



ปีการศึกษา 2530

เรื่อง

การควบคุมมอเตอร์เหินฮานาโดยใช้พลังงานทดแทน

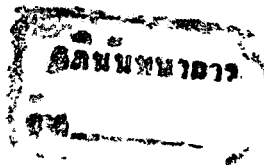
โดย

นายเถลิงเกียรติ สมบูรณ์ชัย 27.1063

นายวราพจน์ รัตนแสงสกุลไทย 27.1164

อาจารย์ปรึกษา

อ. วรศักดิ์ จิตขันธ์



ปริญญาโทการศึกษา 2530

ภาควิชาวิศวกรรมระบบควบคุม

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง การควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำโดยใช้พัลส์วีกต์มอดูเลชัน

ผู้จัดทำ

1. นายเดลิน เกียรติ สมบูรณ์วานิชย์ 27.1063

2. นายวราภรณ์ รัตนแสงสกุลไทย 27.1164



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

024645

สารบัญรูป

บทคัดย่อ

ABSTRACT

สัญลักษณ์

บทที่ 1 บทนำ	1
บทที่ 2 ทฤษฎีพื้นฐาน	3
บทที่ 3 การออกแบบวงจร	33
บทที่ 4 การใช้ทรานซิสเตอร์เป็นสวิตช์	43
บทที่ 5 ผลการทดลอง	98
บทที่ 6 บทวิจารณ์และสรุป	62
กิตติกรรมประกาศ	
บรรณานุกรม	



รูปที่

2.1	ชนิดของโรเตอร์	3
2.2	วงจรมุมลื่นของมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส	5
2.3	เวกเตอร์ไออะแกรมของมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส	5
2.4	กราฟความเร็วกับทอร์ค	7
2.5	กราฟความเร็วเอาท์พุท	7
2.6	วงจรมุมลื่นที่ใช้วิเคราะห์	8
2.7	การทดสอบมอเตอร์เหนี่ยวนำขณะไม่มีโหลด	9
2.8	การทดสอบมอเตอร์เหนี่ยวนำด้วยการช้อคโรเตอร์	9
2.9	การควบคุมความเร็วโดยแปรความถี่	10
2.10	กราฟงานที่ความถี่ต่างๆ	10
2.11	รูปคลื่นของการสวิตช์ที่เป็นรีซีตีฟ	12
2.12	รูปคลื่นของการสวิตช์ที่เป็นอินตักทีฟ	12
2.13	รูปคลื่นของการสวิตช์ที่เป็นอินตักทีฟ (มีควิตไฮเลิคลสูงมาก)	14
2.14	โวลเตจไดนามิก (อิมพัลส์)	15
2.15	ฮาล์ฟบริดจ์อินเวอร์เตอร์	16
2.16	การสูญเสียในขณะนำกระแสของฮาล์ฟบริดจ์ทรานซิสเตอร์ (แพคเตอร์การสูญเสีย K_f)	18
2.17	สัญญาณขับโดยทั่วไปของพัลส์วีกท์มอดูเลชัน	18
2.18	โพลของพัลส์วีกท์มอดูเลชันอินเวอร์เตอร์	18
2.19	รูปคลื่นชาวน์ของกระแสของพัลส์วีกท์มอดูเลชันทรานซิสเตอร์ (เมื่อโหลดมีเพาเวอร์แฟคเตอร์ 0.87)	19

2.21	โวลเตจไดนามิก(อิมพัลส์)	21
2.22	แพ็คเกจการคูณ K_4 สำหรับการอิมพัลส์ไดนามิกในพัลส์ชีวิตมอดูเลชันอินเวอร์เตอร์	21
2.23	แพ็คเกจการคูณสำหรับคำนวณการสูญเสียในการสวิตชิงของทรานซิสเตอร์อินเวอร์เตอร์	23
2.24	การเพิ่มการสูญเสียขณะนำกระแสที่มีผลมาจากสับเบอว์บิกกระแส	24

บทที่ 3

3.1	อินเวอร์เตอร์ 3 เฟสแบบซัลฟบริดจ์	33
3.2	รูปสัญญาณทั่วไปของอินเวอร์เตอร์ 3 เฟสแบบซัลฟบริดจ์	33
3.3	อินเวอร์เตอร์ 3 เฟสแบบฟูลบริดจ์	34
3.4	รูปสัญญาณทั่วไปของอินเวอร์เตอร์ 3 เฟสแบบฟูลบริดจ์	34
3.5	รูปสัญญาณทั่วไปของซัลฟบริดจ์อินเวอร์เตอร์	35
3.6	รูปสัญญาณที่ทำการลดฮาร์โมนิก ลำดับที่ 5, 7, 11, 13 และ 17	36
3.7	แสดงข้อมูลที่บันทึกลงใน EPROM	37
3.8	แสดงการเก็บค่ามุม ลงในพื้นที่ความจำสำหรับแต่ละความถี่	38
3.9	แสดงตำแหน่งการสวิตชิง	39
3.10	สวิตชิงแพคเกจอินเวอร์เตอร์	40
3.11	บล็อกไดอะแกรมของวงจรทั้งหมด	41

บทที่ 4

4.1	กราฟคุณสมบัติทางปฏิบัติของโวลเตจและกระแส	43
4.2	ทรานซิสเตอร์สวิตชิงทางปฏิบัติ (เมื่ออิมพัลส์)	44
4.3	วงจรสมมูลย์	45

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ของงานวิจัยของภาควิชาวิศวกรรมเครื่องกล คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์อื่นใด

4.4 ความสัมพันธ์ของกระแสคอลเลคเตอร์และกระแสเบส

4.5 ทรานซิสเตอร์สวิตชิงที่มีสปีด-ออฟ-คาปาซิเตอร์

รูปที่	หน้า
4.6 องค์ประกอบพื้นฐานของกระแสเบส	51
4.7 วงจรกำลังของอินเวอร์เตอร์ 3 เฟส	52
4.8 ไทโอดเรกติไฟเออร์และคาปาซิเตอร์	53
4.9 ทรานซิสเตอร์อินเวอร์เตอร์	54
4.10 แสดงวงจรขับเคลื่อนของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์	56



การควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำโดยใช้พัลส์วีกต์มอดูเลชั่น

เดวิด เกียรติ สมบูรณ์ชัย

วราพงษ์ รัตนแสงสกุลไทย

อ.วราศักดิ์ จิตรภักดี อาจารย์ที่ปรึกษา

ปีการศึกษา 2530

บทคัดย่อ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้ได้กล่าวถึงอินเวอร์เตอร์ โดยใช้เทคนิคพัลส์วีกต์มอดูเลชั่น ซึ่งเป็นอุปกรณ์ที่จะนำไปใช้ในการควบคุมความเร็วของอินดักชันมอเตอร์ ซึ่งเป็นที่รู้จักกันแพร่หลายในปัจจุบัน

โครงงานนี้ได้กล่าวถึงการลดฮาร์โมนิกในลำดับที่ต่ำกว่าหกชั้น ได้แสดงขั้นตอนการคำนวณวงจรควบคุมสัญญาณที่จะให้กำเนิดรูปคลื่น ตามแบบที่ได้คำนวณในส่วนของวงจรมอเตอร์กำลังไดโอดเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เป็นอุปกรณ์ตัวขับซึ่งแสดงให้เห็นถึงวงจรขับ ตลอดจนแนวทางการลดเวลาเปิดและเปิดของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

MR. TALERNGKIAT SOMBUNWANICH

MR. WORAPOTE RATANASANGSAKULTHAI

MR. WORASAK JITRAPAKDEE ADVISOR

1987

ABSTRACT

THIS THESIS IS CONCERNED WITH THE INVERTER USING PULSE-WIDTH MODULATION TECHNIQUE. INVERTER IS THE EQUIPMENT USED IN CONTROL SPEED OF INDUCTION MOTER USED WIDELY AT PRESENT.

THIS PROJECT DESCRIBES THE METHOD FOR ELIMINATING A FIXED NUMBER OF HARMONICS, SHOWS THE STEP OF CALCULATION AND SHOWS THE CONTROL CIRCUITS GENERATING WAVEFORM FOLLOWING THE PATTERN CALCULATED RECENTLY. IN POWER CIRCUIT POWER TRANSISTORS ARE USED AS SWITCHING DEVICES. DRIVING CIRCUITS ARE DEMONSTRATED TOO. HOW TO REDUCE TURN-OFF TIME AND TURN-ON TIME ARE PRESENTED.

สัญลักษณ์

f : ความถี่

S : สลิป

P : จำนวนขั้วแม่เหล็ก

I : กระแส

R : ความต้านทาน

X : รีแอกแตนซ์

R_{2e} : ความต้านทานของตัวหม้อที่ขยายมาคิดจากตัวหยุดนิ่ง

X_{2e} : รีแอกแตนซ์ของตัวหม้อที่ขยายมาคิดจากตัวหยุดนิ่ง

I_o : กระแสกระตุ้น

V : โวลเตจ

Z_o : อิมพีแดนซ์รวม

P : กำลัง

φ : มุมที่กระแสทำกับโวลเตจที่จ่าย

T : ทอร์ค

V_{NL} : โวลเตจเมื่อไม่มีโหลด

I_{NL} : กระแสเมื่อไม่มีโหลด

P_{NL} : กำลังเมื่อไม่มีโหลด

R_R : ความต้านทานของตัวหม้อ

R_R : ความต้านทานของตัวหยุดนิ่ง

t_{cf} : เวลาในการปิดกระแสแบบครอสโอเวอร์

t_{rr} : เวลารีโพรเวอร์ของไดโอด

t_{ds} : เวลาไดนามิกแรทเทอ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- I_o : กระแสคอลเลคเตอร์
 h_{FE} : ค่าอัตราขยายกระแสของทรานซิสเตอร์
 ω : ความถี่เชิงมุม
 V_a : ความต่างศักย์ที่อาร์เมเจอร์
 I_a : กระแสที่อาร์เมเจอร์
 N : ความเร็วของมอเตอร์
 t_{on} : เวลาในการเปิดกระแส
 t_{off} : เวลาในการปิดกระแส
 V_{cc} : ความต่างศักย์แหล่งจ่าย
 α : ค่ามุมที่จะเปลี่ยนระดับของสัญญาณ
 a_n : ค่าคงที่ในอนุกรมฟูเรียร์
 b_n : ค่าคงที่ในอนุกรมฟูเรียร์
 k : จำนวนฮาร์โมนิก
 N_M : ฮาร์โมนิกลำดับที่ M ที่จะถูกกำจัด
 M : จำนวนฮาร์โมนิกที่ต้องการกำจัด
 ϕ_1 : เฟส 1
 ϕ_2 : เฟส 2
 ϕ_3 : เฟส 3
 t_d : เวลาหน่วง
 t_s : เวลาสะสม
 t_r : ไรส์ไทม์
 L : อินдукแตนซ์
 P_{max} : กำลังการสูญเสียสูงสุด

เอกสารนี้ I_B : กระแสเบส
 เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- β : แคลคูลาร์กรูณ
 Q : ประจุไฟฟ้า
 C : คาปาซิแตนซ์
 V_{BE} : โวลเตจตกคร่อมซาเบสและอิมิตเตอร์
 D : ไดโอด
 R_L : โหลด
 τ : ค่าเวลาดังที่
 I_{obo} : กระแสคอลเลคเตอร์อิมิตตัวย้อนกลับ
 A/D : วงจรแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นดิจิทัล
 E_d : ความต่างศักย์ของแหล่งจ่าย



