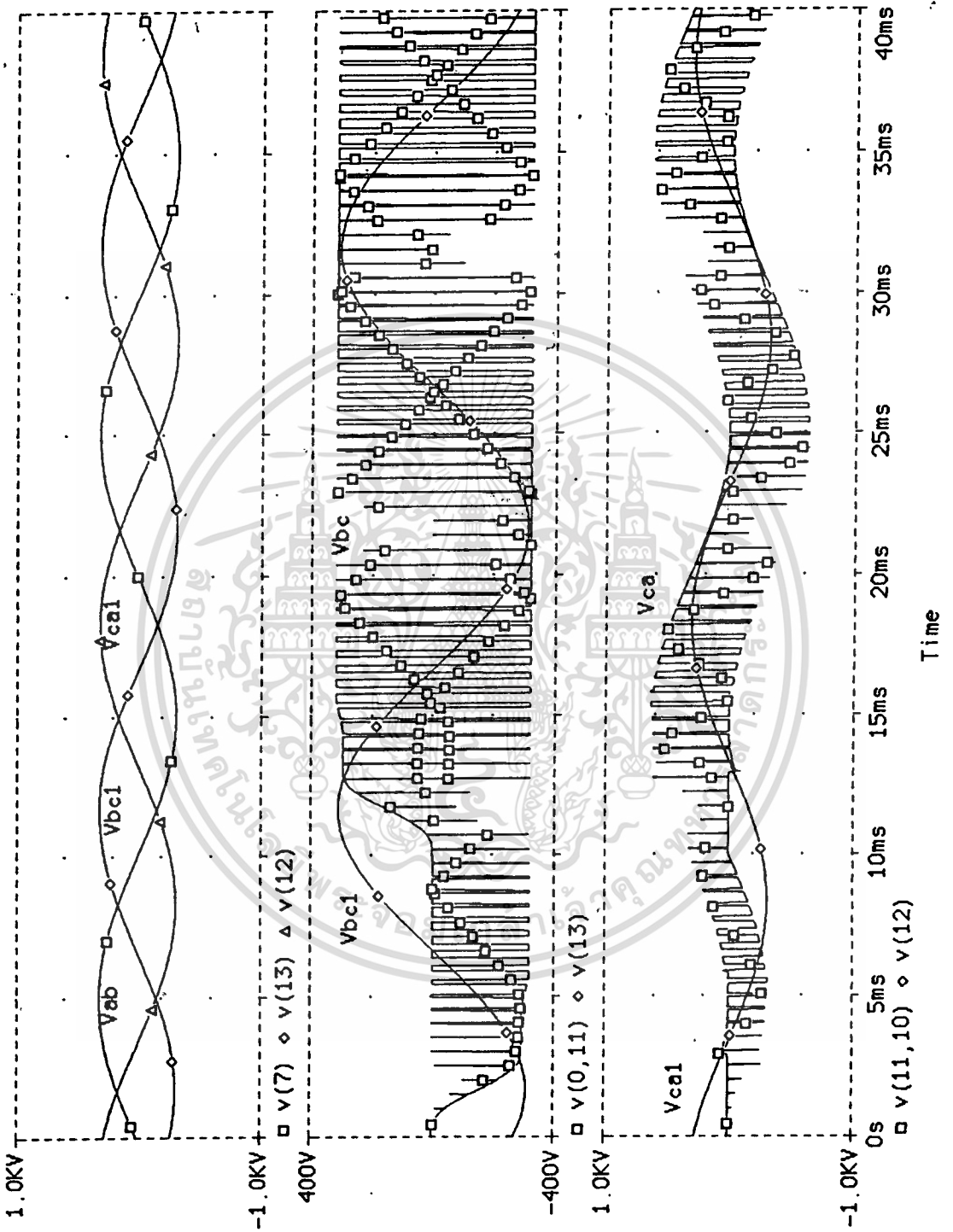
การจำลองการทำงานโดยโปรแกรม Pspice

จากการจำลองการทำงานของวงจรตามการทำงานเบื้องต้น แล้วตรวจดูค่าของแรงดันจากการใช้คำสั่ง Probe เพื่อดูค่าแรงดัน Vab, Vbc , Vca จะเห็นว่าเป็นแรงดัน 3 เฟส แสดงโดย V(10) , V(0,11) , V(11,10) พร้อมค่าแรงดันพื้นฐานตามทอ (Fundamental) ตามรูป 3.8 ในรูปที่ 3.9 แสดงการทำงานการนำ และการหยุดนำของ T1, T2 โดย T1มีการทำงานตามสัญญาณอ้างอิง Vcb และ T2 ทำงานตรงข้ามกับ T1



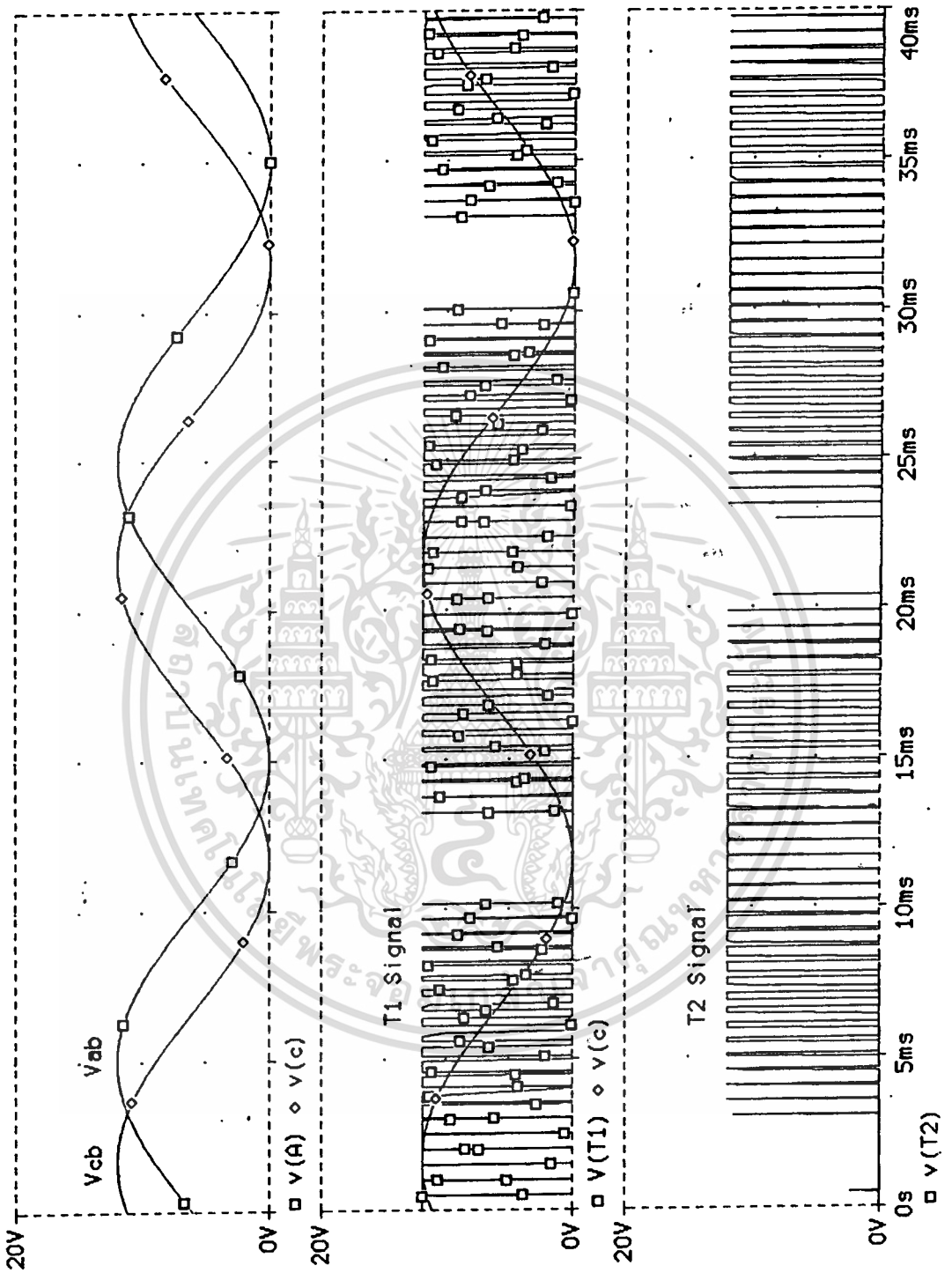
รูป 3.7 การจัดอุปกรณ์ในโปรแกรม Pspice

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 3.8 แรงดันสามเฟสจากการจำลองโดยใช้โปรแกรม Pspice

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 3.9 สัญญาณการทำงานของ T1 และ T2 เทียบกับแรงดัน V_{cb}

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.3 คุณลักษณะของวงจรกำลัง

จากรูป 3.2 แสดงส่วนของวงจรกำลังของอุปกรณ์แปลงผันไฟจาก 1 เฟสเป็น 3 เฟส โดยความถี่และโวลเตจคงที่มีไดโอด 2 ตัวคือ D_1, D_2 มีอุปกรณ์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ 2 ตัวคือ T_1, T_2 ถูกควบคุมการทำงานโดยสัญญาณพัลส์วิดโมดูเลชัน(Pulse width modulation)หรือ PWM เพื่อสร้าง V_{cb} ขึ้นมา ที่ซึ่งมีมุมเฟสหน้า V_{ab} อยู่ 60 องศา

โวลเตจ V_{ab}, V_{bc}, V_{ca} ที่ได้จะบาลานซ์และเป็นไปตามลักษณะของไฟ 3 เฟสวงจรนี้เป็นวงจรที่มีอุปกรณ์เซมิคอนดักเตอร์น้อยชิ้น ดังนั้นจึงราคาค่อนข้างถูก ฮาร์มอนิกต่ำที่มีขนาดสูงๆของโวลเตจเอาต์พุตจะถูกจำกัดคงเหลือแค่ค่าฮาร์มอนิกสูงๆที่มีขนาดต่ำๆ อุปกรณ์ในการสวิตชิง T_1, T_2 จะต้องทนแรงดันได้เป็น 2 เท่าของค่าโวลเตจของแหล่งจ่ายไฟหนึ่งเฟส(V_{ab}) วงจรกำลังในรูปแบบต่างๆ ในการสร้างแรงดันจาก 1 เฟสเป็น 3เฟส สามารถศึกษาได้จาก[1]

เปรียบเทียบการทำงานเทียบกับหม้อแปลงแบบโอเพนเดลต้า(open-delta)

จะเห็นว่าลักษณะของอุปกรณ์แปลงไฟจาก 1 เฟสเป็น 3 เฟสคล้ายกับการต่อหม้อแปลง 1 เฟส 2 ตัวแบบโอเพนเดลต้า(open-delta) เพื่อที่จะจ่ายโหลด 3 เฟสคือแรงดันที่ใช้สำหรับจ่ายจริงๆคือ V_{ab} และ V_{bc} สำหรับ V_{ca} นั้นจะเกิดจากการเปรียบเทียบระหว่าง V_{ab} และ V_{bc} รายละเอียดของการต่อหม้อแปลงแบบโอเพนเดลต้า(open-delta) แสดงไว้ในภาคผนวก

$$\text{กำหนดให้กำลังที่ต้องการจ่ายทั้งหมด} = 1 \text{ pu}$$

$$\text{ค่าแรงดันไลน์ (Line to line voltage)} = 1 \text{ pu}$$

$$\text{ดังนั้น ค่ากระแสไลน์ของโหลด} = 0.577 \text{ pu}$$

กำลังงานที่จ่ายให้แก่โหลดสามเฟสโดยแหล่งจ่าย V_{ab}

$$P_{ab} = V_{ab} \cdot I_a \cdot \cos(30^\circ + \phi)$$

กำลังงานที่จ่ายโดย อุปกรณ์แปลงผันไฟไปที่โหลดสามเฟสคือ

$$P_{bc} = P_{conv} = V_{cb} \cdot I_c \cdot \cos(30^\circ - \phi)$$

ϕ คือ ค่าตัวประกอบกำลัง(เพาเวอร์แฟคเตอร์) สมมติให้เป็นโหลดความต้านทาน(เพาเวอร์แฟคเตอร์เท่ากับหนึ่ง) ดังนั้น

$$P_{conv} = 0.866 V_{cb} \cdot I_c$$

แทนค่า $V_{cb} \cdot I_c$ ด้วยค่าเปอร์ยูนิตดังนั้น

$$P_{conv} = 0.866 * 0.577 = 0.5 \text{ pu}$$

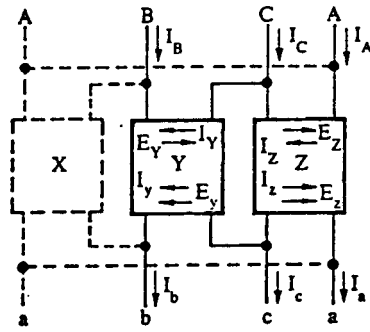
ดังนั้นจะเห็นได้ว่า อุปกรณ์แปลงผันไฟจะจ่ายค่ากำลังงานครึ่งหนึ่งของกำลังงานที่ต้องการ

จากภาคผนวก ในเรื่องการต่อหม้อแปลงแบบ V ซึ่งก็คือ การต่อแบบ Open-delta ประกอบ

ไปด้วย หม้อแปลง Y และ หม้อแปลง Z แสดงดังรูป 3.10

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 3.10 การต่อหม้อแปลงแบบ Open-delta

โดยจากรูป ในภาคผนวก ง

แรงดันระหว่างระหว่างสายนี้ = แรงดันเฟส

กระแสสายนี้ = กระแสเฟส

มุมระหว่างแรงดันและกระแสของหม้อแปลง Y คือ $30^\circ + \phi$ ขณะที่หม้อแปลง Z มีมุมเท่ากับ $30^\circ - \phi$

เอาต์พุตของหม้อแปลง Y = $V \cos(30^\circ + \phi)$

ซึ่งเปรียบเทียบกับ V_{ab} ในวงจรกำลัง

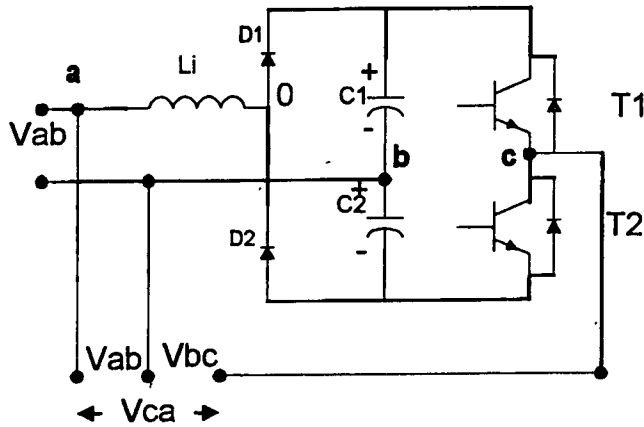
เอาต์พุตของหม้อแปลง Z = $V \cos(30^\circ - \phi)$

ซึ่งเปรียบเทียบกับ V_{bc} ในวงจรกำลัง

3.4 การเลือก L,C ในวงจรกำลัง

ตัวเหนี่ยวนำ

จากตัวเหนี่ยวนำในวงจรกำลังตามรูป 3.11 ซึ่งตัว filter ตัวเหนี่ยวนำ L_f จะช่วยในการกรองฮาร์มอนิกที่สูง ๆ ของกระแสออกไป มีผลทำให้ กระแสมีความต่อเนื่องเพิ่มขึ้น และจากการกล่าวเบื้องต้นก่อน ในภาคผนวกเรื่องวงจรเรกติไฟด์ และวงจรกรองกระแสคิซี จะเห็นว่าได้กล่าวไว้ การเพิ่มค่า L ในวงจรเรกติไฟด์นั้น มีผลทำให้ค่าเพาเวอร์แฟกเตอร์มีค่าสูงขึ้น สังเกตได้จาก กราฟรูป 6 ในภาคผนวก ค เรื่องวงจรเรกติไฟด์ และวงจรกรองกระแสคิซี จะเห็นว่าค่าเพาเวอร์แฟกเตอร์ จะมีค่าต่ำลงอย่างมาก หากไม่มีค่าความเหนี่ยวนำเลย นอกจากนี้ตัวเหนี่ยวนำยังทำให้ค่าต่าง ๆ ที่สำคัญ มีค่าที่ดีขึ้นอีก ตามรูป 2 ในภาคผนวก ค



รูป 3.11 วงจรกำลังเครื่องแปลงผันไฟ

ในปริญญานิพนธ์นี้ ได้ใช้ค่าความเหนี่ยวนำที่ค่า 5 mH. ในการทดลอง โดยสร้างโดยใช้แกน EI ในการสร้างขึ้นมา โดยมีวิธีการหาค่าดังนี้
 ค่าเหนี่ยวนำ 5mH. ที่กระแสไหลลดประมาณ 3 A.

$V_L = (2\pi f L)I$: แรงดันคร่อมตัวเหนี่ยวนำที่กระแส 3A

$= 2 \pi * 50 * 5 * 10^{-3} * 3$

$= 4.7123 \text{ V.}$

$E = 4.44 f B N A$: อินดิคโวลเตจที่เกิดขึ้น

$= 4.44 f N B A_i f_i$: $A_i f_i$ เป็นเนื้อเหล็กจริง ๆ ที่พื้นที่ A_i

$= 4.44 * 50 * N * 1.2 * (1 * 1 * 0.0254 * 0.0254)$; ค่า 0.0254 เป็นค่าที่ใช้แปลงจากหน่วยนิ้วเป็น

เมตร

แทนค่า $4.7123 = 0.1718 \text{ N}$

$N = 27.4 = 28 \text{ รอบ}$

และ $L = \frac{N^2 \mu A}{2g}$

$2g$

$5 * 10^{-3} = \frac{(28)^2 * 4\pi * 10^{-7} * (1 * 1 * 0.0254 * 0.0254)}{2g}$

$2g$

$g = 0.063 \text{ mm.}$

โดยที่ E คือ induced Voltage ที่เกิดที่ลวดที่พันแกน E

f คือ ความถี่

N คือ จำนวนรอบในการพัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



B คือ ค่าความเข้มของสนามแม่เหล็ก Wb/m^2 , T(teslas)

μ คือ permeability ตามตัวอย่าง ใช้ของอากาศ ที่เท่ากับ $4\pi \cdot 10^{-7} \text{ Wb/A-m-tum,H/m}$

A_i คือพื้นที่หน้าตัดแกน E ในปริภูมิวนพันเลือกใช้ขนาด $1 \times 1 \text{ นิ้ว}^2$ หรือในหน่วย

SI คือขนาด $0.0254 \times 0.0254 \text{ m}^2$

f_i คือค่า stacking factor เป็นค่าเพื่อช่องว่างอากาศระหว่างแผ่น

g คือค่าความกว้างช่องว่างอากาศ (gap) ระหว่างแกน E และ I

ฉะนั้นสรุปได้ว่า ใช้แกน E,I ทำการพันที่โดยใช้จำนวนรอบ 28 รอบ โดยมีช่องว่างอากาศ = 0.063 มิลลิเมตร ในการสร้างจริงนั้นค่าช่องว่างอากาศ = 0.063 มิลลิเมตร นั้นมีค่าต่ำมาก ๆ ทำการวัดได้ยาก แม้จะ ใช้เวอร์เนียร์มิเตอร์แล้วก็ตาม จึงแก้ไขโดยใช้แกน E,I ติดกันเลย แล้วก็ประกอบเข้าด้วยกันแล้วทำการตรวจสอบโดยใช้วิธี V-I method โดยป้อนแรงดันผ่านตัว Lปรับแรงดันโดยใช้โอโต้ทรานส์ฟอร์มเมอร์ (Variac) และใช้แอมป์มิเตอร์วัดกระแสที่ 3A แล้วจับค่าแรงดันขณะนั้น นำมาหาค่า L จาก

$$L = \frac{V}{2\pi f I}$$

จากการทดลองปรากฏว่าได้ ค่าใกล้เคียง 5 mH (ได้ค่า 4.86 mH) จากนั้นนำตัว L ที่พันได้นี้ไปทำการชุบวานิช (Varnish) เพื่อป้องกันการเกิดสนิมของเหล็กจากความชื้นในอากาศ

ค่าของตัวเก็บประจุ

หน้าที่ของตัวเก็บประจุ คือ การทำให้แรงดันที่ผ่านนั้น มีความเรียบ ซึ่งสามารถนำไปใช้ ในส่วนต่อไปได้ ตามทฤษฎีแล้ว ค่า C หาได้จาก

$$C = \frac{I_{ripple}}{\omega \cdot V_{ripple}}$$

I ripple คือ ค่า ripple current ในตัวเก็บประจุ

V ripple คือ ค่าแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ

ในขณะที่ทำการทดลองนั้น ได้ลองใช้ค่าความจุต่างๆ ที่ค่าความจุต่ำไป ทำให้เกิดแรงดันตกตามกระแสไหลที่จ่ายไป ทำให้สัญญาณที่ดับปลิวเอมที่สร้างออกมา มีค่าสูงสุด(peak)ของแรงดันพื้นฐาน (fundamental) ตกลงมาก จึงต้องเพิ่มค่าความจุมาเรื่อย ๆ จนมาใช้ค่าความจุที่ค่าความจุ แต่ละตัวมีค่า $2400 \mu\text{F}$ โดยตัวเก็บประจุต้องสามารถทนแรงดันสูงสุด ของแรงดัน 1 เฟส ที่ใช้ได้ ในการทดลองใช้ค่าแรงดัน 220 Vrms. ดังนั้น peak คือ $(\sqrt{2} \times 220) 311 \text{ V}$. ที่ตัวเก็บประจุต้องทนได้อย่างต่ำที่สุด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้ง 037254

บทที่ 4

วงจรสร้างสัญญาณความถี่

4.1 วงจรเลื่อนเฟส

4.1.1 บทนำ

สำหรับวงจรเลื่อนเฟส(phase shifter) จะเป็นวงจรที่ทำให้ขนาดของสัญญาณมีค่าคงที่แต่เฟสเลื่อนตำแหน่งไป ตัวอย่างเช่น คลื่นรูปไซน์ที่มีความถี่เท่ากับ 1 กิโลเฮิร์ต และค่าแรงดันขอดเท่ากับ 1 โวลต์เป็นอินพุตให้กับวงจรเลื่อนเฟส ดังในรูปที่ 4.1 แรงดันเอาต์พุต V_o จะมีความถี่และขนาดเท่ากับแรงดันอินพุต E_i เดิม แต่จะตาม E_i อยู่ 90 องศา ดังนั้น V_o เปลี่ยนตำแหน่ง 0 โวลต์ไปที่ 90 องศา หลังจากนี้ $E_i = 0$ V ไปแล้วเมื่อเขียนอยู่ในแรงดันเอาต์พุตของวงจรเลื่อนเฟสในรูปที่ 4.2 จะเป็นไปตามสมการที่ 4.1.1

$$V_o = E_i \angle \theta \quad (4.1.1)$$

โดยที่ θ เป็นมุมเฟส และจะหาได้จากสมการที่ 4.1.2 ซึ่งจะได้กล่าวถึงในตอนต่อไป

4.1.2 วงจรเลื่อนเฟส

ในการสร้างวงจรเลื่อนเฟสแสดงรูปที่ 4.2 อุปกรณ์ที่ต้องการใช้มีเพียงออปแอมป์ 1 ตัวตัวต้านทาน 3 ตัว และตัวเก็บประจุอีก 1 ตัวเท่านั้น ตัวต้านทาน R ทั้งสองจะต้องมีค่าเท่ากันซึ่งสามารถเลือกใช้ได้ตั้งแต่ 10 ถึง 220 กิโลโอห์ม ส่วนค่าของมุมเฟส จะขึ้นอยู่กับ R_i , C_i และ ความถี่ของ E_i เท่านั้น ดังในสมการที่ 4.1.2

$$\theta = 2 \tan^{-1} (2\pi f R_i C_i) \quad (4.1.2)$$

เมื่อ θ มีหน่วยเป็นองศา

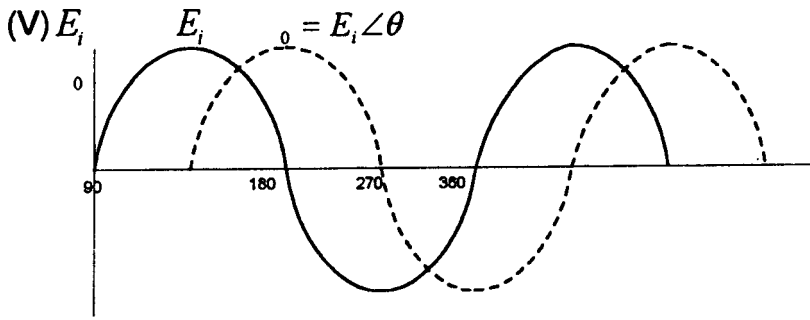
f มีหน่วยเป็นเฮิร์ต

R_i มีหน่วยเป็นโอห์ม

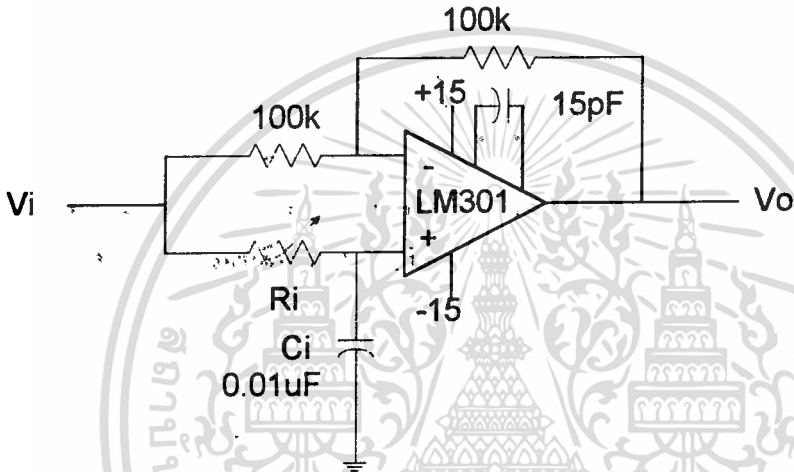
C_i มีหน่วยเป็นฟารัด

จากสมการที่ 4.1.2 ถ้าเรารู้ว่าค่าของมุมเฟสที่เราต้องการ การหาค่าของ R_i ทำได้โดย สมมติค่า C_i ขึ้นมาและหาค่า R_i จากสมการที่ 4.1.3 ดังนี้

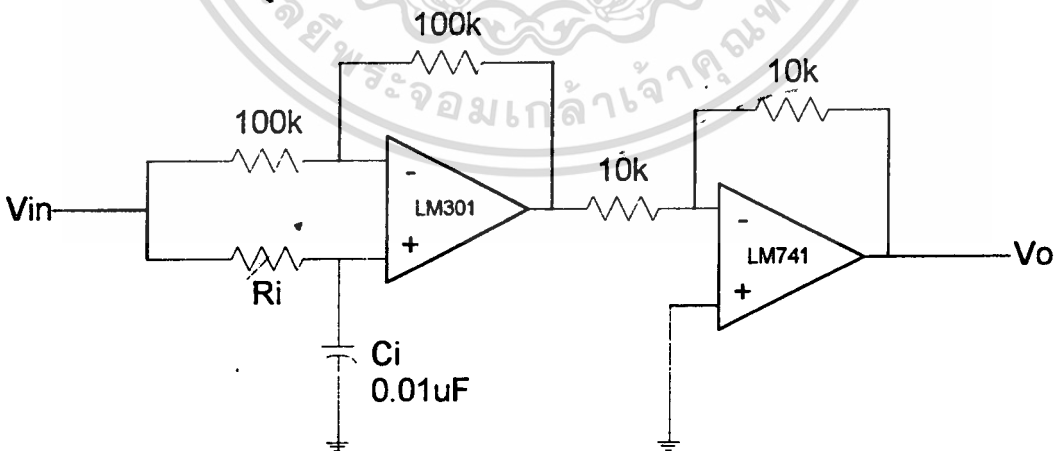
$$R_i = \tan(\theta/2) / (2\pi f C_i) \quad (4.1.3)$$



รูป 4.1 แรงดันอินพุตและเอาต์พุตสำหรับมุมเฟสเท่ากับ -90 องศา



รูป 4.2 ลักษณะการต่อวงจรเลื่อนเฟส



รูป 4.3 วงจรเลื่อนเฟสและวงจรกลับเฟส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.1.3 ตัวอย่างการคำนวณ

จากรูป 4.2 จงหาค่าของ R_i ถ้าต้องการให้มุมเฟสตามอยู่ 120 องศาความถี่ของ $E_i = 1$ kHz

ในรูป 4.2 $C_i = 0.01 \mu\text{F}$, $\theta = 120^\circ$

$$\tan(120/2) = \tan 60^\circ = 1.732$$

จากสมการที่ 4.1.3

$$\begin{aligned} R_i &= 1.732/(2 \times \pi \times 1000 \times 0.01 \times 10) \\ &= 27.5 \text{ k}\Omega \end{aligned}$$

เมื่อเราใช้ $R_i = 27.5 \text{ k}\Omega$ จะทำให้ V_o มีรูปคลื่นเป็นรูปซายน์ตามจากเดิม 120 องศา

จากสมการที่ 4.1.2 เมื่อ $R_i = 1.732/(2 f C_i)$ จะเท่ากับ -120 องศา ถ้าค่าของ R_i เปลี่ยนไปจาก 1 จนถึง 100 กิโลเฮิร์ตซ์ จะทำให้มีค่าได้ตั้งแต่ -12 ถึง -168 องศา

จากทฤษฎีที่กล่าวมาทั้งหมดได้นำมาประยุกต์ใช้กับวงจรแปลงไฟฟ้า 1 เฟสเป็น 3 เฟสโดยต้องการเอาท์พุทให้นอนินพุท 60 องศา ดังนั้นเราจะต้องวงจรได้ดังรูปที่ 4.3 อธิบายได้ดังนี้

- 1) นำ V_i มาผ่านวงจรเลื่อนเฟส โดยให้ตาม(lag) จากเดิม 120 องศา โดย

$$R_i = 27.5 \text{ k}\Omega$$

$$C_i = 0.01 \mu\text{F}$$

ดังนั้นจะได้ $V_{o1} = V_i \angle -120^\circ$

- 2) นำ V_o ที่ได้มาผ่านวงจรกลับเฟสซึ่งตาม(lag) จากเดิม 180°

ดังนั้นจะได้ $V_{o2} = V_{o1} \angle -180^\circ$

$$V_{o2} = V_i \angle -300^\circ$$

$$V_{o2} = V_i \angle 60^\circ$$

โดยแสดงวงจรดังรูปที่ 4.3

4.2 วงจรสร้างสัญญาณ ที่ดับบลิวเอ็ม

4.2.1 การสร้างรูปแบบสัญญาณที่ดับบลิวเอ็มในโรงงานนี้

เราสร้างสัญญาณที่ดับบลิวเอ็มโดยวิธีการเปรียบเทียบแบบเนเทอร์อลแชนพลิงชนิด2ระดับระหว่างสัญญาณซายน์ความถี่ 50 เฮิร์ต กับสัญญาณรูปสามเหลี่ยมความถี่ 2 กิโลเฮิร์ตโดยการใช้วงจรอิเล็กทรอนิกส์ ซึ่งมีค่าอัตราส่วนความถี่สัญญาณแคเรียร์ต่อสัญญาณอ้างอิง(Frequency Ratio,N)เท่ากับ 40 ในที่นี้สัญญาณแคเรียร์ คือ สัญญาณรูปสามเหลี่ยม และสัญญาณอ้างอิง คือ สัญญาณซายน์

1. การสร้างสัญญาณแคเรียร์ หรือ สัญญาณรูปสามเหลี่ยม 2 กิโลเฮิร์ต

1.1 จากหลักการทำงานของวงจรกำลังดังที่อธิบายไว้ข้างต้น วงจรควบคุมต้องการสัญญาณที่ดับบลิวเอ็ม ที่ถูกซัพไฟไป 60 องศา เมื่อเปรียบเทียบกับไฟบ้าน 1 เฟส ดังนั้นเราจึงต้องใช้หม้อแปลง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แปลงลดแรงดันจากไฟบ้านลงมา แล้วจึงนำสัญญาณที่ได้ ไปเข้าวงจรซีฟเฟส ให้เฟสของสัญญาณขาอินพุตที่ต้องการ นำเฟสของไฟบ้านไป 60 องศา เพื่อจะนำสัญญาณที่ได้ไปสร้างสัญญาณ พีคดับลิวเอ็ม ที่มีเฟสนำเฟสของไฟบ้าน อยู่ 60 องศา ตลอดเวลาตามต้องการ

1.2 สร้างสัญญาณสี่เหลี่ยมความถี่ 50 เฮิร์ต

โดยใช้สัญญาณขาอินพุต 50 เฮิร์ต จากข้อ 1.1 ผ่านวงจรเปรียบเทียบ(comparator)โดยใช้ออปแอมป์

1.3 สร้าง สัญญาณสี่เหลี่ยมความถี่ 2 กิโลเฮิร์ต

นำสัญญาณจาก 1.2 เข้าวงจรคูณความถี่โดยใช้ไอซีเฟสล็อกคูลกับวงจรหารความถี่

1.4 สร้าง สัญญาณสามเหลี่ยมความถี่ 2 กิโลเฮิร์ต

นำสัญญาณจาก 1.2 เข้าวงจรอินทิเกรทโดยใช้ออปแอมป์741

1.5 ปรับแต่งรูปสัญญาณ

2. สร้างสัญญาณขาอินพุตความถี่ 50 เฮิร์ต

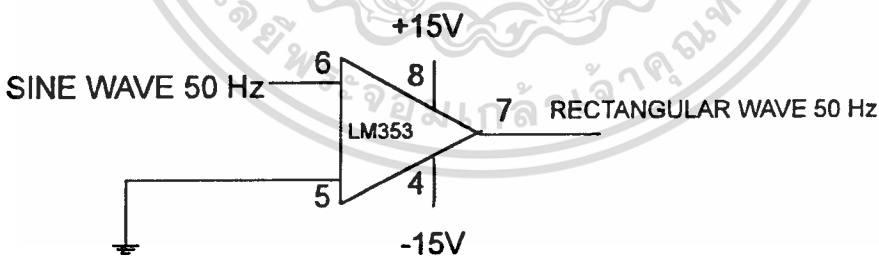
ใช้สัญญาณขาอินพุต ความถี่ 50 เฮิร์ต จากข้อ 1.1

3. นำสัญญาณขาอินพุตความถี่ 50 เฮิร์ตมาเปรียบเทียบกับสัญญาณรูปสามเหลี่ยมความถี่ 2 กิโลเฮิร์ต

4.2.2 วงจรสร้างคลื่นตามเหลี่ยม

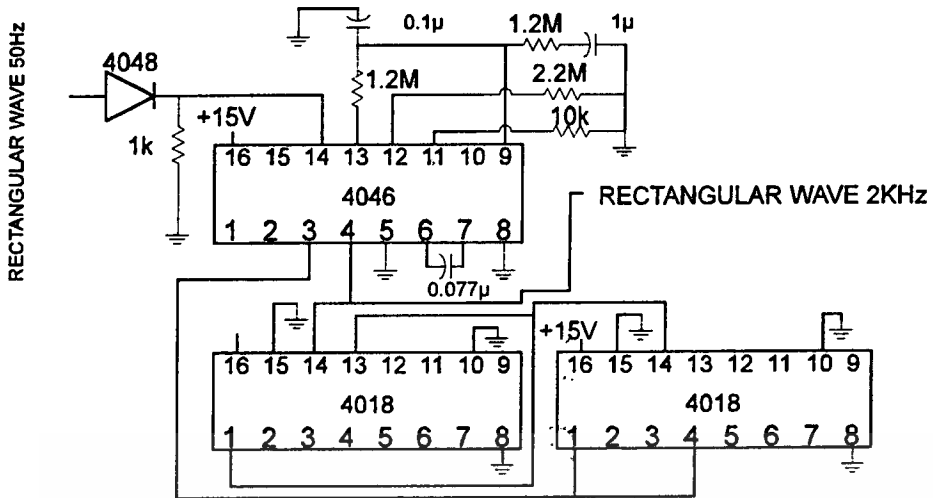
ในวงจรสำหรับสร้างสัญญาณพีคดับลิวเอ็ม เราจำเป็นต้องใช้สัญญาณคลื่นสามเหลี่ยมความถี่ 2 กิโลเฮิร์ตดังที่กล่าวมาแล้ว ดังนั้นในส่วนนี้เราจะกล่าวถึงการสร้างสัญญาณคลื่นสามเหลี่ยมโดยละเอียด

1 เมื่อเราได้สัญญาณขาอินพุต ความถี่ 50 เฮิร์ตที่แปลงลดแรงดันมาจากไฟ 1 เฟสและซีฟเฟสไป 60 องศา แล้ว ก็นำสัญญาณที่ได้เข้าวงจรคอมแพเรเตอร์ เพื่อให้ได้สัญญาณสี่เหลี่ยม ที่มีค่าแอมพลิจูด +15 และ -15 โวลต์ดังรูป



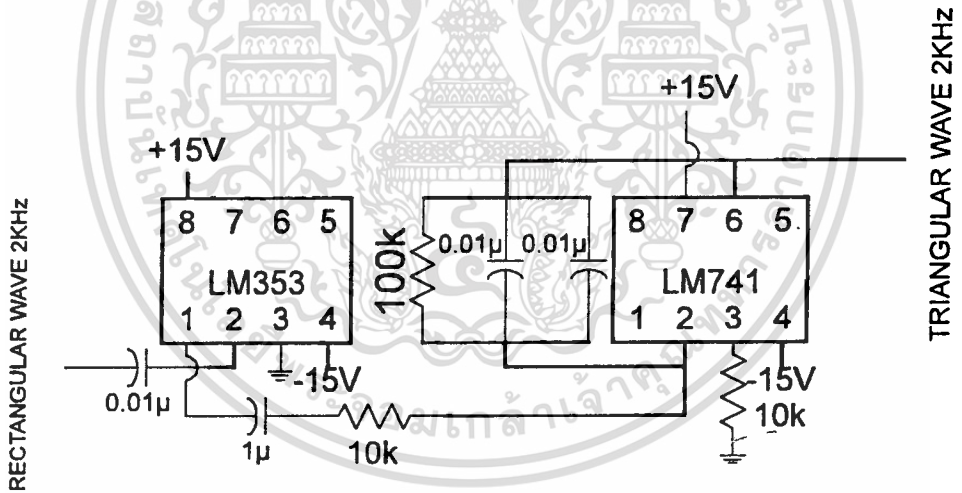
รูป 4.4 วงจรคอมแพเรเตอร์

2 นำสัญญาณสี่เหลี่ยมที่ได้เข้าวงจรคูณความถี่ แต่ก่อนหน้านั้นต้องต่อสัญญาณผ่านไดโอดก่อน เพราะสัญญาณที่จะเข้าวงจรคูณความถี่จะต้องมีแอมพลิจูด บวก กับ ศูนย์ วงจรคูณความถี่สร้างจากไอซีเฟสล็อกคูลกับวงจรหารความถี่



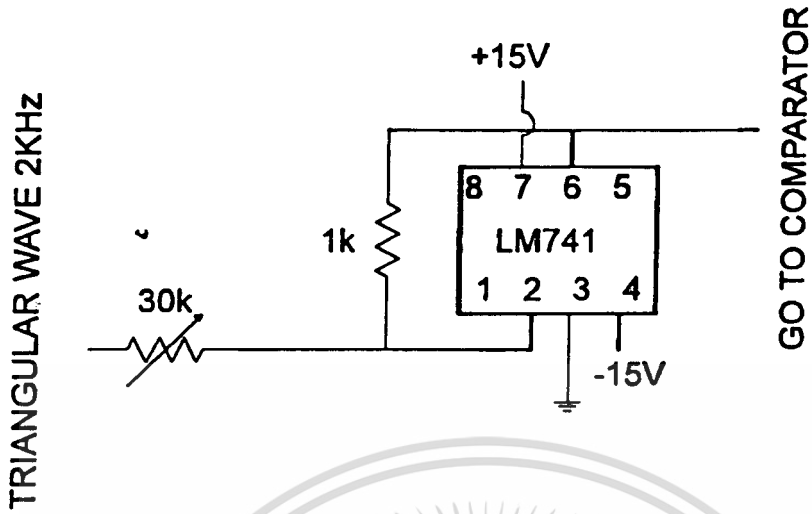
รูป 4.5 วงจรคลื่นความถี่

3 นำสัญญาณสี่เหลี่ยมที่ได้จากข้อ 2 ซึ่งมีความถี่ 2 กิโลเฮิร์ตต์ ต่อเข้าวงจรคอมแพเรเตอร์ เพื่อให้ได้สัญญาณที่มีแอมพลิจูด +15 และ -15 โวลท์ก่อน แล้วจึงต่อเข้าวงจรอินทิเกรท ก็จะได้สัญญาณสามเหลี่ยม ที่มีความถี่ 2 กิโลเฮิร์ตต์ ตามต้องการ



รูป 4.6 วงจรอินทิเกรท

4) ปรับแต่งสัญญาณด้วยวงจรปรับขนาดแอมพลิจูดดังรูป



รูป 4.7 วงจรปรับแต่งสัญญาณ

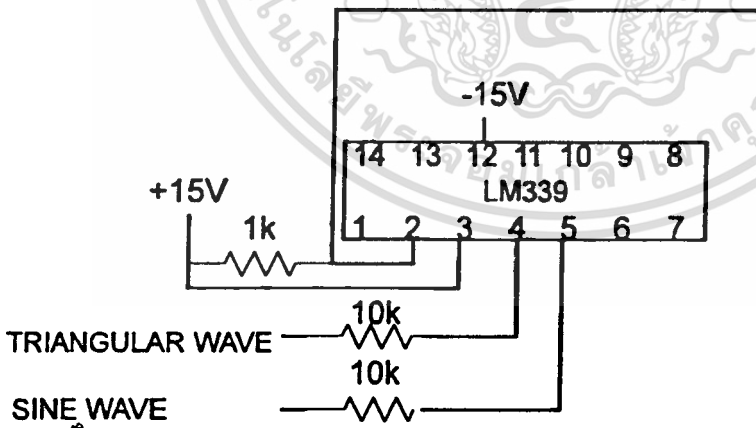
4.2.3 วงจรสัญญาณขาอินพุต

สัญญาณขาอินพุตที่ใช้ ในการสร้างสัญญาณพัลส์แบบทวิโพลาร์ ได้มาจากสัญญาณขาอินพุตที่ถูกลดแรงดันลงโดยหม้อแปลง แล้วผ่านเข้าวงจรรีเฟส 60 องศา

4.2.4 วงจรเปรียบเทียบ

นำสัญญาณ สามเหลี่ยม และสัญญาณขาอินพุต มาเข้าวงจรเปรียบเทียบดังรูป

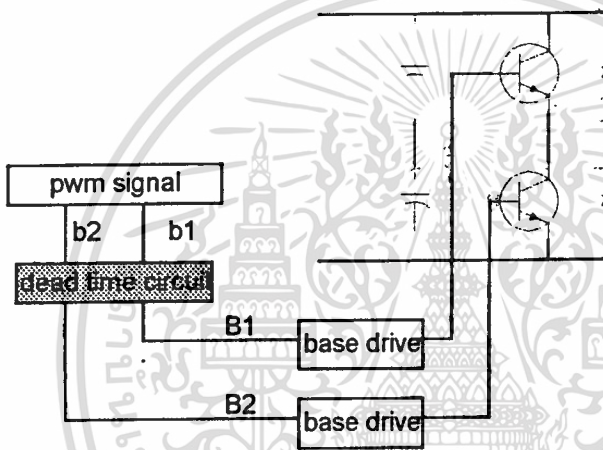
PWM(GO TO DEADTIME)



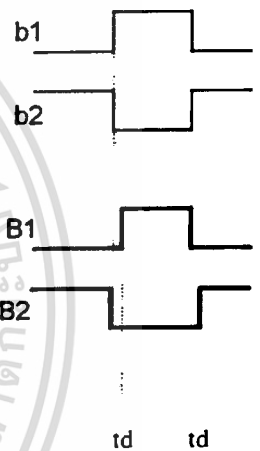
รูป 4.8 วงจรเปรียบเทียบ

4.3 วงจรสร้างสัญญาณเดดไทม์

เป็นวงจรที่จะแยกสัญญาณที่จะนำไปควบคุมทรานซิสเตอร์ตัวบน และตัวล่างในกิ่งเดียวกันของ วงจรกำลังตามรูป 4.9 โดยมีการสร้างเดดไทม์ (dead time) ซึ่งเป็นการป้องกันไม่ให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ ทั้งสองนำกระแสพร้อมกัน ในขณะที่มีการสับเปลี่ยนการนำกระแส อันเนื่องมาจากผลของสโตเรจไทม์ ของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ ซึ่งจะทำให้เกิดลัดวงจรในกิ่งชั่วขณะผลก็คืออาจทำให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ เสียหายได้ หลักการสร้างเดดไทม์ ทำได้โดยการหน่วงสัญญาณ การนำกระแสของทรานซิสเตอร์แต่ละ ตัวออกไปเท่ากับ t_d ดังแสดงในรูป 4.10 วงจร สร้างสัญญาณที่ใช้แสดงในรูป 4.11

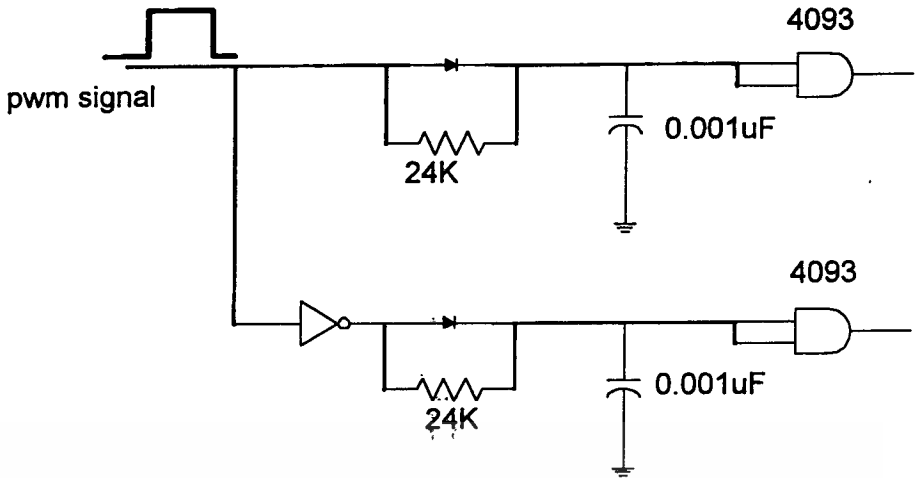


รูป 4.9 บล็อกไดอะแกรมวงจรสร้างเดดไทม์



รูป 4.10 รูปสัญญาณหลังผ่าน วงจรเดดไทม์

ในทางทฤษฎีพบว่าถ้าค่าของเดดไทม์มีค่าสูงจะทำให้แรงดันพินคาเมนทอลมีค่าลดลงไปจากเดิม และจะมีผลทำให้มีฮาร์โมนิคอันดับต่ำมีค่าสูงขึ้น ดังนั้นการกำหนดค่าเดดไทม์ควรจะกำหนดให้มีค่าที่เหมาะสมซึ่งมีความสัมพันธ์กับค่าเวลาของทรานซิสเตอร์ จากการทดลองได้เลือกค่าเวลาประมาณ 25 ไมโครวินาที ซึ่งสามารถตั้งค่าเวลา จากค่าคงที่เวลา RC ที่อยู่ใน วงจรรูป 4.11 โดยใช้ตัวไอซี 4093 (Quad schmitt trigger) ในการสร้างสัญญาณเดดไทม์



รูป 4.11 วงจรสร้างสัญญาณเคทไทย โดยใช้ไอซี 4093

หมายเหตุ

ใช้ไฟเลี้ยง +15V และ 0 แก่ไอซี 4093 เพราะสัญญาณที่รับมาจากวงจรสร้างสัญญาณ ฟิตับบลิวเอ็ม ซึ่งมีสัญญาณเป็น +15V และ 0 ใช้ไฟเลี้ยง +15V และ 0 แก่ไอซีอินเวอร์ส(ปริยญาณีพนริใช้ 4069)

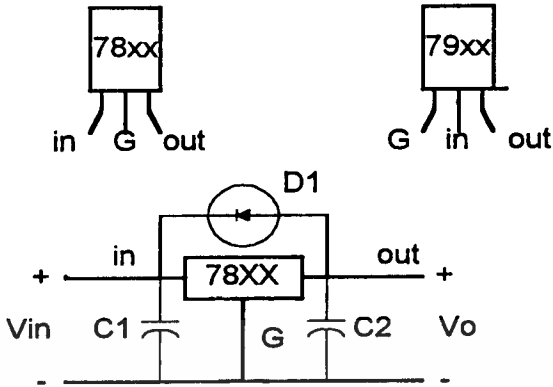
4.4 แหล่งจ่ายไฟตรงแก่วงจร

4.4.1 โวลเตจเรกูเลเตอร์ (Voltage Regulator)

IC Fixed Voltage Regulator

ปัจจุบันมี IC ใช้งานเป็น โวลเตจเรกูเลเตอร์ อยู่มากมาย(ไอซี 389) ที่นิยมใช้กันเช่นไอซีตระกูล 78XX โดยที่ XX หลังเป็นตัวระบุค่า Voltage เช่นเบอร์ 7805 จะมีค่าแรงดันเอาต์พุตเป็น+5V เบอร์ 7812 ให้แรงดันเอาต์พุตเป็น + 12Vหรือ ตระกูล 79XX ซึ่งเป็น ไอซีที่ให้ เอาต์พุตเป็นไฟลบ.

ไอซีตระกูลนี้มีวงจรจำกัดกระแสภายในตัวเพื่อป้องกันกระแสโหลด(load) มากเกินขีดจำกัด ซึ่งอาจจะทำให้ ไอซีเสียหายได้(หรืออุปกรณ์อื่นเสียหายได้) การใช้งานไอซีเหล่านี้ทำให้ง่าย เพราะใช้อุปกรณ์อื่นประกอบน้อยมาก สิ่งที่ต้องคำนึงถึงคือ แรงดัน V_{in} เพราะจะมีแรงดันส่วนหนึ่งตกคร่อม IC ซึ่งทางบริษัทผู้ผลิตจะกำหนดไว้ในคาต้าชีต(data sheet) เรียกว่าครอปเอาท์โวลเตจ(dropout Voltage) สำหรับ IC ตระกูล 78XX มี ครอปเอาท์โวลเตจ ประมาณ 2 V ดังนั้น V_{in} ต่ำสุดจะต้องมีค่ามากกว่า V_o +2V และ V_{in} สูงสุดก็จะต้องไม่เกินค่าที่กำหนดไว้ในคาต้าชีต เพราะจะทำให้ IC เสียหายได้

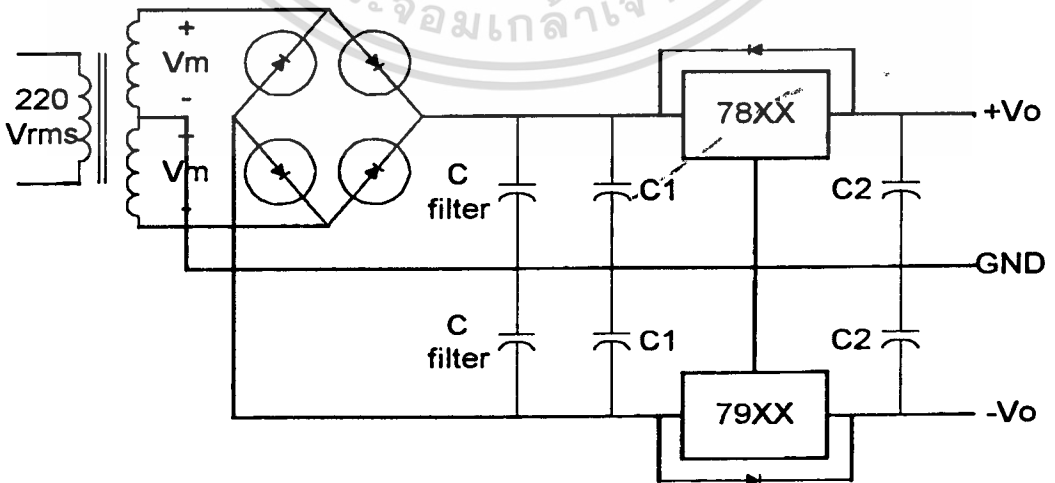


รูป 4.12 วงจรโวลเตจเรกกูเรเตอร์

ตัวเก็บประจุ C_1 มีไว้เพื่อลดทอนผลของความเหนี่ยวนำของสาย (Ldi/dt) ที่ต่อไปยังแหล่งจ่ายบริดจ์เรกติไฟเออร์ (Bridge Rectifier) ส่วน C_2 ให้ลดทอนสัญญาณรบกวนความถี่สูงทางด้าน เอาท์พุทของไอซีเรกกูเรเตอร์

ค่า C_1 และ C_2 คูได้จาก ค่าคำชี้ชัด ของไอซีเบอร์นั้นๆ(เช่น 7805,7812,7815) ปกติค่า $C_1 = 0.22 \mu\text{F}$ (แบบ ceramic) และค่า $C_2 = 0.1 \mu\text{F}$ (ไม่ควรน้อยกว่า $0.01 \mu\text{F}$) ส่วนไดโอด D_1 มีไว้สำหรับป้องกันไอซีเรกกูเรเตอร์ เมื่อ $V_{in} = 0$ (ปิดเพาเวอร์ซัพพลาย) กระแสที่ชาร์จ(charge) ไว้โดย C_2 จะดิสชาร์จ (discharge)ผ่านไดโอดแทน

4.4.2 วงจรสำหรับการใช้งานของตระกูล 78XX และ 79XX



รูป 4.13 วงจรใช้งาน 78XX , 79XX

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปกติ IC ตระกูล 78XX หรือ 79XX จะจ่ายกระแสสูงสุดได้ไม่เกิน 1 A ถ้าต้องการจ่ายกระแสให้มากขึ้นก็ทำได้โดยเอา เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ มาต่อเพื่อช่วยจ่ายกระแสที่เกินแทนขณะเดียวกันต้องเปลี่ยนไดโอด และ หม้อแปลงให้ทนกระแสได้มากขึ้น ไปด้วย



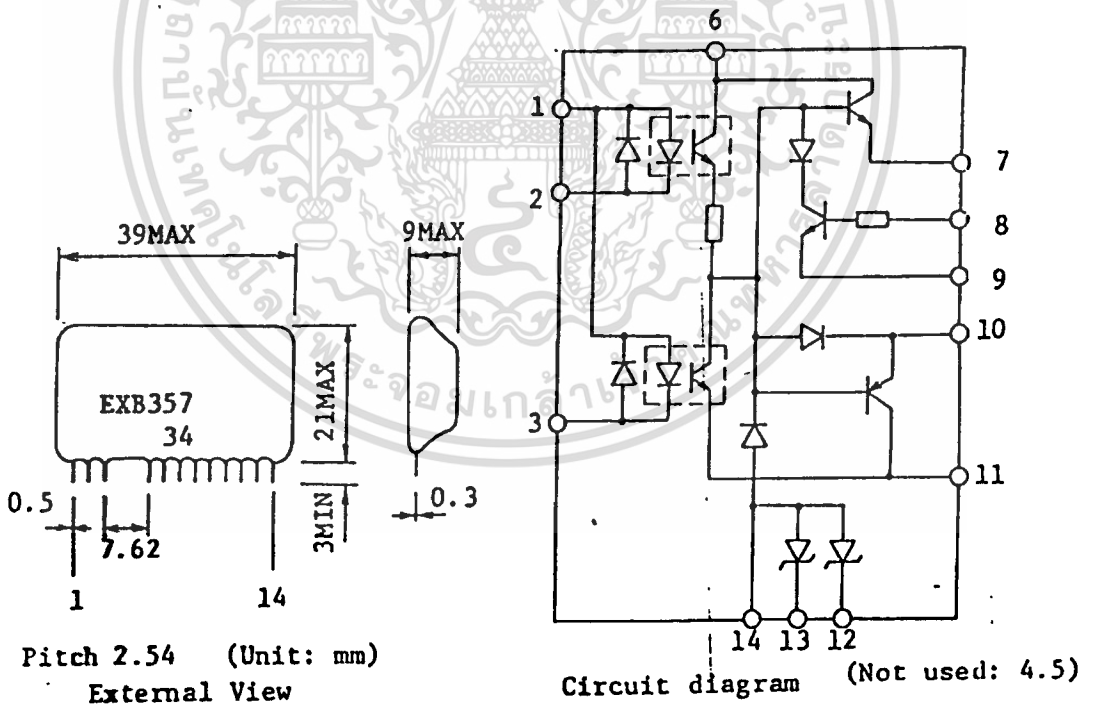
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5 วงจรกำลัง

5.1 วงจรขับเบส (Base drive circuit)

วงจรขับเบส จะออกแบบใช้กับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์สองตัวในสายตีซีของวงจรแปลงไฟ เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ที่ใช้ในการทดลองเบอร์ 2D130Z-120 สามารถรับกระแสได้ 30A และทนแรงดันได้ 1200 V มีลักษณะภายในเป็นที่มีการต่อแบบคาร์ลิงตัน ซึ่งมีอัตราการขยายกระแสสูงทำให้ใช้กระแสในการขับที่ต่ำ วงจรขับเบสที่ใช้ จะใช้อุปกรณ์ในการขับสำเร็จรูปของบริษัทฟูจิรุ่น EXB357 ซึ่งรายละเอียดของชุดขับเบสรุ่น EXB357 แสดงไว้แล้วในภาคผนวก รายละเอียดที่สำคัญของตัวขับเบสรุ่น EXB357 มีดังต่อไปนี้

- มีออปโตคัปเลอร์ (Opto Coupler) ในตัวซึ่งจะทำหน้าที่เป็นส่วนแยกกราวด์ ระหว่างวงจรถวบคุม และวงจรกำลัง เพื่อป้องกันการรบกวนและอันตรายจากไปด้นอุปกรณ์กำลัง
- มีค่าอัตราการเพิ่มของแรงดันสูงสำหรับการขับทรานซิสเตอร์ ($dv/dt > 4000v/s$)
- มีเวลาสวิตชิ่งที่สั้น $t_{storage} < 5\mu s$
- ในช่วงการหยุดนำ ค่ากระแสเบสเป็นลบ เพื่อลดสตอเรจใหม่ให้หยุดนำเร็วขึ้น



รูป 5.1 โครงสร้างของชุดขับเบสฟูจิรุ่น EXB357

ชุดขับเบสที่ใช้จะใช้อุปกรณ์ต่อเพิ่มอีก ซึ่งสำหรับในปริยญาณิพนธ์นี้ จะใช้อุปกรณ์ดังนี้

R1	=200Ω	RF	=1Ω	C1	=0.023μF
R2	=2kΩ	RR	=0.1Ω	CA	=0.1μF
Q1	D743A(NPN)	CB	=0.1μF		

Q2 B828(PNP) Not gate4069

หลักการทํางานวงจรขับเบส

ตามรูป 5.2 $V_{cc} = 6v$, $V_{EE} = -6v$, $V_p = 15v$ สัญญาณPWMป้อนเข้าเพื่อเป็นสัญญาณแก่ขา 2 และขา 3 ของ EXB357

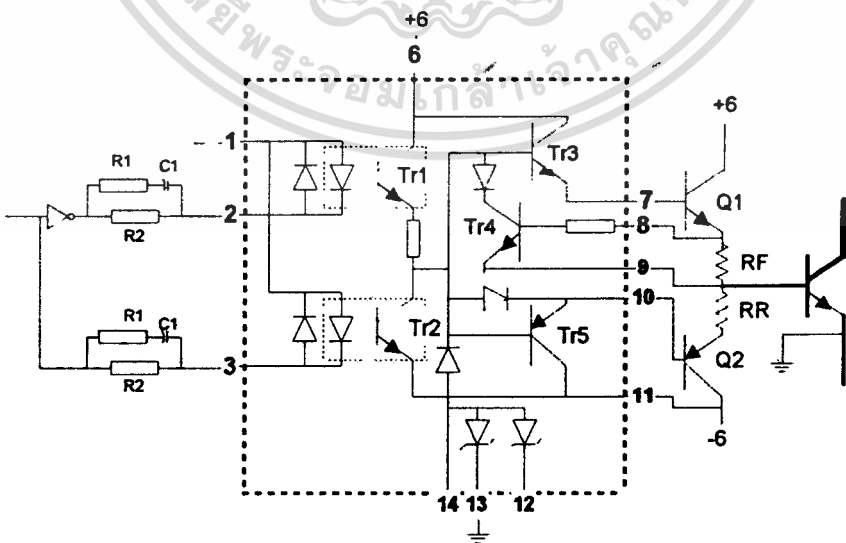
ช่วงนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

เมื่อสัญญาณบวกเข้ามาจากส่วนวงจรควบคุม ทำให้ขา 2 มีแรงดันเป็น 0 และขา 3 เป็นบวก ทำให้ ไดโอดในออปโตคัปเปอร์ตัวบน(Tr1)สว่าง ทำให้ทรานซิสเตอร์ของออปโตคัปเปอร์ตัวบนนำกระแสได้ และทรานซิสเตอร์ของออปโตคัปเปอร์ตัวล่าง(Tr2)ของออปโตคัปเปอร์ตัวล่างไม่นำกระแส เมื่อ Tr1ทำให้เกิดไบอัสทำให้ Tr3 และ Q1 นำกระแส(เพราะมีกระแสเบสผ่านไปที่ขาเบส Tr3 ได้) ซึ่งจะทําให้ Tr4 นำกระแสในเวลาต่อมา ซึ่งจะทําให้ Tr4 และ Q1 ช่วยจ่ายกระแสเบสแก่ทรานซิสเตอร์ สำหรับการไบอัสให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์นำกระแสในช่วงที่จะทําให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์นำกระแส

ในเวลาเดียวกันนี้ Tr5 และ Q2 จะหยุดนำเพราะ โคนไบอัสกลับทางทั้งคู่ ทั้งหมดนี้จะทําให้ในช่วงนี้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์นำกระแสได้

ช่วงหยุดนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

เมื่อสัญญาณศูนย์เข้ามาทําให้ขา 2 มีแรงดันเป็นแรงบวก และขา 3 มีแรงดันเป็นศูนย์ ทําให้ ไดโอดของออปโตคัปเปอร์ตัวล่างติดทําให้ Tr2 นำกระแสได้ และ Tr1 หยุดนำกระแส ซึ่งทําให้เกิดการดึงกระแสเพราะมีไฟลน 6 v ต่ออยู่ ซึ่งจะทําให้ Tr3, Q1 หยุดนำเพราะ โคนไบอัสกลับทาง ทําให้ Tr4 หยุดนำด้วย เพราะไม่มีแรงดันไบอัส และในเวลาเดียวกัน Tr5, Q2 จะ โคนไบอัสให้นำกระแส เกิดการดึงกระแสเบสจากเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์โดย Q2 ทําให้ในช่วงนี้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์หยุดนำกระแสได้เร็วขึ้น



รูป 5.2 วงจรขับเบสทรานซิสเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

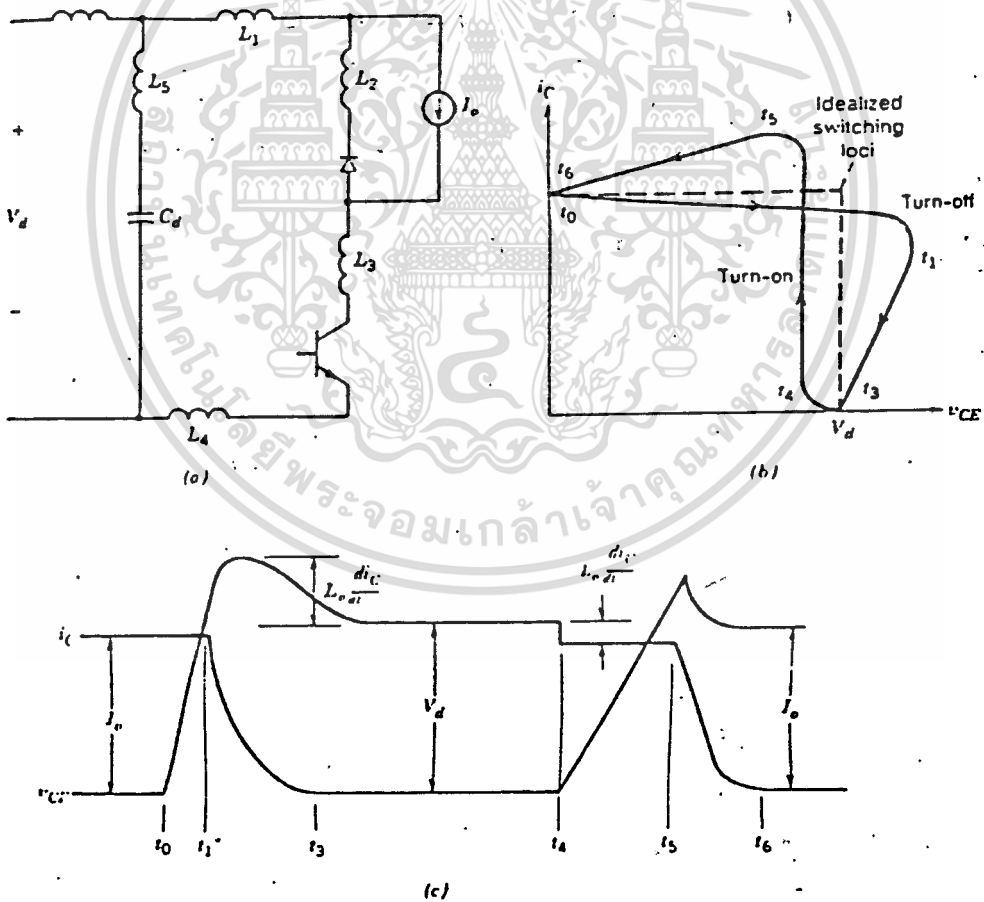
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.2 วงจรป้องกันทรานซิสเตอร์

ความจำเป็นในการใช้วงจร snubber

วงจร snubber เป็นวงจรส่วนที่มีสำคัญส่วนหนึ่งในการสวิตชิ่งที่ความถี่สูง เนื่องจากการสวิตชิ่งที่ความถี่สูงจะเกิดสไปค์โวลต์เตจ (spike voltage) หรือ กระแสสไปค์ (spike current) ทำให้อัตราการเพิ่มของแรงดันต่อเวลา (dv/dt) และอัตราการเพิ่มของกระแสต่อเวลา (di/dt) เพิ่มสูงอย่างมาก ซึ่งอาจจะก่อให้เกิดความเสียหายต่อทรานซิสเตอร์กำลัง ได้จึงมีการนำเอาวงจร snubber มาใช้เพื่อที่จะลดค่าของ dV/dt และ di/dt ให้มีค่าน้อยลงพอที่วงจรจะทำงานได้โดยเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์กำลังไม่เกิดความเสียหาย วงจร snubber ถูกใช้เพื่อป้องกัน ทรานซิสเตอร์ มีอยู่ 3 ชนิด

1. เทินออฟ snubber (Turn-off snubbers)
2. เทินออน snubber (Turn-on snubbers)
3. โอเวอร์โวลเตจ snubber (Overvoltage snubbers)



รูป 5.3 a) วงจรสแต็พดาวน์คอนเวอร์เตอร์ (step-down converter circuit)
 b) เส้นทางการไหลของ i_c เมื่อ เทียบกับ v_{CE} ที่เวลาต่างๆ
 c) รูปคลื่นกระแสและตักการะหว่าง เทินออนและเทินออฟ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เพื่อที่จะอธิบายความต้องการของวงจร snubber จากรูป 5.3 เมื่อปราศจาก snubber แสดงดังรูปที่ 5.3 a) ที่ซึ่งค่าความเหนี่ยวนำแฝงในส่วนต่างๆ ของวงจรแสดงไว้ด้วยในรูป 5.3

เริ่มแรกเมื่อทรานซิสเตอร์เริ่มนำกระแส $i_c = I_0$ เมื่อเริ่มมีการเทินออฟ ในรูปที่ 5.3 c) เวลา $t = t_0$ โวลเตจของทรานซิสเตอร์จะเริ่มสูงขึ้นแต่กระแสในส่วนต่างๆ ของวงจรมีค่าคงที่เท่าเดิมจนกระทั่ง t_1 เมื่อไดโอดเริ่มนำกระแส (conduct) ขณะนั้นกระแสของ ทรานซิสเตอร์เริ่มที่จะลดลงและอัตราของการลดลงจะถูกควบคุมโดยคุณสมบัติของทรานซิสเตอร์และการจับเบส โวลเตจของทรานซิสเตอร์จะแสดงดังสมการที่ 5.2.1

$$v_{CE} = V_d - L_o di_c/dt \quad (5.2.1)$$

ที่ซึ่ง $L_o = L_1 + L_2 + \dots$ ค่าความเหนี่ยวนำแฝง (stray inductances) เหล่านี้จะมีผลในโอเวอร์โวลเตจ เมื่อ di_c/dt เป็นลบ ที่เวลา t_2 กระแสเริ่มคงที่ โวลเตจคร่อม V_d จะคงที่

ระหว่างสภาพ เทินออน กระแสทรานซิสเตอร์จะเริ่มสูงขึ้นเมื่อเวลา t_4 และ จะถูกควบคุมโดยคุณสมบัติของทรานซิสเตอร์และการจับเบสสมการที่ 5.2.1 จะยังคงเป็นจริงแต่เนื่องจาก di_c/dt เป็นบวก ดังนั้น v_{CE} จะยังคงน้อยกว่า V_d จนกระทั่งที่เวลา t_5 v_{CE} เริ่มลดลงจนกระทั่งเป็น 0 ที่เวลา t_6

5.2.2 เทินออฟ snubber (Turn-off snubber)

เพื่อที่จะหลีกเลี่ยงปัญหาขณะเทินออฟเราจะทำการต่อ วงจรตัวต้านทาน-ตัวเก็บประจุ-ไดโอดระหว่างรอยต่อของ ไบโพลาร์จังก์ชันทรานซิสเตอร์ (BJT) แสดงดังรูปที่ 5.4 เมื่อไม่คิดผลของค่าความเหนี่ยวนำแฝง (stray inductance) ในตอนเริ่มต้นเราสามารถอธิบายได้ดังนี้

เริ่มแรกเมื่อมีการ turn-off กระแสทรานซิสเตอร์ (transistor) คือ I_0 และ โวลเตจทรานซิสเตอร์ (v_{CE}) คือ 0 กระแส i_c จะลดลงอย่างคงที่ และ $(I_0 - i_c)$ จะไหลเข้าไปใน C ผ่านไดโอด ดังนั้นช่วงเวลา t_n (ตามรูป) กระแสผ่าน C สามารถแสดงดังสมการ

$$i_{Cs} = (I_0 t)/t_n \quad 0 < t < t_n \quad (5.2.2)$$

i_{Cs} เป็น 0 เมื่อเริ่ม เทินออฟ ที่เวลา $t = 0$ แรงดันของตัวเก็บประจุจะเหมือนแรงดันคร่อมทรานซิสเตอร์เมื่อไดโอดเริ่มนำกระแส

$$v_{Cs} = v_{CE} = 1/C \int_0^t i_{Cs} dt = I_0 t^2 / 2C t_n \quad (5.2.3)$$

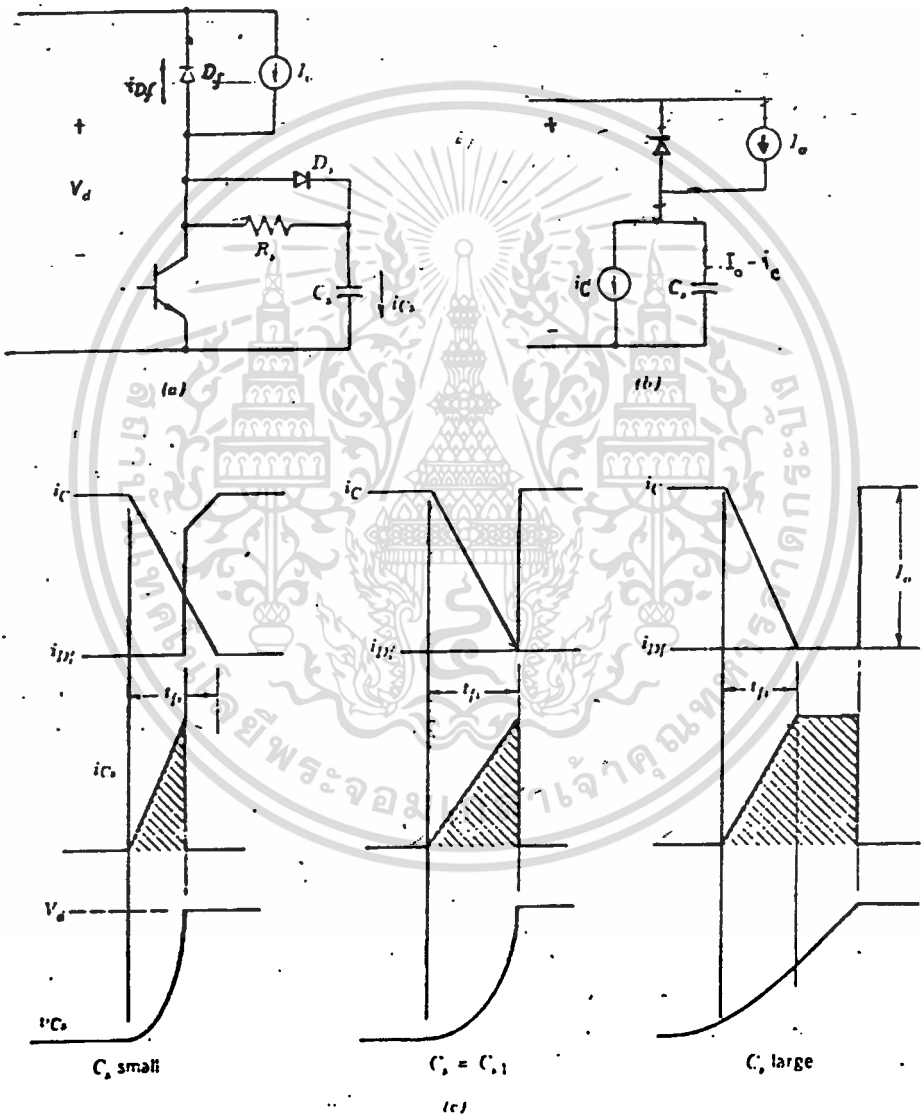
สมการจะเป็นจริงระหว่างเวลา t_n V_C จะน้อยกว่า V_d วงจรแทนดังรูปที่ 5.4 b