บทนำ

การปรับความเร็วของมอเตอร์ มีการประยุกต์ใช้อย่างมากมายในอุตสาหกรรม ความต้องการเหล่านี้จะถูกพบเห็นไม่ว่าจะเป็นมอเตอร์กระแสตรงหรือมอเตอร์กระแสสลับ ความเร็วของมอเตอร์กระแสตรงสามารถเปลี่ยนได้ด้วยการควบคุมความต่างศักย์ที่อาร์เมเจอร์ด้วยการใช้เรกติไฟเออร์แบบควบคุมเฟส (PHASE CONTROLLED RECTIFIER) หรือกรณีแหล่งจ่ายเป็นกระแสตรงก็ใช้ ดีซี - ดีซี คอนเวอร์เตอร์ (DC-DC CONVERTER) ในมอเตอร์กระแสตรง แรงบิดมีความสัมพันธ์กับผลคูณของเส้นแรงแม่เหล็ก (FIELD FLUX) กับแรงเคลื่อนแม่เหล็กของอาร์เมเจอร์ (DC ARMATURE MMF) ในมอเตอร์กระแสสลับ แหล่งจ่ายไฟสลับ 3 เฟส จะสร้างสนามแม่เหล็กหมุนบริเวณช่องว่างอากาศ ซึ่งมีปฏิสัมพันธ์กับคลื่นแรงเคลื่อนแม่เหล็กที่โรเตอร์ ซึ่งจะผลิตแรงบิดออกมา แรงเคลื่อนแม่เหล็กที่โรเตอร์ในมอเตอร์แบบซิงโครนัส (SYNCHRONOUS MOTOR) ถูกสร้างโดยมีขดลวดแบบออกมา (SEPARATE FIELD WINDING) ซึ่งนำกระแสไฟตรง ในขณะที่อินดักชันมอเตอร์ แรงเคลื่อนแม่เหล็กถูกสร้างโดยผลเอาอินดักชันที่สเตเตอร์ ความเร็วมอเตอร์กระแสสลับมีความสัมพันธ์กับความถี่ที่ป้อนให้กับสเตเตอร์ ซึ่งจะผลิตสนามแม่เหล็กหมุนที่มีความเร็วซิงโครนัส ถ้าความถี่เพิ่มขึ้น ขนาดของเส้นแรงแม่เหล็กที่ช่องว่างอากาศจะลดลงเนื่องมาจากการเพิ่มของคาร์แอกแตนซ์แม่เหล็ก (MAGNETIZING REACTANCE) ซึ่งเป็นผลทำให้แรงบิดที่ผลิตออกมามีผลลดลง ด้วยเหตุผลอันนี้มอเตอร์กระแสสลับจึงต้องการแหล่งจ่ายกำลังที่สามารถปรับได้ทั้งความต่างศักย์และความถี่สำหรับการควบคุมความเร็วมอเตอร์ แหล่งจ่ายแบบนี้สามารถได้จาก DC LINK CONVERTER ซึ่งประกอบด้วยเรกติไฟเออร์และไซโคลคอนเวอร์เตอร์ มอเตอร์สามารถถูกกระตุ้นด้วยแหล่งจ่ายกระแสแทนแหล่งจ่ายความต่างศักย์ การทำงานของแหล่งจ่ายกระแสให้ข้อดีหลายประการแต่ค่อนข้างจะมีความยุ่งยากในการทำงานของมอเตอร์ เนื่องจากความต่างศักย์ และกระแสที่ถูกสร้าง โดยคอนเวอร์เตอร์ฮาร์โมนิกส์จะเป็นปัญหาในเรื่องของ ความร้อนที่สูญเสีย ซึ่งเป็นผลมาจาก ฮาร์โมนิกส์ และ TORQUE PULSATION

คอนเวอร์เตอร์ซึ่งจ่ายกำลังให้กำลังให้กับมอเตอร์มีราคาแพงและการออกแบบก็มีข้อจำกัดในด้านไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีให้ตัดแปลงเป็น และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้กำลังสูงสุด (PEAK RATING POWER) ซึ่งอาจน้อยกว่ากำลังของมอเตอร์ สิ่งนี้มีอิทธิพลต่อการ

ทำงานของมอเตอร์เมื่อใช้แหล่งจ่ายโดยตรง VOLTAGE-FED INVERTER ในทางอุดมคติ ควรใช้ค่าอิมพีแดนซ์ เทวีนิน เท่ากับศูนย์ที่ปลายขั้วของมอเตอร์ ในทำนองเดียวกัน CURRENT-FED INVERTER ควรจะมีค่าอิมพีแดนซ์ เทวีนินเป็นอนันต์ ซึ่งสถานเช่นนี้ เป็นไปได้อย่างมากในทางปฏิบัติ เนื่องจากค่าใช้จ่ายอิมพีแดนซ์ของแหล่งจ่ายค่าหนึ่งๆสามารถแสดงให้เห็นว่า มีผลต่อ ลักษณะฮาร์โมนิกส์และเสถียรภาพของสภาพระบบ

ความเร็วของอินดักชันมอเตอร์ถูกกำหนดโดยความเร็วเชิงโรตอร์และค่าไทดล (SLIP) ของโรเตอร์ ความเร็วเชิงโรตอร์มีความสัมพันธ์กับความถี่และค่าไทดลถูกควบคุมด้วยการปรับความถี่ต่างศักย์หรือกระแสที่ถูกป้อนให้กับมอเตอร์ มีหลายวิธีในการควบคุมความเร็วของอินดักชันมอเตอร์ สิ่ง รับประทานนิทเธลจะมีจะไต่กล่าวถึงการควบคุมแบบกรุปปรับความถี่ต่างศักย์และการปรับความถี่ (VARIABLE-VOLTAGE AND VARIABLE-FREQUENCY CONTROL) โดยอาศัยเทคนิคของ พัลส์วีกท์มอดูเลชัน (PULSE WIDTH MODULATION)



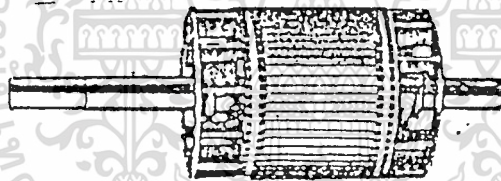
2.1 พื้นฐานมอเตอร์เหนี่ยวนำ

มอเตอร์ไฟฟ้าแบบเหนี่ยวนำ 3 เฟส มีชื่ออยู่ในโรงงานอุตสาหกรรมอย่างกว้างขวาง เนื่องจากราคาไม่แพง ความเชื่อถือได้สูงง่ายต่อการติดตั้งและบำรุงรักษา งานการออกแบบการควบคุมที่เราต้องรู้พื้นฐานของ AC มอเตอร์

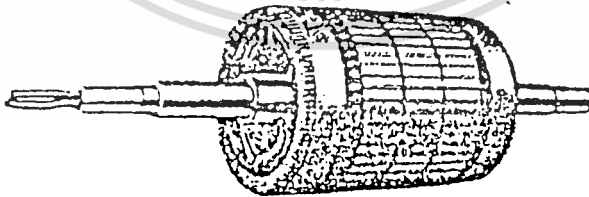
-องค์ประกอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำ

รูป a เป็นรูปตัวหมุนของมอเตอร์แบบกรงกระรอก ซึ่งเราใช้ในโครงการนี้

รูป b เป็นรูปของตัวหมุนของมอเตอร์ที่มีขดลวดพันอยู่รอบๆ



(a) Squirrel cage rotor



(b) Wound rotor

รูป 2.1 ชนิดของ Rotors

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความเร็วเชิงโคจรและสลลิป

ถ้าเรารู้จำนวนขั้วและความถี่ของแหล่งกำเนิดกำลังไฟฟ้า AC ที่ใช้ เราจะรู้ ความเร็วเชิงโคจร

$$N_1 = 60f_1 / P \quad (2.1)$$

ซึ่งความเร็วเชิงโคจรนี้เป็นความเร็วของสนามแม่เหล็กหมุนหน่วยเป็น (rpm)

จากความจริงที่ว่าเมื่อเป็นมอเตอร์แบบเหนี่ยวนำ ความเร็วของโรเตอร์จะไม่เร็วเกินกว่าความเร็วของสนามแม่เหล็กหมุน ถ้าให้ความเร็วของโรเตอร์เป็น N_2

$$\text{เรากำหนดควาสลิปคือ } S = (N_1 - N_2) / N_1 \quad (2.2)$$

ดังนั้น เมื่อ $S = 1$ แสดงว่า ตัวหมุนอยู่กับที่

เมื่อ $S = 0$ แสดงว่า ตัวหมุนหมุนด้วยความเร็วเชิงโคจร

โวลเตจที่เหนี่ยวนำที่ตัวโรเตอร์

ถ้าเราพิจารณามอเตอร์ 3 เฟสที่หุ้ยกัน ตัวหุ้ยกันและตัวหมุนจะทำตัวเหมือนเป็นขดลวดคานปฐมภูมิและทุติยภูมิของทรานส์ฟอร์เมอร์ ถ้าเราให้โวลเตจของ 1 เฟสที่ตัวหมุนเป็น E_2

(V) เมื่อตัวหมุนหมุนด้วยความเร็วคงที่ค่าหนึ่ง โวลเตจต่อเฟสของขดลวดของตัวหมุนจะเป็น

SE_2 (V)

ถ้าให้ความต้านทานและรีแอกแตนซ์ (ที่ความถี่ f_1) ของตัวหมุนเป็น R_2 & X_2

ตามลำดับ กระแส I_2 ที่ไหลในขดลวดของตัวหมุน

$$I_2 = SE_2 / \sqrt{(R_2)^2 + (SX_2)^2} = E_2 / \sqrt{(R_2/S)^2 + (X_2)^2} \quad (2.3)$$

$$\text{TAN } \theta_2 = SX_2 / R_2$$

โดย θ_2 เป็นมุมที่กระแสตามโวลเตจที่เหนี่ยวนำ

ในสมการ R_2/S เขียนใหม่ได้เป็น

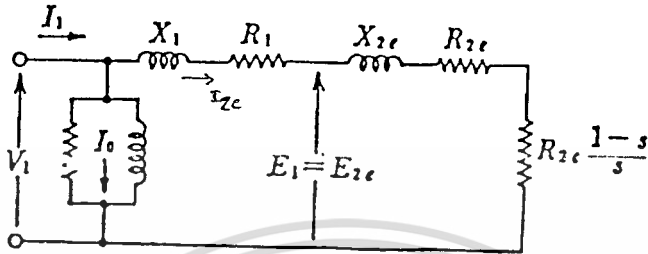
$$R_2/S = R_2 + ((1-S)/S)R$$

จะเห็นว่าความต้านทานของขดตัวหมุนจะเพิ่มขึ้นโดยแปรตาม $(1-S)R_2/S$

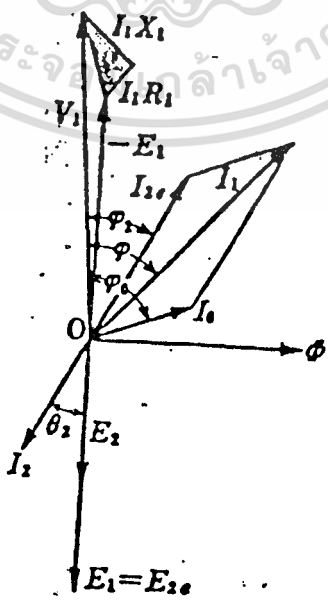
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่วางไว้สำหรับการศึกษาเท่านั้น ไม่สามารถนำไปใช้ประโยชน์ด้านธุรกิจ
เราจะเห็นอีกอีกว่า เราสามารถวิเคราะห์มอเตอร์เหนี่ยวนำคล้ายกับการวิเคราะห์ทรานส์ฟอร์
แม้ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