รูปคลื่น โวลเตจ และ กระแส แสดงดังรูปที่ 5.4 c ใน 3 ค่าของ C ซึ่งมีขนาดแตกต่างกัน V_{Cs} จะมากกว่า V_d ก่อนช่วงเวลา t_n จะหมดไป ที่เวลานั้น D_f จะเทินออนและ i_{Cs} จะเป็นศูนย์เนื่องจาก dV_{Cs}/dt เป็นศูนย์

ในรูปที่ 5.4 c ใน 3 ค่าของ C ที่ $C_s = C_{s1}$ ขณะนั้นเป็นสาเหตุให้แรงดันของตัวเก็บประจุเท่ากับ V_d อย่างแน่นอนภายในเวลา t_{μ} จากสมการแสดงการคำนวณค่า C_{s1} โดยการแทนค่า $t = t_{\mu}$ และ $v_{Cs} = V_d$ ในสมการที่ 5.2.3 ซึ่งค่า C_{s1} คือ

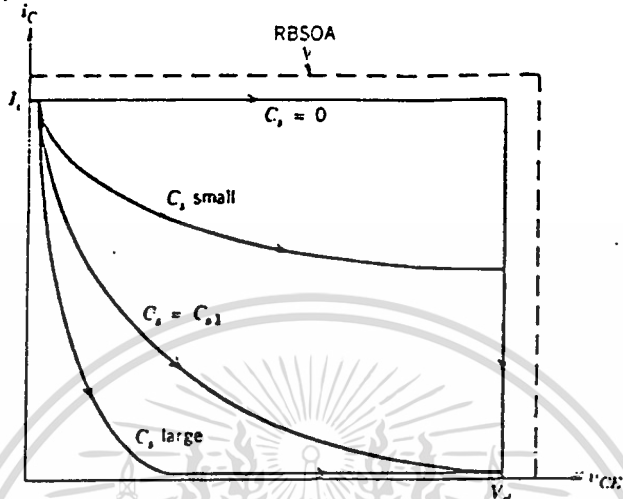
$$C_{s1} = (I_0 t_{\mu}) / 2V_d \tag{5.2.4}$$

สำหรับ C ตัวใหญ่ๆ ที่ $C_s > C_{s1}$ แสดงดังรูป 5.4 c และแรงดันของทรานซิสเตอร์สูงขึ้นอย่างช้าๆ ใช้เวลามากกว่า t_{μ} ในการไปถึง V_d กราฟของ i_c กับ v_{CE} แสดงดังรูปที่ 5.5



รูป 5.4 a) วงจรเทินออฟสลับเบอร์
 b) วงจรเสมือนในสถานะทรานเซียน (transient)
 c) รูปคลื่นของกระแสและแรงดันระหว่างสถานะทรานเซียน โดยพื้นที่
 แรเงาแสดงประจุที่ซาร์จในคาปาซิเตอร์ระหว่างเทินออฟ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 5.5 แสดงเส้นทางระหว่างสภาวะเทินออฟของ I_c เทียบกับ V_{ce} ที่ค่า C_c ต่างๆกัน

เพื่อที่จะออกแบบวงจรสับเบอร์ให้สมบูรณ์จำเป็นต้องพิจารณาทั้ง เทินออน และ เทินออฟของทรานซิสเตอร์ โดยเริ่มแรกจะสมมติให้ $R = 0$ เมื่อนั้น C เพียงตัวเดียวจะใช้เป็น วงจร เทินออฟสับเบอร์ (turn-off snubber) แสดงดังรูปที่ 5.6 พื้นที่แรงเงาในรูปที่ 5.6 a) แสดงการ ชาร์จ(charge) บน C ที่ถูก ดิสชาร์จ(discharge) เข้าไปในทรานซิสเตอร์ การดิสชาร์จ(discharge) เหล่านี้จะเท่ากับพื้นที่แรงเงาในรูป 2c และขึ้นกับค่า C_c ที่ใช้ ในการไม่มี C_c นั้นค่า v_{ce} จะตกลงอย่างรวดเร็ว แสดงดังเส้นประในรูป 5.6 a ดังนั้นพลังงานที่หายไปในระหว่างเทินออน จะน้อยการเพิ่มของพลังงานที่หายไป ในทรานซิสเตอร์ระหว่างที่ C ดิสชาร์จ(discharge) แสดงโดย

$$W = \int_{t_{ri}+t_{rr}}^{t_2} i_c v_{ce} dt = \int_{t_{ri}+t_{rr}}^{t_2} i_{c_0} v_{ce} dt + \int_{t_{ri}+t_{rr}}^{t_2} I_0 v_{ce} dt \quad (5.2.5)$$

เทอมแรกทางขวามือจะเท่ากับพลังงานที่สะสมใน C ที่ซึ่งแพร่กระจายเข้าไปในทรานซิสเตอร์ที่เวลา เทินออน อย่างไรก็ตามการเพิ่มของพลังงานที่กระจายเข้าไปในทรานซิสเตอร์แสดงในเทอมที่ 2 ของสมการที่ 5.2.5 ซึ่งอาจจะใหญ่กว่าเทอมแรก

รูปคลื่นขณะทรานซิสเตอร์เทินออน ในวงจรสับเบอร์ R_s แสดงดังรูปที่ 5.6 b) คล้ายกับวงจร C โวลเตจถูกสมมติให้ตกลงทันทีทันใด ดังนั้นจึงไม่มีการเพิ่มพลังงานที่กระจายเข้าไปในทรานซิสเตอร์ ขณะเทินออนพลังงานของ C จะถูกกระจายเข้าไปในความต้านทาน R_s แสดงโดย

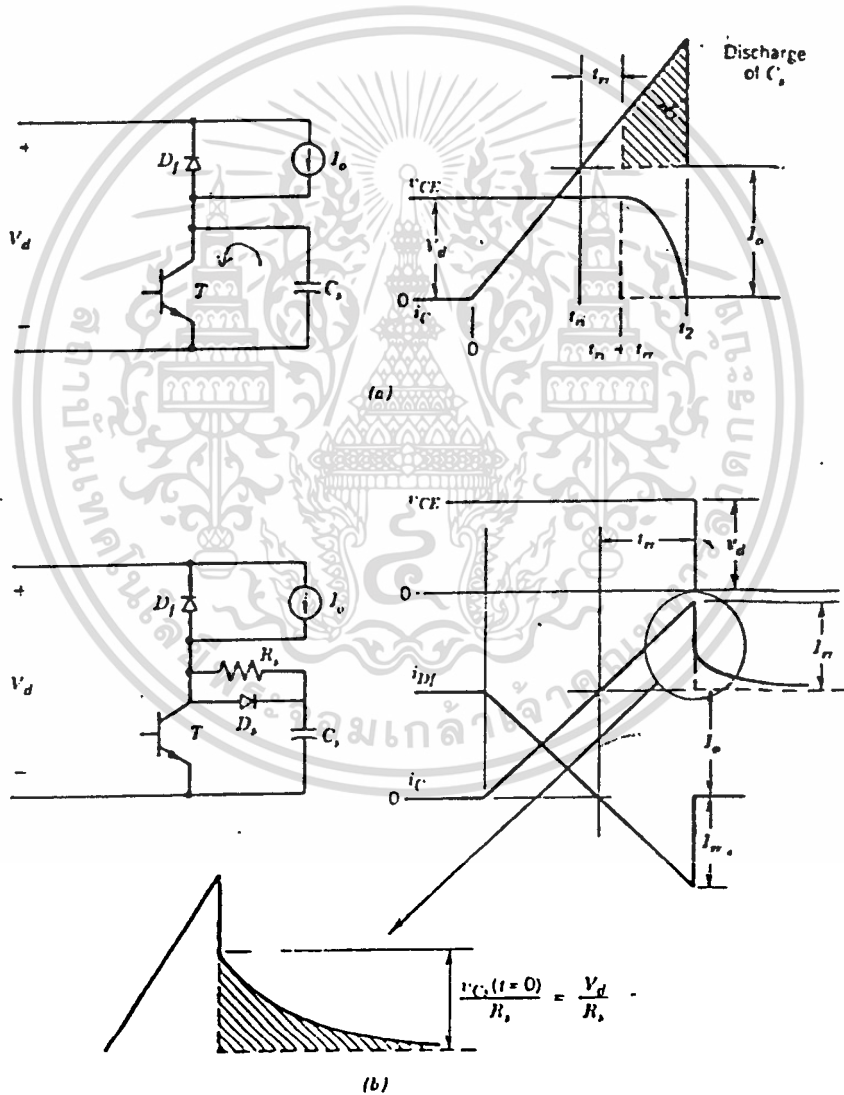
$$W_R = (C_s V_d^2)/2 \tag{5.2.6}$$

ในรูป 5.6 a ความต้านทาน (R_s) ควรจะถูกเลือกให้มีกระแสสูงสุดผ่านมันน้อยกว่า I_{π} ของไดโอด

$$(V_d/R_s) < I_{\pi} \tag{5.2.7}$$

วงจรที่ออกแบบส่วนใหญ่จะจำกัด I_{π} ไม่เกิน $0.2I_0$ ดังนั้นสมการที่ 5.2.7 จะกลายเป็นสมการที่ 5.2.8

$$(V_d/R_s) = 0.2I_0 \tag{5.2.8}$$



รูป 5.6 ผลของ คาปาซิเตอร์ C_s ขณะ (a) ไม่มี R_s (b) มี R_s

ผลของการที่ต่อ R, เข้าไปในวงจรสแนบเบอร์

- 1) พลังงานที่สะสมใน C จะถ่ายเทไปยัง R มีผลทำให้ทรานซิสเตอร์ไม่ร้อนเกินไป
- 2) ไม่มีการเพิ่มของพลังงานเข้าไปในทรานซิสเตอร์เนื่องจากวงจรเทินออฟสแนบเบอร์
- 3) กระแสสูงสุดของทรานซิสเตอร์ไม่เพิ่มเนื่องจากการเทินออฟ

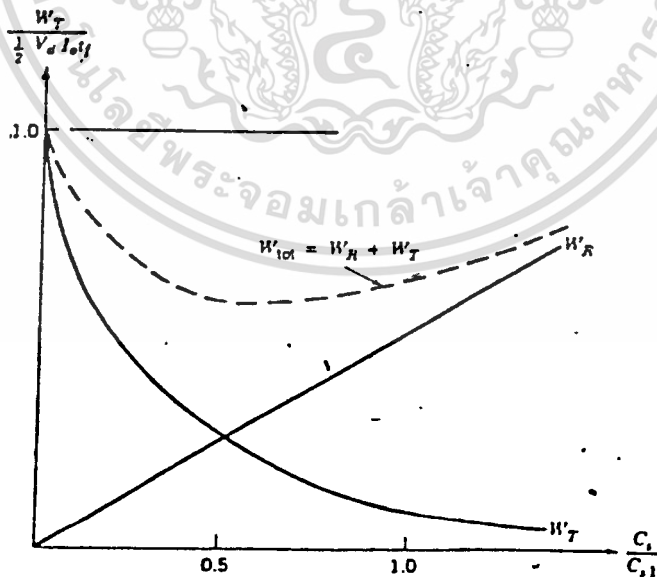
พลังงานที่ถ่ายเทไปยัง ทรานซิสเตอร์ระหว่างเทินออฟและถ่ายเทไปยัง R ระหว่างเทินออนถูกพล็อตเทียบกับฟังก์ชันของ C ในรูปที่ 5.7 ไม่ขึ้นกับ R, การที่ไม่มีพลังงานที่ถ่ายเทไปยัง ทรานซิสเตอร์ระหว่างเทินออนเนื่องจากวงจรสแนบเบอร์เทินออฟคังนั้น C, ที่ถูกเลือกควรมีพื้นฐานดังนี้ :

- 1) ลดการสูญเสียของทรานซิสเตอร์ในเรื่องความร้อน
- 2) รักษาผลรวมทั้งหมดของพลังงานระหว่างการเทินออน และการเทินออฟของทรานซิสเตอร์ (ตามที่แสดงคังเส้นประในรูปที่ 5.7)

การเลือกค่า R, อยู่บนพื้นฐานของสมการที่ 5.2.7 ในการออกแบบ C, ควรมั่นใจว่า C, มีเวลาเพียงพอที่จะดิสชาร์จ(discharge)จนโวลเตจค้ำลงประมาณ $0.1V_d$

ระหว่างการเทินออนของทรานซิสเตอร์ C จะดิสชาร์จ(discharge)ด้วย ไทม์คอนสแตนต์(time constant) $\tau_c = R_s C_s$ และ

$$v_{C_s} = V_d e^{-t/\tau_c} \quad (5.2.9)$$



รูป 5.7 พลังงานเทินออฟที่ผ่านเข้าไปในทรานซิสเตอร์และความต้านทานเทียบกับ C_s (turn-off energy dissipation in the BJT and the snubber resistance as a function of the snubber capacitance C_s .)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้นการดีสชาร์จของ v_{C_s} จนกระทั่งเท่ากับ $0.1V_d$ ต้องการเวลาภายใน $2.3\tau_c$ ดังนั้น

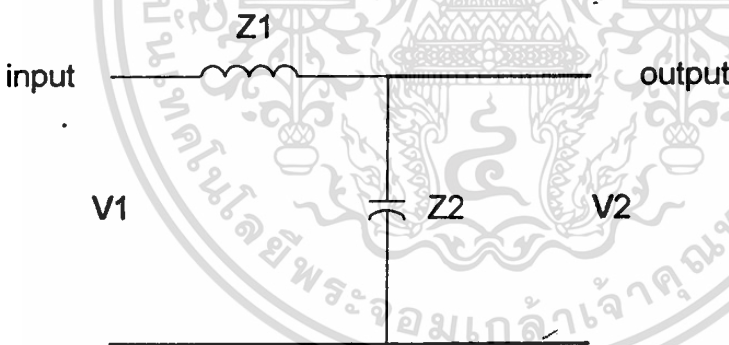
$$t_{on-state} > 2.3R_s C_s \tag{5.2.10}$$

5.3 วงจรกรองความถี่

คลื่น PWM จะเป็นผลลัพท์ของการรวมกันของฮาร์มอนิกอันดับต่างๆ ที่มีเหลืออยู่กับสัญญาณพื้นฐาน (Fundamental) ซึ่งเราต้องกรองเอาฮาร์มอนิกที่เกิดขึ้นออกให้หมดก็จะได้สัญญาณออกมาแต่สัญญาณ Fundamental ซึ่งในที่นี้ก็คือสัญญาณอ้างอิง (สัญญาณรูปซายน์) สามารถเขียนสมการทั่วไปของคลื่นได้ ดังนี้

$$V = V_1 \sin(\omega t + \phi_1) + V_2 \sin(\omega t + \phi_2) + V_3 \sin(\omega t + \phi_3) + \dots \tag{5.3.1}$$

ในวงจรกรองความถี่ฮาร์มอนิกที่เอาท์พุทของวงจรชาน์เนลเฟออินเวอร์เตอร์จะใช้วงจรกรองความถี่อย่างง่าย แบบวงจรกรองความถี่ต่ำ (Low Pass Filter) ซึ่งจะประกอบด้วย L และ C ตามรูปที่ 5.7 ทั้งนี้เนื่องจากเทคนิคพีดีบีเอ็ม (PWM) สามารถกำจัดฮาร์มอนิกอันดับต่างๆ ให้หมดไปคงเหลือแต่ฮาร์มอนิกสูงๆ (ซึ่งจะเป็นจำนวนเท่าของอัตราส่วนการมอดหรือที่อันดับ $2N-1$ ($N =$ อัตราส่วนการมอด))



รูป 5.8 แสดงวงจร Low Pass Filter

หลักการออกแบบคือ ที่ความถี่หลักจะต้องทำให้ $Z_1 \rightarrow 0$ และ $Z_2 \rightarrow \infty$ เพื่อให้จะให้ความถี่หลักผ่าน Z_1 มาได้สะดวกโดยไม่มีแรงดันตกคร่อม Z_1 เลย และไม่มีกระแสของคลื่นหลักไหลผ่านเข้าไปยัง Z_2 ได้สำหรับคลื่นที่เป็นฮาร์มอนิกจะทำให้ $Z_1 \rightarrow \infty$ และ $Z_2 \rightarrow 0$ เพื่อไม่ให้กระแสฮาร์มอ

นิกไหลผ่าน Z_1 มาได้ ถ้าผ่านมาได้บ้างก็จะลัดวงจรด้วย Z_2 ดังนั้นคลื่นที่ผ่านวงจรกรองความถี่ออกมา จึงเป็นคลื่นความถี่หลักเท่านั้น

อย่างไรก็ตามค่า L และ C ของวงจรกรองความถี่ต่ำ มีผลต่อระบบ โดยที่ค่า L และ C น้อยจะทำให้โวลเตจเรกูเรชัน (Voltage regulation) ของซายัน์เวฟของเครื่องแปลงผันไฟไม่ดี แต่เป็นการลดโวลตของเครื่องแปลงผันไฟ ขณะที่ใช้ค่า L เล็กๆค่า C มากๆจะทำให้โวลเตจเรกูเรชันดี แต่เป็นการเพิ่มภาระโวลตให้กับเครื่องแปลงผันไฟ

จากวงจรกรองความถี่แสดงในรูป 5.8 ค่าอิมพีแดนซ์ของ L และ C หาได้จากสมการ

$$Z_1 = j\omega L \quad (5.3.2)$$

$$Z_2 = 1/j\omega C \quad (5.3.3)$$

โดยที่ V_1 เป็นแรงดันอินพุต ซึ่งประกอบด้วย ฟันคาเมนทอล โวลเตจ(Fundamental Voltage) และองค์ประกอบฮาร์โมนิกต่างๆ ส่วน V_o เป็นเอาต์พุตของวงจรกรองความถี่ ซึ่งจากรูปจะเห็นว่าวงจรกรองความถี่ จะทำหน้าที่เสมือนโวลเตจดีไวเดอร์(Voltage Divider) ที่ลดอันดับฮาร์โมนิกที่ n ตามสมการ

$$\begin{aligned} F_{(n)} &= V_{o(n)} / V_{i(n)} \\ &= Z_{2(n)} / (Z_{2(n)} + Z_{1(n)}) \\ &= 1 / (1 + Z_{1(n)} Y_{2(n)}) \end{aligned} \quad (5.3.4)$$

จะได้ $f_{(n)} = 1 / (1 + Z_{1(n)} Y_{2(n)})$

จากสมการ f_n จะเห็นว่าวงจรกรองความถี่ที่ดีหรือออกแบบได้เหมาะสมแล้วจะให้ค่าเรกูเรชัน (regulation) ที่ดีหรือลดฟันคาเมนทอล โวลเตจ เพียงเล็กน้อยหรือกล่าวได้ว่า

$$f_1 = 1$$

หรือที่ Voltage Fundamental

$$Z_{1(n)} Y_{2(n)} = 0$$

ขณะที่สามารถลดอันดับฮาร์โมนิกที่ n ได้มากๆ หรือ $f(n) \ll 1$ ทำให้ใกล้เคียงศูนย์เมื่อ $n > 1$

$$Z_{1(n)} Y_{2(n)} = \infty$$

การคำนวณหาค่า L และ C ในวงจรกรองความถี่ต้องอาศัยสมการ (5.3.2) , (5.3.3) และ (5.3.4) เพื่อให้ได้ค่า L และ C ที่เหมาะสมและน้อยที่สุด (optimum) โดยที่วงจรยังมีรูปคลื่นเอาต์พุต และค่าแรงดันเรกูเลชันที่ดี

ฮาร์โมนิกที่ถูกกรองนี้จะเป็นค่ากำลังสูญเสียในวงจรกรองความถี่ จากเทคนิค PWM จะสามารถวิเคราะห์องค์ประกอบฮาร์โมนิกที่เกิดขึ้นได้ ในปริณญาณิพนธ์นี้ได้ทดลองใช้ค่า L และ C ได้ 10 mH

และ $40 \mu\text{F}$ ตามลำดับ โดยให้วงจรกรองความถี่สูงที่ความถี่ cut-off ที่ฮาร์โมนิกที่ 36 ขึ้นไป เมื่อแทนค่าในสมการที่ 5.3.3 จะได้ว่า

$$\begin{aligned} f_1 &= 1/(1+wCwL) \\ &= 1/[1+(2\pi \times 50 \times 10 \times 10^{-3} \times 2\pi \times 50 \times 40 \times 10^{-6})] \\ &= 0.962 \end{aligned}$$

และ

$$\begin{aligned} f_n &= 1/[1+(nmc)(nwl)] \\ &= 1/[1+(36 \times 2\pi \times 50 \times 10 \times 10^{-3})(36 \times 2\pi \times 50 \times 40 \times 10^{-6})] \\ &= 0.019 \end{aligned}$$

จากการคำนวณ ค่า f_1 , f_n โดยใช้ค่า $L = 10 \text{ mH}$ และ $C = 40 \mu\text{F}$ จะให้ค่า f_1 เข้าใกล้ 1 และ f_n เข้าใกล้ 0 ซึ่งหมายความว่า วงจรกรองความถี่ Low pass filter ให้ผลตามทฤษฎี

5.4 พิจารณาค่ากระแสในสายของไฟสามเฟส

จากการสร้างแรงดันไฟสามเฟสจากวงจรแปลงผันไฟ แล้วนำมาขับโหลดสามเฟส (ในปริญยานิพนธ์คือ มอเตอร์สามเฟส) แล้วนำแอมป์มิเตอร์(ใช้แอมป์มิเตอร์(clamp meter))มาทำการวัดกระแสสายของมอเตอร์มาบันทึก

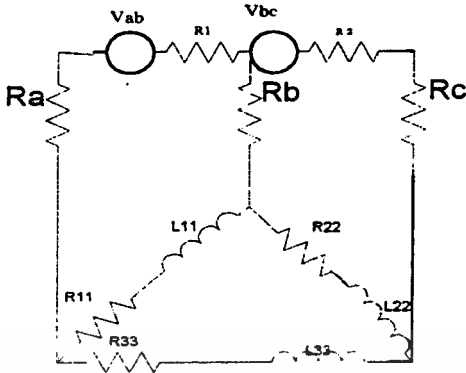
ในหัวข้อนี้จะแสดงให้เห็นว่า ค่ากระแสที่วัดได้ในแต่ละเฟสมีความสัมพันธ์กับค่าแรงดันในแต่ละเฟส ซึ่งจะนำมาใช้ เมื่อทำการทดลองขับโหลดแล้ว วัดกระแสดู เราจะทราบได้ถึงค่าแรงดันที่สร้างขึ้นในอีก 2 เฟสที่เหลือที่เปรียบเทียบกับแรงดันไฟหนึ่งเฟสที่ป้อนเข้ามาได้

การแสดงค่าความสัมพันธ์นั้นเพื่อความง่ายจะใช้โปรแกรม Pspice โดยดูค่ากราฟกระแส เมื่อป้อนแรงดันโดยต่อโหลดสามเฟสดูจากค่าแรงดัน 3 เฟส

V_{ab} คือแรงดันไฟหนึ่งเฟสที่ป้อนเข้ามา

V_{bc} คือแรงดันไฟที่สร้างขึ้นมาจากวงจรกำลัง

V_{ca} คือแรงดันที่เกิดจาก $-(V_{ab} + V_{bc})$



รูป 5.9 แสดงวงจรที่จำลองขึ้นในการพิจารณา

แยกพิจารณา 2 กรณีจาก V_{bc} ที่สร้างขึ้นเปรียบกับแรงดันหนึ่งเฟสที่ป้อนเข้ามา

$$1). |V_{bc}| = 0.75 |V_{ab}| \quad (\text{กรณี } V_{bc} < V_{ab})$$

$$\text{ให้ } V_{ab} = 311 \angle 90$$

$$V_{bc} = 233.25 \angle -30$$

นำค่า V_{ab}, V_{bc} ไปแทนค่าในโปรแกรม Pspice แล้วดู Probe ค่ากระแสที่ผ่าน R_a, R_b, R_c

$$2). |V_{bc}| = 1.25 |V_{ab}| \quad (V_{bc} > V_{ab})$$

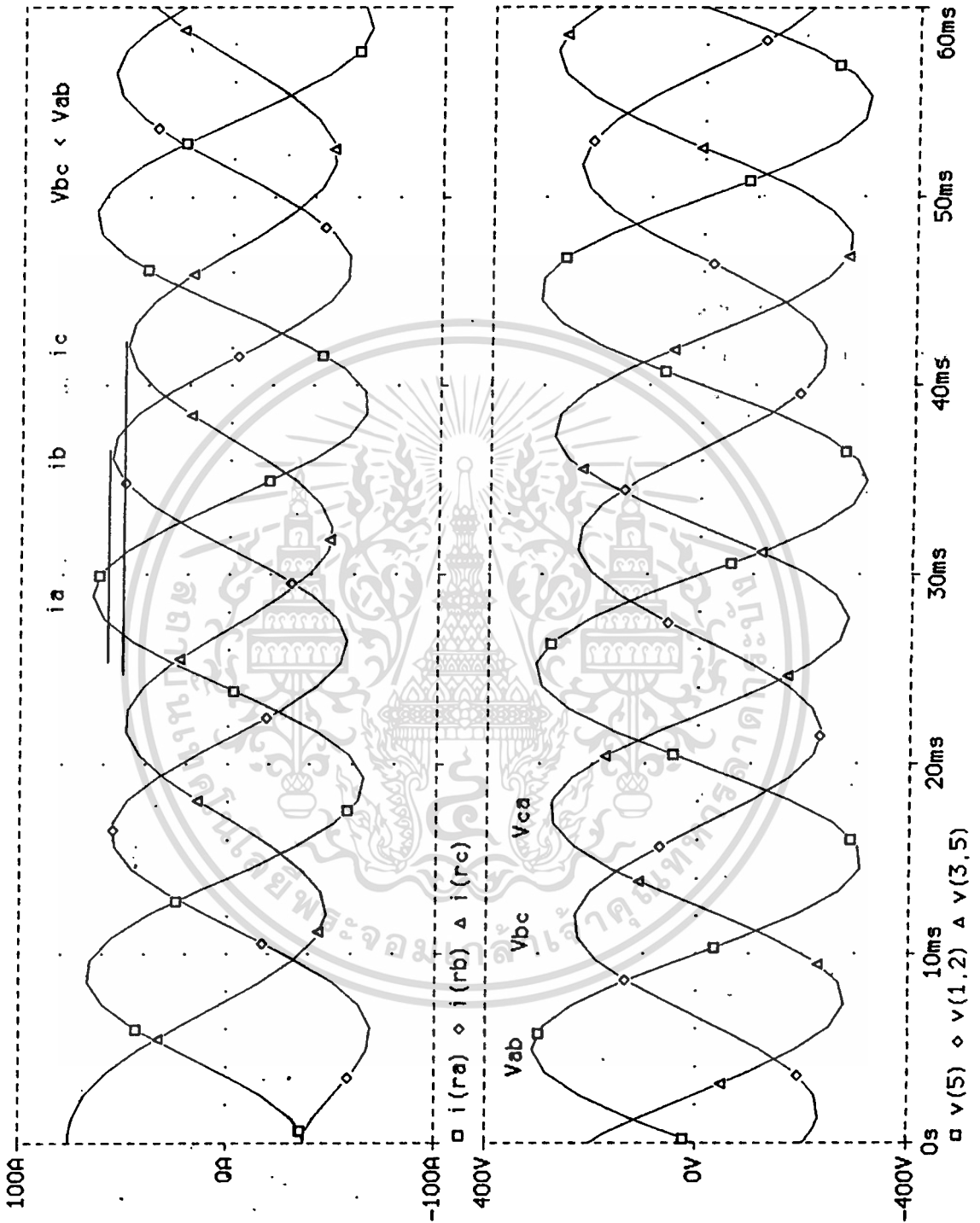
$$V_{bc} = 388 \angle -30 \quad \text{นำค่า } V_{ab}, V_{bc} \text{ แทนค่าในโปรแกรม Pspice}$$

จากรูป PROBE 5.10 และ 5.11 สามารถสรุปได้ว่า

$$1. \text{ กรณี } V_{bc} < V_{ab} \text{ จะทำให้ } I_a > I_b > I_c$$

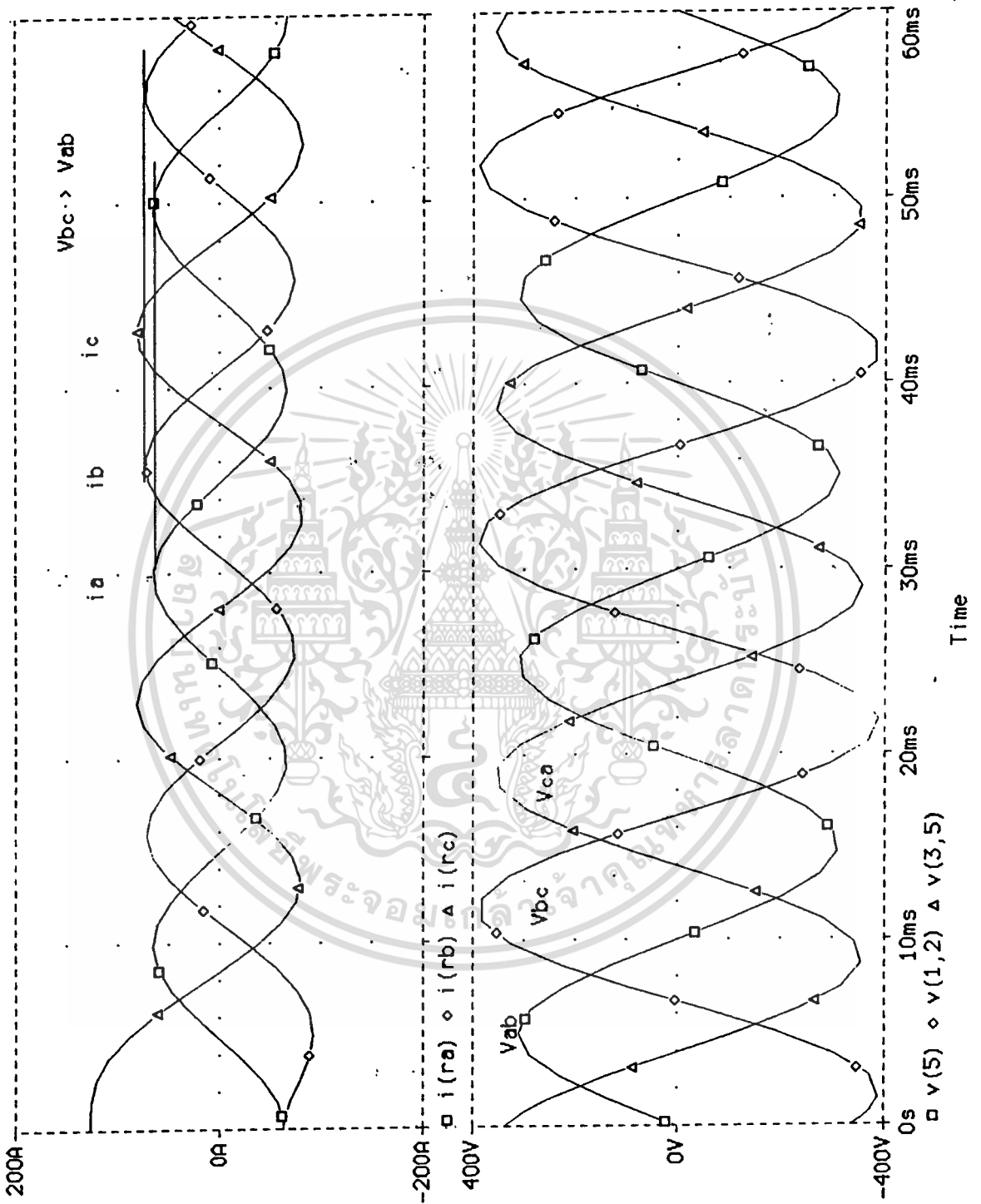
$$2. \text{ กรณี } V_{bc} > V_{ab} \text{ จะทำให้ } I_a < I_b < I_c$$

เมื่อเราทำการทดลองแล้ว พบว่า ถ้าเข้าข่ายใน ข้อ 1,2 (เกิดความไม่สมดุลของกระแส) เราก็สามารถแก้ปัญหาได้ตรงจุดนั้น ค่า V_{bc} ที่แสดงนี้ คือ ค่าพินคาเมนทอล กรณีที่เราใช้มัลติมิเตอร์วัดสัญญาณที่ดับบลิวอื่น นั่นจะเป็นค่า rmsผลรวมของทุกฮาร์โมนิก จะนำค่าที่วัดจากมัลติมิเตอร์ มาพิจารณาไม่ได้ หรือเพื่อจะให้เกิดความชัดเจนให้สังเกต V_{bc} จากสัญญาณที่ดับบลิวอื่นที่ผ่านวงจรกรองความถี่ แล้วนำมาเปรียบกับ V_{ab} จะเห็นได้ชัดเจนมากยิ่งขึ้น และต้องทราบด้วยว่า แรงดันที่นำไปใช้ประโยชน์จริง ๆ ในกรณีมอเตอร์ คือพินคาเมนทอล



รูป 5.10 แสดงความสัมพันธ์กระแสกรณี $|V_{bc}| = 0.75|V_{ab}|$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 5.11 แสดงความสัมพันธ์กระแสตรี $|V_{bc}| = 1.25|V_{ab}|$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในกรณี ได้ค่า $V_{bc} < V_{ab}$ เราต้องทำให้ V_{bc} สูงขึ้น อาจทำได้โดยเพิ่มอัตราการเปรียบเทียบของสามเหลี่ยมและคลื่นไซน์ หรือ การนำหม้อแปลงช่วยเพิ่มแรงดัน เพื่อให้ค่าแรงดันพื้นคาเมนทอล มีค่าสูงมากขึ้น และหาก $V_{bc} > V_{ab}$ กรณีนี้แก้ไขได้โดยการลดอัตราการเปรียบเทียบสามเหลี่ยมและคลื่นไซน์ เพื่อให้เกิดความสมดุลของกระแสทั้งสามเฟส

5.5 การออกแบบหม้อแปลงแรงดัน

เนื่องจากการทดลองแรงดันของเฟส bc (V_{bc}) หลังจากผ่านวงจร filter แล้วมีค่าที่ต่ำไป เมื่อเปรียบเทียบกับของเฟส ab (V_{ab}) และเมื่อนำแรงดันที่สร้างทั้งสามเฟสนี้ไปทำการขั้มมอเตอร์แล้ว ทำให้เกิดกระแสไม่สมดุลของทั้งสามเฟสซึ่งได้อธิบายแล้วในหัวข้อที่ 5.4 ดังนั้นแนวทางการแก้ปัญหาในกรณีนี้ของทางกลุ่มก็คือการพันหม้อแปลงเพื่อแรงดันขึ้น โดยมีวิธีการพิจารณาดังนี้

พันหม้อแปลงเพื่อเพิ่มแรงดันจากแรงดันเข้าเป็นสองเท่า โดยมีจุดที่ถึงกันตามรูปล๊อคโคอะแกรมในหัวข้อ 3.1 ฉะนั้นจะเห็นว่าต้องพันขดลวดสองขดเท่าๆกัน โดยแรงดันด้านเข้าจากการทดสอบยังไม่มีหม้อแปลงแรงดันที่ผ่านวงจรฟิลเตอร์