มอเตอร์โด้

วงจรร่วมลย์ และเวกเตอร์โด้อะกรรม



รูป 2.2 แสดงวงจรร่วมลย์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟสที่หมุนด้วยความเร็วของสลลป s . ในรูป R_1 และ X_1 เป็นความต้านทานและรีแอกแตนซ์ของตัวหุยกนึ่งต่อเฟสตามล้ากับ V_1 และ I_1 เป็นโวลต์ เตจที่จ่ายและกระแสลนทูท และ I_0 เป็นกระแสล้กระตุ่น (EXICITING CURRENT) R_{2e} และ X_{2e} เป็นความต้านทานของตัวหมุนและรีแอกแตนซ์ตามล้ากับค่าต่างๆที่เราย้ายมาลคคในคานตัวหุยกนึ่ง



รูป 2.3 แสดงถึงเวกเตอร์โด้อะกรรมของมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟสซึ่งเหมือนกับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีเอกสารเพิ่มเติมเกี่ยวกับเครื่องจักรกลไฟฟ้ากำลังที่เรานำมาใช้

เวกเตอร์ไคอะแกรมของทรานส์ฟอร์มเมอร์ แต่ในรูปแบบเป็นเวกเตอร์ไคอะแกรมค่อเฟส

MACHANICAL OUTPUT และ TORQUE

จากวงจรสมมูลย์และเวกเตอร์ไคอะแกรม เราจะได้สมการดังต่อไปนี้

$$I_{2e} = V_1 / Z_e$$

$$Z_e = \sqrt{(R_1 + R_{2e} + R_{2e} ((1-S)/S)^2 + (X_1 + X_{2e})^2} \quad (2.5)$$

$$\cos \varphi_2 = (R_1 + R_{2e} + R_{2e} ((1-S)/S)) / Z_e$$

$$I_1 \cos \varphi = I_{2e} \cos \varphi_0 + I_{2e} \cos \varphi_2 \quad (2.6)$$

ถ้าให้กำลังกลของมอเตอร์ค่อเฟสเป็น P จะได้

$$P = V_1 I_1 \cos \varphi - (I_{2e})^2 (R_1 + R_{2e}) - V_1 I_0 \cos \varphi_2 \quad (2.7)$$

จากสมการ 1.18 - 1.20 เราจะได้

$$P = I_{2e}^2 R_{2e} (1-S)/S = (\text{ROTOR COPPER LOSS}) (1-S)/S \quad (2.8)$$

อัตราส่วนของ ROTOR I/P : MECHANICAL O/P : ROTOR COPPER LOSS

$$1 : 1-S : S \quad (2.9)$$

ถ้าเราให้ TORQUE และความเร็วตัวหมุนเป็น T(NM) และ N₂ (rpm) ตามลำดับ กำลังทางกลจะเขียนได้เป็น

$$P = T(2\pi/60) N_2 \quad (\text{Watt}) \quad (2.10)$$

ดังนั้นจากสมการ 1.12 ROTOR INPUT(P₀) จะเป็น

$$P_0 = P(S/(1-S)) = RN_1/N_2 = T(2\pi/60)N_1 \quad (\text{Watt}) \quad (2.11)$$

สมการ 2.11 หมายความว่า ROTOR INPUT(P₀) จะเท่ากับเอาท์พุททางกลเมื่อโรเตอร์หมุน โดยมีความเร็วเชิงโคโรนัส ด้วย TORQUE และ สลิป S

-คุณสมบัติของความเร็วและ TORQUE

จากสมการ 2.5 และ 2.9 โรเตอร์อินพุทค่อเฟส P₀ เขียนได้เป็น

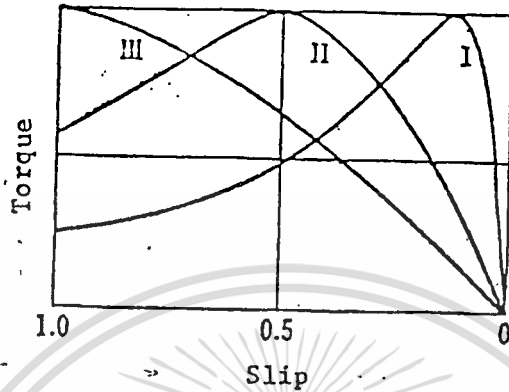
$$P_0 = (I_{2e}^2 R_{2e}) / S = (V_1^2 R_{2e}) / S ((R_1 + R_{2e} / S)^2 + (X_1 + X_{2e})^2) \quad (2.12)$$

ดังนั้นจากสมการ 2.12 TORQUE ของมอเตอร์เขียนได้เป็น

$$T = (60/(2\pi N_1)) (V_1^2 R_{2e} / S) ((R_1 + R_{2e} / S)^2 + (X_1 + X_{2e})^2) \quad (2.13)$$

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

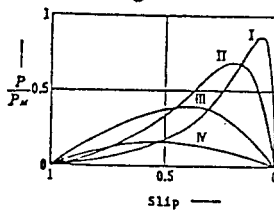
จากสมการ (2.13) เราสามารถเขียนเส้นโค้งความสัมพันธ์ของความเร็วและ TORQUE โดยเฟรคา R_{2e}



รูป 2.4 แสดงถึง SPEED-TORQUE CURVE ที่ได้มาจากสมการ(2.13)โดย CURVE I-III มีการแปร R_{2e} จากค่าน้อยไปหาคามาก CURVE ก็จะมีเปลี่ยนไป คุณสมบัติของความเร็วกับ OUTPUT

จากสมการ(2.9)และ(2.12)เราได้

$$P = P_0 (1 - S) = V_1^2 \cdot R_{2e} S(1 - S) / ((SRpV_1 \cdot pV + R_{2e})^2 + S^2 (X_1 + X_{2e})^2) \quad (2.14)$$



รูป 2.5 SPEED-OUTPUT CURVES OF THE INDUCTION MOTOR

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น อนุญาตให้นำไปใช้ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หากใช้สมการ (2.14) เราสามารถเขียนโค้งความเร็วและ OUTPUT ได้ดังรูป 2.3

โดยรูป I, II และ III เป็นการแปรค่า R_{2e} ให้เพิ่มขึ้นตามลำดับ

การทดสอบมอเตอร์เพื่อหาจรรยาสมมูล

เรามีวิธีทดสอบเพื่อหาจรรยาสมมูลโดยวิธีดังต่อไปนี้

a. วิธี NO LOAD TEST

โดยการป้อนไฟให้มอเตอร์หมุนในสภาพที่ไม่มีโหลด และทำการวัดค่าต่างๆดังนี้

$$V_{NL}, I_{NL}, P_{NL}$$

L-L, Line, 3 ϕ Input Power

b. วิธี LOCKED-ROTOR TEST

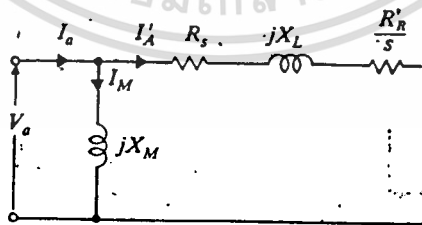
โดยการ LOCK ตัวหมุนให้หยุดนิ่ง และคอยๆเพิ่มความต่างศักย์จนจนอ่านกระแสได้เกือบถึงค่าที่กัก
วัดโวลเตจ กระแส และ กำลัง

c. วิธีการคำนวณหาค่าหารามอเตอร์หลังการทดสอบมอเตอร์

ในสภาพ NO LOAD สลิปจะมีค่าเข้าใกล้ 1 จะได้

$$(R'_R) / S \gg | R_s + jX_L | \quad \Omega \quad (2-15)$$

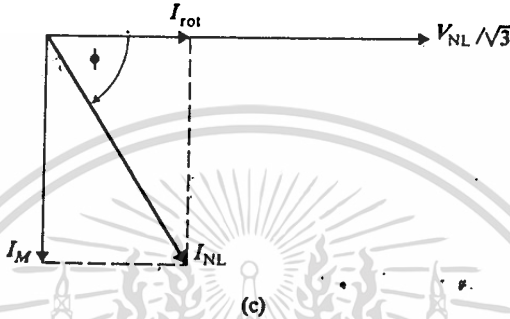
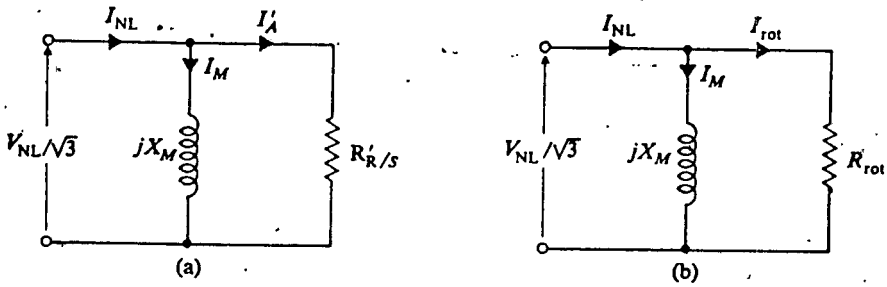
จากรูปนี้



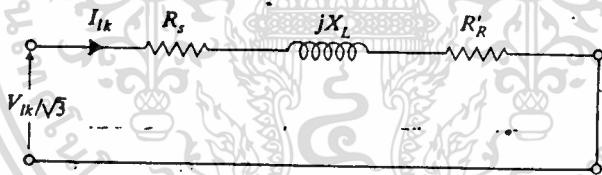
รูป 2.6 EQUIVALENT CIRCUIT EMPLOYED FOR ANALYSIS

โดยการประมาณค่าจรรยาสมมูล เราไม่คิด CORE LOSSES แต่ในที่นี้เราจะคิด

ที่ต่อคร่อมขั้ว STATOR และ CORE LOSSES R นี้เราคิดรวมกับ R / S เพื่อให้เป็น R_{ROT}
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
โดยรวม LOSSES จากการหมุนของมอเตอร์เนื่องจากแรงเสียดทาน, แรงลม และ CORE LOSSES



รูป 2.7 INDUCTION MOTOR NO-LOAD TEST



รูป 2.8 INDUCTION MOTOR LOCKED-ROTOR TEST

$$\cos \phi = P_{NL} / (\sqrt{3} V_{NL} I_{NL})$$

$$I_{ROT} = I_{NL} \cos \phi \quad \text{A.} \quad (2.16)$$

$$I_M = I_{NL} \sin \phi \quad \text{A.}$$

โดยทั่วไป

จะเห็นว่า MAGNITIZING REACTANCE จะประมาณเท่ากับ NO LOAD IMPEDANCE

$$X_M = Z_{NL} = V_{NL} / \sqrt{3} I_M \quad (2.17)$$

ในสภาวะที่ LOCK ROTOR. ใ้ $s = 1$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องขอสงวนสิทธิ์ของเอกสารทุกครั้งที่มีก (2.18)