การพันในครั้งนี้ได้เลือกแกนแบบ EI ที่มีพ.ท. แกนกลาง 2" X 2" ฉะนั้น

$$E = 4.44 fNBA$$

$$= 4.44 fNBA_f$$

$$200 = 4.44(50) N (1.2) (2 \times 2 \times 0.0254 \times 0.0254)(0.9)$$

$$N = 323.24 \approx 324 \text{ รอบ}$$

ฉะนั้นจะได้ว่าใช้แกน EI พันขดลวด 324 รอบจำนวน 2 ขด โดยขดลวดขนาด SWG เบอร์ 19 (กระแสต่อเนื่อง 6A) ซึ่งก่อนที่จะเลือกขนาดแกน 2" X 2" นั้นต้องพิจารณา พ.ท. แกนกลางเสียก่อนว่าสามารถพันลงหรือไม่ ดังนี้

$$\text{ขดลวดเบอร์ 19 มีเส้นผ่านศูนย์กลาง } 8 \text{ mm. จะมีพ.ท.ขดลวด} = 5.0265 \times 10^{-7} \text{ m}^2$$

$$\therefore \text{พ.ท. ที่จะพันขดลวด } 31^2 = 1.9354 \times 10^{-3} \text{ m}^2$$

$$\therefore \text{พ.ท. ขดลวดทั้งหมดที่ต้องพันจากจำนวน 648 รอบ} = 648 \times 5.0265 \times 10^{-2} \text{ m}^2$$

$$= 3.25 \times 10^{-4} \text{ m}^2$$

เมื่อ พ.ท. ช่องอากาศอีก 1 เท่า

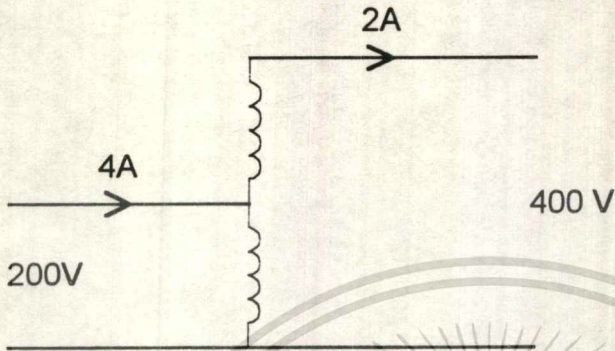
$$\therefore \text{พ.ท. สำหรับพันขดลวด} = 2 \times 3.25 \times 10^{-4} \text{ m}^2 = 6.514 \times 10^{-4} \text{ m}^2$$

ปรากฏว่าสามารถพันลงได้ ในกรณีเลือกแกน 1.5" X 1.5" จะทำให้มีการพันขดลวดเพิ่มขึ้น

เพราะลดขนาดแกนลง เมื่อพิจารณา พ.ท. การพันแล้วจะเห็นว่าพันไม่ลงคือได้จำนวนรอบที่จะพันเท่ากับเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

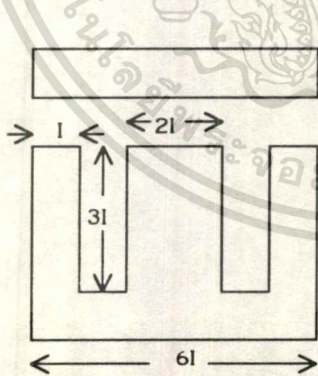
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

575 รอบต่อจุด พ.ท.ที่ต้องพันเมื่อเพื่อช่องอากาศสำหรับสองขดลวดเท่ากับ $1.156 \times 10^{-3} \text{ m}^2$ ในขณะที่แกนมีพ.ท.สำหรับพัน $1.088 \times 10^{-3} \text{ m}^2$ ซึ่งจะเห็นว่าพันไม่ลง



รูป 5.12 ออกแบบหม้อแปลง

หลังจากพันแล้วนำมาทดสอบปรากฏว่าได้ผลถูกต้องตามต้องการ จากนั้นนำมาชุบวาณิช แล้วนำมาทดลองต่อไปในบทที่ 6

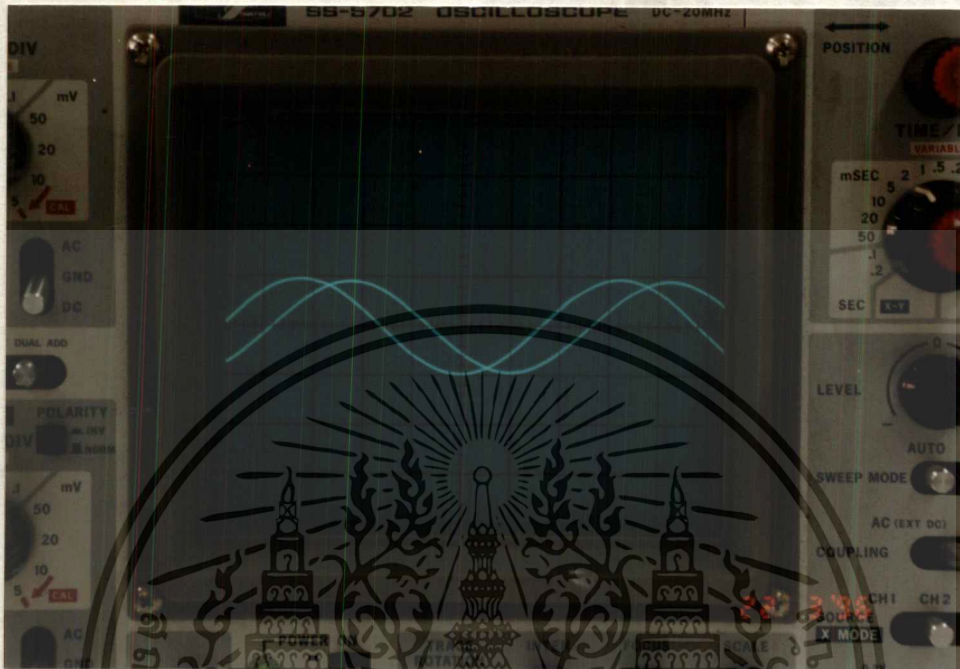


รูป 5.13 อัตราส่วนของขนาดแกน EI

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 6 ผลการทดลอง

6.1 สัญญาณควบคุม

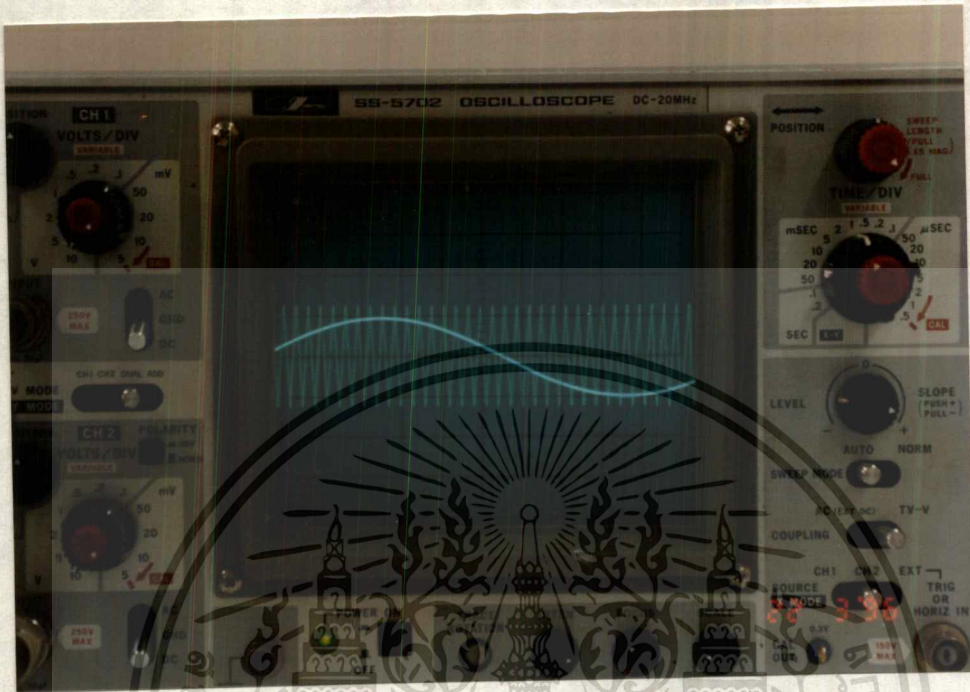


รูป 6.1 รูปสัญญาณการเคลื่อนเฟส เทียบกับสัญญาณเข้า

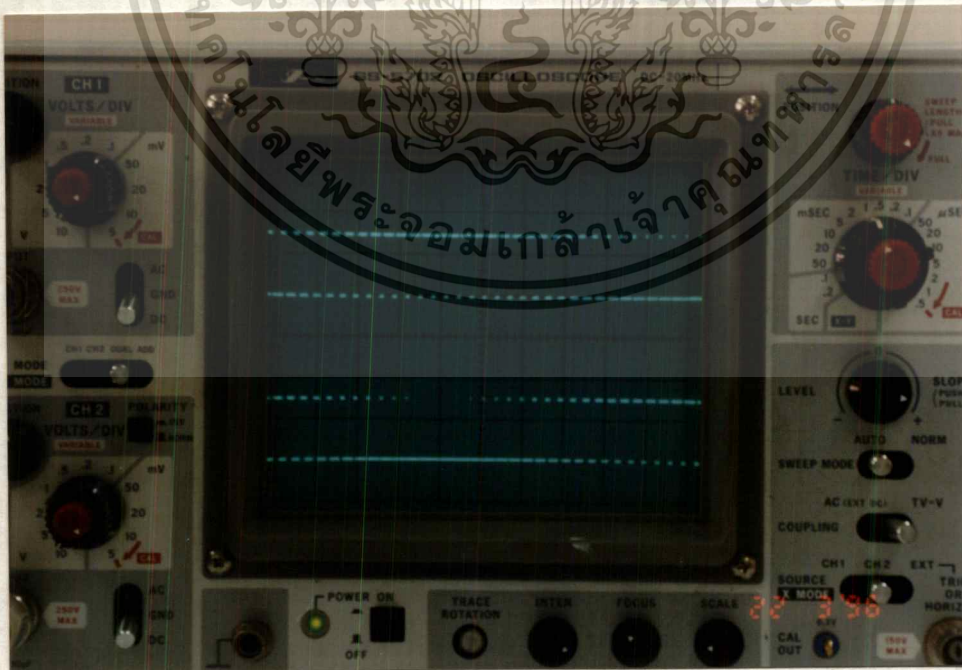


รูป 6.2 รูปสัญญาณสี่เหลี่ยม 50เฮิร์ต กับสัญญาณสี่เหลี่ยม 2กิโลเฮิร์ตที่สร้างจากวงจรเฟสล็อกคูล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



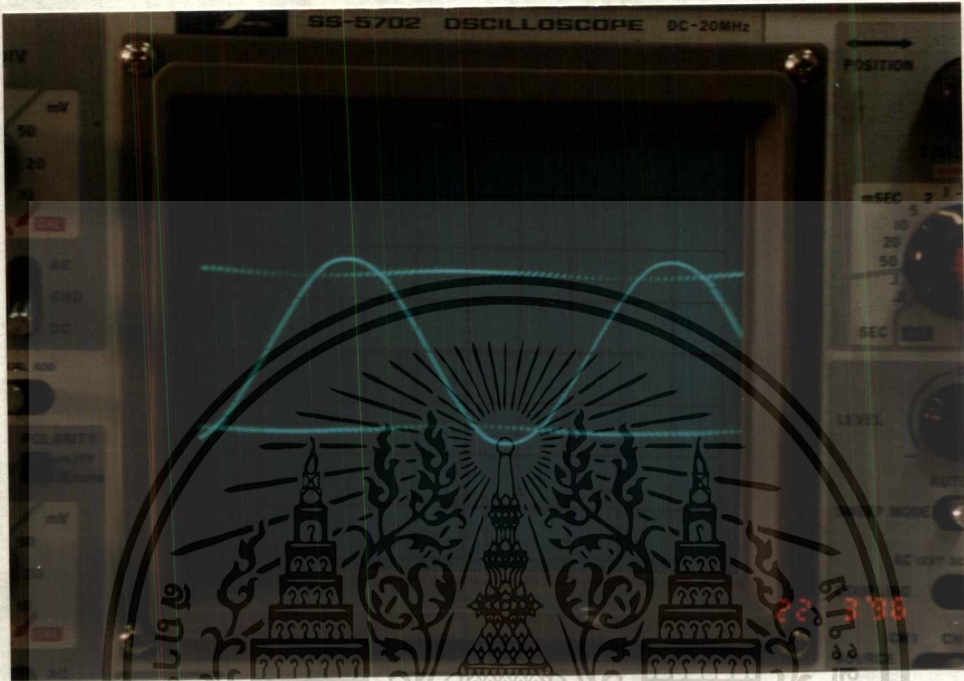
รูป 6.3 รูปสัญญาณซายน์เทียบกับสามเหลี่ยม



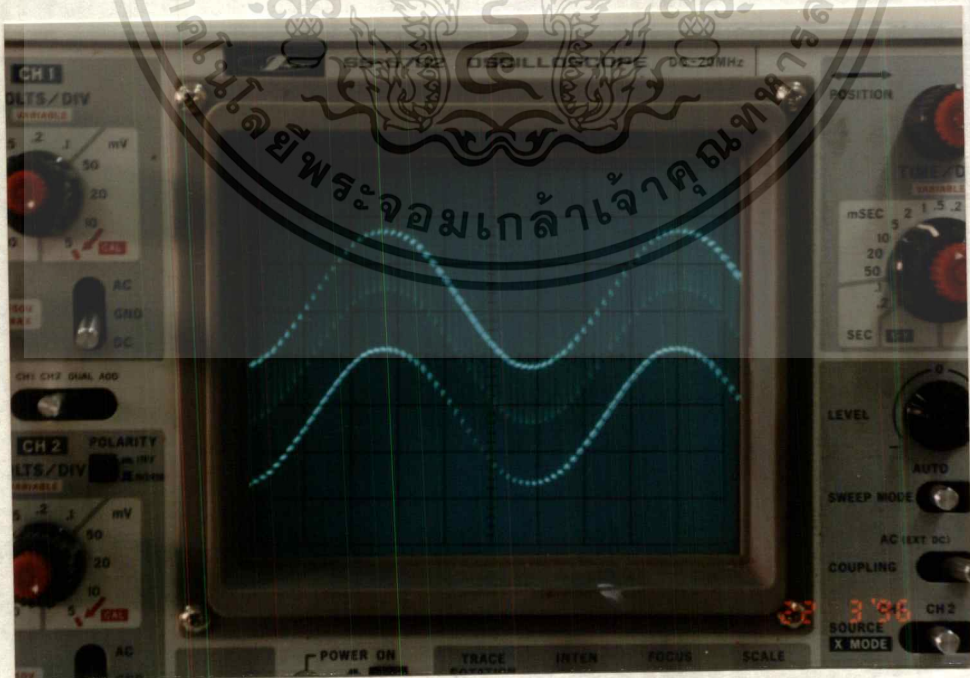
รูป 6.4 รูปสัญญาณพีคดับลิวเอ็มที่สร้างขึ้นสำหรับ T1 และ T2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6.2 สัญญาณที่จะนำไปขับมอเตอร์

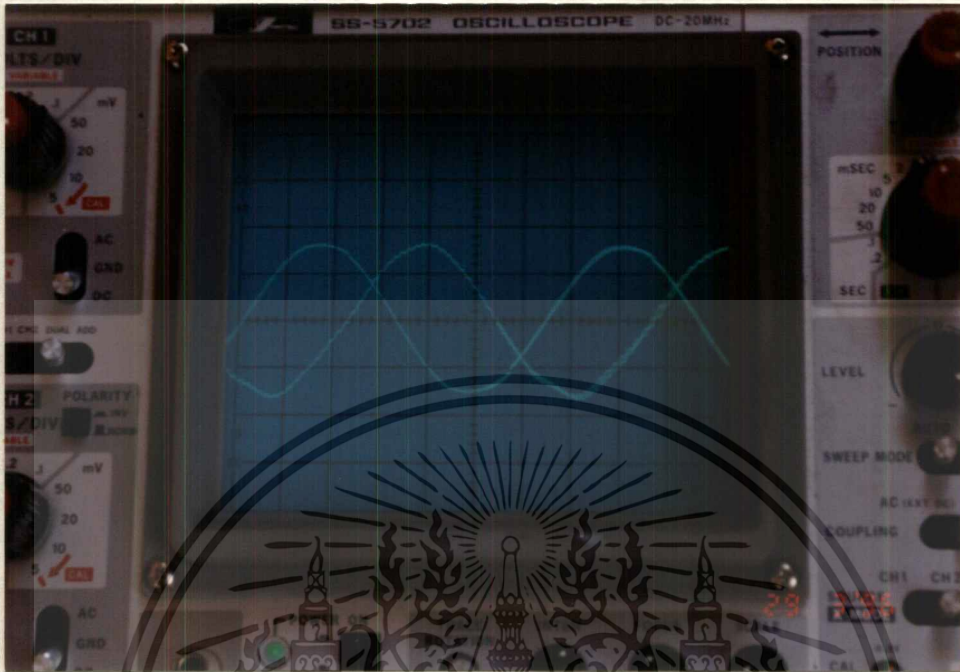


รูป 6.5 รูปสัญญาณ V_{ab} กับ V_{bc} ก่อนผ่านวงจรกรองความถี่

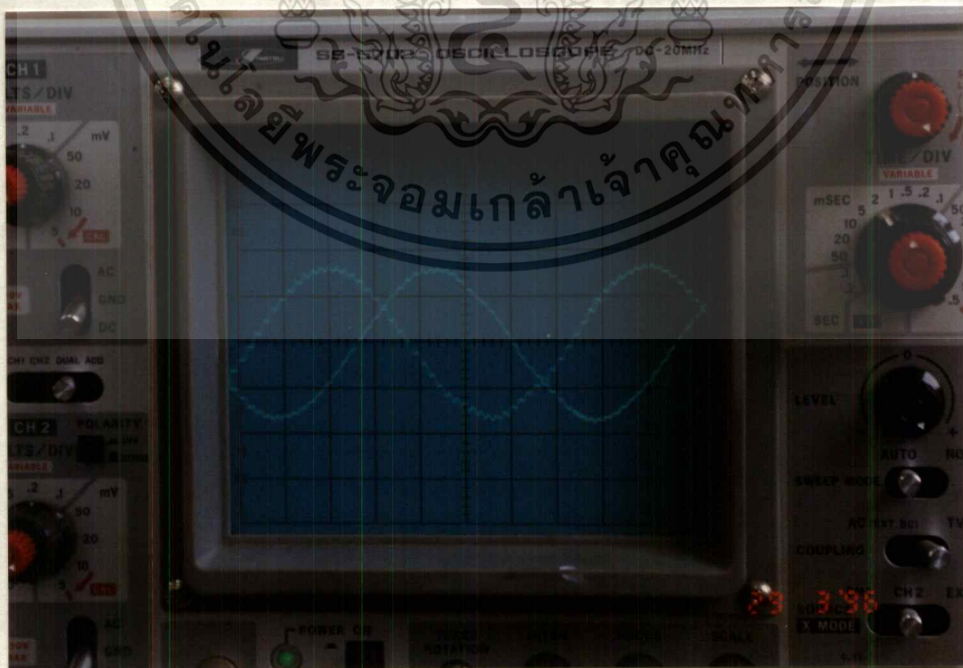


รูป 6.6 รูปสัญญาณ V_{ca} ก่อนผ่านวงจรกรองความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 6.7 รูปสัญญาณ V_{ab} และ V_{bc} หลังผ่านวงจรรอกความถี่แล้ว



รูป 6.8 รูปสัญญาณ V_{bc} เทียบกับ V_{ca} ที่ผ่านวงจรรอกความถี่แล้ว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลการทดลอง

ผลการทดลองตามรูปที่แสดงให้เห็้นนั้น จะมีรูปสัญญาณตรงกับสัญญาณที่ได้จากการจำลอง โดยวงจร Pspice ในหัวข้อ 3.2 โดยเปรียบเทียบรูปผลการทดลองในส่วนวงจรกำลังในรูป 6.5 และรูป 6.6 กับรูปจากการจำลองในรูป 3.8 หน้า 14 และรูปสัญญาณพัลลิวทอมทูลุจากการทดลองรูป 6.4 กับรูปจากการจำลองในรูป 3.9 หน้า 15 จะเห็นว่ามึรูปสัญญาณตรงกัน

สัญญาณที่ได้หลังจากผ่านวงจรกรองความถี่สูงแล้ว จะเป็นแรงดันไฟสามเฟส ห่างกันเฟสละ 120 องศา เมื่อได้แรงดันไฟสามเฟสแล้ว นำมาขับมอเตอร์สามเฟส 1Hp ทำการบันทึกค่ากระแสสามเฟสของมอเตอร์ ตามวงจรตามรูปบล็อกไดอะแกรมในรูปที่ 3.1

ตาราง 6.1 แสดงผลการทดลองกระแสในสายทั้งสามเฟส

กระแส แรงดัน	Ia	Ib	Ic
150	1.17	1.25	1.34
180	1.55	1.67	1.7
190	1.63	1.8	1.85
200	2.18	1.9	1.86
210	2.22	2.1	1.93
220	2.5	2.3	2.2

หมายเหตุ ตามผลการทดลองข้างต้นอุปกรณ์ที่ใช้ในการทดลองมีดังนี้

Li = 5 mH

C1=C2 = 2400 μ F

L filter = 10 mH

C filter = 40 μ F

หม้อแปลงแรงดันที่ใช้ในส่วนที่ผ่านวงจรกรองความถี่แล้วใช้อัตราส่วน 1:2 โดยทั้งสองด้านของหม้อแปลงไม่แยกอิสระจากกัน

ทดลองที่อัตราส่วนการเปรียบเทียบขายน้และสามเหลี่ยม 0.6

บทที่ 7

สรุปผลการทดลอง และวิจารณ์ผลการทดลอง

จากผลการทดลองการสร้างแรงดันไฟสามเฟสตามรูปได้ดังนี้

การสร้างแรงดันโดยการสวิตชิงของทรานซิสเตอร์ในรูปแบบพีดับบลิวเอ็ม ซึ่งสร้างโดยใช้วงจรรีเลย์ทรอนิก สามารถสร้างสัญญาณพีดับบลิวเอ็มได้ตามต้องการแม้ว่าความเสถียรภาพอาจจะไม่สมบูรณ์มากนัก แรงดันที่สร้างขึ้นจะไม่มีค่าฮาร์โมนิกต่ำ ๆ ปน ทำให้แรงดันที่ได้มีคุณภาพดี ค่าแรงดันพื้นฐานตามทออล(fundamental) จะมีค่าเปลี่ยนตามอัตราส่วนการเปรียบเทียบระหว่างสัญญาณชาชน์และสามเหลี่ยมและมีค่าขึ้นอยู่กับการตัดเนื้อสัญญาณจากวงจรเคปโทม ที่มีหน้าที่ป้องกันการนำพร้อมกันของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จากผลของสตอเรจโทม หากตัดเนื้อสัญญาณไปมากค่าแรงดันพื้นฐานตามทออลก็จะลดลงตาม

แรงดันสัญญาณ พีดับบลิวเอ็ม ที่ได้ในขั้นต้น เมื่อนำไปขับมอเตอร์แล้วจะทำให้เกิดความไม่สมดุลของกระแสเกิดขึ้น เพราะค่าขนาดแรงดันไฟสามเฟสมีขนาดไม่เท่ากัน แม้มีเฟสห่างกัน 120 องศา เป็นผลมาจากแรงดัน V_{bc} ที่เป็นสัญญาณพีดับบลิวเอ็มซึ่งสร้างโดยวงจรแปลงผันไฟ มีค่าแรงดันพื้นฐานตามทออลต่ำกว่าแรงดันจากแหล่งจ่ายไฟหนึ่งเฟส(V_{ab}) มีผลทำให้กระแสไฟที่วัดได้ไม่สมดุลคือ กระแสเฟส A และ B มีค่าห่างจากกระแสในเฟส C มาก (รายละเอียดของความสัมพันธ์ของกระแสได้กล่าวในหัวข้อ 5.4) ทำให้ไม่สามารถนำไปใช้จริง ๆ ได้

การแก้ไขเพื่อให้กระแสทั้งสามเฟสเกิดความสมดุล ในปริณูณานิพนธ์นี้แก้ปัญหาโดย ทำการยกระดับขนาดแรงดัน V_{bc} ให้สูงขึ้น ซึ่งกระทำได้โดยนำแรงดัน V_{bc} มาผ่านวงจรรองความถี่สูงเพื่อให้สัญญาณที่ออกมาจากวงจรรองความถี่สูงเหลือแต่สัญญาณชาชน์พื้นฐานตามทออล (fundamental) อย่างเดียว แล้วผ่านหม้อแปลงแรงดันโดยไม่ได้แยกสัญญาณขาเข้าและขาออกให้แยกจากกัน เป็นวงจรตามรูป 3.1 หลังจากนั้นนำแรงดันทั้งสามเฟสมาทำการขับมอเตอร์ การเพิ่มและการลดแรงดัน V_{bc} สามารถปรับได้โดยการเปลี่ยนอัตราส่วนการเปรียบเทียบของสัญญาณชาชน์และสามเหลี่ยมในวงจรสร้างสัญญาณพีดับบลิวเอ็ม ค่าแรงดัน V_{bc} นั้นจะมีค่าลดลงตามกระแสที่สูงขึ้น (เหมือนกับแหล่งจ่ายแรงดันทั่ว ๆ ไปคือ เมื่อจ่ายกระแสมากขึ้นแรงดันที่ขั้วจ่ายจะลดลง) จากผลการทดลองได้บันทึกค่ากระแสทั้งสามเฟส ซึ่งเห็นได้จากผลการทดลองว่า กระแสทั้งสามเฟสมีค่าใกล้เคียงกัน

แนวทางการพัฒนา

การสร้างสัญญาณที่ดับบลิวเอ็ม เมื่อนำมาใช้ในการขับเคลื่อน ควรสร้างให้สัญญาณมีคุณภาพ ดีขึ้นและมีความเสถียรภาพมากขึ้น ซึ่งสามารถสร้างได้โดยใช้ไมโครโปรเซสเซอร์ที่มีการโปรแกรม การนำและหยุดนำสำหรับทรานซิสเตอร์ที่เหมาะสมนำมาจัดการในส่วนนี้ เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพทำให้ ความสูญเสียลดน้อยลง อาจเพิ่มวงจรทำการป้อนกลับสัญญาณ Vbc เพื่อมาทำการปรับมุมการนำและ หยุดนำของทรานซิสเตอร์ ให้ Vbc มีแรงดันสูงขึ้นในกรณีจ่ายกระแสสูงขึ้น เพื่อให้กระแสทั้งสาม เฟสเกิดความสมดุลตลอดย่านการทำงาน



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ก

การวิเคราะห์องค์ประกอบความถี่ของรูปคลื่นพีคดับลิวเอม

รูปคลื่นพีคดับลิวเอม นอกจากจะประกอบด้วย ความถี่หลักมูลแล้ว ยังประกอบไปด้วยองค์ประกอบฮาร์โมนิกความถี่สูง ในโครงการฉบับนี้ จะวิเคราะห์เฉพาะสัญญาณ พีคดับลิวเอม แบบ 2 ระดับ ซึ่งเป็นสัญญาณที่ใช้ในโครงการนี้

1. การคำนวณมุมสวิทช์ของรูปคลื่นพีคดับลิวเอมแบบ 2 ระดับ

รูปคลื่นพีคดับลิวเอมซึ่งสร้างขึ้นโดยการใช้ วงจรเปรียบเทียบ จะเกิดมุมสวิทช์ตรงจุดตัดของสัญญาณอ้างอิงกับสัญญาณเคเรียร์ ซึ่งสามารถหาจุดตัดเหล่านี้ได้โดยใช้วิธีนิวเมอริคอล

สมการเส้นตรงเส้นที่ k ของคลื่นสามเหลี่ยม ที่มีมุม x ใดๆ สามารถเขียนได้ว่า

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

โดยที่ $k = 0, 1, 2, \dots, 2N-1$

$N =$ อัตราส่วนความถี่คลื่นสามเหลี่ยมต่อคลื่นซายน์

$T =$ คาบของคลื่นสามเหลี่ยม $= 2\pi/N$

$m =$ ความชันของคลื่นสามเหลี่ยม $= 4/T$

$x =$ มุมใดๆ มีค่า $0 \leq x \leq 2\pi$

แอมพลิจูดของสามเหลี่ยมจะกำหนดเป็น 1 หน่วย ส่วนคลื่นซายน์จะมีแอมพลิจูดเท่ากับค่าอัตราส่วนการมอดูเลชัน(K) ซึ่งในโปรแกรมแทนด้วยตัวแปร A ดังนั้นจึงสามารถเขียนสมการของคลื่นซายน์ได้ดังนี้

$$Z(x) = \text{Sine}(x) \times A$$

สำหรับวิธีนิวเมอริคอลที่ใช้หาจุดตัดของคลื่นทั้งสอง จะมีขั้นตอนดังต่อไปนี้

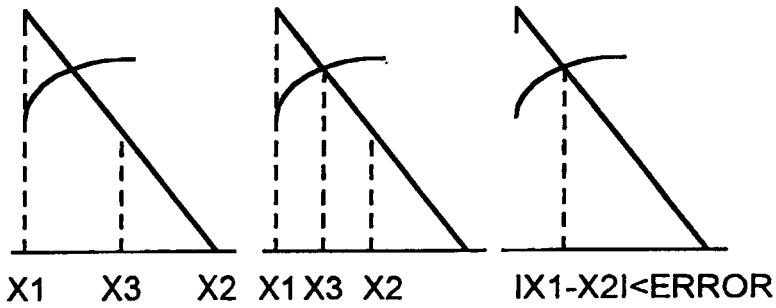
- 1) กำหนดจุด x_1 และจุด x_2 ที่จุดต้นและปลายของคลื่นสามเหลี่ยมเส้นที่พิจารณา
- 2) พิจารณา ระหว่างจุด x_1 และจุด x_2 ว่ามีจุดตัดหรือไม่ ถ้าไม่มี ให้ข้าม ไปพิจารณาสามเหลี่ยมเส้นต่อไป

- 3) กำหนด $x_3 = (x_1 + x_2)/2$

- 4) พิจารณาว่าจุดตัดอยู่ระหว่างจุด x_1 และจุด x_3 หรือไม่ (เครื่องหมายของ $Y(x_1) - Z(x_1)$ ตรงข้ามกับเครื่องหมายของ $Y(x_3) - Z(x_3)$) ถ้ามีให้ $x_2 = x_3$

ถ้าไม่มี(เครื่องหมายของ $Y(x_1) - Z(x_1)$ เหมือนกับเครื่องหมายของ $Y(x_3) - Z(x_3)$) ให้ $x_1 = x_3$

- 5) กลับไปทำข้อสามลงมาใหม่ จนได้ค่าความแตกต่างระหว่างจุด x_1 และจุด x_2 น้อยกว่าค่าผิดพลาดที่ตั้งไว้และให้จุดตัดนั้น $= x_3 = (x_1 + x_2)/2$



รูป 1 วิธีการคำนวณหามุมสวิทช์

สามารถเขียนโปรแกรมคอมพิวเตอร์ สำหรับการหามุมสวิทช์ได้ดังนี้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

OnAngle คือมุมที่มีการสวิตช์จาก $-E$ ไป $+E$, OffAngle คือมุมที่มีการสวิตช์จาก $+E$ ไป $-E$, P เป็นตัวแปรสำหรับนับจำนวนพัลส์ , Freq เป็นตัวแปรที่บอกว่าพัลส์นั้นมีความถี่เป็นกี่เท่าของคลื่นไซน์ที่ใช้เป็นสัญญาณอ้างอิง

2 องค์ประกอบฮาร์มอนิกของรูปคลื่นพีคดับลิวเอ็ม

รูปคลื่นพีคดับลิวเอ็มนอกจากจะประกอบด้วยความถี่หลักมูลแล้ว ยังประกอบไปด้วยองค์ประกอบฮาร์มอนิกความถี่สูง ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงการหาขนาดองค์ประกอบฮาร์มอนิกต่างๆ และขนาดความถี่หลักมูลของคลื่นพีคดับลิวเอ็มที่สร้างขึ้นโดยวิธีเนเทอร์รอด

จากทฤษฎีฟูเรียร์ได้กล่าวว่าสำหรับฟังก์ชันคาบใดๆจะสามารถกระจายให้อยู่ในรูปฟังก์ชันไซน์ และฟังก์ชันโคไซน์ เพื่อแทนฟังก์ชันคาบนั้นๆได้ดังนี้

$$f(\theta) = A_0/2 + \sum_{n=0}^{\infty} (A_n \cdot \cos n\theta + B_n \cdot \sin n\theta)$$

$$\text{โดยที่ } A_0 = 2/T \int_0^T f(\theta) d\theta$$

$$A_n = 2/T \int_0^T f(\theta) \cos n\theta d\theta$$

$$B_n = 2/T \int_0^T f(\theta) \sin n\theta d\theta$$

เมื่อแทนค่าคาบด้วย $T = 2\pi$ จะได้ว่า

$$A_0 = 1/\pi \int_0^{2\pi} f(\theta) d\theta$$

$$A_n = 1/\pi \int_0^{2\pi} f(\theta) \cos n\theta d\theta$$

$$B_n = 1/\pi \int_0^{2\pi} f(\theta) \sin n\theta d\theta$$

ขนาดแอมพลิจูดขององค์ประกอบฮาร์มอนิกที่ n หรือ C_n มีค่าเท่ากับ

$$C_n = A_0/2 + \sqrt{A_n^2 + B_n^2}$$

เมื่อ $n =$ อันดับฮาร์มอนิกที่ต้องการ $= 1, 2, 3, \dots$

ค่า A_0 ของรูปคลื่นพีคดับลิวเอ็มมีค่าเท่ากับ 0 เพราะเป็นรูปคลื่นที่มีลักษณะสมจุด

พิจารณารูปคลื่นที่คัมบลิเวมแบบ 2 ระดับที่มีมุมสวิทช์ $2N$ มุมในหนึ่งคาบสามารถนิยามค่าฟังก์ชัน $f(\theta)$ ได้ดังนี้

$$f(\theta) = 1 ; \theta_{2b-1} < \theta < \theta_{2b} \quad ; b = 1,2,3,\dots,N$$

$$= -1 ; \theta_{2b} < \theta < \theta_{2b+1} \quad ; b = 1,2,3,\dots,N$$

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

เปลี่ยนคาบการอินทิเกรตเป็นจาก θ_1 ถึง θ_{2N+1}

$$A_n = \frac{1}{\pi} \int_{\theta_1}^{\theta_{2N+1}} f(\theta) \cos n\theta \, d\theta$$

$$= \frac{1}{n\pi} \int_{\theta_1}^{2\pi+\theta_1} f(\theta) \cos n\theta \, dn\theta$$

$$= \frac{1}{n\pi} (f(\theta) \sin n\theta \Big|_{\theta_1}^{2\pi+\theta_1})$$

$$= \frac{1}{n\pi} (\sin n\theta \Big|_{\theta_1}^{\theta_2} - \sin n\theta \Big|_{\theta_2}^{\theta_3} + \dots + \sin n\theta \Big|_{\theta_{2n-1}}^{\theta_{2n}} - \sin n\theta \Big|_{\theta_{2n}}^{\theta_{2n+1}})$$

$$= \frac{1}{n\pi} ((-\sin n\theta_1 + \sin n\theta_2) - (-\sin n\theta_2 + \sin n\theta_3) + \dots$$

$$+ (-\sin n\theta_{2N-1} + \sin n\theta_{2N}) - (-\sin n\theta_{2N} + \sin n\theta_1))$$