ถือว่า X_{1K} เป็น OPEN

$$R_{1K} = P_{1K} / (3I_{1K}^2 Pt) \quad \Omega$$

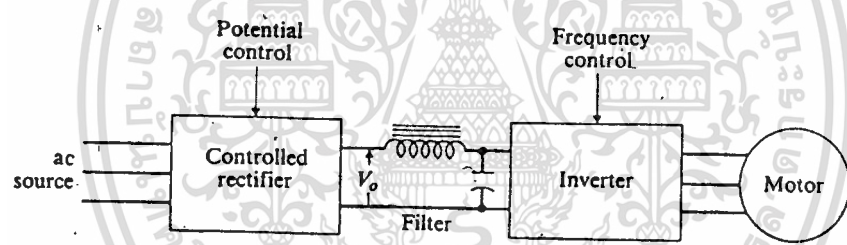
$$Z_{1K} = V_{1K} / (\sqrt{3}I_{1K}) \quad \Omega$$

$$X_{1K} = (Z_{1K}^2 - R_{1K}^2)^{1/2} \quad \Omega \quad (2.19)$$

เราประมาณได้ว่า $R_{1K} + jX_{1K} = R_S + R'_R + jX_L \quad \Omega \quad (2.20)$

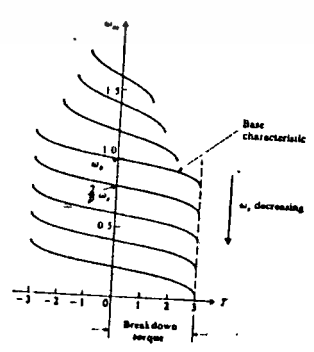
มอเตอร์แบบกรงกระรอกเมื่อมี INVERTER

ความเร็วเชิงโคจรของมอเตอร์แบบกรงกระรอกอาจถูกเปลี่ยนโดยแปรค่าความถี่ของแหล่งกำเนิด ถ้าหากเราจำกัดกระแสให้อยู่ที่ค่าปกติ และระบบแม่เหล็กไม่อิ่มตัวจัด (HEAVILY SATURATED) ดังนั้น ความตางศักย์ที่จ่ายต้องถูกแปรค่าไปตามกับความถี่โดยเป็นส่วนกันชุดโครงงาน (OPEN LOOP) มีลักษณะดังรูป



รูป 2.9 INDUCTION MOTOR SPEED CONTROL BY FREQUENCY VARIATION

รูปคุณสมบัตินี้ของ SPEED & TORQUE เป็นดังรูป



รูป 2.10 INDUCTION MOTOR-VARIATION: FREQUENCY OPERATION

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น มิใช่ผู้เผยแพร่แบบโฆษณาโดยนิตินานการคำ
สำหรับค่าต่างๆของ ω_s ที่อาจเกิดขึ้นได้จาก INVERTER ในรูป

จากสมการต่อไปนี้

$$\left| T_{M \max} \right| = 3pV_a^2 / (4\omega_s^2 L_1) \quad \text{N.M} \quad (2.21)$$

จะเห็นได้ว่า ถ้าเราทำให้อัตราส่วน v / ω_s BREAKDOWN TORQUE ที่กำเนิดโดยมอเตอร์จะไม่เปลี่ยนแปลงตามความเร็ว



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2 การสูญเสียในการสวิตช์ (Switching Losses)

Turn-On & Turn-off losses ปรากฏระหว่างที่ทรานซิสเตอร์เปลี่ยนจากสถานะ "Off" เป็น "On" และจากสถานะ "On" เป็น "Off" ตามลำดับ ดังรูป 2.11 เมื่อโหลดเป็น ความต้านทาน (resistance) ซึ่งจะกล่าว

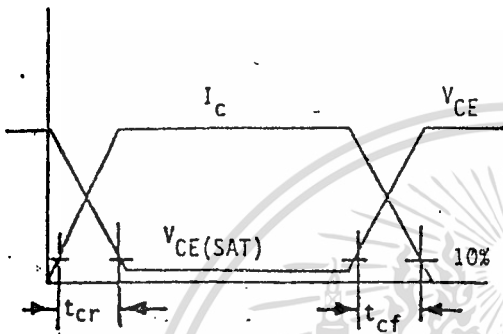


Figure 2.11 Resistive Switching Waveform

t_{cr} = Turn-On Crossover Time
 t_{cf} = Turn-Off Crossover Time

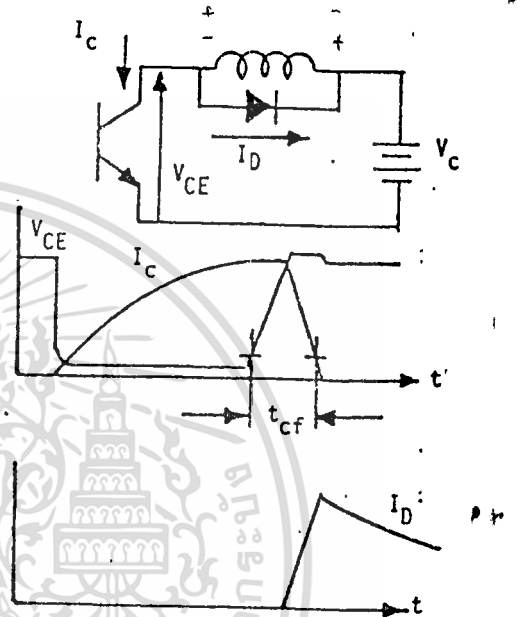


Figure 2.12 Inductive Switching Waveform (Low Duty Cycle)

$$P_{ON} = 1/6 (V_c I_c t_{cf}) \quad (\text{Watt.Sec/Pulse}) \quad (2.42)$$

$$P_{OFF} = 1/6 (V_c I_c t_{cf}) \quad (\text{Watt.Sec/Pulse}) \quad (2.43)$$

ผลคูณของ I และ V ในช่วงเริ่มต้นยังผลให้เกิดการสูญเสียทางกำลัง (Instantaneous Power Dissipation) หากค่าการสูญเสีย สามารถเปลี่ยนไปเมื่อใช้โหลดเป็น Inductance ดังรูป 2.12

รวม วงจร Turn-on กร. แสดงให้เห็นที่ลดลงใน ทรานซิสเตอร์ และเนื่องจาก เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า Inductance ง่าย Initially Supply Voltage ความต้านทานที่ถูกรวมทรานซิสเตอร์จะไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตีแปลงเนื้อหา และต้องขออนุญาตเจ้าของเนื้อหา

ตกเร็วและ Instantaneous Product ของ I และ V จะถูกตัดทิ้ง หรือในอีกทางหนึ่งระหว่าง Turn-off ความต่างศักย์ที่ตกคร่อมทรานซิสเตอร์เริ่มเพิ่มขึ้นและถึงจุดสูงสุดก่อนที่ I จะเริ่มตก และสร้าง peak power มากกว่าเมื่อใช้โหลดเป็นความต้านทาน ในกรณีที่โหลดเป็น Inductance เวลาที่คิดจาก 10% ของค่าสูงสุดของความต่างศักย์ถึง 10% ของ falling current (t_{cf}) จะมีค่ามากกว่า fall time

การสูญเสียในการสวิตซ์ซิ่ง (Switching Losses) สำหรับโหลดที่เป็น Inductance เมื่อไม่มี Snubber คือ

$$P_{OFF} = I/2 (V_C I_C t_{cf}) \quad (\text{Watt} \cdot \text{Sec/pulse}) \quad (2-44)$$

เมื่อ V_C = โวลต์เตจมากที่สุดที่ตกคร่อมทรานซิสเตอร์เมื่อเริ่มหยุดนำกระแส (Supply+Spike)

I_C = กระแสไหลสูงสุด
 t_{cf} = Turn-off Crossover Time

เมื่อทรานซิสเตอร์ถูกทำให้เริ่มนำกระแส (Turn-on) กระแสที่ไหลใน Inductance จะยังคงไหลผ่าน Diode ที่ต่อคร่อม Inductance เพื่อเก็บความต่างศักย์เหนี่ยวนำ (จาก การเปลี่ยน Voltage Spike) ที่สามารถทำให้ทรานซิสเตอร์เสียหายได้

กระแสไดโอดจะเพิ่มขึ้นจนถึงค่าสูงสุดของกระแสไหล เมื่อกระแสทรานซิสเตอร์กลายเป็นศูนย์ และจะลดเป็นแบบ Exponential ด้วย Decay time ของ L/R

ถ้าทรานซิสเตอร์ในวงจร รูปที่ 2.12 Turn-on อีกครั้งก่อนที่กระแสใน Diode จะหมดไป

การเปลี่ยนแปลงที่สำคัญ จะปรากฏขึ้นในการสูญเสียในการสวิตซ์ของทรานซิสเตอร์ ลักษณะที่ทรานซิสเตอร์ที่ถูก เปิด (ON) เป็นดังในรูป 2.13

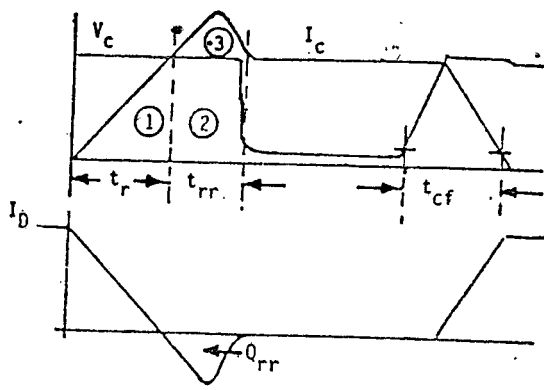


Figure 2.13
Inductive Switching Waveforms
(High Duty Cycle)

เมื่อทรานซิสเตอร์ถูก Turn on กระแสคอลเลคเตอร์จะเริ่มเพิ่มค่าของกระแสไหลลัด กระแสใน ไดโอด ก็เริ่มตกลงเช่นกัน แต่เนื่องจากไดโอด ยังคงนำกระแสอยู่ ค่าความต่างศักย์ที่จ่ายให้ ทรานซิสเตอร์ (มีค่าตรงข้ามกับความต่างศักย์ตกคร่อม ไดโอด) จะก่อให้เกิดการสูญเสียทางกำลัง (High power dissipation) ในทรานซิสเตอร์ หลังจากนี้กระแสที่ ไดโอด เป็นศูนย์แล้ว ไดโอด ยังคงที่จะนำกระแสชั่วครู่ถึงจนกระทั่ง ประจุสะสม ใน ไดโอดหมดไป กระแสที่ไหลในทิศทางตรงข้ามผ่าน ไดโอด ในระหว่าง Diode's recovery time (t_{rr}) จะรวมเข้ากับ กระแสคอลเลคเตอร์ของทรานซิสเตอร์ซึ่งเป็นเหตุให้เพิ่มการสูญเสีย ค่าการสูญเสียคือ

$$P_{ON} = 1/2(V_C I_C t_r f_0) + V_C I_C t_{rr} f_0 + V_C Q_{rr} f_0 \quad (2.45)$$

เมื่อ V_C = Supply Voltage

I_C = กระแสไหลลัดเมื่อนำกระแส (Load current at Turn on)

t_r = Transistor rise time

f_0 = ความถี่สวิตช์ (Switching Frequency)

t_{rr} = Diode Reverse Recovery Time

Q_{rr} = Diode Reverse Recovery Charge

จะเห็นว่าจำเป็นมากที่จะต้องใช้ fast recovery diode เพื่อให้ t_{rr} และ Q_{rr}

มีค่าน้อยที่สุดเท่าที่จะเป็นไปได้เพื่อลด การสูญเสียขณะเปิดกระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การสูญเสียในขณะนำกระแส (CONDUCTION LOSSES)

การสูญเสียในขณะนำกระแสคำนวณจากสภาวะ **เปิด (ON)**

ความต่างศักย์ของทรานซิสเตอร์และกระแสคอลเลคเตอร์ในขณะที่อยู่สภาวะ "On"

เตอร์และกระแสคอลเลคเตอร์ในขณะที่อยู่สภาวะ "On"

$$P_{cond} = V_{ce(sat)} I_c * (\text{Duty Cycle})$$

Dynamic Saturation

ความต่างศักย์ของทรานซิสเตอร์ในสภาวะเปิด

จะไม่ถึงค่าในทันทีหลังจากการ

เปิดกระแส ของทรานซิสเตอร์แต่ละจะมีเวลาช่วงหนึ่งหลังจากที่ **Initial Drop** ของความต่างศักย์

ของ **Off-state** ที่ยังผลให้ทรานซิสเตอร์อยู่ในสภาวะ **final fully-on condition**