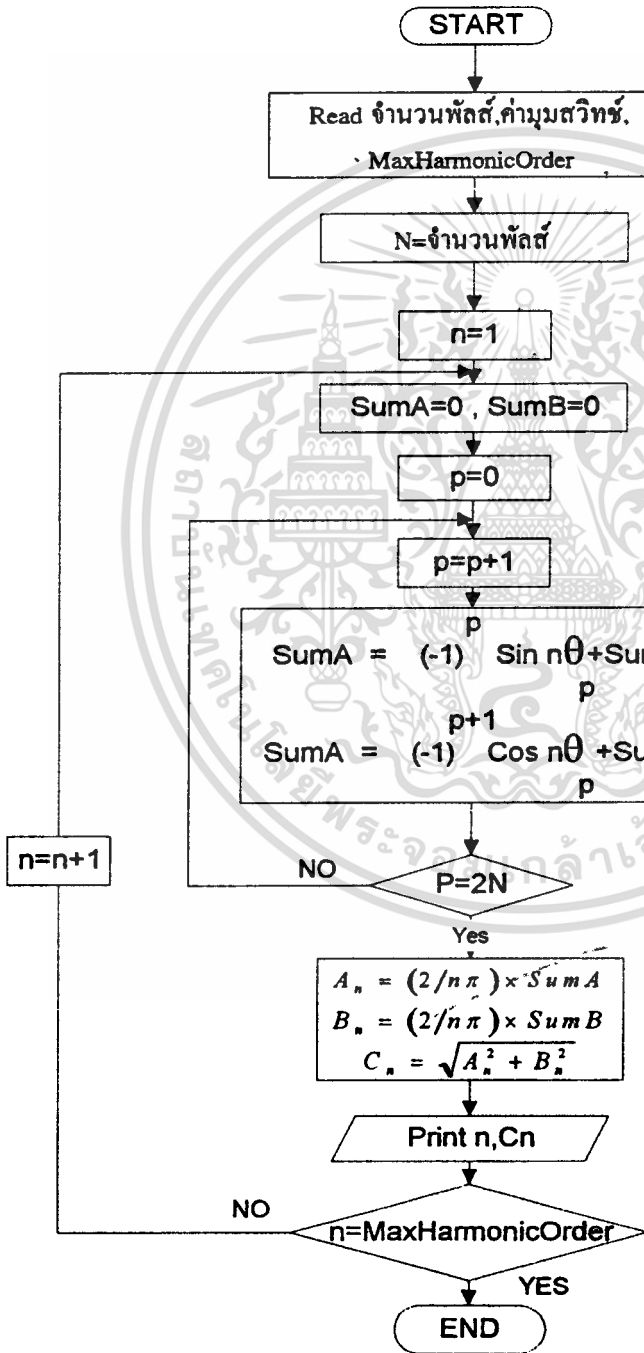
$$= \frac{2}{n\pi} (-\sin n\theta_1 + \sin n\theta_2 - \sin n\theta_3 + \dots - \sin n\theta_{2n-1} + \sin n\theta_{2n})$$

$$= \frac{2}{n\pi} (\sum (-1)^p \sin n\theta_p) \quad ; p = 1,2,3,\dots,2N$$

ในทำนองเดียวกัน

$$B_n = \frac{1}{n\pi} \int_0^{2\pi} f(\theta) \sin n\theta \, dn\theta$$

$$\begin{aligned}
 &= \frac{1}{n\pi} \int_{-\theta}^{\theta} \cos n\theta \, d\theta \\
 &= \frac{2}{n\pi} (\cos n\theta_1 - \cos n\theta_2 + \cos n\theta_3 - \dots + \cos n\theta_{2N-1} - \cos n\theta_{2N}) \\
 &= \frac{2}{n\pi} \sum_{p=1}^{2N} (-1)^{p+1} \cos n\theta_p \quad ; p = 1, 2, 3, \dots, 2N
 \end{aligned}$$