ช่วงเวลาที่ยาวนานที่เราเรียกว่า **Dynamic Saturation Time (t_{ds})** และค่านี้ขึ้นกับ

การออกแบบทรานซิสเตอร์, base drive impedance, base drive magnitude, open

circuit voltage และ load ภายในรูปที่ 2.14 แสดงถึง t_{ds} ที่วัดจาก 10% ของ $V_{ce peak}$

ที่ Turn on ถึง 110% ของ $V_{ce(sat)}$ ซึ่งจะมีค่าเท่าใดขึ้นอยู่กับชนิดของทรานซิสเตอร์และ base

drive condition ที่สามารถมีได้ระหว่าง 1 ถึง 10 microsec ถ้า "On" time ทั้งหมดมีค่า

มากกว่าเมื่อเทียบกับ **Dynamic Saturation Time** ค่าของ **Addition losses** จะสามารถที่

จะตัดทิ้งได้ แต่ขณะที่มีความถี่สูงๆ เพิ่มขึ้น t_{ds} จะกลายเป็น **Significant Portion** ของ

"On time" ทั้งหมดและ การสูญเสียในขณะทำงานมีค่ามากกว่าค่าของที่คำนวณโดยการใช้ค่า

$V_{ce(sat)}$ ที่โหม่มาก ในความเป็นจริงความต่างศักย์ตกจาก 10% $V_{ce(sat)}$ เป็นแบบ

exponential, การประมาณที่ปลอดภัยเป็นดังรูปที่ 2.14 การสูญเสียในขณะทำงาน (เมื่อจำเป็นที่จะ

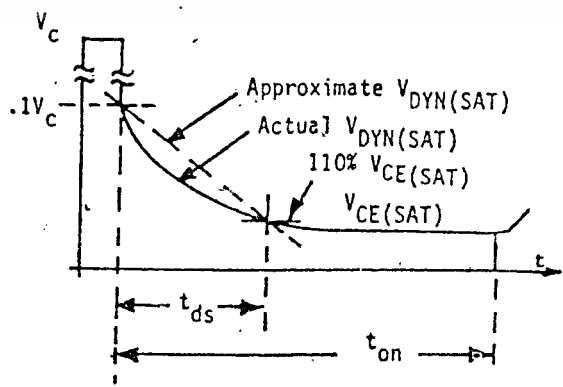


Figure 2.14
Dynamic Saturation Voltage

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ตองนำมาเกี่ยวข้องกับ **Dynamic Saturation** สามารถที่จะประมาณได้
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีเหตุผลที่เปลี่ยนแปลงได้ และต้องอ้างอิงถึงเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$P_{cond} = (V_{ce(sat)} t_{on} + 1/2(0.1 V_c - 1.1 V_{ce(sat)}) t_{ds}) I_c f_c \quad (2.47)$$

สำหรับ $t_{ON} \geq t_{ds}$

และ $P_{cond} = (0.1V_c - 1/2(0.1V_c - 1.1V_{ce(sat)}) t_{on} / t_{ds}) I_c t_{on} f_0$ (2.48)

สำหรับ $t_{ON} < t_{ds}$

เมื่อ $V_c =$ ความต่างศักย์ที่จ่าย (Supply Voltage)

$V_{ce(sat)}$ = Transistor Saturation หรือ On-State Voltage

t_{on} = Transistor Turn-on Time

t_{ds} = Transistor Dynamic Saturation Time

$f_0 =$ ความถี่สวิทช์ (Switching Frequency)

เพราะว่า t_{ds} ขึ้นกับ วงจรขับ และสภาพโหลด ค่าของ t_{ds} จะไม่คงตัวเป็นการ
ที่จะกำหนด t_{ds} จากปรนัยการที่ใช้ วงจรขับ และสภาพโหลด.

ชนิดของวงจรเพาเวอร์อิเล็กทรอนิกส์

ขั้วขับครึ่งอินเวอร์เตอร์ (H Bridge or Bridge Inverter)

การสูญเสียในขั้วขับครึ่งอินเวอร์เตอร์ แสดงในรูปที่ 2.15A, 2.15B จะแปรตามค่าของ
อัตราส่วนของ L/R ของโหลด และความถี่การสวิตช์ ซึ่ง รูปของ ลูกคลื่น แสดงดังรูป 2.15

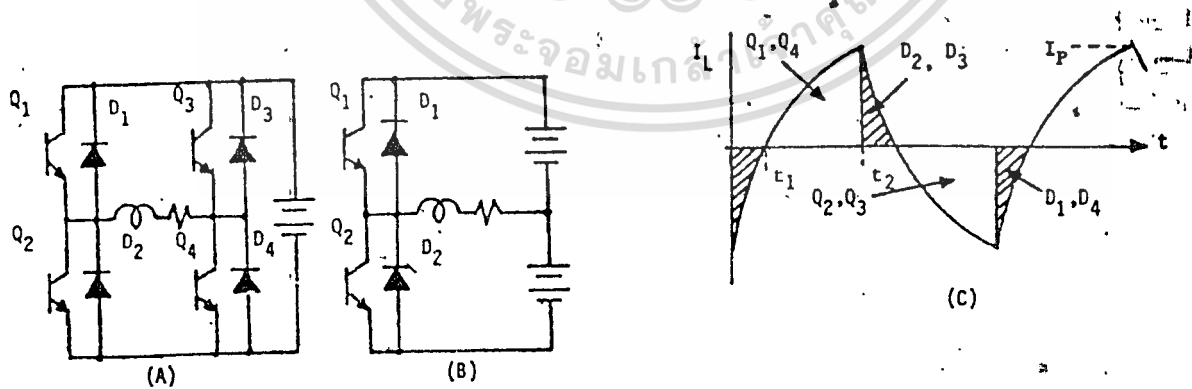


Figure 2.15
H Bridge Inverter
Waveforms

กระแสไอแชนี จะจ่ายให้กัน โหลด โดยการสลับการ เปิด (on) ระหว่างทรานซิสเตอร์
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 Q_1, Q_4 กับ Q_2, Q_3 เมื่อ Q_1, Q_4 ถูกทำให้ออฟ (off) กระแสยังคงที่จะไหลต่อไปโดยผ่านโหลดและ

ยังเปลี่ยนเป็นโหลดผ่าน D_2, D_3 และ Power Supply ทยอยและกลายเป็นศูนย์และเพิ่มขึ้นในทรานซิสเตอร์ ทรานซิสเตอร์ Q_2, Q_3 จะ Turn on จนกระทั่งกระแสที่ไหลผ่านใน D_2, D_3 เป็นศูนย์ จะไม่มีการสูญเสียขณะเปิด อันเนื่องจากการกลับทิศทางของกระแสไหล ในวงจรแบบนี้ อย่างไรก็ตาม การสูญเสียขณะเปิด ยังคงเป็นดังรูปที่ 2.15

การสูญเสียในขณะทำงานสำหรับวงจรนี้ขึ้นกับลักษณะของกระแสคอลเลคเตอร์ซึ่งถูกควบคุมโดย Ratio ของ L/R ของโหลด ค่าของ Ratio ยิ่งมากกระแสก็ยิ่งเพิ่มขึ้นช้าและค่าของของทรานซิสเตอร์ยิ่งสั้นลง จากรูป 2.15 ค่า

ของทรานซิสเตอร์คือ

$$P_{cond} = \frac{1}{T} \int V_{ce(sat)} i_c dt \tag{2.49}$$

ให้ $V_{ce(sat)}$ คงที่ และ i_c

$$P_{cond} = V_{ce(sat)} I \left(\frac{1}{T} \int (i_c / I_p) dt \right) \tag{2.50}$$

และ $K_1 = \left(\frac{1}{T} \int (i_c / I_p) dt \right)$

ค่าของ K_1 จากรูป 2.15

$$K_1 = \left(1 + e^{-1/2(T/(L/R))} \right) / \left(1 - e^{-1/2(T/(L/R))} \right)$$

เมื่อ L = โหลดตัวเหนี่ยวนำ (Load Inductance)

R = โหลดตัวต้านทาน (Load Resistance)

T = คาบความถี่ออก (Periode of the output freq. (f))

$$T = (1/f)$$

I_p = ศึกษามักระแสคอลเลคเตอร์ (Peak collector Current as Show, in figure)

โดยการวาดกราฟ K_1 เป็นฟังก์ชันของ $(L/R)T$ กราฟในรูปแบบที่สามารถที่จะนำมาใช้

ในทุกค่าของ L, R และความถี่ output

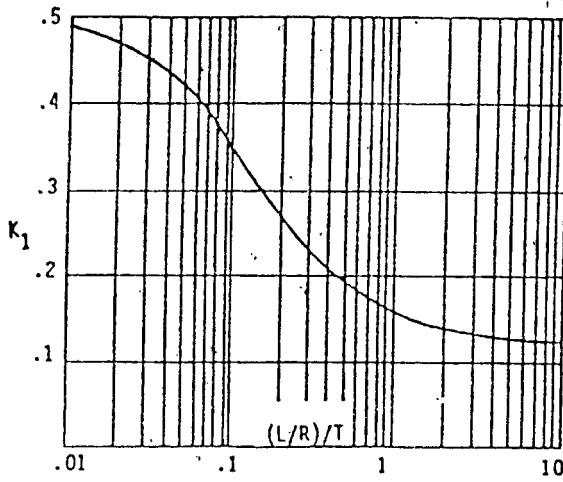


Figure 2.16
H Bridge Transistor Conduction Loss
Multiplying Factor, K_1

การสูญเสียในขณะทำงานก็คือการสูญเสียที่คอลเลคเตอร์รวมกับการสูญเสียที่ขาเบสของ
ทรานซิสเตอร์

$$P_{COND} = K_1 V_{cc} I_c + 0.5 I_b V_{be(sat)} \quad (2.52)$$

Sine Wave PWM Inverters

ประโยชน์ของ PWM คือจะได้ Output Waveform ที่มีค่าน้อยกว่าและยังตอบรับ (response)
ต่อความถี่ output และการเปลี่ยนแปลงของ Amplitude ได้เร็วกว่าสัญญาณ PWM รางโดยกำหนด
เอา Sine wave reference signal เปรียบเทียบกับสัญญาณ Triangular ดัง 2.17
ลักษณะของวงจรของทรานซิสเตอร์อินเวอร์เตอร์เป็นดังรูปที่ 2.18 ทรานซิสเตอร์ถูกที่ลัดไว้