รูป 3 โฟลว์ชาร์ท ของการหาขนาดของฮาร์มอนิก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3 โปรแกรมการคำนวณหาขนาดฮาร์โมนิก

```
1  program two_level_Natural_PWM_Hamonic_Analysis;
2  Uses Printer,Crt;
3  Var   N,I,J,P,H           :integer;
4        X1,X2,X3,Z1,Z2,Z3,Y1,Y2,Y3,K,T,M,A,
5        SumA,SumB,An,Bn    :real;
6        On                 :boolean;
7        Answer,kbd        :char;
8        On_Angle,OffAngle,Width,Freq,Cn,Angle:array[1..12,1..100] of real;
9        Pulse              :array[1..12] of integer;
10 Const Pi=3.141592654;
11        MinMode=1;
12        MaxMode=10;
13        Error=0.0001;
14        MaxHarmonicOrder=50;
15 Function NegOne(K:Real):Real;
16 Begin   If K/2=int(K/2) then NegOne:=1
17         else NegOne:=-1
18 End;
19 Function Tri(M,X,K,T:Real):Real;
20 Begin   Tri:=-NegOne(K+1)*M*(X-K*T/2)+NegOne(K);
21 End;
22 Function Sgn(a,b:Real):Real;
23 Begin   If a<>b then Sgn:=(a-b)/Abs(a-b) else Sgn:=0
24 End;
25 (*====Main Program====*)
26 Begin
27     Clrscr;
28     Writeln('2 Level Natural PWM Switching Angle');
29     Write('Frequency Ratio = ');Readln(N);
30 (*-----Calculate switching Angle-----*)
31     For J:=MinMode to MaxMode do
32     Begin
33         Writeln('Modulation ratio = ',j*0.1:3:1);
34         For I:=1 to 65 do write('--');writeln;
35         Writeln('Pulse No. On Angle Off Angle Pulse Width Frequency')
36         For I:=1 to 65 do Write('--');writeln;
37         A:=J*0.1;
38         T:=2*Pi/N; M:=4/T;
39         K:=0; P:=0;
40         On:=False;
41 Repeat   X1:=K*T/2;           X2:=X1+T/2;
42         Y1:=Tri(M,X1,K,T);   Z1:=SIN(X1)*A;
43         Y2:=Tri(M,X2,K,T);   Z2:=SIN(X2)*A;
44         If (Sgn(Y1,Z1)=Sgn(Y2,Z2)) and (A>1) then K:=K+1 else
45         Begin
46             Repeat X3:=(X1+X2)/2;
47                 Y1:=Tri(M,X1,K,T); Z1:=SIN(X1)*A;
48                 Y2:=Tri(M,X2,K,T); Z2:=SIN(X2)*A;
49                 Y3:=Tri(M,X3,K,T); Z3:=SIN(X3)*A;
50                 If Sgn(Y1,Z1) = Sgn(Y3,Z3) then X1:=X3
51                 else X2:=X3;
52             Until Abs(X1-X2) < Error;
53             On:=Not On;
54             If On Then Begin P:=P+1;
55                             On_Angle[J,P]:=(X1+X2)/2;
56             End
57             else   Begin OffAngle[J,P]:=(X1+X2)/2;
58                     Width[J,P]:=OffAngle[J,P]-On_Angle[J,P];
59                     Freq[J,P]:=(2*Pi/Width[J,P]);
60                     Writeln(P:4,On_Angle[J,P]:16:4,
61                               OffAngle[J,P]:12:4,Width[J,P]:12:4,
62                               Freq[J,P]:13:4);
63             End;
64     End;
65 End;
```

```

65     K:=K+1;
66     Until K > 2*N-1;
67     Pulse[J]:=P;
68     For I:=1 to 65 do Write('_');Writeln;
69     End;
70 (*-----Calculate Hamonic-----*)
71     For J:=MinMode to MaxMode do
72     For P:=1 to Pulse[J] do
73     Begin Angle[J,2*P-1]:=On_Angle[J,P];
74     Angle[J,2*P] :=OffAngle[J,P]; End;
75     Writeln;Writeln;
76     Writeln('Harmonic Content of 2 Level Natural PWM Inverter');
77     Writeln('Frequency Ratio = ',N);
78     For I:=1 to 79 do Write('-');Writeln;
79     Write('K':5);
80     For I:=MaxMode downto MinMode do Write(I/10:7:1);Writeln;
81     For I:=1 to 79 do Write('-');Writeln;
82     Writeln('Harmonic');
83     For I:=1 to MaxHarmonicOrder do
84     Begin
85     For J:=MaxMode downto MinMode do
86     Begin
87     P:=0; SumA:=0; SumB:=0;
88     Repeat
89     P:=P+1;
90     SumA:=SumA+NegOne(P)*Sin(I*Angle[J,P]);
91     SumB:=SumB+NegOne(P+1)*Cos(I*Angle[J,P]);
92     Until P=Pulse[J]*2;
93     An:=2/(I*Pi)*SumA;
94     Bn:=2/(I*Pi)*SumB;
95     Cn[J,I]:=Sqrt(An*An+Bn*Bn)*100;
96     End;
97     Write(I:5);
98     For J:=MaxMode downto MinMode do write(Cn[J,I]:7:1);writeln;
99     End;
100    For I:=1 to 79 do Write('-');writeln;
101 (*-----*)
102 (*printing*)
103 For I:=1 to 4 do writeln;
104 Write('Print to printer Y/N ');
105 Repeat Read(kbd,Answer);
106 Until Answer in ['N','n','Y','y'];
107 If Answer in ['Y','y']then
108 Begin
109 For I:=1 to 4 do write(lst,#18);
110 Writeln(lst,' ':10,'Harmonic Content of 2 Level Natural PWM Inveter');
111 Writeln(lst,' ':10,'Frequency Ratio= ',N);
112 Write(lst,#15);
113 Write(lst,' ':10); For I:=1 to 79 do write(lst,'-');writeln(lst);
114 Write(lst,' ':10,'K':2);
115 For I:=MaxMode downto MinMode do Write(lst,I/10:6:1);writeln(lst);
116 Write(lst,' ':10);For I:=1 to 79 do write(lst,'-');writeln(lst);
117 Writeln(lst,' ':10,'Harmonic');
118 For I:=1 to MaxHarmonicOrder do
119 begin
120 Write(lst,' ':10,I:2);
121 For J:=MaxMode downto MinMode do Write(lst,Cn[J,I]:6:1);
122 Writeln(lst);
123 end;
124 Write(lst,' ':10);
125 For H:=1 to 79 do write(lst,'-');writeln(lst);
126 Write(lst,#18);
127 End;
128 End.

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Harmonic Content of 2 Level Natural PWM Inverter
Frequency Ratio= 10

K	1.0	0.9	0.8	0.7	0.6	0.5	0.4	0.3	0.2	0.1
Harmonic										
1	100.0	90.0	80.0	70.0	60.0	50.0	40.0	30.0	20.0	10.0
2	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
3	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
4	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
5	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
6	1.8	1.2	0.8	0.5	0.2	0.1	0.0	0.0	0.0	0.0
7	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
8	31.8	26.8	22.0	17.4	13.1	9.3	6.1	3.5	1.6	0.4
9	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
10	60.1	71.2	81.8	91.6	100.6	108.4	115.1	120.4	124.2	126.5
11	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
12	31.8	26.8	22.0	17.4	13.1	9.3	6.1	3.5	1.5	0.4
13	0.2	0.1	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
14	1.8	1.2	0.8	0.5	0.3	0.1	0.1	0.0	0.0	0.0
15	3.3	2.1	1.3	0.7	0.3	0.1	0.0	0.0	0.0	0.0
16	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
17	21.2	17.7	13.9	10.3	7.1	4.4	2.4	1.1	0.3	0.0
18	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
19	18.1	25.5	31.4	35.4	37.0	36.1	32.6	26.8	19.0	9.9
20	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
21	18.1	25.5	31.4	35.4	37.0	36.1	32.6	26.8	19.0	9.9
22	0.5	0.3	0.1	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
23	21.2	17.7	13.9	10.3	7.1	4.4	2.4	1.1	0.3	0.0
24	4.4	2.7	1.6	0.8	0.4	0.1	0.0	0.0	0.0	0.0
25	3.3	2.1	1.3	0.7	0.3	0.1	0.1	0.0	0.0	0.0
26	15.7	13.4	10.5	7.4	4.7	2.6	1.2	0.4	0.1	0.0
27	0.2	0.1	0.1	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
28	6.2	12.7	17.6	20.3	20.4	18.0	13.8	8.9	4.4	1.2
29	0.1	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
30	11.3	15.7	17.1	14.6	8.3	1.1	12.3	23.7	33.5	40.1
31	0.9	0.4	0.2	0.1	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
32	6.2	12.7	17.6	20.3	20.4	18.0	13.9	8.9	4.4	1.2
33	5.0	3.1	1.7	0.8	0.3	0.1	0.0	0.0	0.0	0.0
34	15.7	13.4	10.4	7.4	4.7	2.6	1.2	0.4	0.1	0.0
35	11.9	10.7	8.4	5.8	3.4	1.7	0.6	0.2	0.0	0.0
36	4.4	2.7	1.6	0.8	0.4	0.1	0.0	0.0	0.0	0.0
37	0.9	6.8	11.5	13.7	13.2	10.6	7.0	3.5	1.2	0.2
38	0.3	0.2	0.1	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
39	6.8	10.5	10.5	6.4	0.8	9.1	15.7	18.5	16.3	9.5
40	1.3	0.6	0.3	0.1	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
41	6.8	10.5	10.5	6.5	0.8	9.1	15.7	18.5	16.3	9.5
42	5.3	3.4	1.9	0.9	0.3	0.1	0.0	0.0	0.0	0.0
43	0.9	6.8	11.5	13.7	13.2	10.6	7.0	3.5	1.2	0.2
44	8.8	8.7	7.1	4.7	2.6	1.2	0.4	0.1	0.0	0.0
45	11.9	10.7	8.4	5.8	3.4	1.7	0.6	0.2	0.0	0.0
46	1.8	3.6	8.0	10.1	9.4	6.9	3.9	1.6	0.4	0.0
47	5.4	3.3	1.8	0.9	0.3	0.1	0.0	0.0	0.0	0.0
48	3.8	7.5	7.3	3.0	3.7	9.7	12.4	10.8	6.4	1.9
49	2.7	1.3	0.5	0.2	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
50	5.2	7.6	5.6	0.2	6.8	10.2	7.8	0.6	12.0	21.7

ตาราง 1 แสดงผลการคำนวณตามโปรแกรม เมื่อ N=10

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Harmonic Content of 2 Level Natural PWM Inveter
 Frequency Ratio= 20

K	1.0	0.9	0.8	0.7	0.6	0.5	0.4	0.3	0.2	0.1
Harmonic										
1	100.0	90.0	80.0	70.0	60.0	50.0	40.0	30.0	20.0	10.0
2	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
3	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
4	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
5	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
6	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
7	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
8	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
9	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
10	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
11	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
12	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
13	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
14	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
15	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
16	1.8	1.2	0.7	0.4	0.2	0.1	0.0	0.0	0.0	0.0
17	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
18	31.8	26.8	22.0	17.4	13.1	9.3	6.1	3.5	1.6	0.4
19	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
20	60.1	71.2	81.8	91.7	100.6	108.4	115.1	120.3	124.2	126.5
21	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
22	31.8	26.8	22.0	17.4	13.1	9.3	6.1	3.5	1.6	0.4
23	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
24	1.8	1.2	0.8	0.4	0.3	0.1	0.0	0.0	0.0	0.0
25	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
26	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
27	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
28	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
29	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
30	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
31	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
32	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
33	0.2	0.1	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
34	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
35	3.3	2.1	1.3	0.7	0.3	0.1	0.1	0.0	0.0	0.0
36	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
37	21.2	17.7	14.0	10.3	7.1	4.4	2.4	1.1	0.3	0.0
38	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
39	18.1	25.5	31.4	35.4	37.0	36.1	32.6	26.8	19.0	9.9
40	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
41	18.1	25.5	31.4	35.4	37.0	36.1	32.6	26.8	19.0	9.9
42	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
43	21.2	17.7	13.9	10.3	7.1	4.4	2.4	1.1	0.3	0.0
44	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
45	3.3	2.1	1.3	0.7	0.3	0.2	0.1	0.0	0.0	0.0
46	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
47	0.2	0.1	0.1	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
48	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
49	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
50	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0

ตาราง 2 แสดงผลการคำนวณตามโปรแกรม เมื่อ N=20

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Harmonic Content of 2 Level Natural PWM Inverter
 Frequency Ratio= 30

K	1.0	0.9	0.8	0.7	0.6	0.5	0.4	0.3	0.2	0.1
Harmonic										
1	100.0	90.0	80.0	70.0	60.0	50.0	40.0	30.0	20.0	10.0
2	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
3	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
4	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
5	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
6	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
7	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
8	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
9	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
10	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
11	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
12	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
13	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
14	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
15	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
16	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
17	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
18	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
19	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
20	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
21	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
22	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
23	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
24	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
25	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
26	1.8	1.2	0.8	0.5	0.2	0.1	0.1	0.0	0.0	0.0
27	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
28	31.8	26.8	22.0	17.4	13.1	9.3	6.1	3.5	1.6	0.4
29	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
30	60.1	71.2	81.8	91.7	100.6	108.4	115.1	120.4	124.2	126.5
31	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
32	31.8	26.8	22.0	17.4	13.1	9.3	6.1	3.5	1.6	0.4
33	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
34	1.8	1.2	0.8	0.5	0.3	0.1	0.0	0.0	0.0	0.0
35	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
36	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
37	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
38	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
39	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
40	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
41	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
42	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
43	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
44	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
45	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
46	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
47	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
48	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
49	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
50	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0

ตาราง 3 แสดงผลการคำนวณตามโปรแกรม เมื่อ N=30

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Harmonic Content of 2 Level Natural PWM Inverter
Frequency Ratio= 40

K	1.0	0.9	0.8	0.7	0.6	0.5	0.4	0.3	0.2	0.1
Harmonic										
1	100.0	90.0	80.0	70.0	60.0	50.0	40.0	30.0	20.0	10.0
2	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
3	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
4	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
5	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
6	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
7	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
8	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
9	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
10	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
11	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
12	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
13	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
14	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
15	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
16	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
17	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
18	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
19	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
20	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
21	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
22	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
23	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
24	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
25	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
26	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
27	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
28	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
29	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
30	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
31	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
32	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
33	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
34	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
35	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
36	1.8	1.2	0.8	0.4	0.3	0.1	0.1	0.0	0.0	0.0
37	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
38	31.8	26.8	22.0	17.4	13.1	9.3	6.1	3.5	1.6	0.4
39	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
40	60.1	71.2	81.8	91.7	100.6	108.4	115.1	120.4	124.2	126.5
41	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
42	31.8	26.8	22.0	17.4	13.1	9.3	6.1	3.5	1.6	0.4
43	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
44	1.8	1.2	0.7	0.5	0.3	0.1	0.1	0.0	0.0	0.0
45	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
46	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
47	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
48	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
49	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
50	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0

ตาราง 4 แสดงผลการคำนวณตามโปรแกรม เมื่อ N=40

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Harmonic Content of 2 Level Natural PWM Inverter
 Frequency Ratio= 50

K	1.0	0.9	0.8	0.7	0.6	0.5	0.4	0.3	0.2	0.1
Harmonic										
1	100.0	90.0	80.0	70.0	60.0	50.0	40.0	30.0	20.0	10.0
2	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
3	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
4	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
5	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
6	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
7	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
8	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
9	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
10	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
11	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
12	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
13	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
14	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
15	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
16	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
17	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
18	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
19	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
20	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
21	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
22	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
23	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
24	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
25	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
26	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
27	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
28	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
29	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
30	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
31	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
32	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
33	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
34	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
35	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
36	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
37	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
38	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
39	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
40	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
41	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
42	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
43	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
44	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
45	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
46	1.8	1.2	0.8	0.5	0.2	0.1	0.1	0.0	0.0	0.0
47	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
48	31.8	26.8	22.0	17.4	13.1	9.3	6.1	3.5	1.6	0.4
49	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
50	60.1	71.2	81.8	91.7	100.6	108.4	115.1	120.4	124.2	126.5

ตาราง 5 แสดงผลการคำนวณตามโปรแกรม เมื่อ N=50

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากการคำนวณด้วยโปรแกรมจะพบว่า เมื่ออัตราส่วนความถี่ คลื่นสามเหลี่ยม ต่อ คลื่นไซน์ (N) เพิ่มขึ้น อันดับของฮาร์มอนิกค่าสุดท้ายที่มีผลต่อสัญญาณ พีคดับลิวเอ็ม ก็จะเพิ่มขึ้น มีผลให้สัญญาณพีคดับลิวเอ็ม มีลักษณะใกล้เคียงไซน์มากขึ้น

เมื่ออัตราส่วนการมอดูเลชัน(K) มีค่ามากขึ้น ขนาดของสัญญาณความถี่หลักมูล(Fundamental)ก็จะมีค่ามากขึ้น

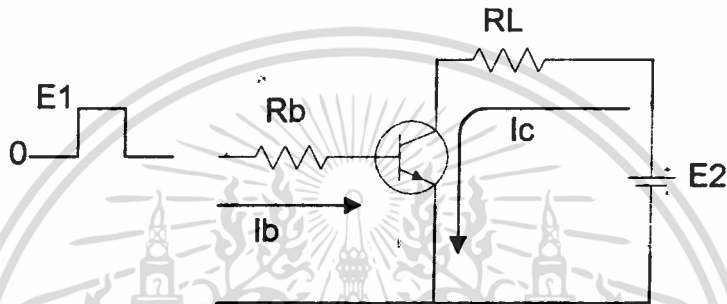


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ข
คุณสมบัติของทรานซิสเตอร์

1 วงจรทรานซิสเตอร์กำลัง

จากรูปเพื่อเป็นการง่ายจะพิจารณา โหลดเป็นความต้านทานซึ่งต่ออยู่ระหว่างขั้วบวกของแหล่งจ่ายไฟตรงและขาคอลเลกเตอร์ โดยมีสัญญาณป้อนที่ต่อเนื่องป้อนเข้าที่เบส ค่าแรงดันที่ใช้ E_1 นี้ต้องมีค่าเพียงพอที่จะทำให้ทรานซิสเตอร์อยู่ในสภาวะอิ่มตัว(saturated region)



รูป 1 แสดงการต่อในลักษณะ common emitter ของทรานซิสเตอร์

ถ้าค่า V_{CE} มีค่าน้อยไม่นำมาพิจารณาจะได้ค่ากระแสที่โหลดมีค่า

$$I_c = E_2 / R_L$$

ซึ่งแสดงว่ากระแสคอลเลกเตอร์หรือกระแสโหลดไม่ขึ้นกับค่าจำเพาะต่างๆของทรานซิสเตอร์ โดยมีจำกัดว่าค่ากระแสพิกัดของทรานซิสเตอร์ ต้องมีค่ามากกว่าค่า I_c ในสมการข้างบน และในการที่จะให้ทรานซิสเตอร์ ทำงานอยู่ในสภาวะอิ่มตัว ค่ากระแสเบสจะต้องมีค่ามากกว่าค่า I_c/h_{FE} (โดย h_{FE} คือค่าอัตราขยายกระแสของทรานซิสเตอร์)

$$I_b > E_2 / (R_L \cdot h_{FE})$$

โดยค่า h_{FE} นี้ มีค่าเปลี่ยนไปในทรานซิสเตอร์ แต่ละตัวและเปลี่ยนตามค่าของอุณหภูมิ ฉะนั้นในการหาค่ามากที่สุดของ R_b ที่เป็นไปได้จะต้องคิดจากค่า h_{FE} ที่น้อยที่สุด และจากที่ได้กล่าวมาทำให้ได้ความสัมพันธ์ใหม่ดังนี้

$$R_b = (E_1 - V_{BE}) \cdot R_L \cdot h_{FE}(\min) / E_2$$

ถ้าระดับสัญญาณอยู่ที่ 0 จะไม่มีกระแสเบสไหลทำให้ทรานซิสเตอร์ อยู่ในสภาวะหยุดนำ (cutoff region) แต่ในช่วงจากการนำไปสู่การหยุดนำ ซึ่งเป็นช่วงเวลาสั้นๆ กระแส I_c จะยังคงไหลอยู่เนื่องจากประจุส่วนเกินที่เก็บอยู่ในบริเวณรอยต่อ PN ของ Base-Emitter

ในการที่จะทำให้เวลาในการหยุดนำ (switching-off time) เร็วขึ้นในการใช้งานที่มีความถี่สูง ๆ ค่าประจุตกค้างในพื้นที่ส่วนเบส (Base region (P-Junction)) จะต้องถูกย้ายออกไปให้เร็วที่สุดในระหว่างการนำกระแสได้สิ้นสุดลง วิธีที่มีประสิทธิภาพในการกำจัดประจุดังกล่าวคือการใช้แรงดันลบป้อนขณะจะให้หยุดนำกระแสต่อผ่าน R_b

เมื่อค่าแรงดันบวก (E_b) ป้อนมาผ่าน R_b แล้วไปเข้าขาเบสจะทำให้ทรานซิสเตอร์นำกระแสและเมื่อ E_b สิ้นสุดลงประจุส่วนเกินในเบสจะถูกขับออกโดยส่วนของแรงดันลบ ทันที

แต่สำหรับวงจรที่ทำในโครงการนี้จะประยุกต์หลักการที่ได้กล่าวมาแล้วอีกขั้นหนึ่ง โดยที่จะใช้วงจรสร้างสัญญาณส่วนที่จะไปขับเบส ให้มีทั้งบวกและลบ ซึ่งก็จะอธิบายได้ในทำนองเดียวกันคือในระหว่างการหยุดนำ (turn-off) จะประกอบด้วยช่วงเวลาสองช่วงคือสตอเรจไทม์ (storage-time) และฟอลไทม์ (fall-time)

-ช่วงสตอเรจไทม์ กระแสเบสลบ จะไปกวาดกำจัดประจุส่วนเกินที่เบส โดยในช่วงนี้ที่รอยต่อคอลเลกเตอร์ (collector junction) ยังคงฟอร์เวิร์คไบอัส และทรานซิสเตอร์ยังนำกระแสอยู่

-ช่วงฟอลไทม์ คอลเลกเตอร์จะเริ่มเข้าสู่สภาวะบล็อคและค่อย ๆ หยุดนำกระแสในที่สุดจะนำกระแสเบสลบ ($-I_b$) จึงเป็นตัวลด storage-time โดยมีข้อจำกัดว่าค่า

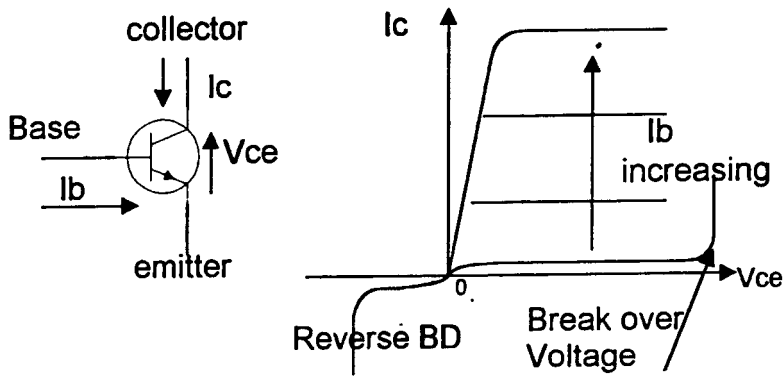