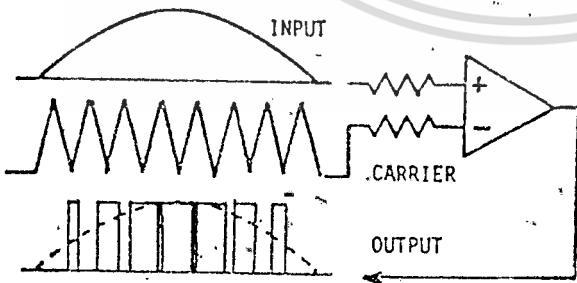


Figure 2.17
Generation of PWM Drive Signal

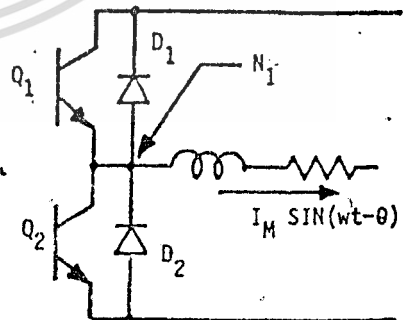


Figure 2.18
PWM Inverter Pole

และ Off ตามความถี่ของ PWM ในแต่ละครั้ง Cycle ของกระแสไหลต กระแสไหลตจะไหลผ่าน Q_1

เมื่อมันถูก Turn on กระแสไหลตจะไหลออกโดยการผ่านทาง Node N_1 ถ้าสำหรับไหลตที่มี
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดเปลี่ยนเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

power factor น้อยกว่า กระแสไหลที่ยังคงไหลต่อไปโดยผ่าน D_2 และออกทาง N_1 , เมื่อทรานซิสเตอร์ Q_1 ถูก Turn on แล้ว จะไหลต่อไปหลังจากที่ Q_1 หยุดจนแล้ว ระยะเวลาจะเป็นศูนย์ที่จุดสิ้นสุดของครึ่ง cycle ของกระแสไหล เมื่อ Q_2 เริ่มทำงานที่ครึ่ง cycle ของกระแสไหล จะไม่มีกระแสไหลไหลใน Q_2 จนกว่ากระแสใน D_2 จะเป็นศูนย์แล้วและกระแสไหลจะเริ่มไหลในทิศทางตรงข้ามเข้าสู่ Node N_1 ดังนั้นทรานซิสเตอร์จะไม่มีการไหลในครึ่ง Cycle ที่จ่ายเข้าของกระแสไหลแต่จะมี เมื่อถูก Pulse "On" และ D ที่อยู่ตรงข้ามไว้ถ้ากระแสแล้วเท่านั้นดังในรูปที่ 2.21 ซึ่งแสดงโพลที่มี $p.f.=0.87$ กระแส I_{Q1} คือ ห.ท. ดีค่า Rectangular pulse คือ pulse วั้ใช้สำหรับขับทรานซิสเตอร์ Q_1 สำหรับ PWM Sine Wave กระแสไหลจะ lag ความต่างศักย์ไปเป็นมุม $=\cos^{-1}(p.f.)$

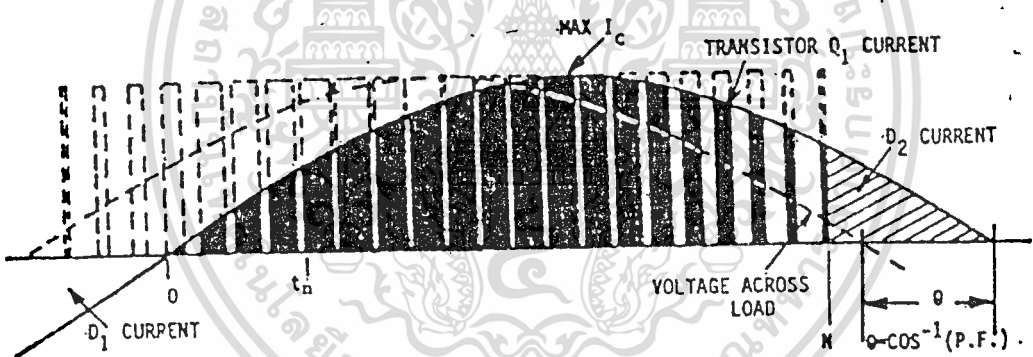


Figure 2.19
Sine Wave PWM Transistor Current
For .87 Load Power Factor

เห็นที่แลเงาคือกระแสไหลที่ไหลผ่าน D_2 หนึ่งจุดสิ้นสุดของครึ่ง Cycle ของกระแสไหลและส่วนที่เป็นลบทางซ้ายมือเห็นกระแสใน D_1 ระหว่างจุดสิ้นสุดของครึ่ง Cycle ของกระแสไหล ดังแสดงในรูปที่ 2.19 กระแสไหลที่ราคา Amplitude และ Pulse Width สำหรับแต่ละ Pulse และ เวลาการนำกระแสที่แรงกลัแปรตาม: $p.f.$ ของโหลดควย

PWM Conduction losses

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ถ้าเราสมมุติใน $V_{ce(sat)}$ คงที่จะได้ Collector Conduction losses ไม่ว่าการมีที่ทางสั้นมีที่ทางที่สั้นแต่ก็ยังมีการนำไปใช้

$$P_{COND} = V_{ce(sat)} I_c (1/T) \int (i_c / I_c) dt$$

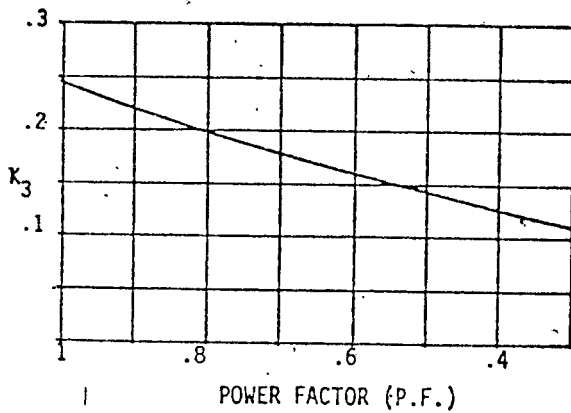


Figure 2.20
Multiplying Factor (K_3) for PWM
Collector Conduction Losses

$$P_{COND} = V_{ce(sat)} \quad (2.54)$$

โดยการ integrate ดังที่กล่าวในรูป 2.21 จากการใช้ computer คำนวณได้ค่า K_3 ดังรูปที่

2.20 สำหรับ 100% ของการ Modulation ดังนั้น

$$P_{COND} = K_3 V_{ce(sat)} I_C M + 0.318 I_b V_{be(sat)} \quad (2.55)$$

I_C = Peak Collector Current

M = % Modulation/100 ($M < 1$)

I = Base Current (I Constant)

สมการจะใช้ได้เมื่อการ Modulation มีค่ามากกว่า 100% ส่วนตัวคูณ K_3 จะไม่สามารถที่จะ

ใช้กับ Dynamic Saturation Voltage

PWM Dynamic Saturation losses

กรณี

$$P_{COND} = V_{ce(sat)} I_C \left(\frac{1}{T} \int i_c^* dt \right) + (0.1 V_C - V_{ce(sat)}) I_C \left(\frac{1}{T} \int V_1^* i_c^* dt \right) \quad (2.56)$$

$$i_c^* = (i_c / I_C)$$

$$V_1^* = V_1 / (0.1 V_C - V_{ce(sat)})$$

$$K_4 = \frac{1}{T} \int V_1^* i_c^* dt \quad (2.57)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

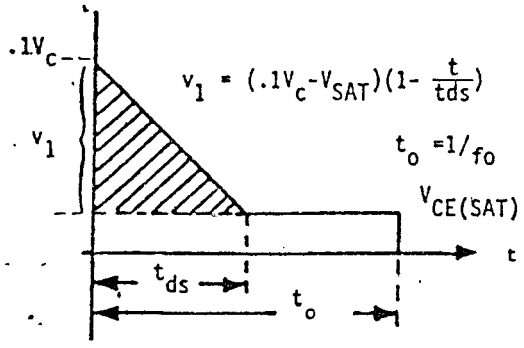


Figure 2.21
Dynamic Saturation Voltage

การ **integral** จะพิจารณาในช่วงที่ $t < t_{ds}$ และ $i_c > 0$ รูป 2.22 แสดงค่า K_4 ในรูปของ ฟังก์ชันของ **p.f.** ของโพลสำหรับ ส่วนที่แปรเปลี่ยน t_{ds}/t_o การสูญเสียในขณะทำงานทั้งหมด

คือ $P_{conv} = K_3 V_{ce(sat)} I_c + K_4 (0.1V_c - V_{ce(sat)}) I_c + 0.318 I_b V_{be(sat)}$ (2.58)

ค่าของ **Dynamic Saturation Voltage** ที่มากกว่า $V_{ce(sat)}$ ที่เวลา t_o สมการ 2.58

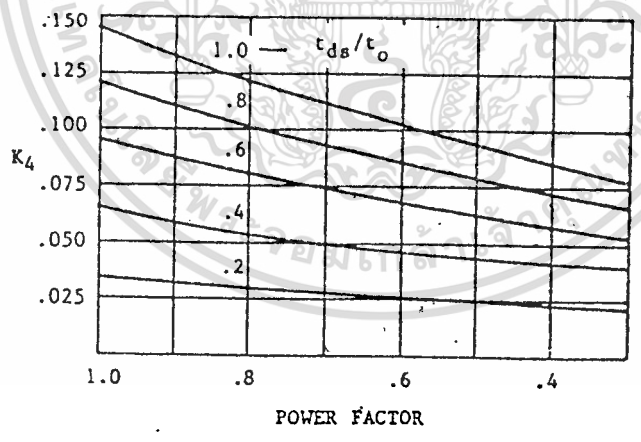


Figure 2.22
 K_4 Multiplying Factor for Dynamic Saturation in PWM Inverter

ใช้ไดคา V_{ds} ที่ $t = t_o$ ถูกใช้แทน $V_{ce(sat)}$

PWM Turn-Off losses

การสูญเสียของการ **Turn-off** เป็นฟังก์ชันของ **p.f.** ดังรูป 2.22 แต่ละ **Conduction** การคำนวณค่าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

pulse มีค่า Amplitude และ t_{ds} ที่ต่างกัน ดังนั้น Turn-off Energy ของ nth pulse คือ

$$E_n = 1/2 V_c I_{cn} t_{cfn} \quad (2.59)$$

$$I_{cn} = I_c \sin(\omega t_n) \quad (2.60)$$

ถ้าเราให้ Turn-off Crossover Time แปรตามคาบนาทศระแสดคอลเลคเตอร์

$$t_{cfn} = (1/2) V_c I_{cn} t_{cfn} \quad (2.61)$$

พลังงานต่อช่วงของเวลาเท่ากับ

$$\sum_{n=1}^N E_n = (1/2) V_c I_c t_{cf} \sum_{n=1}^N \sin^2(\omega t_n) \quad (2.62)$$

เมื่อ

$$\sum_{n=1}^N \sin^2(\omega t_n)$$

เป็นกำลัง 2 ของค่าเฉลี่ยของ $\sin^2(\omega t)$ ที่เวลา $t=0$ ถึง $(\pi-\theta)/\omega$

$$\sum_{n=1}^N \sin^2(\omega t) = (\pi-\theta)/2 - 1/4(\sin^2(\pi-\theta))$$

เมื่อจำนวนของ pulse จาก 0 ถึง $(\pi-\theta)$ คือ

$$N = f_0 / f((\pi-\theta)/2\pi) \quad (2.63)$$

เมื่อ

$$f_0 = \text{PWM Switching Frequency}$$

$$f = \text{Inverter Output Frequency}$$

ค่าเฉลี่ยของ Turn off power เท่ากับ

$$P_{off} = (1/2) K_5 V_c I_c t_{cf} f_0 \quad (2.64)$$

$$เมื่อ \quad K_5 = (1/2\pi)((\pi-\theta)/2 - 1/4(\sin^2(\pi-\theta))) \quad (2.65)$$

$$T_{cf} = \text{Turn-Off Crossover Time Maximum } I_c$$

ค่า K_5 เป็นดังรูป 2.23

PWM Turn-On losses

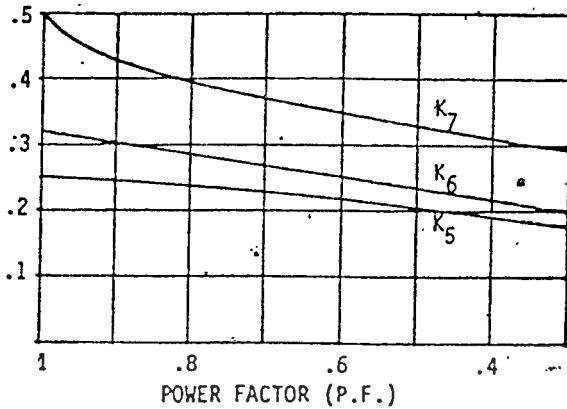
คล้ายดังรูป 2.12 ของ Induction cct อย่างไรก็ตามใน PWM cct ค่าหาของ I_c