1. $-I_b(\max)$ ที่ใช้จะต้องไม่ทำให้เกิดการทะลุ (avalanche breakdown) ในส่วนบริเวณที่เป็นรอยต่อเบส-อิมิตเตอร์ (base-emitter junction)

2. ต้องจำไว้เสมอว่า ค่า I_b ที่เราต้องให้ ต้องมีค่าที่สามารถทำให้เกิดการทำงานในช่วงอิมิตใน ช่วงภาวะการนำ ถ้าค่าดังกล่าวเพิ่มขึ้นจะเป็นการเพิ่มช่วงสตอเรจไทม์ด้วย

2 คุณสมบัติของทรานซิสเตอร์กำลัง

การเพิ่ม V_{CE} เกินระบบปกติจะนำไปสู่การเกิด อวาลานซ์เบรคดาวน์ (avalanche breakdown: 1st BD) คือโดยปกติทรานซิสเตอร์จะนำกระแส เมื่อมี I_b แต่ถ้า V_{CE} มาก ๆ แล้ว ถึงแม้จะมีหรือไม่มี I_b ก็จะเกิดการเบรคดาวน์มีการนำกระแสเกิดขึ้น

เมื่อ $I_b=0$ ทรานซิสเตอร์จะหยุดนำกระแส แต่ขณะนี้มีกระแสรั่วไหลเล็กน้อย (I_{CE0}) ซึ่งเราเรียกสภาวะนี้ว่าสภาวะหยุดนำกระแส เมื่อมีกระแส I_b ซึ่งต้องมีค่ามากพอ ที่ทำให้ทรานซิสเตอร์ ถึงจุดอิมิตัวและจะนำกระแสได้ และมีแรงดันครีอป (V_{CE}) ซึ่งมีค่าประมาณค่าหนึ่งซึ่งไม่มากขึ้นกับแต่ละชนิด สิ่งที่ไม่เหมือนกับไทรสเตอร์คือ ทรานซิสเตอร์ต้องการกระแสเบสที่ต่อเนื่องขณะที่ยังคงอยู่ในสภาวะนำกระแสผิดกับไทรสเตอร์ซึ่งกระแสเกต ไม่ต้องต่อเนื่อง



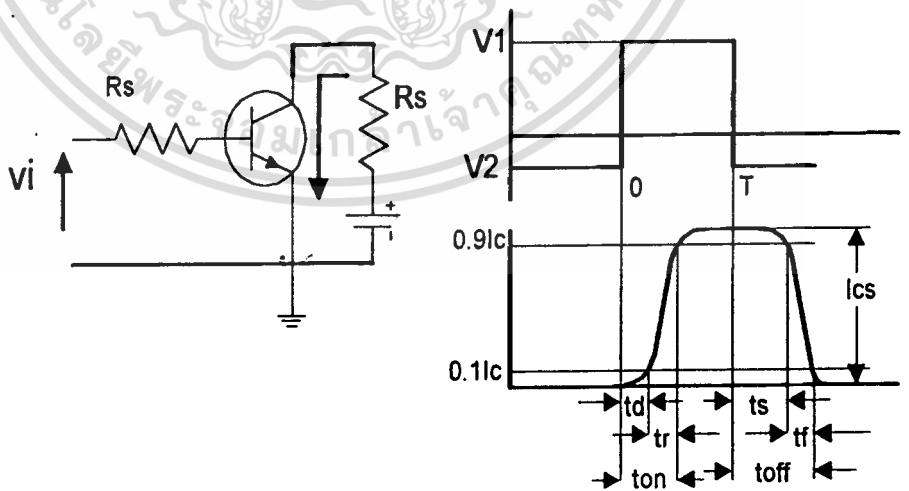
รูป 2 แสดงความสัมพันธ์ระหว่าง I_c และ V_{CE}

ปกติในการใช้งานนั้นจะต้องใช้ I_b ที่มีค่าสูงพอที่จะทำให้ทรานซิสเตอร์อิ่มตัวค่า I_b ที่ต่ำๆ จะทำให้เกิดการไม่อิ่มตัว (desaturate) ซึ่งเป็นผลให้เกิดการเพิ่มค่าสิ่งที่ไม่พึงประสงค์คือกำลังไฟฟ้าที่สูญเสีย (power dissipation) แต่ต้องระลึกไว้เสมอว่าค่า I_b ที่มากจะมีแนวโน้มไปสู่การลดค่าเวลาการเริ่มนำ (turn-on time) และจะไปเพิ่มช่วงการหยุดนำ (turn-off time)

ดังนั้นโดยอุดมคติแล้วค่า I_b จะต้องเหมาะสมกับ I_c เพื่อจะได้ให้ตัวทรานซิสเตอร์ ทำงานภายใต้สภาวะอิ่มตัว คือต้องมีค่ามากถึงจุดหนึ่งที่ทำให้อิ่มตัว แต่ต้องไม่มากเกินไปเพราะ จะทำให้ช่วงการหยุดนำ (turn-off time) ยาวขึ้น

การเบรคดาวบ์ครั้งที่สอง (Second breakdown)

ค่ากระแสคอลเลกเตอร์ (I_c) ไม่สม่ำเสมอผ่านทรานซิสเตอร์จะทำให้เกิดความร้อนที่ขาคอลเลกเตอร์และเบส ที่สภาวะดังกล่าวในภาวะที่ V_{CE} มีค่าสูงๆ จะทำให้เกิดการพังทลายของทรานซิสเตอร์ได้



รูป 3 แสดงช่วงเวลาต่าง ๆ ของทรานซิสเตอร์

- หมายเหตุ t_d (delay time) : เวลาที่เลื่อนไปเทียบกับสัญญาณที่ป้อนที่เข้าขาเบส
 t_r (rise time) : เวลาที่ใช้ในการเริ่มนำ

- t_{ON} : เวลาที่ใช้ในการนำทั้งหมด
- t_S (storage time): เวลาอันเนื่องมาจากผลของการสะสมประจุ
- t_f (fall time) : เวลาเริ่มหยุดหน้า
- t_{off} : เวลาทั้งหมดที่ใช้การหยุดหน้า

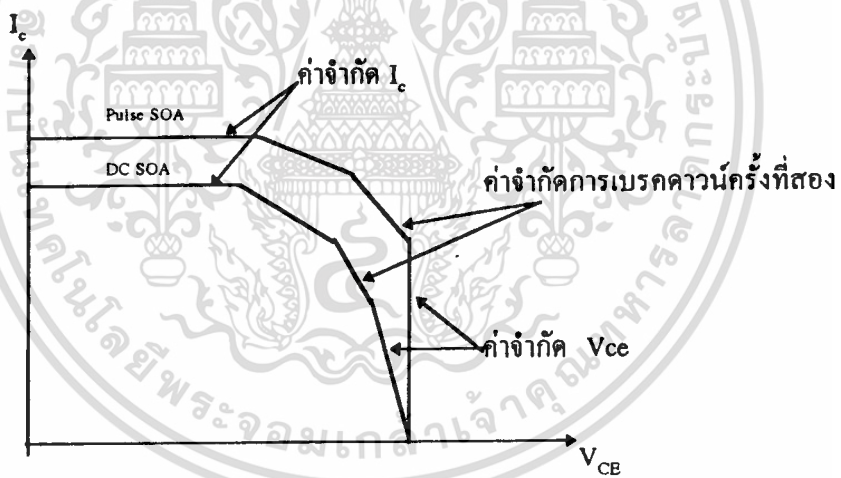
3 SOA(Safe operation area)

3.1 Forward bias SOA

เราจำเป็นต้องรู้และเข้าใจถึงพฤติกรรมของทรานซิสเตอร์กำลังระหว่างคาบฟอร์เวิร์ดไบอัส และรีเวิร์ดไบอัส เพื่อจะออกแบบได้ถูกต้อง

ปัญหาแรก ก็คือต้องหลีกเลี่ยงการเบรคความถี่ครั้งที่สอง(secondary breakdown)จากการ สวิตซ์ ชิ่งของ ทรานซิสเตอร์ขณะนำกระแส เมื่อทรานซิสเตอร์ รับ ฟอร์เวิร์ดไบอัส

โดยปกติแล้วจะให้กราฟ ของSOA (Safe Operating Area) ดังในรูป โดยจะเป็น การวาด ระหว่าง I_c กับ V_{CE} เส้นกราฟ จะแสดงถึงขีดจำกัดสูงสุดที่ทรานซิสเตอร์ ทำงานได้



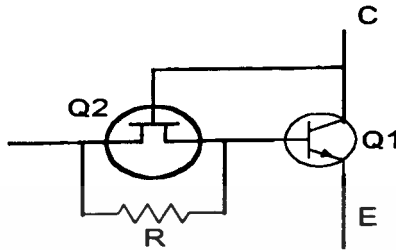
รูป 4 รูปแสดง FBSOA

การเกิดการเบรคความถี่ครั้งที่สอง เกิดจากจุดร้อน ซึ่งจะเกิดขึ้นที่จุดใดๆ ภายในพื้นที่ที่ทำงานของทรานซิสเตอร์อย่างสม่ำเสมอ ซึ่งเป็นผลมาจากการนำกระแสที่ไม่ทั่วถึงภายใต้แรงดัน V_{ce} ที่สูงๆ

ดังนั้นถ้าความเค้นเนื่องจากแรงดัน ยังคงมีอยู่ กระแสจะหยุดไหล, เกิดเบรคความถี่ที่รอยต่อคอลเลกเตอร์-เอมิเตอร์ ทรานซิสเตอร์จะเสียเนื่องจากผลของอุณหภูมิที่สูงขึ้นภายใต้แรงดันสูง (thermal runaway)

วิธีหลีกเลี่ยงฟอร์เวิร์ดเบรคความถี่ ซึ่งพัฒนาโดยบริษัท National Semiconductor โดยใช้เทคนิคการถ่วงที่ขา (emitter-ballasting) ในขั้นตอนการผลิตทรานซิสเตอร์ อุปกรณ์ที่ผลิตโดยใช้

เทคนิคนี้ อาจใช้งานที่ระดับพิกัดกำลังและแรงดันสูงสุด โดยที่ไม่ต้องกลัวการเกิดการเบรคความถี่ครั้งที่สอง



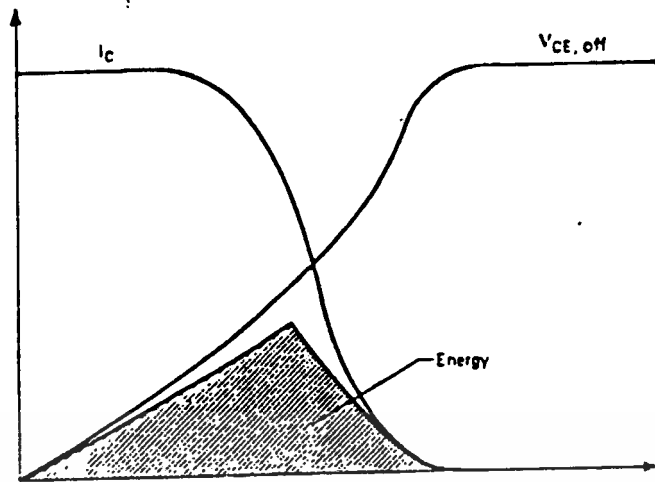
รูป 5 เทคนิคการป้องกันการเกิดการเบรคความถี่ครั้งที่สอง โดยบริษัทแซนแนล

เทคนิคนี้จะคือเจฟเอท(junction field-effect transistor (JFET)) อนุกรมเข้ากับขาเบสของทรานซิสเตอร์ เจฟเอทจะทำตัวเป็นตัวต้านทานสำหรับถ่วงที่ขาเบส ซึ่งค่าความต้านทานเปลี่ยนแปลงตามฟังก์ชัน ของ V_{CB}

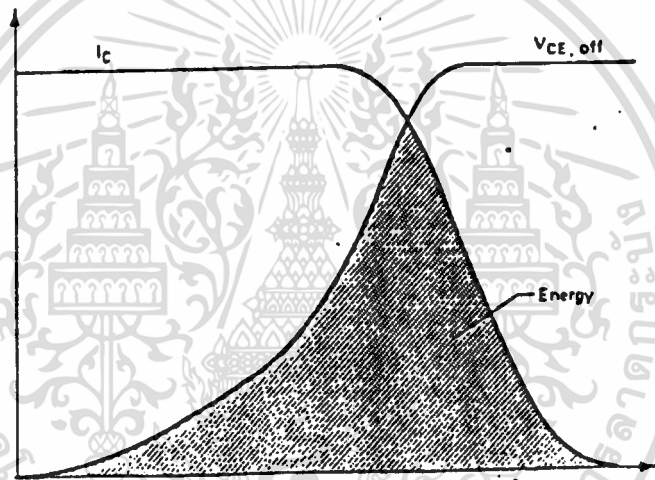
3.2 Reverse bias SOA

ตามหลักการใช้ทรานซิสเตอร์เป็นสวิตช์ นั้นสต่อเรจไทม์(storage time) และความสูญเสียจากการสวิตช์ จะเป็นสิ่งที่ต้องพิจารณาในการออกแบบ ถ้าค่าสต่อเรจไทม์ไม่ต่ำที่สุดแล้วก็จะเกิดการอิมพัลส์ของทรานซิสเตอร์

ส่วนค่าความสูญเสียจากการสวิตช์ ก็จะต้องมีการควบคุมเพราะมีผลต่อประสิทธิภาพโดยรวมของระบบ รูปถัดไปแสดงพฤติกรรมการหยุดนำกระแสของทรานซิสเตอร์แรงดันสูงในทั้งการขับโหลดแบบ ความต้านทานและตัวเหนี่ยวนำ



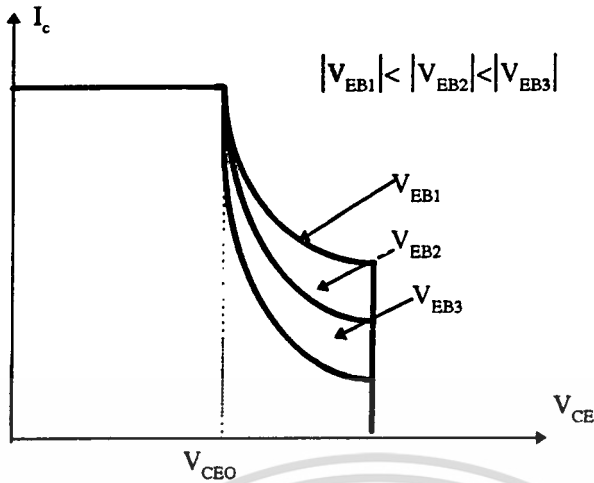
รูป 6 พฤติกรรมการหยุดหน้า ของทรานซิสเตอร์ ขับโหลด resistive



รูป 7 พฤติกรรมการหยุดหน้า ของทรานซิสเตอร์ ขับโหลด inductive

จาก กราฟ ทั้งสองพบว่าตัวเหนี่ยวนำ จะมีพลังงานสูงสุด ที่สูงกว่าในช่วงหยุดหน้ากระแสเมื่อเปรียบเทียบกับโหลดความต้านทาน ดังนั้นจึงเป็นไปได้ว่าภายใต้สภาวะนี้จะเกิดการเบรคควาน์ครั้งที่สองได้ถ้าทำงานเกินย่านการทำงาน RBSOA (reverse bias operating area)

การกำหนดพิกัด RBSOA ได้ถูกพัฒนาโดยผู้ผลิตทรานซิสเตอร์กำลัง I_c จะเป็นดังรูปข้างล่าง ซึ่งคล้ายกับกราฟ FBSOA เส้นกราฟ RBSOA จะแสดงให้เห็นว่าสำหรับแรงดันที่ต่ำกว่า V_{CE0} ค่าพื้นที่ปลอดภัย ไม่ขึ้นกับ แรงดันรีเวิร์คไบอัส (V_{EB}) พื้นที่ปลอดภัยถูกจำกัดโดย I_c เท่านั้น แต่ที่แรงดันสูงกว่า V_{CE0} ค่า I_c จะลดลงโดยขึ้นกับ รีเวิร์คไบอัส V_{EB} มีความสำคัญและมีผลกระทบกับ RBSOA อย่างมาก การป้องกันการเกิดเบรคควาน์ที่กล่าวมานี้อาจใช้ไดโอดต่อกลับ หรือวงจรมันเบอร์กี้ได้



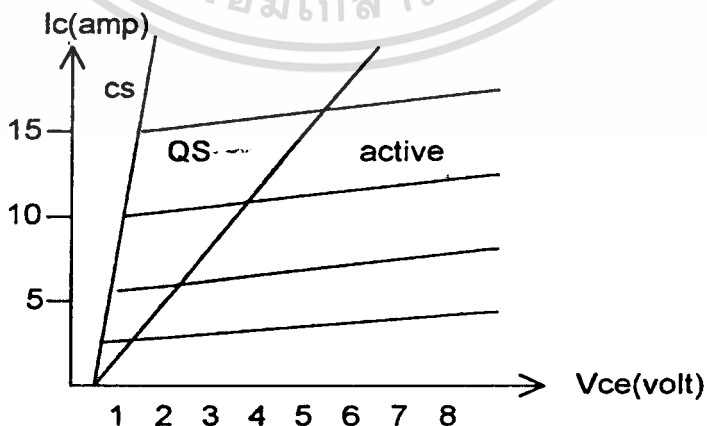
รูป 8 RBSOA

4 ทำให้ทรานซิสเตอร์ทำงานเร็วขึ้น

4.1 สาเหตุที่ทำให้ทรานซิสเตอร์ทำงานช้า

สตอเรจไทม์และการลดสตอเรจไทม์

สตอเรจไทม์เป็นปัญหาหนึ่งในทรานซิสเตอร์ โดยเฉพาะเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ที่ต่อแบบคาร์ลิงตันซึ่งจะมีค่าสตอเรจไทม์มาก สาเหตุหนึ่งที่ทำให้มีสตอเรจไทม์มาก เกิดจากการให้กระแสขั้วเบสกับทรานซิสเตอร์มากเกินไป ทำให้ทรานซิสเตอร์ทำงานในย่านอิ่มตัว (saturated CS) โดยที่ $V_{CB(sat)}$ จะลดลงจนน่ากระแสทำให้เกิดประจุตกค้างในรอยต่อ BE จึงต้องใช้เวลามากในการกำจัดประจุนี้ นอกจากนี้ อุณหภูมิที่เพิ่มขึ้นของทรานซิสเตอร์ขณะนำกระแส ก็เป็นสาเหตุที่สำคัญ ที่ทำให้ค่าสตอเรจไทม์มากขึ้น วิธีการหนึ่งที่สามารถลดค่าสตอเรจไทม์ของทรานซิสเตอร์ลงได้ คือการควบคุมกระแสขั้วเบสให้พอเหมาะกับกระแส I_c เพื่อป้องกันไม่ให้ทรานซิสเตอร์อิ่มตัวมากเกินไป โดยทรานซิสเตอร์จะทำงานในย่านกึ่งอิ่มตัว (Quasi saturation QS) ดังแสดงในรูป 9



รูป 9 แสดงโหมดการทำงานของทรานซิสเตอร์ CD ย่านอิ่มตัว QS ย่านกึ่งอิ่มตัว

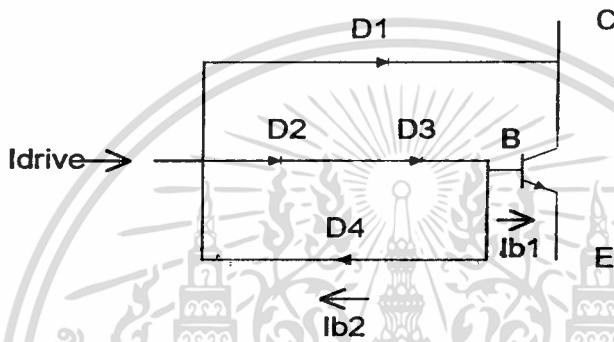
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2 การลดสต่อเรจโทรมด้วยวงจรเบเกอร์แคลมป์(Baker Clamp) หรือ Quasi-saturation circuit

จากวงจรเบเกอร์แคลมป์แสดงได้ในรูป 10 กระแส I_b จะมีการปรับตัวตามกระแส I_c โดยอัตโนมัติ คือเมื่อทรานซิสเตอร์มีแนวโน้มที่จะอิ่มตัวมากเกินไป (ขณะที่โหลดน้อยๆ) $V_{CB(sat)}$ จะลดลง กระแสขั้วเบส I_b ที่มากเกินไปจะไหลผ่าน D_1 ซึ่งจะลดอัตราการอิ่มตัวของทรานซิสเตอร์ตามสมการ

$$V_{BE} + V_{FD2} + V_{FD3} = V_{CB} + V_{FD1}$$

$$V_{CE} = V_{BE} + V_{FD2} + V_{FD3} - V_{FD1}$$



รูป 10 แสดงวงจรเบเกอร์แคลมป์

นั่นคือวงจรเบเกอร์แคลมป์ จะพยายามรักษาให้ทรานซิสเตอร์ทำงานในย่านกึ่งอิ่มตัวโดยทำให้ $V_{CE} = V_{BE} + V_{FD}$ กรณีที่แรงกิ้นคกคร่อมไดโอดแต่ละตัวเท่ากัน

วงจรเบเกอร์แคลมป์จะมีประโยชน์มากสำหรับทรานซิสเตอร์กำลังที่ต่อแบบคาร์ลิงตัน โดยเฉพาะกรณีที่ทำงานที่อุณหภูมิสูง เนื่องจากผลของพลังงานสูญเสียในการสวิตช์ที่เกิดขึ้น โดยทั่วไปสเปคข้อมูล(Spec-Data)ของผู้ผลิตทรานซิสเตอร์กำหนดไว้จะอยู่ในช่วง 25-125°C ซึ่งที่อุณหภูมิสูงนี้ สต่อเรจโทรมและฟอลโทรมของทรานซิสเตอร์จะเพิ่มขึ้นดังนั้นการออกแบบการทำงานของทรานซิสเตอร์ที่อุณหภูมิสูงจึงจำเป็นต้องมีวงจรเบเกอร์แคลมป์ด้วย

อย่างไรก็ตามข้อเสียของวงจรเบเกอร์แคลมป์ก็มีด้วยเช่นกันในส่วนของวงจรขั้วเบสทำให้วงจรขั้วเบสต้องจ่ายกระแสมากขึ้นกรณีที่ $V_{CB(sat)}$ ต่ำหรือในสภาวะที่ทรานซิสเตอร์นำกระแสและกรณีที่ทรานซิสเตอร์ทำงานในย่านกึ่งอิ่มตัว $V_{CB(sat)}$ จะสูงขึ้นทำให้พลังงานสูญเสียในทรานซิสเตอร์ ขณะนำกระแสมีมากขึ้นตามสมการ

$$P_{con} = V_{CB(sat)} * I_c * \text{duty cycle} \quad / \text{พัลส์}$$

4.3 ข้อพิจารณาในการออกแบบวงจรเบเกอร์แคลมป์

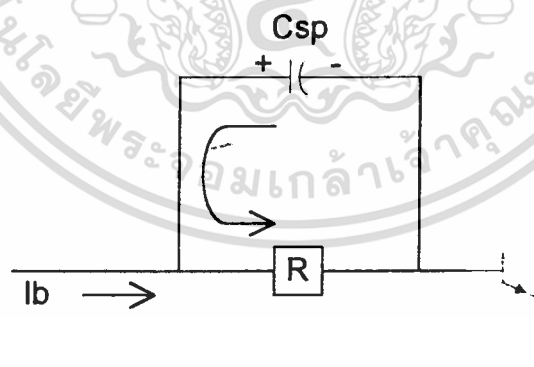
1.) D_1 จะต้องมิพิกัดแรงดันอย่างน้อยเท่ากับ V_{CBO} หรือ V_{CB} ของทรานซิสเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- 2.) D_1 ต้องเป็นไดโอดชนิดคืนตัวอย่างรวดเร็ว (fast recovery diode) เนื่องจากช่วง D_1 คืนตัว (trr) กระแสจากคอลเลกเตอร์อาจจะไหลเข้าขาเบสเป็นสาเหตุให้ทรานซิสเตอร์นำกระแสและ D_1 จะต้องมีขนาดพิคกกระแสมากพอที่จะรับกระแสเบสเกือบทั้งหมดกรณีที่มี $V_{CB(sat)}$ น้อยๆ
- 3.) D_2, D_3 (ไดโอดที่ต่ออนุกรม) ไม่จำเป็นต้องเป็นไดโอดชนิดคืนตัวเร็ว เนื่องจากกระแสรีโเวอร์รัจจะช่วยให้ทรานซิสเตอร์หยุดการนำกระแสได้ดีขึ้นและ D_2, D_3 สามารถใช้เป็นไดโอดพิคกแรงดันต่ำได้
- 4.) D_4 ใช้สำหรับเป็นทางผ่านของกระแสลบที่ให้ทรานซิสเตอร์หยุดนำกระแส ซึ่งจะช่วยลดสตอเรจใหม่ และสามารถใช้อิโอดพิคกแรงดันต่ำๆ ได้
- 5.) วงจรควรจะมีอยู่ใกล้ทรานซิสเตอร์หลัก มากที่สุด ให้สายสั้นที่สุด เพื่อป้องกันผลของอินดักแตนซ์ (inductance)

4.4 การลดช่วงเวลาระแสไต่ขึ้น (t_r) และลดสตอเรจใหม่ของทรานซิสเตอร์ด้วยตัวเก็บประจุ (Speed up Capacitor)

การลดค่าเวลาไต่ขึ้น t_r โดยการเพิ่มกระแสขั้วเบสเพื่อให้ทรานซิสเตอร์ทำงานนำกระแสได้อย่างรวดเร็ว ซึ่งจะเป็นการลดการสูญเสียจากการสวิตช์ให้นำกระแส แต่การเพิ่มกระแสขั้วเบสอย่างต่อเนื่องเป็นสาเหตุให้ค่าสตอเรจใหม่มาก ดังนั้นควรเพิ่มขนาดกระแสเบสในช่วงเวลาเริ่มต้นของการขับให้นำกระแสเพื่อให้ทรานซิสเตอร์นำกระแสได้เร็วขึ้น โดยขนาดของกระแสเบสขณะเริ่มต้นควรจะมีประมาณ 2-3 เท่าของขนาดกระแสเบสปกติ วิธีหนึ่งที่สามารถลดค่า t_r ได้โดยการใช้ตัวเก็บประจุประกอบเข้าไปในวงจร โดยต่อขนานอยู่กับความต้านทาน R ดังแสดงในรูป (3.7) ซึ่งเรียกตัวเก็บประจุนี้ว่า “Speed up Capacitor”



รูป 11 แสดงการต่อสปีดอัปคาปาซิเตอร์

จากรูปจะเห็นว่าขณะที่ทรานซิสเตอร์เริ่มนำกระแส กระแสเบสจะประกอบด้วย กระแสย่อย 2 ส่วนคือส่วนหนึ่งเป็นกระแสเบสปกติ ซึ่งไหลผ่านความต้านทาน R และอีกส่วนเป็นกระแสเบสที่ได้จากตัวเก็บประจุ C_{sp} ทำให้ที่สภาวะเริ่มต้นทรานซิสเตอร์ได้รับกระแส I_b มากขณะเดียวกันเนื่องทรานซิสเตอร์หยุดนำกระแส ตัวเก็บประจุ C_{sp} จะดึงกระแสเบสกลับ ทำให้รอยต่อระหว่างขาเบสและอี

มิตเตอร์เกิดแรงดันไบแอสย้อนกลับ ซึ่งจะช่วยลดสต่อเรจโทม์ของทรานซิสเตอร์ให้น้อยลง ในทางปฏิบัติกำหนดค่ากระแสเบสของสปีค้อพคาปาซิเตอร์ได้จากสมการ

$$I = q/t_r$$

$$\text{และ } q = C_E$$

$$I = C_E/t_r$$

โดยที่

q = ปริมาณประจุไฟฟ้า(คูลอมป์)

I = กระแสเบสส่วนของสปีค้อพคาปาซิเตอร์(แอมป์)

t_r = ช่วงเวลาไต่ขึ้น(วินาที)

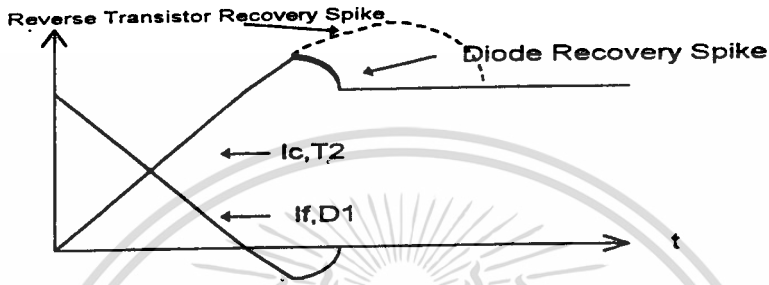
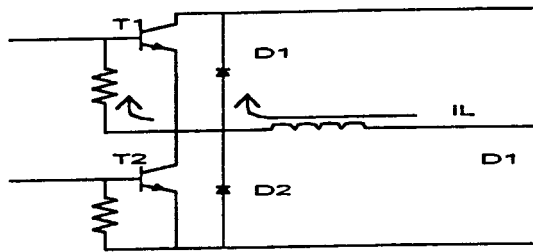
C = ค่าความจุไฟฟ้าของสปีค้อพคาปาซิเตอร์(ฟาร์หรัด)

E = ขนาดแรงดันพัลส์ที่อินพุท(โวลท์)

อย่างไรก็ตามแรงดันพัลส์ หรือเนื้อพัลส์ที่เล็กที่สุดและใหญ่ที่สุดจะต้องพอเหมาะที่ค่า C_{sp} ยังคงสามารถทำงานได้และไม่ทำให้ทรานซิสเตอร์เสียหาย

4.5 การลดฟอลโทม์และสต่อเรจโทม์โดยป้อนกระแสเบสที่เป็นลบ

กระแสเบสที่ควบคุมการทำงานของทรานซิสเตอร์นั้น มีส่วนสำคัญอย่างมาก ที่จะทำให้ทรานซิสเตอร์ทำงานได้อย่างปลอดภัยโดยไม่เสียหาย เช่นกรณีของการนำกระแส กระแสเบสจะต้องมีมากเพียงพอ ที่จะทำให้ทรานซิสเตอร์อิมิตัวขณะนำกระแสแต่การอิมิตัวมากเกินไปก็ทำให้เกิดสต่อเรจโทม์มาก ดังได้กล่าวมาแล้ว เช่นเดียวกัน กรณีของการหยุดนำกระแส จำเป็นจะต้องมีกระแสเบสและแรงดันที่เป็นป้อนให้กับทรานซิสเตอร์ เพื่อดึงประจุที่ตกค้างในรอยต่อ BE กลับ ทำให้ลดช่วงเวลาของกระแสฟอลโทม์และสต่อเรจโทม์ลง และ ทำให้กระแสรั่วไหลต่ำ ผลก็คือทรานซิสเตอร์ทนแรงดัน V_{CBX} สูงขึ้น โดยการลดลงของสต่อเรจโทม์ขึ้นกับอัตรา ส่วนของกระแสเบสลบ ต่อกระแสบวก ($-I_b/+I_b$) ขณะเดียวกันการต่อไดโอดที่รอยต่อเบสของทรานซิสเตอร์ T_1 กับขาเบสของ T_2 ก็เป็นการเพิ่มความสามารถในการขจัดประจุที่รอยต่อ BE ในรอย T_2 ให้เร็วขึ้น ทำนองเดียวกัน ฟอลโทม์ของคาร์ลิงตันทรานซิสเตอร์ส่วนใหญ่จะเกิดที่ T_2 ลดฟอลโทม์โดยการเพิ่มขนาดและอัตราการไต่ของกระแสเบสลบอย่างไรก็ตามการป้อนกระแสลบอย่างทันทีทันใด ทำให้เกิดพิคของกระแสลบที่มาก(over-drive) ซึ่งอาจจะทำให้ทรานซิสเตอร์เสียหายได้ กระแสเบสที่เป็นลบนี้อาจป้อนหลังจากที่ทรานซิสเตอร์ทำงานอยู่ในย่านกึ่งอิมิตัว



รูปที่ 12 แสดงการเกิดรีเวอร์สทรานซิสเตอร์แอ็คชั่น

นอกจากนี้การป้อนกระแสกลับให้กับทรานซิสเตอร์ยังเป็นการป้องกันการเกิดรีเวอร์สทรานซิสเตอร์แอ็คชั่น(reverse transistor action)ขณะทรานซิสเตอร์หยุดนำกระแสแสดงในรูป12 ทำให้เกิดการลัดวงจร(short through) ระหว่างทรานซิสเตอร์ในกึ่งซึ่งจะมีโอกาสเกิดสูงมากโดยเฉพาะในกรณีของวงจรบริดจ์อินเวอร์เตอร์ หรือ คอนเวอร์เตอร์ที่ใช้เทคนิค PWM และใช้ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์แบบคาร์ลิงตัน และฟริววลิ่งไดโอดซึ่งการเกิดรีเวอร์สทรานซิสเตอร์แอ็คชั่นนี้จะขึ้นกับการออกแบบวงจรเบสเป็นอย่างมาก

เมื่อทรานซิสเตอร์ T_2 หยุดนำกระแสทันทีทันใด กระแสไหลลงจะไหลผ่านไดโอด D_1 ทำให้เกิดแรงดันตกคร่อม D_1 และสร้างแรงกันย้อนกลับตกคร่อม T_1 กรณีที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เป็นแบบคาร์ลิงตันที่มีความต้านทานต่อระหว่างขาเบสกับขาอีมีเตอร์ กระแสจะไหลผ่านความต้านทานนี้เข้าขาเบสของ T_1 ทำให้ T_1 นำกระแสเมื่อ T_2 นำกระแสอีกครั้ง ประจุใน T_1 และ D_1 จะต้องคืนตัวอย่างรวดเร็ว แต่เนื่องจาก T_1 ถูกขับให้นำกระแสอยู่จึงไม่สามารถฟื้นตัวอย่างรวดเร็วได้ ดังนั้นจึงเกิดกระแสลัดวงจรไหลผ่าน T_1 และ T_2 ชั่วขณะทำให้เกิดพลังงานสูญเสียขณะนำกระแสหรืออาจทำให้ทรานซิสเตอร์เสียหายได้

4.6 พลังงานสูญเสียในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

พลังงานสูญเสียในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ จะประกอบด้วย 3 ส่วนใหญ่ คือ

1. พลังงานสูญเสียที่เกิดจากการสวิตชิง ซึ่งประกอบด้วย

a. พลังงานสูญเสียขณะสวิตซ์ให้นำกระแส(turn on lose)

- b. พลังงานสูญเสียขณะสวิตช์ให้หยุดนำกระแส (turn off lose)
- 2. พลังงานสูญเสียขณะนำกระแส (Conduction lose)
 - a. ที่สภาวะนำกระแส (On state loss)
 - b. ที่สภาวะไดนามิกขณะอิ่มตัว (Dynamic saturation lose)
- 3. พลังงานสูญเสียที่สภาวะหยุดนำกระแส (Off state loss)

ในกรณีของสภาวะหยุดนำกระแส พลังงานสูญเสียที่สภาวะหยุดนำกระแสนี้จะเกิดจากกระแสรั่วไหล (leakage) ในทรานซิสเตอร์ซึ่งมีค่าน้อยมาก ทำให้เกิดการสูญเสียเล็กน้อย เมื่อเทียบกับการสูญเสียส่วนใหญ่ที่เกิดขึ้นในทรานซิสเตอร์ซึ่งได้แก่พลังงานสูญเสียขณะนำกระแสและพลังงานสูญเสียจากการสวิตช์ ชนิดของโหลด ตลอดจนคุณสมบัติของทรานซิสเตอร์ที่ใช้ด้วย

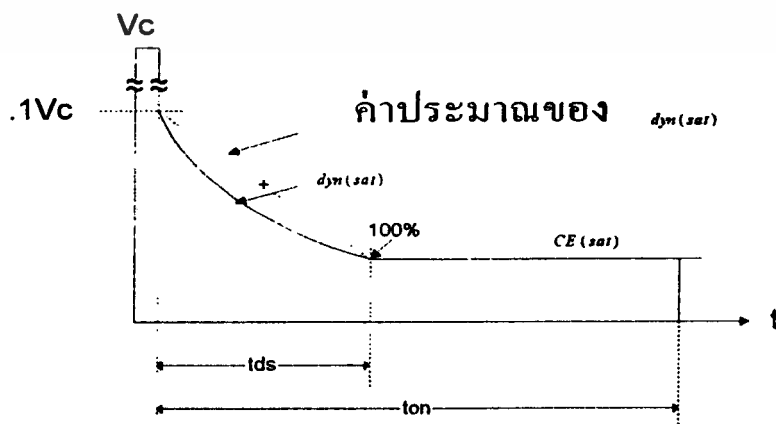
พลังงานสูญเสียขณะเข้าสู่ย่านอิ่มตัว (Dynamic saturation losses)

ในทางปฏิบัติแล้ว เมื่อขับทรานซิสเตอร์ให้นำกระแส ทรานซิสเตอร์จะไม่เข้าสู่ย่านอิ่มตัวในทันทีทันใด แต่จะใช้เวลาชั่วขณะ เพื่อเข้าสู่ย่านอิ่มตัว ซึ่งช่วงเวลาดังกล่าวเรียกว่า ไดนามิกแซทจูเรชันไทม์ (dynamic saturation time t_{ds}) โดยจะขึ้นกับชนิดทรานซิสเตอร์ อิมพีแดนซ์และพิกัดของกระแสขับเบส โหลดจากรูป 13 แสดง t_{ds} ซึ่งวัดจาก 10% ของพิกัด V_{CB} ขณะที่ทรานซิสเตอร์นำกระแส ถึง 110% ของ $V_{CB(sat)}$

กรณีที่ทรานซิสเตอร์สวิตซ์ที่ความถี่ต่ำๆ หรือ ช่วงเวลานำกระแสยาวกว่าช่วงเวลา t_{ds} แล้วพลังงานสูญเสียขณะเข้าสู่ย่านอิ่มตัวจะมีผลน้อยมาก แต่เมื่อทรานซิสเตอร์ทำงานที่ความถี่สูงขึ้นพลังงานที่สูญเสียนี้จะมีผลต่อทรานซิสเตอร์มาก

เพื่อให้ง่ายต่อการคำนวณ ประมาณให้ช่วงไดนามิกส์โวลท์แคจแซทจูเรชันตกอย่างเชิงเส้นดังแสดงในรูป 13 ดังนั้นในกรณีของพลังงานสูญเสียขณะนำกระแสที่คิดพลังงานสูญเสียขณะไดนามิกส์แซทจูเรชัน ด้วย สามารถหาได้จากสมการ

$$P_{con} = 1/T [V_{CB(sat)} T_{on} + 1/2(0.1V_c - 1.1V_{CB(sat)}) T_{ds}] I_c$$



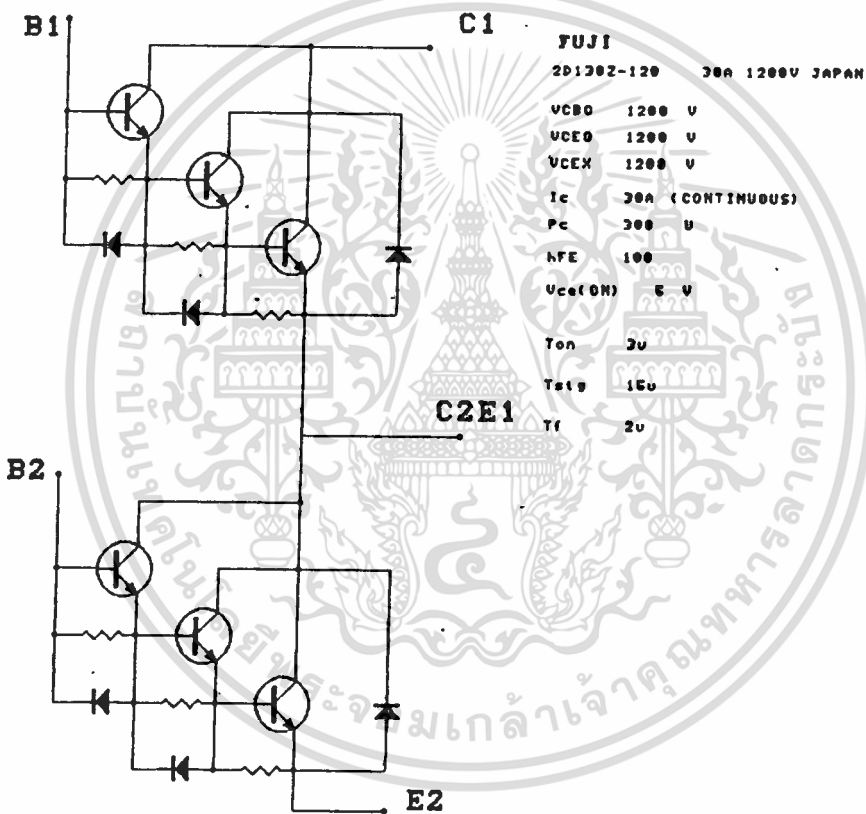
รูป 13 แสดงการเกิดไดนามิกส์แซทจูเรชันในทรานซิสเตอร์ขณะเข้าสู่ย่านอิ่มตัว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้เผยแพร่ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และเนื่องจาก r_{ds} ขึ้นอยู่กับคุณสมบัติของวงจรขับเคลื่อน ไขว้กันในการหาค่า r_{ds} เพื่อคำนวณหาพลังงานสูญเสียในช่วงเวลานี้จึงควรที่จะได้จากการทดลองของวงจรจริงภายใต้เงื่อนไขต่างๆ

5 ทรานซิสเตอร์ที่ใช้ในปริภูมิพนธ์



รูป 14 ทรานซิสเตอร์ที่ใช้ในปริภูมิพนธ์

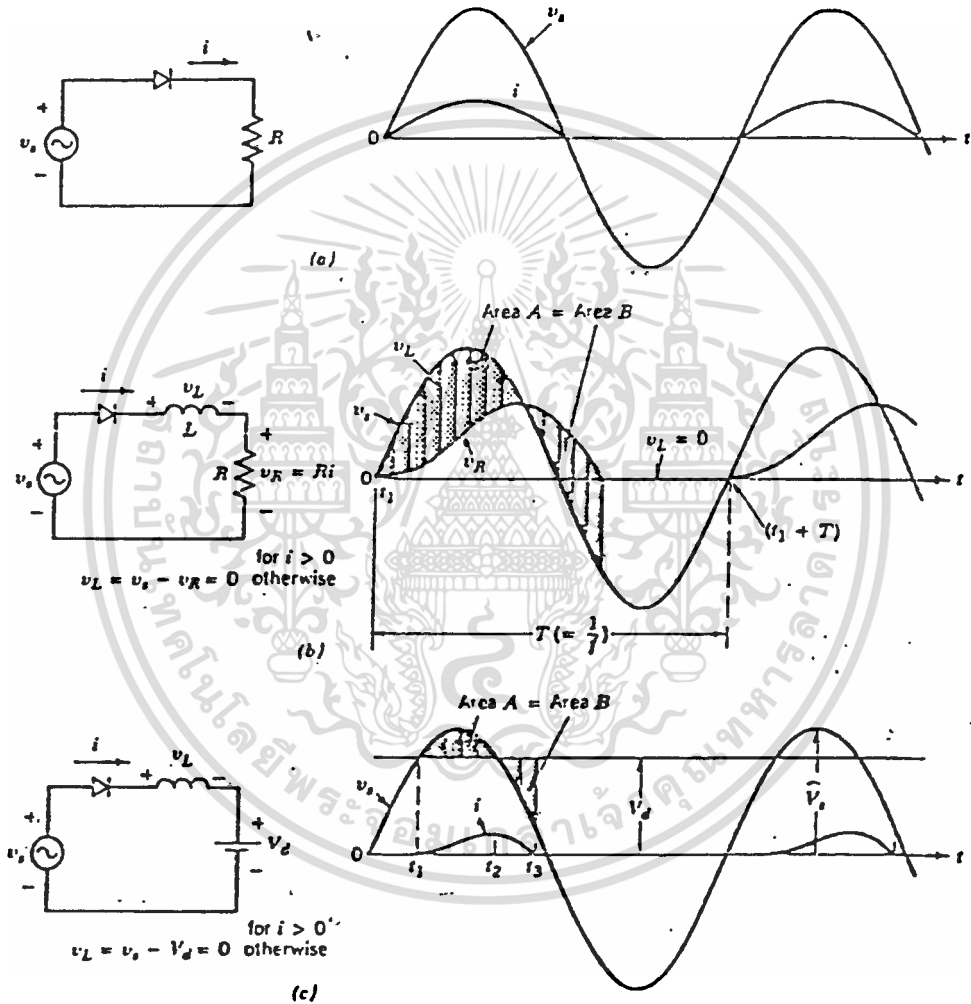
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ค

วงจรเรกติฟายเออร์ และ วงจรกรองกระแสดีซี (Rectifier and D.C. Filter)

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

1 หลักการพื้นฐานของเรกติฟายเออร์



รูป 1 หลักการพื้นฐานของเรกติฟายเออร์

เมื่อ V_s เป็นแหล่งกำเนิดไฟฟ้ากระแสสลับที่อนุกรมกับไดโอดและความต้านทาน กระแสจะไหลผ่านไดโอดในช่วงที่ศักดาเป็นบวกเท่านั้น เมื่อต่ออินดักแทนซ์(L)อนุกรมกับ R ในวงจร จะได้โวลเตจที่ตกคร่อมความต้านทาน (V_R)ซึ่งแปรผันตามกระแสดังรูป 1-b

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โวลเตจที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำ (V_L) มีค่าเท่ากับ $V_s - V_R$ ระหว่างเวลา $t > 0$ แสดงให้เห็นว่า กระแสยังคงไหลอยู่ภายหลังจากที่ V_M อยู่ในช่วงลบเมื่อกระแสมีค่าเป็นศูนย์ V_L จะมีค่าเป็นศูนย์ด้วย และ V_s มีค่าเป็นลบ

ช่วงเวลากระแสหาได้จาก สมการที่อินทิเกรตหาค่า ที่คร่อมตัวเหนี่ยวนำ (V_L) ในช่วงเวลา t คาบ(T) ต้องเท่ากับศูนย์ ในระหว่างเวลา t_1 กับ $t_1 + T$ (เมื่อ t_1 เป็นเวลาที่ V_s มีค่าเท่ากับ 0)

$$di = 1/L V_L dt \quad (1)$$

อินทิเกรตทั้งสองข้างเวลาในระหว่าง t_1 กับ $t_1 + T$ จะได้

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

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

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

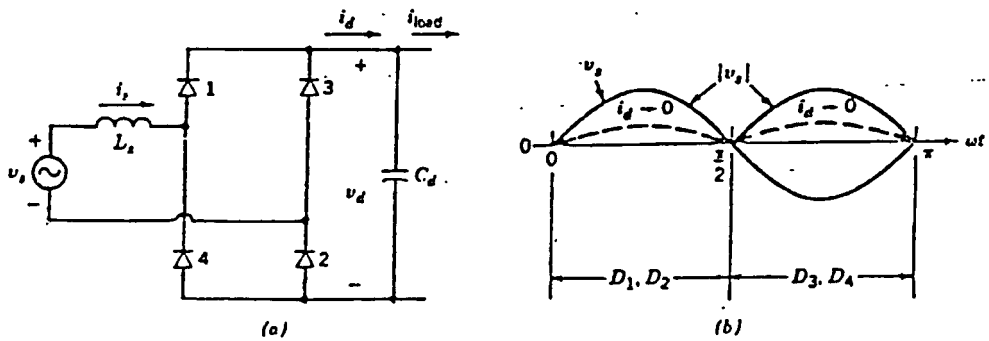
ซึ่งแสดงว่าพื้นที่ A กับพื้นที่ B ในรูป 1-b มีค่าเท่ากัน

2. เรคตีฟายเออร์แบบบริดจ์ไดโอด 1 เฟส

วงจรสมมูลย์

เรคตีฟายเออร์แบบบริดจ์ไดโอด 1 เฟส มีวงจรสมมูลย์ดังรูป 2-a โดยมีคาปาซิเตอร์กรอง กระแส ต่ออยู่ทางด้านไฟกระแสตรง แหล่งจ่ายกระแสไฟ V_s ต่ออนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำ (L) ซึ่งในทางปฏิบัติ แหล่งจ่ายไฟจะมีความต้านทานภายในเป็นตัวเหนี่ยวนำ(inductive) ในกรณีนี้ L มีค่าสูงการใส่ตัวเหนี่ยวนำกรองกระแส(filter-inductor) ก็เพื่อปรับปรุงรูปคลื่นของกระแสให้ดีขึ้น

ในการหารูปคลื่นของโวลเตจและกระแส ที่ออกจากเรคตีฟายเออร์ (V_o และ I_o) จะต้องพิจารณา วงจรสมมูลย์ของเรคตีฟายเออร์แบบบริดจ์ไดโอดที่มองจากทางด้านไฟกระแสตรง โดยการหาค่าของไฟกระแสตรงที่ได้เมื่อเปิดวงจรทางด้านเอาต์พุท โดยสมมติว่ามีความต้านทาน R ต่อแทนที่คาปาซิเตอร์ C_d และ R_d มีค่าสูงมาก กระแส I ที่ได้จึงมีค่าประมาณ 0 และได้รูปคลื่นของกระแสตามรูป 2-b



รูป 2 เรคติฟายเออร์แบบบริดจ์ไดโอด 1 เฟส

(a) : ลักษณะวงจร

(b) : รูปคลื่นเมื่อเปิดวงจรโดยไม่มี C และกระแส I มีค่าเข้าใกล้ 0

(c) : วงจรสมมูล

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

$$V_{d/\text{open-circuit}} = |V_s| \quad (4)$$

จากสมการที่ 4 ทำให่วงจรสมมูลดังรูป 2-c ซึ่งวงจรสมมูลดังรูปนี้มีผล เมื่อกระแส i_d มีค่าสูงๆเท่านั้น

คุณลักษณะของเรคติฟายเออร์

ในการวิเคราะห์ห้วงจรตามรูป 2-a มีข้อสมมติและข้อสังเกตดังนี้

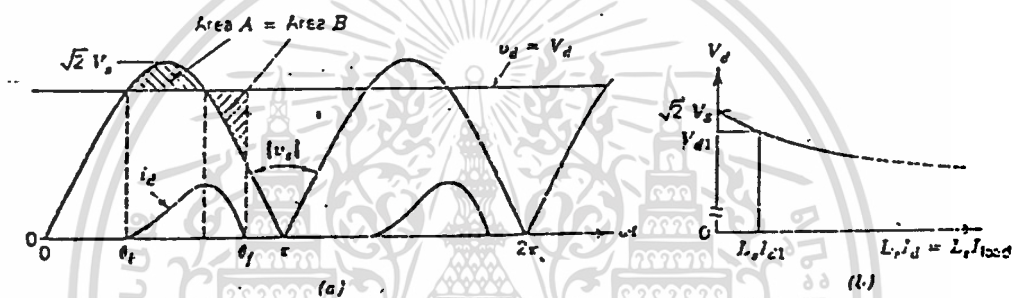
1. L_s และ C_d ตามรูป 2-a เป็นลักษณะของวงจรกรองกระแสแบบโลว์-พาส (low-pass filter) ถ้า C_d มีค่ามากๆ รูปคลื่น v_d จะมีริบเปิล(ripple)น้อย สามารถประมาณได้ว่า $v_d(t) = v_d$

2. สมมติให้ C_d มีค่ามากๆ กระแส i_d จะมีลักษณะไม่ต่อเนื่องและมีค่าเข้าหา 0 ก่อนที่ V_m มีค่าเป็นศูนย์ในแต่ละครึ่งรอบ (half-cycle) จากข้อสมมติ จึงสามารถใช่วงจรสมมูลตามรูป 2-c ได้

3. เมื่อ C_d มีค่ามากๆ จึงเสมือนเกิดการลัดวงจรกับรีปเปิลในกระแสไหลลด (I) กระแสเอาต์พุตเฉลี่ยที่ได้จากเรกติฟายเออร์ (i_{load}) มีค่าเท่ากับกระแสไหลลดเฉลี่ย เนื่องจากกระแสที่ไหลผ่าน C ในช่วงสภาวะคงที่ (steady state) เป็น 0

ในการออกแบบ จะต้องทำให้ V_d เป็นฟังก์ชันของ I_{load} เพื่อหาค่า V_s และค่าความเหนี่ยวนำ L_s โดยใช้วิธีการกราฟฟิกหาค่า V_d แทนการใช้สมการซึ่งสลับซับซ้อนและยุ่งยาก เมื่อทราบค่า V_d และ I_d ที่ต้องการแล้ว ก็สามารถหาค่าต่างๆ ได้ ตามวิธีการดังต่อไปนี้

4. เมื่อ C_d มีค่ามากๆ จึงเสมือนเกิดการลัดวงจรกับรีปเปิลในกระแสไหลลด (I) กระแสเอาต์พุตเฉลี่ยที่ได้จากเรกติฟายเออร์ (i_{load}) มีค่าเท่ากับกระแสไหลลดเฉลี่ย เนื่องจากกระแสที่ไหลผ่าน C ในช่วงสภาวะคงที่ (steady state) เป็น 0



รูป 3 เรกติฟายเออร์ 1 เฟส

a) : รูปคลื่น

b) : กราฟคุณลักษณะ (characteristic)

1. เลือกค่าของ V_d ให้มีค่าน้อยกว่าค่าสูงสุด (peak) ของไฟกระแสสลับที่อินพุต กระแส I_d จะเริ่มไหลที่มุม θ_b ตามรูปที่ 3-a มุม θ_b สามารถหาได้จากสมการ

$$V_d = \sqrt{2} V_s \sin \theta_b \quad (5)$$

2. โวลเตจที่ตกคร่อม L_s ตามรูป 2-c

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

ซึ่งจะมีค่าอยู่ตลอดเวลาที่กระแส I_d ยังคงไหลอยู่

จากการใช้สมการที่ 1 และรูป 3-a จะได้ว่า

$$L_s \cdot i_d(\omega t) = 1/\omega \int_{\theta_b}^{\omega t} V_L d(\omega t) : \theta_b < \omega t < \theta_r \quad (7)$$

มุม θ_r สามารถหาได้จากสมการ 5-7 ในรูปของ ωt เมื่อ I_d มีค่าเป็น 0 ตามรูป 3-a ถ้ามุม θ_r มากกว่า π จะต้องเลือกค่า V_d ที่มากขึ้น

3. เมื่อรู้ค่า θ_r แล้ว สามารถหาค่า $L_s I_d$ ได้โดยหาค่าเฉลี่ย $L_s i_d (wt)$ จากสมการที่ 7 ระหว่างช่วงเวลา $wt = 0$ และ π

$$L_s I_d = 1/\pi \int_{\theta_b}^{\theta_f} L_s I_d (wt) dwt \quad (8)$$

โดยวิธีการนี้ เราสามารถเขียนกราฟ V_d กับ $L_s I_d$ ได้ดังรูป 3-b ค่าของ V_d เมื่อ $L_s I_d$ จนกระทั่ง $\theta_r > \pi$ แสดงโดยเส้นประ เมื่อเราทราบ ค่า V_s, L_s และ $I_{load} (=I_{d1})$ ก็สามารถหาค่า V_{d1} ได้

8 กระแสไลน์ในวงจรเรกติฟายด์ I_s (line current)

กระแสไลน์ I_s ที่เป็นกระแสอินพุทเข้าเรกติฟายเออร์ มีลักษณะผิดเพี้ยนไม่เป็นรูปชายน (sinusoidal) ดังแสดงในรูปที่ 4

จากการวิเคราะห์โดยวิธีฟูเรียร์ สามารถแสดงกระแสไลน์ในรูปขององค์ประกอบความถี่พื้นฐาน (fundamental frequency) I_{s1} ดังแสดงด้วยเส้นประในรูป 4 ในรูปของค่าเฉลี่ยกำลังสอง (rms) องค์ประกอบความถี่พื้นฐานของกระแส I_m

พลังงานเฉลี่ย (P) ที่ไหลผ่านวงจรเรกติฟายเออร์ คือ

$$P = V_s I_s \cos \phi_1 \quad (9)$$

เมื่อ ϕ_1 คือมุมที่ I_{s1} ตามหลัง (lag) V_s ดังรูป 4 พลังงานปรากฏ (apparent power.s) เป็นผลคูณค่าโวลเตจ rms V_s กับกระแส rms (I_s) ของกระแสไลน์ I_s

$$S = V_s I_s \quad (10)$$

ค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์จึงหาได้จาก

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

จากสมการที่ (11) จะได้ว่า

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

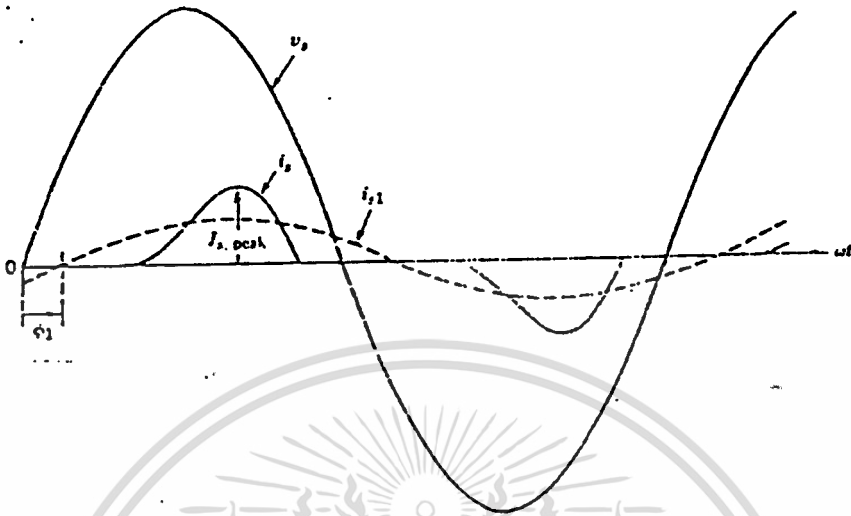
ค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์การเคลื่อนที่ (displacement power factor) ซึ่งเท่ากับ ค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์ในวงจรที่มีโวลเตจ และกระแส เป็นชายน ถูกนิยามโดยเป็น ค่าโคไซน์ของมุม ϕ_1 ค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์การเคลื่อนที่

$$DPF = \cos \phi_1 \quad (13)$$

ดังนั้น

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

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



รูป 4 รูปคลื่นของกระแสอินพุต (input current waveform)

ที่ 5 ค่า rms ของกระแสไลน์ (\$I_s\$) สามารถหาค่าได้จากค่ารากเฉลี่ยกำลังสองของรูปคลื่น \$I_s\$ ดังสมการ

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

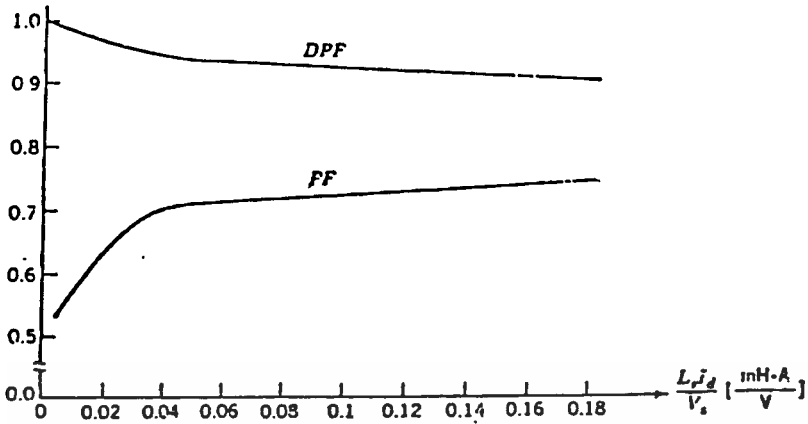
หรือหาในเทอมของค่า rms ขององค์ประกอบฟูเรียร์ 1 และ \$I_{sh}\$

$$I_s = [I_{s1}^2 + \sum_{h=2}^{\infty} I_{sh}^2]^{1/2} \quad (16)$$

จากสมการที่ 16 สามารถหาค่า rms ขององค์ประกอบของความผิดเพี้ยน (distortion component) ในกระแสไลน์ได้จาก

$$I_{dis} = [I_s^2 - I_{s1}^2]^{1/2} = [\sum_{h=2}^{\infty} I_{sh}^2]^{1/2} \quad (17)$$

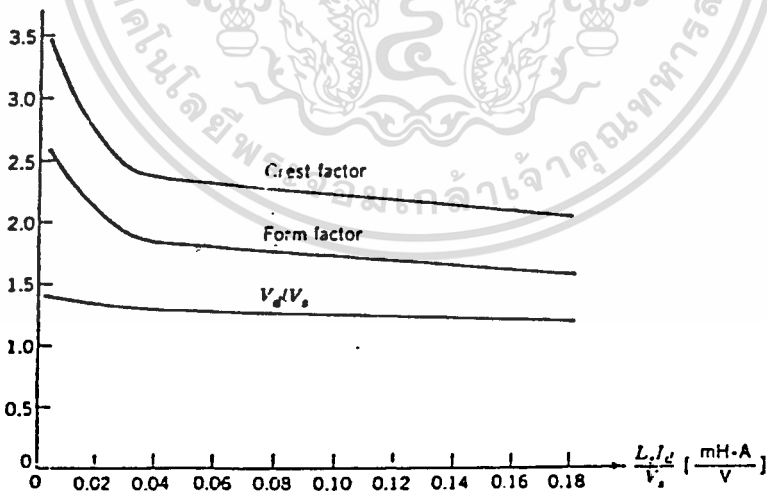
ผลของ \$L_s\$ ที่มีต่อเพาเวอร์แฟกเตอร์การเคลื่อนที่ และเพาเวอร์แฟกเตอร์ แสดงในรูป 5



รูป 5 ผลของ L_s ที่มีต่อกระแสของไฟกระแสสลับ (L_m) มีค่าเป็น mH I_d คือ ค่ากระแสเฉลี่ย และ V_s คือค่าโวลเตจ rms)

รูป 5 แสดงให้เห็นว่าในเรกติฟายเออร์แบบไดโอด มีค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์ของการเคลื่อนที่ (DPF) สูงกว่า 0.9 ในขณะที่เดียวกันค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์จะมีค่าต่ำเมื่อค่า L_s มีค่าน้อยๆ และจะมีค่าสูงสุดประมาณ 0.75 เมื่อเพิ่มค่า L_s ให้สูงขึ้น

ในรูป 6 เป็นกราฟของอัตราส่วน V_d/V_m ซึ่งแสดงให้เห็นว่า ที่ค่า L_m ต่ำๆ จะทำให้กระแส $I_{s,peak}$ มีค่าสูงเป็นหลายเท่าของกระแส I_d



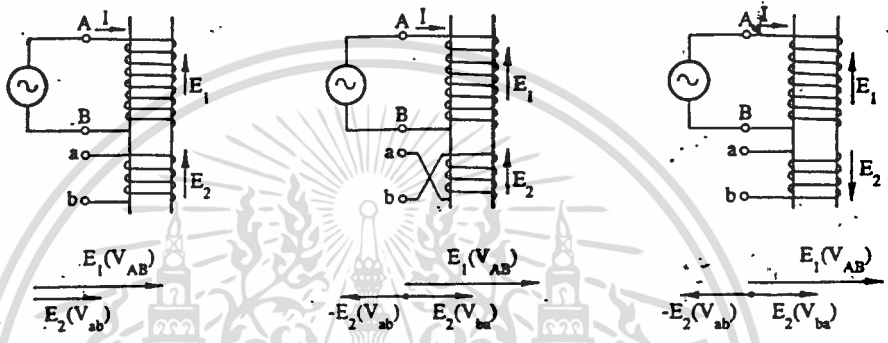
รูป 6 อัตราส่วนระหว่างโวลเตจไฟกระแสตรงกับโวลเตจไลน์ rms (V_d/V_m)

ภาคผนวก ง.

หม้อแปลงหลายเฟส-การต่อแบบ OPEN DELTA

1. ลักษณะขั้ว

การนำหม้อแปลงแต่ละตัวมาต่อกันในลักษณะต่างๆกัน เช่น ต่อแบบขนาน อนุกรมหรือแบบ Δ หรือ Y นั้น จำเป็นต้องรู้ลักษณะขั้วของหม้อแปลงก่อนอื่นซึ่งคล้ายกับกรณีของเบคเตอร์ลักษณะขั้วของหม้อแปลงหมายถึง ความสัมพันธ์ทางด้านเฟสของแรงเคลื่อนไฟฟ้าระหว่างขดปฐมภูมิ และทุติยภูมิ กล่าวคือ อาจมีเฟสเดียวกันหรือต่างกัน 180 องศา(ตรงข้ามกัน) ดังรูป 1