ของแปรตมแต่ละคาของ Pulse จำนวนของ Pulse แปรตามค่าของฟังก์ชันของ p.f. เรา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ยังใช้ค่าของ K_5 ในการคำนวณหา Turn-On losses ที่เกิดขึ้นระหว่างช่วงเวลาที่กระแสคอล
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เลดเตอร์เพิ่มขึ้น

ในรูป 2.13 TURN-ON LOSSES ระหว่างช่วงเวลาเท่ากับ $P_{on} = (1/2)K_5 V_c I_c t_{rr}$



(2.66)

Figure 2.23
Multiplying Factors for transistor
Switching Loss Calculation in PWM Inverters

พลังงานของ nth pulse ระหว่างการ turn-on ช่วงเวลาของการทรานซิสเตอร์ของ
inverse diode (area ในรูป 2.13) เท่ากับ

$$E_n = V_c I_c t_{rr} \sin(\omega t_n) \quad (2.67)$$

พลังงานทั้งหมดเป็น
$$\sum_{n=1}^N E_n = V_c I_c t_{rr} \sum_{n=1}^N \sin(\omega t_n) \quad (2.68)$$

พลังงานทั้งหมดเท่ากับ N เท่าของค่าเฉลี่ยของ $\sin(\omega t_n)$ จาก $t=0$ ถึง π

$$\sum_{n=1}^N E_n \approx V_c I_c t_{rr} f_o / f (1/2\pi) (1 - \cos(\pi - \theta)) \quad (2.69)$$

และค่าเฉลี่ยของกำลังในหนึ่งครึ่งคือ

$$P_{on2} = K_6 V_c I_c t_{rr} f_o \quad (2.70)$$

เมื่อ
$$K_6 = (1/2\pi) (1 - \cos(\pi - \theta)) \quad (2.71)$$

ค่า K_6 แสดงในรูป 2.23

พลังงานของ nth pulse เนื่องจาก Diode Recovery Current เท่ากับ

$$E_n = V_o Q_{rrn} \quad (2.72)$$

$$P_{on} = K_7 V_o Q_{rr} f_o \quad (2.73)$$

เมื่อ
$$K_7 = (1/2\pi) (1 - \cos(\pi - \theta))$$

ค่าของ K_7 มีค่าดังรูป 2.23 เนื่องจากการที่ไม่ได้มีการลดค่าของ t_{rr} และ Q_{rr} เพราะ
 ระยะเวลาของกระแสมีค่าน้อยกว่า I_c ที่ใช้ ดังนั้นการคำนวณค่าสำหรับ P_{on2} และ P_{on3} จะมีค่า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ที่มากกว่าค่าที่แท้จริง จะได้

$$P_{on} = (1/2)K_5 V_c I_c t_{rr} f_o + K_6 V_c I_o t_{rr} f_o + K_7 V_c Q_{rr} f_o \quad (2.74)$$

Snubber Turn-On losses

ถ้าในวงจร PWM ใช้ Turn-Off Snubber ดังในรูปที่ 2.24 การสูญเสียจะมีค่าที่ลดลงแต่

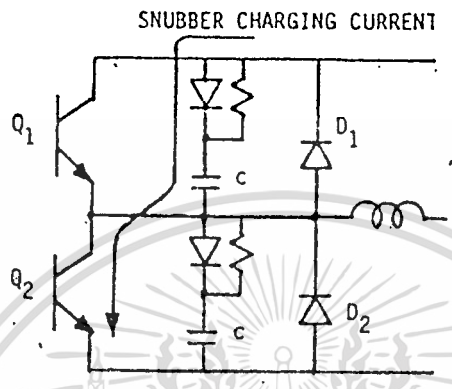


Figure 2.24
Additional Turn-On Losses Due to Turn-Off Snubber

ทรานซิสเตอร์อีกตัวหนึ่งจะเป็นตัวที่จะทำให้เกิดการสูญเสีย เมื่อทรานซิสเตอร์ Q₂ ถูก turn off ตัว snubber ที่ต่อคร่อมทรานซิสเตอร์ Q₂ จะช่วยทำการสูญเสียในขณะหยุดทำงานอย่างไรก็ตามเมื่อทรานซิสเตอร์ Q₂ ทำงานกระแสที่ไหลผ่านตัว snubber ที่ต่อคร่อมทรานซิสเตอร์ Q₁ และทรานซิสเตอร์ Q₂ ค่าการสูญเสียจะมีค่าเท่ากับครึ่งหนึ่งของค่า C_{v2} / Pulse จำนวนของ pulse จะขึ้นอยู่กับค่าของ p.f. ส่วนค่าของ Additional losses สามารถหาค่าได้โดยการคูณค่า K₇ ในรูป 2.23 เข้าไป

$$P_{on4} = (1/2) K_7 C V_c^2 f_o \quad (2.75)$$

เมื่อ

K₇ = Factor จากรูป 2.25

C = ค่าของ Snubber Cap

V_c = Supply Voltage

f_o = ความถี่สวิตชิ่ง

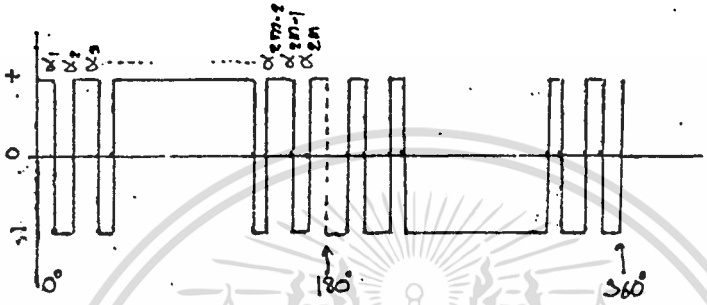
ซึ่งจะรวมค่านี้เข้าไปในการคำนวณการสูญเสียในขณะทำงานด้วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3 วิธีสร้างสัญญาณโดยกำหนดรูปแบบของสัญญาณที่โหลด

วิธีนี้จะใช้สมการฟูเรียร์ (FOURIER EQUATION) ในการหารูปแบบของสัญญาณที่จะนำไปสร้างอินเวอร์เตอร์ (INVERTER) โดยสามารถควบคุมความถี่และ สักคาไฟฟ้าให้มีสัดส่วนที่คงที่ซึ่งมีรายละเอียด ในการคำนวณหารูปแบบสัญญาณดังนี้

เมื่อให้รูปแบบสัญญาณPWM จาก Inverter Output สำหรับ Half-Bridge Inverter เป็นดังนี้



จาก FOURIER SERIES $f(\omega t) = \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \sin(n\omega t) + b_n \cos(n\omega t))$ (1)

โดย $a_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(\omega t) \sin(n\omega t) d(\omega t)$ (2)

$b_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(\omega t) \cos(n\omega t) d(\omega t)$ (3)

เพราะว่า PWM INVERTER ของเราเป็นฟังก์ชันคี่ ดังนั้น $b_n = 0$ และจะไม่นำมาพิจารณาอีก และเราจะได้

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

โดย $n =$ เลขแสดงอันดับของฮาร์โมนิกส์ (1, 2, 3, ...)

ด้วยวิธีการนี้เราขอมองได้ระบบสมการ

$$\begin{aligned} a_1 &= \frac{4}{\pi} (1 + 2 \sum_{k=1}^M (-1)^k \cos \alpha_k) \\ a_2 &= \frac{4}{2\pi} (1 + 2 \sum_{k=1}^M (-1)^k \cos 2\alpha_k) \\ a_3 &= \frac{4}{3\pi} (1 + 2 \sum_{k=1}^M (-1)^k \cos 3\alpha_k) \\ &\vdots \end{aligned}$$

ซึ่งแสดงให้เห็นอย่างชัดเจนว่า ถ้าเราต้องการกำจัดฮาร์โมนิกส์ที่ n แล้ว ก็กำหนดสม

การ $a_n = 0$. ไป แทนที่เราจะพอใจ และตั้งเป็นระบบสมการ $(a_n) = 0$ ขึ้น

ซึ่งการที่ $a_n = 0$ นั้น แพลตฟอร์มที่จะเป็นตัวกำหนด คือ เทอม ในวงเล็บของ

สมการ (2)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$f(\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_n) = 1 + 2 \sum_{k=1}^M (-1)^k \cos n \alpha_k \tag{5}$$

เมื่อ $M =$ จำนวนฮาร์โมนิกที่เราต้องการจะลด ดังนั้น จะได้ระบบ

$$f_i(\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_M) = 0 \quad ; i = 1, 2, \dots, M$$

$$f(\alpha) = 0$$

และใช้ computer solved by linearization technique ก็ได้ angle

ต่างๆของ รูปแบบ ซึ่งลดฮาร์โมนิกส์ ได้ตามที่เรต้องการ

ข้อสังเกต จากระบบสมการ ในการลดฮาร์โมนิกส์ M จำนวน เราใช้พารามิเตอร์

ในการควบคุม เป็นจำนวน M ตัว

เทคนิคการควบคุมโวลเตจ

การควบคุมโวลเตจ ก็คือ การควบคุมพันคาเมนทัลโวลเตจ

จากอนุกรมฟูเรียร์ แอมพลิจูดของพันคาเมนทัลโวลเตจคือ

$$L(\alpha) = \frac{4}{\pi} \left(1 + 2 \sum_{k=1}^M (-1)^k \cos \alpha_k \right)$$

สิ่งที่จะกำหนด แอมพลิจูด ของ พันคาเมนทัลโวลเตจ ที่แท้ คือ

$$L(\alpha) = 1 + 2 \sum_{k=1}^M (-1)^k \cos \alpha_k \tag{6}$$

เมื่อ พารามิเตอร์ $\alpha = [\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_M]^T$

และนอกจากเราจะ ควบคุม การกำจัด ฮาร์โมนิกส์ แล้วเราจะ ควบคุมโวลเตจ

ด้วย ดังนั้น ฮาร์โมนิกส์ ที่ถูกกำจัดควรมี $M - 1$ ตัว เพื่อให้ พารามิเตอร์ M ตัว

(ใน เซ็ต หนึ่งๆ) จัดระบบสมการ การลด ฮาร์โมนิกส์ $M - 1$ สมการและ การควบคุมโวลเตจ

อีก 1 สมการคือ

$$L(\alpha) = 1 + 2 \sum_{k=1}^M (-1)^k \cos \alpha_k$$

$$f_i(\alpha) = 1 + 2 \sum_{k=1}^M (-1)^k \cos n_i \alpha_k = 0 \tag{7}$$

$$i = 1, 2, \dots, M - 1 ; n_i \neq 1$$

จากสมการ (7) เขียนได้ว่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับครูใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้
 คำ MAX หรือ MIN ของ $L(\alpha)$ ที่ยังสอดคล้องกับสมการ (8) จะให้ MAXIMUM MAGNITUDE

$$f(\alpha) = 0 \tag{8}$$

ของส่วนประกอบพื้นฐาน (fundamental component) คำถามคือ เราจะหา MAX หรือ MIN ได้อย่างไร

โดยกำหนดฟังก์ชัน

$$H(\alpha, r) = L(\alpha) + \mathcal{H}^T f(\alpha) \quad (9)$$

$$\mathcal{H}^T = [r_1, r_2, \dots, r_{M-1}]$$

เงื่อนไขที่จำเป็นและเพียงพอสำหรับการใดมาซึ่งค่า MAX หรือ MIN $L(\alpha)$ คือ

$$f(\alpha) = 0 \quad (10)$$

$$H(\alpha) = 0$$

$$H(\alpha) = \left[\frac{\partial H}{\partial \alpha_1} \quad \frac{\partial H}{\partial \alpha_2} \quad \dots \quad \frac{\partial H}{\partial \alpha_M} \right]^T$$