รูป 1 ลักษณะขั้วของหม้อแปลง

ในรูปที่ 1 (ก) ขดปฐมภูมิและทุติยภูมิในทิศทางเดียวกันได้ V_{AB} และ V_{ab} มีทิศเดียวกัน

$$\begin{aligned} V_{Ab} &= V_{AB} + V_{ab} \\ &= E_1 + E_2 \end{aligned} \tag{1}$$

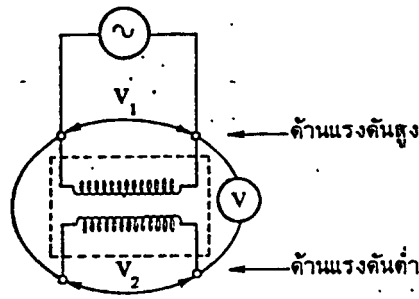
ในรูปที่ 1 (ข) ให้ผลเหมือนรูป(ก) ซึ่งขดปฐมภูมิและทุติยภูมิพันกลับทิศกัน

$$\begin{aligned} \therefore V_{Ab} &= V_{AB} - V_{ab} \\ &= E_1 - E_2 \end{aligned} \tag{2}$$

ในกรณีที่มีหม้อแปลงดังรูป 1 (ก) อยู่ 2 ตัว ซึ่งต้องการนำมาต่อขนานกัน สามารถทำได้โดยการต่อขั้ว A กับ A และ B กับ B ที่ด้านปฐมภูมิและต่อขั้ว a กับ a และ b กับ b ที่ด้านทุติยภูมิเข้าด้วยกัน แต่ถ้าหม้อแปลงตัวหนึ่ง มีลักษณะดังรูป(ก) ขณะที่อีกตัวมีลักษณะดังรูป(ข)หรือ (ค) แล้วต้อง A กับ A และ B กับ B ทางด้านปฐมภูมิเข้าด้วยกัน ส่วนทางทุติยภูมิให้ต่อ a กับ b และ b กับ a เข้าด้วยกัน แต่ถ้าต่อ a กับ a และ b กับ b ทางด้านทุติยภูมิเข้าด้วยกันแล้วจะทำให้เกิดการลัดวงจรและเกิดอันตรายได้

2. การทดสอบหาลักษณะขั้วและสัญลักษณ์ของขั้ว

การทดสอบหาลักษณะขั้วของหม้อแปลงสามารถทำได้ดังรูปที่ 2



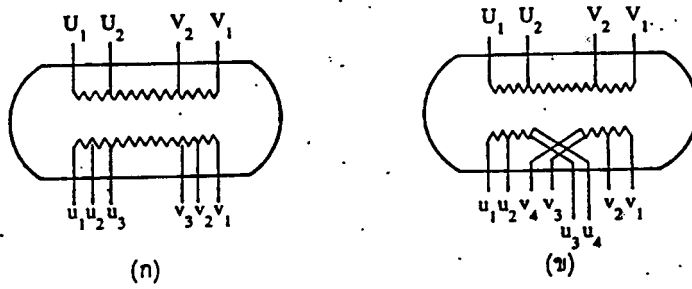
รูป 2 การทดสอบหาลักษณะขั้วของหม้อแปลง

โวลต์มิเตอร์ V ที่ต่อไว้ฉากจะอ่านค่า $(V_1 + V_2)$ หรือ $(V_1 - V_2)$ ก็ได้แล้วแต่ลักษณะของขดลวดหรือการจัดคู่สายที่ขั้ว การพันขดลวดเพื่อให้ได้ลักษณะใดลักษณะหนึ่งนั้นขึ้นอยู่กับมาตรฐานของประเทศผู้ผลิตที่ได้กำหนดไว้ หม้อแปลงที่พันไว้ในลักษณะ $V = V_1 - V_2$ นี้จะเป็นแบบซับแทรกทีฟ (subtractive) ในขณะที่ $V = V_1 + V_2$ เป็นแบบแอดดิทีฟ (additive) เมื่อทราบลักษณะขั้วแล้วขั้นต่อไปต้องกำหนดตัวอักษรเพื่อแสดงลักษณะขั้วดังกล่าวของหม้อแปลงไว้จากมาตรฐานของ JEC- 120 กำหนดให้ด้านแรงสูงเป็น U,V และด้านแรงต่ำเป็น u,v และให้ขดที่สามเป็น a,b กรณีหม้อแปลงขนาดย่อมเราอาจใช้เครื่องหมาย (+),(-) แทน U,V,u,v ก็ได้ ถ้ามองจากด้านแรงสูงและตำแหน่งของ U อยู่ทางด้านซ้ายมือแล้วถ้าเป็นกรณีของซับแทรกทีฟ U และ u จะอยู่ในแนวด้านซ้ายมือเดียวกัน ดังรูป 3(ก) แต่ถ้าเป็นกรณีของแอดดิทีฟแล้ว U และ u จะอยู่เยื้องทแยงตรงข้ามกันดังรูปที่ 3(ข)

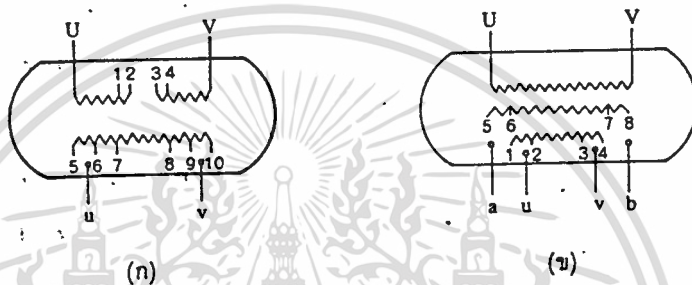


รูป 3 เมื่อมองจากด้านแรงดันสูงของหม้อแปลง

ในกรณีที่มีการแบ่งขดใหญ่ออกเป็นขดย่อยหลาย ๆ ขดโดยการห่้ออกนั้นสามารถกำหนดสัญลักษณ์ได้โดยการใส่ตัวเลขห้อยท้ายตัวอักษรข้างต้นอีกที โดยให้เรียงจากด้านซ้ายและขวามือเข้าหา ด้านใน เช่น V_1, V_2, V_3, \dots และ u_1, u_2, u_3, \dots ดังรูป 4(ก)หรือ (ข)



รูป 4 การกำหนดสัญลักษณ์ที่ขั้วของขดแรงดันสูงและต่ำ



รูป 5 การกำหนดขั้วกรณีมีขดย่อยทางด้านปฐมภูมิและทุติยภูมิ

แต่สำหรับกรณีที่จุดแท๊ปหรือจุดแบ่งไม่ได้มีการต่อสายออกนอกตัวหม้อแปลงแล้วให้กำหนดเป็นชุดตัวเลข 1, 2, 3... โดยให้เรียงจากขดปฐมภูมิไปยังขดทุติยภูมิและขดที่ 3 ดังรูป 5 (ก) หรือ (ข)

3. หม้อแปลง 1 เฟสและ 3 เฟส

หม้อแปลง 1 เฟส จะมีขดปฐมภูมิและขดทุติยภูมิอย่างละ 1 ขดต่อหม้อแปลง 1 ตัว ส่วนหม้อแปลง 3 เฟสจะมีขดปฐมภูมิ 3 ขด และขดทุติยภูมิ 3 ขด ในหม้อแปลง 1 ตัวเราสามารถใช้อย่างหม้อแปลง 1 เฟสที่มีอยู่จำนวน 2 หรือ 3 ตัวเพื่อทำเป็นหม้อแปลง 3 เฟสได้ ชุดหม้อแปลง 3 เฟสที่ได้ในลักษณะนี้เรียกว่า 1 แบงก์(bank)

4. วิธีต่อหม้อแปลง 3 เฟส

สิ่งสำคัญในการนำหม้อแปลง 1 เฟสมาต่อเป็นหม้อแปลง 3 เฟสคือ หม้อแปลง 1 เฟสทั้ง 3 ตัวต้องเหมือนกันทุกประการกล่าวคือ ขนาด kVA ความถี่และแรงดันพิกัดตลอดจนค่าความต้านทานของขด รีแอกแตนซ์รั่วไหลและกระแสกระตุ้นต้องเท่ากัน เป็นต้น

วิธีต่อให้ได้หม้อแปลง 3 เฟสก็คล้ายกับกรณีวิธีอื่นทั่วไปกล่าวคือ ต่อแบบ Δ หรือ แบบ Y แต่เนื่องจากหม้อแปลงมีทั้งขดปฐมภูมิและขดทุติยภูมิพร้อมกันใน 1 ตัวจึงสามารถทำการต่อได้ 4 วิธี

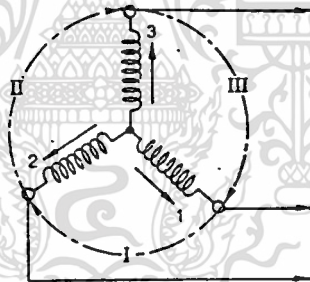
1. คอแบบ $\Delta - \Delta$
2. คอแบบ $Y - Y$
3. คอแบบ $\Delta - Y$
4. คอแบบ $\Delta - Y$

นอกจากนี้แล้วยังอาจนำหม้อแปลง 1 เฟสเพียง 2 ตัวมาต่อใช้งานเป็นหม้อแปลง 3 เฟสก็ได้ ซึ่งจะกล่าวในภายหลัง

5. ทิศทางบวกของแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำแรงดันและกระแสในวงจร 3 เฟส

ในการเขียนความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันและกระแสในรูปของเวกเตอร์นั้นก่อนอื่นจำเป็นที่จะต้องกำหนดทิศทางบวกของเวกเตอร์ไว้ก่อน ซึ่งในการกำหนดทิศทางบวกของเวกเตอร์นั้นจะพยายามกำหนดในทิศทางที่เป็นไปอย่างธรรมชาติที่สุด

1. กรณีของแหล่งจ่ายที่คอแบบ Y : กำหนดให้กระแสลาइनในวงจร 3 เฟสซึ่งมีทิศจากแหล่งจ่ายไปยังโหลดเป็นบวก ทิศทางบวกของแรงเคลื่อนไฟฟ้าของแหล่งจ่าย จะมีทิศทางเดียวกันกับทิศทางกระแสของกระแสเสมอ



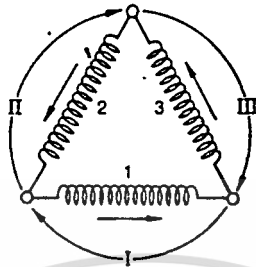
รูป 6. กรณีแหล่งจ่ายที่คอแบบ Y

จากรูป 6 ทิศทางบวกของแรงเคลื่อนไฟฟ้าจะมีทิศจากจุดนิวทรัลไปยังขั้ว 1,2,3 สำหรับทิศทางบวกของแรงดันระหว่างขั้วหรือแรงดันระหว่างลาइनนั้นจะชี้ในลำดับทิศทางหมุนของเฟสของแรงเคลื่อนไฟฟ้ากล่าวคือ มีทิศในทางที่ทำให้เฟสมีมุมที่ช้าลงเรื่อยๆ นั่นคือในรูปที่ 6 ถ้ากำหนดให้แรงเคลื่อนไฟฟ้าในลำดับ 1,2,3 มีมุมที่ช้าลงทีละ 120 องศาแล้วก็จะกำหนดให้แรงดันระหว่างขั้วในทิศทางซึ่งแสดงด้วยลูกศรโค้งมีทิศเป็นบวก ดังนั้นทิศทางหมุนของเฟสของแรงดันระหว่างขั้วก็จะอยู่ในลำดับ I,II,III ด้วย

2. กรณีของแหล่งจ่ายที่คอแบบ Δ แรงเคลื่อนไฟฟ้าและกระแสในแต่ละเฟสของการคอแบบ Δ นั้น กำหนดให้มีทิศทางเดียวกันและมีทิศทางบวกในลักษณะดังแสดงด้วยลูกศร 1,2,3 ในรูปที่

7. สำหรับความสัมพันธ์ระหว่างเฟสทั้งสามนี้จะกำหนดให้ลูกศรซึ่งแสดงทิศทางบวกมีทิศทางในลำดับที่เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทำให้มุมของเฟสช้าลงเรื่อยๆ ส่วนทิศทางบวกของแรงดันระหว่างลายน้และกระแสลายน้จะกำหนดทิศทางบวกในลักษณะทำนองเดียวกับการต่อแหล่งจ่ายแบบ Y



รูป 7 กรณีแหล่งจ่ายที่ต่อแบบ Δ

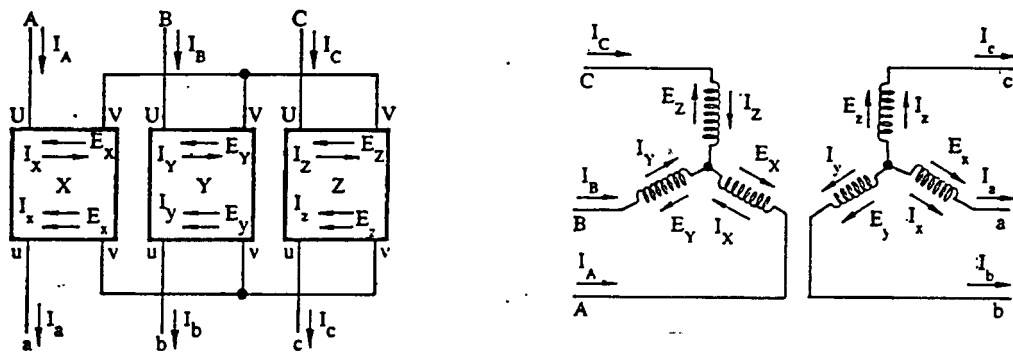
3. กรณีการต่อโหลดแบบ Y ปกติจะให้ทิศทางบวกของกระแสมีทิศทางจากขั้วไปยังจุดนิวทรัล กรณีที่มีแรงเคลื่อนไฟฟ้าปรากฏที่โหนดนั้น จะกำหนดให้แรงเคลื่อนไฟฟ้าในทิศทางที่ด้านการไหลของกระแสมีทิศทางเป็นบวก ไม่ว่าจะเป็แรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำที่ขดปฐมภูมิของหม้อแปลงหรือแรงเคลื่อนไฟฟ้าของมอเตอร์ก็ตามจะหนดในลักษณะเดียวกันแรงเคลื่อนไฟฟ้าในลักษณะเช่นนี้จะทำหน้าที่คล้ายแรงเคลื่อนไฟฟ้ากลับซึ่งปกติจะกำหนดให้ทิศทางบวกเป็นทิศทางที่ด้านการไหลของกระแส

4. กรณีของโหลดที่ต่อแบบ Δ ทิศทางบวกของกระแสนั้นโดยทั่วไปจะกำหนดให้มีทิศทางเดียวกับทิศทางของแรงดันระหว่างลายน้ ส่วนแรงเคลื่อนไฟฟ้าจะให้ทำหน้าที่คล้ายแรงเคลื่อนไฟฟ้ากลับซึ่งกำหนดให้ทิศทางที่ตรงข้ามกับการไหลของกระแสเป็นบวก

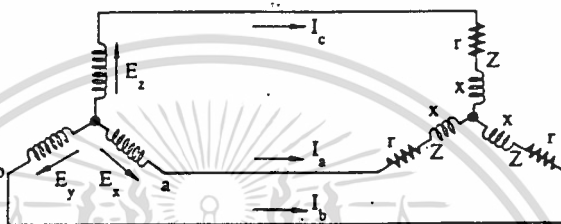
6. การต่อแบบ Y-Y

เนื่องจากขดลวดทางด้านปฐมภูมิของหม้อแปลงทำหน้าที่รับกระแสจากแหล่งจ่ายจึงทำหน้าที่เป็นโหนดของแหล่งจ่าย ส่วนขดลวดทางด้านทุติยภูมินั้นเนื่องจากทำหน้าที่จ่ายกระแสให้โหนดที่ต่ออยู่จึงทำหน้าที่เป็นแหล่งจ่าย ดังนั้นจึงสามารถกำหนดทิศทางบวกของแรงเคลื่อนไฟฟ้าและกระแสของหม้อแปลงซึ่งต่อกันเป็นเบงกในลักษณะของ Y-Y ดังรูปที่ 8(ก) ซึ่งเป็นการกำหนดทิศทางที่เป็นไปอย่างธรรมชาติที่สุด สิ่งที่จะสังเกตเห็นได้คือ การกำหนดจุดนิวทรัลนั้นโดยทั่ว ๆ ไปจะใช้ขั้ว V และ v ของแต่ละเฟสเพื่อรวมเป็นจุดนิวทรัล

เมื่อต่อโหลดทางด้านทุติยภูมิของหม้อแปลงในรูปที่ 8(ก) ค่าอิมพีแดนซ์ $Z = \sqrt{r^2 + x^2}$ โดยที่โหนดเป็นชนิดเหนี่ยวนำตัวประกอบกำลัง $= \cos\theta = r/Z$ แล้วสามารถเขียนกำหนดทิศทางบวกของแรงดันและกระแสทางด้านทุติยภูมิของหม้อแปลงได้ดังรูปที่ 8(ข)



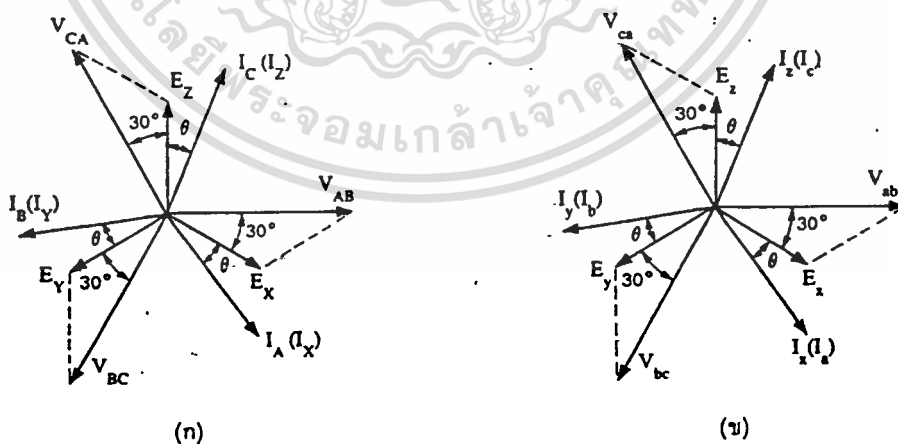
(ก) การต่อหม้อแปลงแบบ Y-Y



(ข) ทิศทางบวกของแรงดันและกระแสทางค้ำโหลดของรูป (ก)

รูป 8

เมื่อเขียนแสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันและกระแสทางค้ำปฐมภูมิและทุติยภูมิแล้วจะสามารถเขียนได้ดังรูปที่ 9(ก) และ (ข) ตามลำดับ



รูป 9 แผนภาพเวกเตอร์ของการต่อแบบ Y-Y

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยมีลำดับการเขียนดังนี้ ก่อนอื่นให้เขียนเวกเตอร์ของแรงดันระหว่างสาย V_{AB}, V_{BC}, V_{CA} จากนั้นให้เขียนเวกเตอร์ของ E_x, E_y, E_z ซึ่งสอดคล้องกับเงื่อนไขต่อไปนี้

$$E_x - E_y = V_{AB}$$

$$E_y - E_z = V_{BC}$$

$$E_z - E_x = V_{CA}$$

โดยให้ E_x, E_y, E_z มีมุมซึ่งล้าหลังแรงดันระหว่างสายเป็นมุม 30 องศาเขียนเวกเตอร์ E_x, E_y, E_z (โดยมีขนาดความยาวตามขนาดแรงดันของขดทุกขดขุม) ในทิศทางที่ขนานกับ E_x, E_y, E_z จากนั้นให้เขียนเวกเตอร์ของ V_{ab}, V_{bc}, V_{ca} โดยที่

$$V_{ab} = E_x - E_y$$

$$V_{bc} = E_y - E_z$$

$$V_{ca} = E_z - E_x$$

เป็นอันเสร็จสิ้นการเขียนเวกเตอร์ของแรงดัน อันถัดต่อไปเป็นการเขียนเวกเตอร์ของกระแส

$$I_x = I_a$$

$$I_y = I_b$$

$$I_z = I_c$$

โดยให้มีทิศทางที่ล้าหลัง E_x, E_y, E_z เป็นมุม $\theta = \cos^{-1} r/Z$ ซึ่งขึ้นกับลักษณะของโหลดที่กำหนดให้

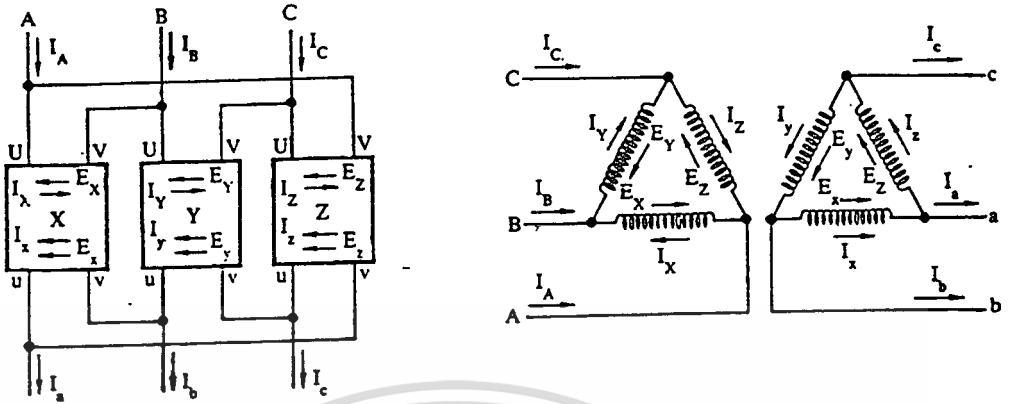
จากเวกเตอร์ในรูปที่ 9 ที่ได้นี้จะเห็นว่าแรงดันระหว่างสาย V_{ab} และกระแสสาย I_a จะมีมุมต่างกัน $30^\circ + \theta$ แม้ในกรณีของโหลดที่ต่อแบบ Δ ก็ตามจะได้ความสัมพันธ์ของมุมระหว่าง V_{ab} และ I_a ในลักษณะทำนองเดียวกัน ขั้นตอนต่อไปคือ เขียนกระแสโหลด I_x, I_y, I_z ของขดปฐมภูมิ ให้ขนานกับกระแสโหลด I_a, I_b, I_c ทางด้านทุติยภูมิเป็นอันเสร็จสิ้นการเขียนรูปเวกเตอร์ทั้งหมดโดยสมบูรณ์ ในการเขียนเวกเตอร์นั้นจะสรุปได้ดังนี้

1. เขียนแรงดันระหว่างสายของขดปฐมภูมิ
2. เขียนแรงดันเฟสของขดปฐมภูมิ
3. เขียนแรงดันเฟสของขดทุติยภูมิ
4. เขียนแรงดันระหว่างสายของขดทุติยภูมิ

เมื่อป้อนแรงดันระหว่างสายของขดปฐมภูมิ แรงดันเอาต์พุตที่ได้จะปรากฏระหว่างสายของขดทุติยภูมิ และเมื่อต่อโหลดระหว่างสายของขดทุติยภูมิก็จะมีกระแสสายไหลทางขดปฐมภูมิ

อนึ่งในการเขียนแผนภาพเวกเตอร์ของหม้อแปลงซึ่งต่อในจำนวน 3 เฟสนั้นเพื่อความสะดวกจะไม่คำนึงถึงกระแสกระตุ้นและแรงดันซึ่งตกคร่อมอิมพีแดนซ์ทางด้านปฐมภูมิและทุติยภูมิ

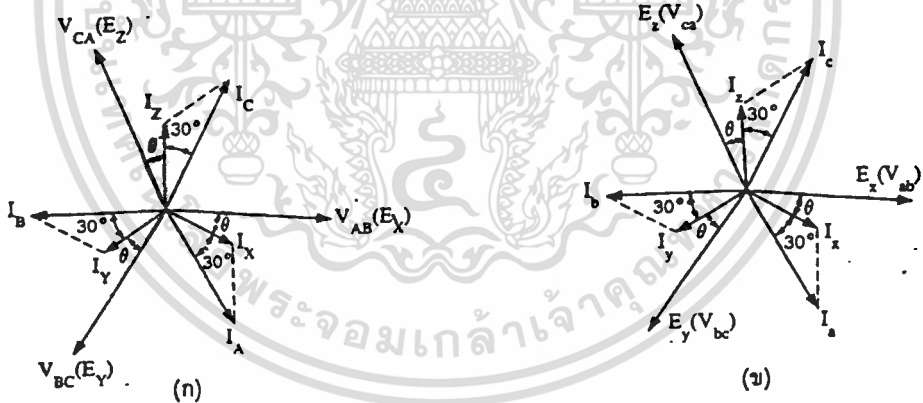
7. การต่อแบบ Δ - Δ



รูป 10 การต่อหม้อแปลง 3 เฟสแบบ Δ - Δ

ในกรณีนี้เช่นกันควรจะเขียนวงจรในลักษณะที่ดึงสาย A,B,C และ a,b,c ออกจากขั้ว U และ u ทางด้านขดปฐมภูมิและทุติยภูมิตามลำดับเพื่อให้เข้าใจวงจรได้ง่ายขึ้น

เมื่อต่อ โหลด 3 เฟสทางด้านทุติยภูมิของหม้อแปลง ตัวประกอบกำลังเท่ากับ $\cos\theta$ แล้วจะสามารถเขียนแผนภาพเวกเตอร์ได้ดังรูป 11



รูป 11 แผนภาพเวกเตอร์ของการต่อแบบ Δ - Δ

โดยจะเขียนเวกเตอร์ $V_{AB}(E_X)$, $V_{BC}(E_Y)$, $V_{CA}(E_Z)$ ทางด้านปฐมภูมิก่อน จากนั้นจึงเขียนเวกเตอร์ $E_X(V_{ab})$, $E_Y(V_{bc})$, $E_Z(V_{ca})$ ทางด้านทุติยภูมิ สาเหตุที่กำหนดให้ $V_{AB}(E_X)$ เป็นเวกเตอร์ด้านปฐมภูมิ และ $E_X(V_{ab})$ เป็นเวกเตอร์ด้านทุติยภูมิ คือ

$$\text{ทางด้านปฐมภูมิ} : V_{AB} = E_X + I_X Z_1$$

$$\text{ทางด้านทุติยภูมิ} : V_{ab} = E_X - I_X Z_2$$

$$\therefore E_X = V_{ab} + I_X Z_2$$

โดยที่ Z_1, Z_2 คือ อิมพีแดนซ์ทางด้านปฐมภูมิและทุติยภูมิตามลำดับที่ทำให้เกิดแรงดันตกคร่อมภายใน แต่เนื่องจากมีค่าน้อยมากจึงอาจไม่ต้องนำมาพิจารณาก็ได้ และถือว่าทางด้านปฐมภูมิ $V_{AB} = E_x$ โดยประมาณ และด้านทุติยภูมิ $E_x = V_{ab}$ โดยประมาณหรืออาจพิจารณาได้ว่า V_{AB} ที่ป้อนทางด้านปฐมภูมิจะเป็นสาเหตุที่ทำให้เกิดแรงเคลื่อนไฟฟ้า E_x ทางด้านปฐมภูมิส่วนทางด้านทุติยภูมินั้น E_x จะเป็นสาเหตุของการทำให้เกิดแรงดันระหว่างขั้ว V_{ab} ขึ้น

สำหรับเวกเตอร์ของกระแสก็คล้ายกับกรณีของการต่อแบบ Y-Y ที่ ได้กล่าวไว้แล้วกล่าวคือ กระแสสายน์ I_x จะมีมุมล้าหลังแรงดันระหว่างสายน์ V_{ab} เป็นมุม $(30^\circ + \theta)$ และการเขียน I_b, I_c ก็จะเป็นไปในลักษณะเดียวกับ I_x จากรูป 11(ข) ได้ว่า

$$I_a = I_x - I_z$$

$$I_b = I_y - I_x$$

$$I_c = I_z - I_y$$

และต่างก็มีมุมต่างกันเป็นมุม 120 องศา ในทำนองเดียวกับ I_x, I_y, I_z ดังนั้น I_x, I_y, I_z ต่างมีมุมต่างจาก E_x, E_y, E_z เป็นมุมล้าหลังเท่ากัน ในทางปฏิบัติ การเขียนเวกเตอร์โดยเริ่มเขียนจากกระแสสายน์ไปสู่กระแสเฟส นั้นเป็นสิ่งที่ทำได้ยาก ดังนั้นจึงใช้วิธีการเขียนโดยเริ่มจากเวกเตอร์ของแรงดันระหว่างสายน์ จากนั้นจึงเขียนเวกเตอร์ของ I_x, I_y, I_z ในทิศทางของมุมซึ่งล้าหลังไปเป็นมุม แล้วจึงเขียนเวกเตอร์ของ

$$I_a = I_x - I_z$$

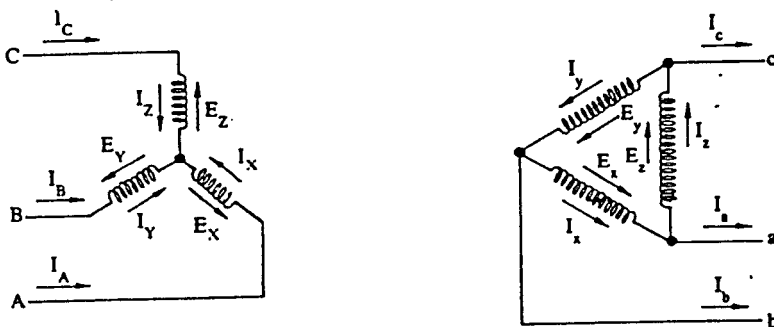
$$I_b = I_y - I_x$$

$$I_c = I_z - I_y$$

จะเป็นการง่ายกว่ากันมาก ส่วนทางด้านปฐมภูมินั้นจะเขียนเวกเตอร์ I_x, I_y, I_z จากเวกเตอร์ E_x, E_y, E_z แล้วจึงเขียนเวกเตอร์ของ I_a, I_b, I_c เป็นเสร็จสิ้น

8. การต่อแบบ Y- Δ

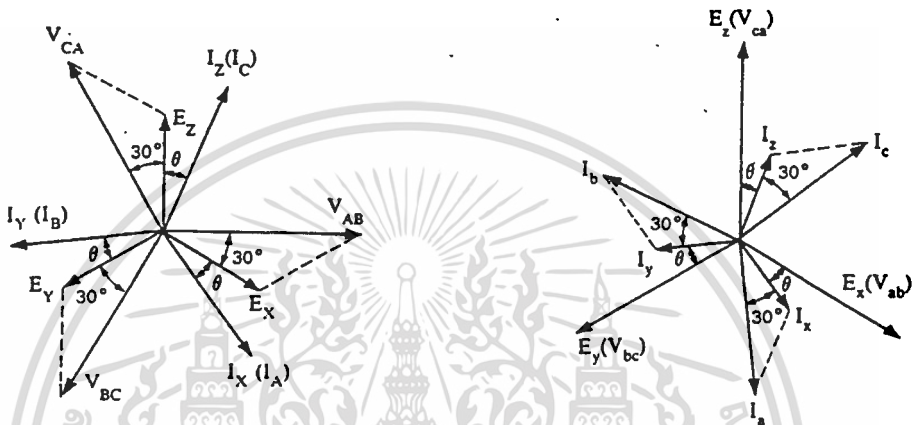
รูป 12 แสดงการต่อหม้อแปลงแบบ Y- Δ



รูป 12 การต่อหม้อแปลง 3 เฟสแบบ Y- Δ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในการเขียนวงจรนั้นขดลวดแต่ละขดทางด้านปฐมภูมิและทุติยภูมิในแต่ละเฟสต้องเขียนให้อยู่ในแนวขนานซึ่งกันและกันเสมอสำหรับแผนภาพเวกเตอร์ของการต่อแบบ Y- Δ นั้นสามารถเขียนได้ดังรูป 13 การเขียนแผนภาพเวกเตอร์ในกรณีนี้ก็เช่นกันจะเริ่มเขียนเวกเตอร์ของแรงดันระหว่างสาย V_{AB}, V_{BC}, V_{CA} จากนั้นจึงเขียนเวกเตอร์ E_x, E_y, E_z และเวกเตอร์ I_x, I_y, I_z ในลำดับต่อมา โดยให้แรงเคลื่อนไฟฟ้าทางทุติยภูมิขนานกับทางขดปฐมภูมิ จากแผนภาพเวกเตอร์ที่เขียนนี้ V_{AB}, V_{ab} จะมีเฟสต่างกัน 30° ดังรูปที่ 13



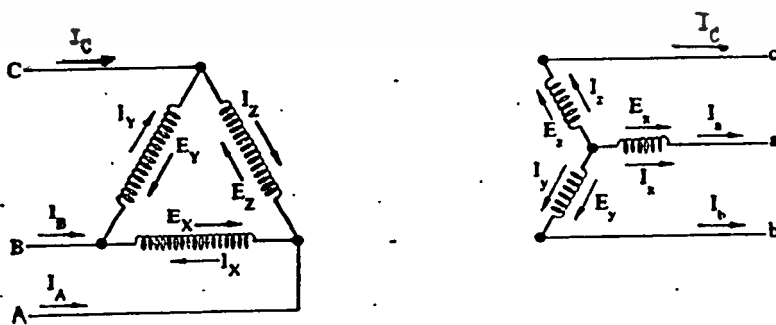
รูป 13 การต่อหม้อแปลง 3 เฟสแบบ Y- Δ

สำหรับการเขียนเวกเตอร์ของกระแสนั้นจะมีลำดับดังนี้

กระแสสาย (ทุติยภูมิ) \rightarrow กระแสเฟส (ปฐมภูมิ) \rightarrow กระแสเฟส (ปฐมภูมิ) \rightarrow กระแสสาย (ปฐมภูมิ)

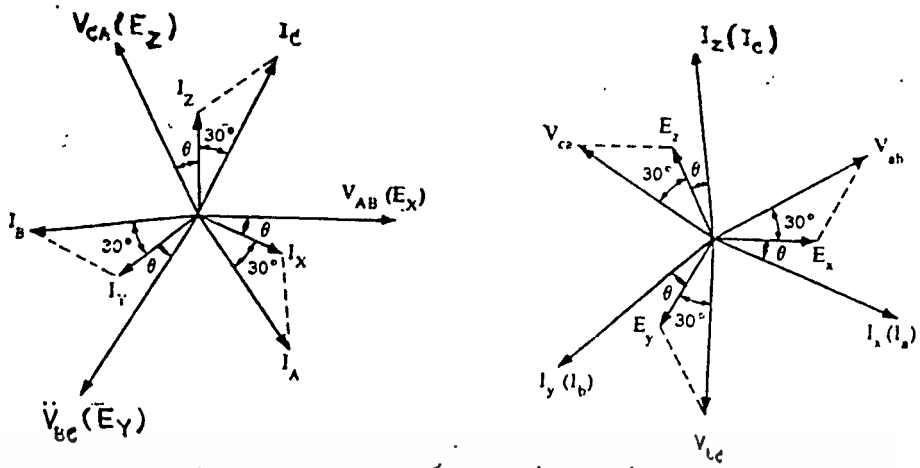
9. การต่อแบบ Δ -Y

การต่อแบบ Δ -Y ได้แสดงในรูป 14



รูป 14 การต่อหม้อแปลง 3 เฟสแบบ Δ -Y

ส่วนแผนภาพเวกเตอร์ในกรณีของการต่อแบบ Δ -Y นี้ได้แสดงในรูป 15 เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์ของสถาบันวิจัยและพัฒนาเทคโนโลยีเพื่อคนไทย 4.0 เมื่อผู้ใดเห็นประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

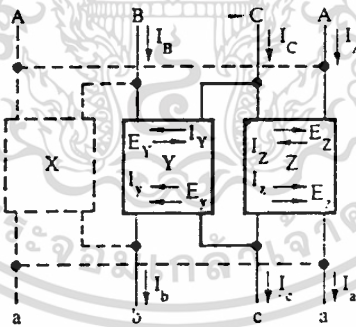


รูป 15 แผนภาพเวกเตอร์ของการต่อแบบ $\Delta - Y$

จากแผนภาพเวกเตอร์ที่ได้จะเห็นว่า V_{AB} และ V_{ab} มีมุมเฟสที่ต่างกัน 30° องศาเช่นกันการเขียนเวกเตอร์จะใช้หลักการเดียวกับที่ได้กล่าวไว้แล้วทุกประการจึงไม่บอกกล่าวถึงอีก

10. การต่อแบบ V

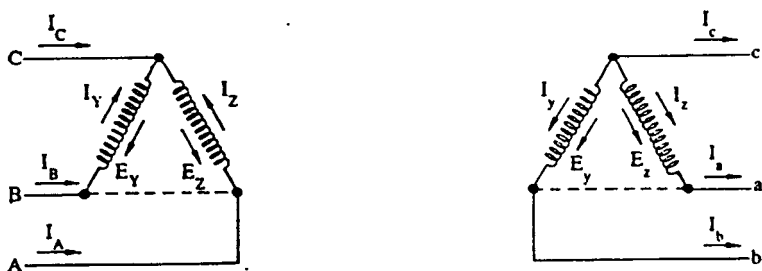
นอกจากการนำหม้อแปลง 1 เฟสจำนวน 3 ตัวมาประกอบกันขึ้นเป็นหม้อแปลง 3 เฟสจำนวน 1 แบงก์แล้วยังสามารถประกอบหม้อแปลง 3 เฟสจากหม้อแปลง 1 เฟสเพียง 2 ตัวเท่านั้นซึ่งวิธีต่อที่ใช้กันมากที่สุดในกรณีนี้คือ การต่อแบบรูปตัว V ก็คล้ายกับการต่อแบบ $\Delta - \Delta$ เพียงแต่ขดทางปฐมภูมิและทุติยภูมิถูกตัดออกไปอย่างละขดในจำนวนทั้งหมด 3 ขด ซึ่งก็เท่ากับหม้อแปลง 1 ตัวที่ถูกตัดออกไปจากจำนวนหม้อแปลงทั้งหมด 3 ตัวดังรูป 16



รูป 16 การต่อหม้อแปลง 3 เฟสแบบ V

ลักษณะการต่อขดลวดของหม้อแปลงพร้อมทั้งทิศทางของแรงดันและกระแสได้แสดงในรูป

17



รูป 17 แสดงทิศทางแรงดันและกระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปกำหนดให้แรงเคลื่อนไฟฟ้า E_Y, E_Z ทางด้านปฐมภูมิซึ่งมีทิศทางการไหลของกระแส I_A (I_Z) I_B, I_Y เป็นบวกแรงเคลื่อนไฟฟ้าที่ปรากฏที่ขดทุติยภูมิก็เช่นกันจะกำหนดให้ทิศทางเดียวกับแรงเคลื่อนไฟฟ้าในขดปฐมภูมิเป็นบวกแรงเคลื่อนไฟฟ้า E_Y, E_Z ทางขดทุติยภูมิที่ได้นี้จะทำให้เกิดแรงดันระหว่างลายน V_{ab}, V_{bc}, V_{ca} ซึ่งทำให้เกิดกระแสลายนขึ้น 3 จำนวนคือ I_a, I_b, I_c กระแสทั้ง 3 จำนวนนี้จะทำให้เกิด I_Y และ I_Z โดยจะไหลออก ในทิศทางเดียวกับ E_Y, E_Z เมื่อนำความสัมพันธ์ต่างๆจากข้างต้นมาเขียนแผนภาพเวกเตอร์จะได้ดังรูป 18



รูป 18 แผนภาพเวกเตอร์ของการต่อแบบ V

ก่อนอื่นให้เขียนเวกเตอร์ของแรงดันแหล่งจ่าย V_{AB}, V_{BC}, V_{CA} และจากรูปที่ 17 $E_{bc} = E_y$ นอกจากนี้เนื่องจาก E_Z ซึ่งพิจารณาจาก V_{CA} จะให้แรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำทำหน้าที่ของแรงเคลื่อนไฟฟ้ากลับ $-E_Z$ ซึ่งมีทิศทางตรงข้ามกับ E_Z จึงเป็นแรงเคลื่อนไฟฟ้ากลับให้กับ V_{CA} ดังนั้น $V_{CA} = -E_Z$ และ E_Z จะมีเฟสต่างจาก V_{CA} เป็นมุม 180 องศาเวกเตอร์ของ E_Y, E_Z สามารถเขียนได้โดยลากให้ขนานกับ E_Y, E_Z แรงดันระหว่างลายนทางด้านขดทุติยภูมินั้นสามารถพิจารณาจากรูปที่ 17

$$V_{ab} = E_y - E_z$$

และ $V_{bc} = E_y$

$$V_{ca} = -E_z$$

โดยวิธีการเช่นนี้ก็สามารถเขียนเวกเตอร์ของ V_{ab}, V_{bc}, V_{ca} ได้สำหรับเวกเตอร์ของกระแสจะมีลักษณะทำนองเดียวกับที่กล่าวไว้แล้ว กล่าวคือ แรงดันระหว่างลายนจะมีมุมต่างจากกระแสลายนเท่ากับ $30^\circ + \theta$ โดยที่ θ คือ มุมตัวประกอบกำลังของโหลด ดังนั้นจึงสามารถเขียนเวกเตอร์ I_a, I_b, I_c ได้โดยให้มุมถ่วงหลังไปจาก V_{ab}, V_{bc}, V_{ca} เท่ากับ $30^\circ + \theta$ จากรูปที่ 17 ได้ $I_b = I_y, I_a = I_x$ กระแสโหลด I_y, I_x ที่ไหลทางด้านทุติยภูมิจะทำให้มีกระแส $I_z = I_a, I_y = I_b$ ไหลทางด้านปฐมภูมิด้วยจากแผนภาพเวกเตอร์ในรูปที่ 18 จะเห็นว่าระหว่างแรงดันและกระแสของหม้อแปลง Y จะมีมุมต่างกัน $30^\circ + \theta$ ในขณะที่หม้อแปลง Z มี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

มุมต่างกัน $30^\circ - \theta$ แม้ในกรณีของ $\theta = 0$ ซึ่งหมายถึงกรณีที่ตัวประกอบกำลังของโหลดเท่ากับ 1 กระแสและแรงดันของหม้อแปลงทั้งสองจะมีมุมต่างกันถึง 30° องศาจากนี้แล้วในขณะที่หม้อแปลง Y ให้กระแสล้าหลังแรงดัน หม้อแปลง Z จะให้กระแสนำหน้าแรงดัน ซึ่งนับว่าเป็นคุณสมบัติพิเศษของการเอาต์พุตของหม้อแปลง Y เอาต์พุตของหม้อแปลง Z

11. ขนาดเบงก์ของหม้อแปลงที่ต่อแบบ V

ในกรณีของการต่อหม้อแปลงแบบ V นี้จะได้

แรงดันระหว่างลายนัน = แรงดันเฟส

กระแสลายนัน = กระแสเฟส

มุมระหว่างแรงดันและกระแสของหม้อแปลง Y ในรูป 18 คือ $30^\circ + \theta$ ขณะที่หม้อแปลง Z มีมุมเท่ากับ $30^\circ - \theta$

กำหนดให้แรงดันพิกัดทางด้านทุติยภูมิของหม้อแปลง 1 เฟสแต่ละตัวที่ต่อใช้งานในแบบ V มีค่าเท่ากับ V และกระแสทางด้านทุติยภูมิเป็น I จะได้ความสัมพันธ์ระหว่างเอาต์พุตของหม้อแปลงแต่ละตัวกับเอาต์พุตรวมของหม้อแปลงที่ต่อเป็นเบงก์ดังนี้

$$\text{เอาต์พุตของหม้อแปลง Y} = VI \cos(30^\circ + \theta) \quad (1)$$

$$\text{เอาต์พุตของหม้อแปลง Z} = VI \cos(30^\circ - \theta) \quad (2)$$

$$\begin{aligned} \text{เอาต์พุตของหม้อแปลงที่ต่อเป็นเบงก์} &= VI \cos(30^\circ + \theta) + VI \cos(30^\circ - \theta) \\ &= \sqrt{3}VI \cos\theta \end{aligned} \quad (3)$$

โดยที่ VI คือ ขนาดของหม้อแปลง 1 เฟสแต่ละตัวที่นำมาต่อใช้งาน นั่นคือ ขนาดรวมของการต่อแบบ V = 3 เท่าของหม้อแปลง 1 เฟสตัวอย่าง เช่น หม้อแปลง 1 เฟสขนาดพิกัด 100 kVA 2 ตัว เมื่อนำมาต่อใช้งานในแบบ V จะไม่สามารถนำ 3 เฟสโหลดขนาด 200 kVA มาต่อเข้ากับหม้อแปลงที่ต่อเป็นเบงก์ดังกล่าวแต่จะต่อโหลดได้ในขนาดไม่เกิน $\sqrt{3} \times 100 = 173$ kVA นั่นคือ ในการต่อแบบ V นี้จะไม่สามารถใช้ประโยชน์จากหม้อแปลงขนาด 2VI ได้อย่างเต็มที่แต่จะใช้ได้เพียง 3VI เท่านั้น นั่นคือ สัมประสิทธิ์การใช้ประโยชน์ = $(\sqrt{3}VI)/(2VI) = 0.866$ หรือกล่าวอีกนัยหนึ่งคือ จะใช้ประโยชน์จากหม้อแปลงได้เพียง 86.6 เปอร์เซ็นต์ของขนาดรวมทั้งหมดเท่านั้น สาเหตุที่เป็นเช่นนี้สามารถอธิบายได้จากแผนภาพเวกเตอร์ในรูป 18 ซึ่งจะเห็นว่าแม้ตัวประกอบกำลังของโหลดจะมีค่าเท่ากับ 1 หรือนั่นคือมุม $\theta = 0$ ก็ตามตัวประกอบกำลังของหม้อแปลงจะมีค่าเท่ากับ $\cos 30^\circ$ เท่ากับ 0.866 โดยที่หม้อแปลงตัวหนึ่งมีกระแสนำหน้าขณะตัวที่เหลือมีกระแสล้าหลังแรงดัน

ในกรณีที่เบงก์ของหม้อแปลงซึ่งต่อในลักษณะของ $\Delta-\Delta$ นั้นเมื่อหม้อแปลงตัวหนึ่งเกิดการชำรุดเสียหายขึ้นก็สามารถปลดหม้อแปลงเฉพาะตัวที่ชำรุดออกเพื่อให้การต่ออยู่ในลักษณะของ V โดยที่

ยังสามารถให้หม้อแปลงส่วนที่เหลือทำงานต่อไปได้ เพียงแต่ว่าขนาดของแรงดันในช่วงนั้นจะลดลงเหลือเพียง $3V_p I_p / 3V_L I_L = 1/\sqrt{3} = 0.577$ เท่ากับ 57.7 % ของขนาดแรงดันที่ต่อแบบ $\Delta-\Delta$ ในช่วงแรก

จากที่กล่าวมาหม้อแปลงแบบ open-delta หรือ หม้อแปลงแบบ V มี เอพท์ทุกคล้ายกับ อุปกรณ์แปลงไฟ 1 เฟสเป็น 3 เฟสที่กล่าวในเล่มนี้คือ เอพท์ทุกของหม้อแปลงคือ $Z = V \cos(30^\circ - \theta)$ เหมือนกับเอพท์ทุกของวงจรแปลงผันไฟ 1 เฟสเป็น 3 เฟสซึ่งมีเอพท์ทุกของ $P_{bc} = P_{conv} = V_{cb} \cdot I_c \cdot \cos(30^\circ - \theta)$



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก จ

โครงสร้างชุดขับเบสทรานซิสเตอร์ฟุจิ EXB357

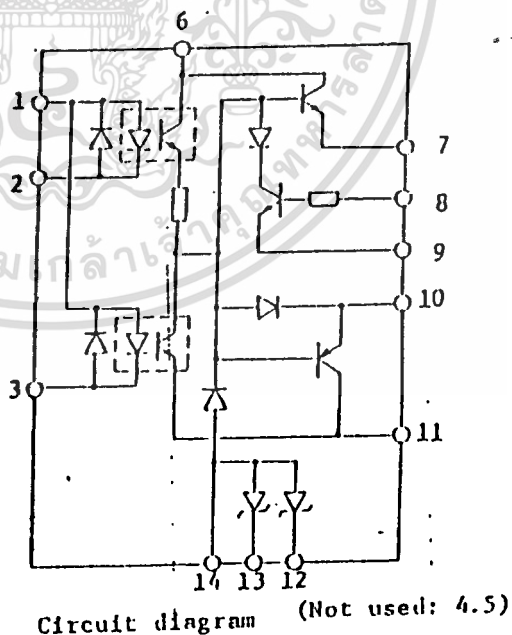
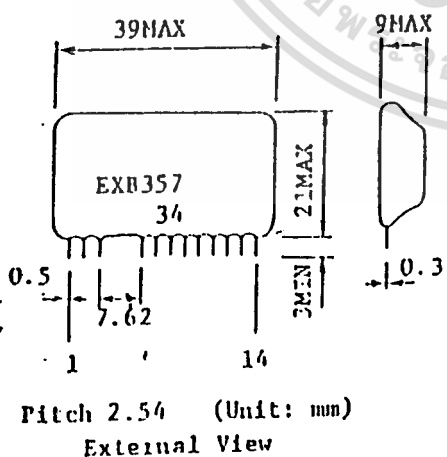
1.2 Fuji Base Driver Module (Hybrid IC) EXB357

* Special features .

- . Includes opto-coupler; input and output are isolated electrically. (2500 VAC/1min).
- . IC has high output current. ($I_{B1} = 1.3 \text{ A}$. $I_{B2} = 3.4 \text{ A}$)
- . Drives high dv/dt (4000 V/ μs)
- . Short switching time. ($t_{stg} \leq 5.0 \mu\text{s}$)
- . CMOS and TTL drives are available.

* Applications

Driver for transistors such as transistor inverters.



* Ratings and Characteristics

Absolute maximum rating. ($T_a = 25^\circ\text{C}$)

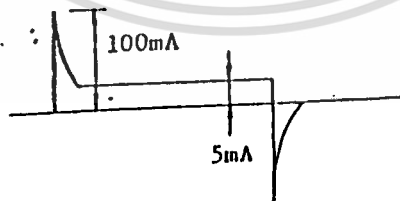
Items	Symbol	Condition	Rating	Units
Forward bias supply-voltage	VCC		11	V
Reverse bias supply-voltage	VEE		-11	V
Input current	IIN		2.6~9	mA
Forward bias output current	IB1out	duty=0.5	0.15	A
Reverse bias output current	IB2out	PW=20 μ s, f=5KHZ MAX	0.60	A
Power dissipation	PD	$T_a=55^\circ\text{C}$	0.7	W
Isolation voltage	VISO	AC50/60HZ, 1min	2500	V
Operating ambient temperature	T_a		-10~55	$^\circ\text{C}$
Surface temperature while operating	T_c		-10~85	$^\circ\text{C}$
Storage temperature	T_{stg}		-25~125	$^\circ\text{C}$

Electrical characteristics. ($T_a = 25^\circ\text{C}$)

Item	Symbol	Condition.	Value			Units
			MIN	TYP	MAX	
Current limited detecting voltage	V_s		5.0	-	1.2	V
Delay time	t_d		-	-	5.0	μs
Rise time	t_r		-	-	1.5	μs
Storage time	t_{stg}		-	-	5.0	μs
Reverse bias current descent rating	$-\text{dib}_2/\text{dt}$		6.0	-	-	$\Lambda/\mu\text{s}$
dV/dt capability for in-put and out-put	dv/dt		4000	-	-	$\text{V}/\mu\text{s}$

* Conditions

- Case temperature. (T_C) = -10°C - 85°C
- Junction temperature of driving transistor (T_j) = -10 - 130°C
- Driving wire length between base drive circuit and driven transistor module must be less than 30 cm.
- Cut-off current must be less than 405 Λ .
- $V_{CC} = V_{EE} = 8.5 \text{ V} \pm 15\%$
- Q1 : 2SD1157 RF: 0.75 Ω
- Q2 : 2SB757 2 parallel RR: 0.09 Ω
- Input current of base drive module



III. EXAMPLE OF BASE DRIVING CIRCUIT FOR 100 V MODULES

Circuit Sector Component	Main Trans- istor (MTR)	Base Current of MTR		Drive Transistor (DTR)	Base Current of DTR		Base Module	C:	C2
		IEE	-IB		IEE	-IB			
30A	2D3300-100	0.6A	-2A	-	0.6A	-2A	EX3356	-	-
50A	2D3500-100	1A	-3A	-	1A	-3A	EX3356	-	-
75A	2D3750-100	1.5A	-4.5A	1S110A-100	0.3A	-4.5A	EX3357	2SD1113 or 2SD1157	2S2757
100A	2D31000-100	2A	-6A	1S110A-100	0.4A	-6A	EX3357	2SD1113 or 2SD1157	2S2757
150A	2D33500-100	3A	-9A	1S110A-100	0.6A	-9A	EX3357	2SD1113 or 2SD1157	2S2757 x 2 para
200A	2D32000-100	4A	-12A	1S110A-100	0.8A	-12A	EX3357	2SD1113 or 2SD1157	2S2757 x 2 para
300A	1D33000-100	6A	-18A	1S110A-100	1.2A	-18A	EX3357	2SD1113 or 2SD1157	2S2757 x 3 para
400A	1D34000-100	8A	-24A	1S110A-100	1.6A	-24A	EX3357	2SD1113 or 2SD1157	2S2757 x 3 para

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก จ

โปรแกรม Pspice จากการจัดอง 3.2

1phase to 3phase Converter

***Main Supply

V1 7 0 SIN(0 311 50)

VEX2 12 0 SIN(0 311 50 0 0 120)

REX 12 0 10K

VEX3 13 0 SIN(0 311 50 0 0 240)

REX3 13 0 10K

D1 10 8 DIODE

D2 9 10 DIODE

L 7 10 0.87m

C1 8 0 333.33U

C2 0 9 333.33U

ST1 8 11 4 0 SNAME

ST2 11 9 6 0 SNAME

.MODEL SNAME VSWITCH(ROFF=10E6 VON=0.7 VOFF=0)

.MODEL DIODE D

** TRANSISTOR CONTROL PART

V+ 3 0 PULSE (0 10 0.0005 1N 1N 0.00051)

V- 0 1 SIN(5 5 50 0 0 60)

R1 1 2 1K

R2 2 3 1K

R3 2 4 1K

R4 4 5 1K

R5 5 6 1K

X1 2 0 4 0 OPAMP

X2 5 0 6 0 OPAMP

.SUBCKT OPAMP 1 2 3 4

RIN 1 2 2MEG

ROUT 5 3 75

.ENDS

.TRAN 0.01 0.04

.PROBE

.OPTIONS ITL5=2000 ITL4=15

.END

กิตติกรรมประกาศ

ผู้เขียนขอขอบคุณคณะวิศวกรรมศาสตร์ที่ได้ให้ความรู้ และหนังสือสำหรับการค้นคว้า
ขอบคุณภาคไฟฟ้าที่ให้อุปกรณ์ในการทดลอง และขอขอบคุณ รศ.ดร.วิริยะ พิเชษฐจำเริญ อาจารย์
อนุวัฒน์ จางวนิชเลิศ อาจารย์ที่ปรึกษาและอาจารย์สมภพ ผลไม้ ,อาจารย์ศุภกิจ จูตะวิริยะ ที่ให้
ความช่วยเหลือและคำแนะนำตลอดมา



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอกสารอ้างอิง

- [1] Prasad N. Enjeti, Ashek Rahman, and Ranjit Jakkli, "Economic Single-phase to Three-phase Converter Topologies for Fixed and Variable Frequency Output", IEEE Trans. Power Electronics, Vol.8 no.3, July 1993, pp329-335.
- [2] Muhammad H. Rashid, Spice for power electronics and electric power, Prentice Hall international Edition.
- [3] Don Lancaster, HOWARD W. SAMS & COMPANY, CMOS Cookbook.1
- [4] David A. Bell, opamp (Application), Prentice Hall.
- [5] Robert S. Coughlin and Federic S. Driscoll, Operational Amplifier and linear integrated circuits.
- [6] Jefferson C. Boyce, Operational Amplifiers and linear integrated circuits
- [7] วีระวัฒน์ ฉิมสุนทร, สมศักดิ์ บุญสถาน และ เอกพันธ์ กรกฎม, การประยุกต์ใช้พีซีดับเบิลเอ็ม ไซน์เวฟอินเวอร์เตอร์ในแหล่งจ่ายไฟสำรอง, 2530
- [8] จิรายุทธ วิทยาราช และคณะ, แหล่งจ่ายไฟสำรอง, 2535
- [9] วิ ชยรัฐ พันธุ์อุดม และคณะ, เอซีไครฟ์, 2535