สมการ (10) เป็นสมการโฮโมจีเนียส ที่มี $2M-1$ สมการ และ $2M-1$ ตัวแปรและโดยใช้ คอมพิวเตอร์แก้ โดยการลีนีเอโรเซชัน เราจะหาค่า MAX หรือ MIN $L(\alpha)$ ได้ และ แอมพลิจูดสูงสุด ของ ส่วนประกอบพื้นฐาน คือ

จาก คำตอบ ของ สมการ (10) เราจะรู้มุม ต่างๆ ที่ให้ MAX fundamental voltage สำหรับค่าความถี่เท่าไรก็ได้ตามความพอใจของเรา ความถี่ที่เลือกที่ MAX fundamental voltage คำนี้ จะเป็นตัวกำหนด อัตราส่วน โวลต์/เฮิรท์ ที่เราต้องการจะควบคุม

สำหรับความถี่ที่ต่ำลงมา โดยเงื่อนไขของ โวลต์/เฮิรท์ คงที่ ดังกล่าว เราจะได้

$$\left. \begin{aligned} \text{สมการนอนโฮโมจีเนียส (nonhomogeneous)} \\ L(\alpha) = 1 + 2 \sum_{k=1}^M (-1)^k \cos \alpha_k \\ f(\alpha) = 0 \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

ซึ่งคำตอบ ของสมการ (11) จะเป็นมุม ต่างๆ ของการเปลี่ยนความถี่ โดย ควบคุม

อัตราส่วน โวลต์/เฮิรท์ ได้ด้วยนั่นเอง

ซึ่งผลการหาคำตอบ ของการกำจัดฮาร์โมนิกส์ 5ตัวคือ ฮาร์โมนิกส์ที่ 5, 7, 11, 13

และ 17 ใดแสดงในตารางรวมทั้งการทดสอบอัตราส่วน โวลต์/เฮิรท์ ด้วย

ผลสำหรับการลดฮาร์โมนิคลำดับที่ 5,7,11,13,17

Frequency (Hz)	Degrees	Degrees	Degrees	Degrees	Degrees	Degrees
50	0.0000	6.7977	17.3023	21.0328	34.6703	35.9983
49.5	8.6141	13.9155	25.9308	28.4764	43.0757	43.7451
49	8.7407	24.2566	26.7278	29.4163	45.5037	46.2784
48.5	8.7627	14.4522	27.0881	29.9252	46.6091	47.5442
48	8.7566	14.6074	27.3168	30.3051	47.2254	48.3346
47.5	8.7377	14.7441	27.4810	30.6223	47.6050	48.8933
47	8.7110	14.8701	27.6051	30.9010	47.8513	49.3211
46.5	8.6790	14.9889	27.7011	31.1528	48.1048	49.6673
46	8.6428	15.1023	27.7757	31.3844	48.1233	49.9591
45.5	8.6033	15.2117	27.8333	31.5998	48.1933	50.2126
45	8.5610	15.3177	27.8770	31.8021	48.2351	50.4381
44.5	8.5126	15.4209	27.9090	31.9935	48.2559	50.6426
44	8.4694	15.5217	27.9311	32.1755	48.2603	50.8308
43.5	8.4206	15.6105	27.9446	32.3494	48.2518	51.0060
43	8.3702	15.7176	27.9506	32.5163	48.2331	54.1708
42.5	8.3182	15.8130	27.9500	32.6770	48.2059	51.3282
42	8.2648	15.9070	27.9436	32.8323	48.1717	51.4764
41.5	8.2010	15.9989	27.9320	32.9827	48.1317	51.6197
41	8.1542	16.0915	27.9157	33.1288	48.0868	51.7580
40.5	8.0972	16.1821	27.8952	33.2709	48.0376	51.8919
40	8.0391	16.2718	27.8709	33.4095	47.9848	52.0231

เอกสารนี้เป็นเอกสารต้นฉบับที่ส่งมาซึ่งอาจมีข้อผิดพลาดเล็กน้อยในการคำนวณและการพิมพ์

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

39.5	7.9801	16.3606	27.8432	33.5448	47.9288	52.1490
39	7.9201	16.4486	27.8123	33.6773	47.8701	52.2731
38.5	7.8592	16.5359	27.7785	33.8071	47.8090	52.3947
38	7.7975	16.6226	27.7421	33.9344	47.7457	52.5141
37.5	7.7349	16.7086	27.7033	34.0594	47.6805	52.6314
37	7.6716	16.7940	27.6622	34.1824	47.6137	52.7470
36.5	7.6076	16.8789	27.6191	34.3035	47.5453	52.8610
36	7.5429	16.9633	27.5740	34.4228	47.4755	52.9735
35.5	7.4775	17.0473	27.5272	34.5404	47.4045	53.0847
35	7.4114	17.1308	27.4787	34.6565	47.3323	53.1948
34.5	7.3447	17.2138	27.4286	34.7712	47.2592	53.3037
34	7.2774	17.2965	27.3772	34.8854	47.1951	53.4116
33.5	7.2095	17.3789	27.3243	34.9967	47.1101	53.5186
33	7.1411	17.4609	27.2702	35.1076	47.0343	53.6248
32.5	7.0720	17.5426	27.2149	35.2175	46.9578	53.7302
32	7.0025	17.6239	27.1585	35.3262	46.8807	53.8349
31.5	6.9324	17.7050	27.1011	35.4342	46.8029	53.9389
31	6.8617	17.7858	27.0426	35.5411	46.7245	54.0423
30.5	6.7906	17.8664	26.9833	35.6472	46.6456	54.1451
30	6.7189	17.9467	26.9230	35.7525	46.5662	54.2474
29.5	6.6468	18.0268	26.8619	35.8570	46.4864	54.3491
29	6.5741	18.1017	26.8000	35.9609	46.4061	54.4504
28.5	6.5010	18.1863	26.7374	36.0640	46.3253	54.5513
28	6.4273	18.2658	26.6740	36.1665	46.2442	54.6518
27.5	6.3532	18.3451	26.6100	36.2683	46.1628	54.7418
27	6.2786	18.4242	26.5453	36.3696	46.0810	54.8315

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

26.5	6.2036	18.5031	26.4800	36.4703	45.9988	54.9509
26	6.1280	18.5819	26.4141	36.5705	45.9164	55.0499
25.5	6.0520	18.6605	26.3477	36.6702	45.8336	55.1487
25	5.9755	18.7389	26.2807	36.7694	45.7506	55.2471
24.5	5.8985	18.8173	26.2132	36.8682	45.6673	55.3453
24	5.8211	18.8955	26.1452	36.9665	45.5838	55.4432
23.5	5.7431	18.9735	26.0768	37.0644	45.5000	55.5409
23	5.6647	19.0514	26.0079	37.1619	45.4161	55.6383
22.5	5.5857	19.1293	25.9386	37.2590	45.3318	55.7356
22	5.5063	19.2070	25.8689	37.3558	45.2474	55.8326
21.5	5.4263	19.2845	25.7987	37.4522	45.1628	55.9294
21	5.3458	19.3620	25.7282	37.5482	45.0780	56.0261
20.5	5.2648	19.4394	25.6574	37.6440	44.9930	56.1226
20	5.1832	19.5167	25.5861	37.7394	44.9078	56.2189
19.5	5.1011	19.5939	25.5146	37.8346	44.8224	56.3150
19	5.0184	19.6710	25.4427	37.9294	44.7369	56.4110
18.5	4.9315	19.7480	25.3705	38.0240	44.6512	56.5069

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และจากอนุกรมฟูรีเยร์ (Fourier Series)

$$f(\omega t) = \sum_{n=1}^{\infty} [A_n \sin n\omega t + B_n \cos n\omega t]$$

จะสามารถลดรูปได้เป็น

$$f(\omega t) = \sum_{n=1}^{\infty} A_n \sin n\omega t$$

$$A_n = (4/n\pi) [1 + 2 \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^k \cos n\alpha_k] \text{ สำหรับ } n \text{ เป็นเลขคี่}$$

$$\text{หรือ } V_{\alpha=0} = \sum_{k=1}^{\infty} A_n \sin \omega t$$

$$A_n = (4E_d/2\pi n) [1 + 2 \sum_{k=1}^M (-1)^k \cos n\alpha_k] \text{ สำหรับ } n \text{ เป็นเลขคี่}$$

การกำจัดฮาร์โมนิกลำดับที่ n ทำได้โดยการจัดการให้ $A_n = 0$ ที่ลำดับฮาร์โมนิกนั้น และการควบคุม คอมโพเน้นพื้นฐาน (Fundamental Component) ก็จัดการให้ A_1 เป็นค่าที่เราต้องการจากนั้นก็หาคำตอบโดยใช้คอมพิวเตอร์ช่วยในการคำนวณ โดยตัวแปรคือมุมของการสวิตช์ มีทั้งหมด M ตัว สำหรับควบคุมโวลต์เตจและกำจัดฮาร์โมนิก M-1 ตัว

อัลกอริทึม (Algorithm)

- 1. Input
 - ความถี่สูงสุดที่ใช้ (ในที่นี้คือ 50 Hz ตามขนาดของมอเตอร์)
 - ความแตกต่างระหว่างความถี่ที่ใกล้เคียงกัน (ในที่นี้คือ 0.5 Hz)
 - จำนวนฮาร์โมนิกที่ต้องการกำจัด (ในที่นี้คือ 5 ฮาร์โมนิก)
 - ลำดับของฮาร์โมนิกที่ต้องการกำจัด (ในที่นี้คือลำดับที่ 5, 7, 11, 13, และ 17)
 - ค่าเริ่มต้นของมุมการสวิตช์ของรูปสัญญาณ

โดย $0 \leq \alpha_1 < \alpha_2 < \dots < \alpha_M$ (ในที่นี้ $M = 6$)

- ค่าคงที่ในการคูณ (Multiplication Constant)

- 2. กำหนด $L(\alpha) = 1 + 2 \sum_{k=1}^M (-1)^k \cos \alpha_k$
- 3. กำหนด $f_i(\alpha) = 1 + 2 \sum_{k=1}^M (-1)^k \cos n_i \alpha_k \quad i=1, 2, \dots, M-1$
- 4. กำหนด $H(\alpha, \lambda) = L(\alpha) + \lambda^T f(\alpha)$
- 5. กำหนด $H_{\alpha} = \left[\frac{\partial H}{\partial \alpha_1} \quad \frac{\partial H}{\partial \alpha_2} \quad \dots \quad \frac{\partial H}{\partial \alpha_M} \right]^T$
- 6. จัดระบบสมการ $\begin{bmatrix} f(\alpha) \\ H(\alpha) \end{bmatrix} = 0$

แกสมการโดยใช้ Linearization สำหรับ α และ α สำหรับ α ต้องสอดคล้องกับเงื่อนไข $0 \leq \alpha_1 < \alpha_2 < \dots < \alpha_m$ ด้วย หากไม่สอดคล้องต้องเริ่มต้น (Initial) ใหม่

7. ผลที่ได้จาก 6. จะให้ค่ามากที่สุดของ $L(\alpha)$ ซึ่งค่ามากที่สุดของ แอมพลิจูดพื้นฐาน (Fundamental Amplitude) ของรูปสัญญาณ $L(\alpha)$ เป็นต้น

$$L(\alpha)_{\max} = (4/\pi) L(\alpha)_{\max}$$

ดังนั้น $V_{\text{rms max}} = L(\alpha)_{\max} / \sqrt{2} = (4/\sqrt{2}\pi) L(\alpha)_{\max}$

และเพื่อประโยชน์ในการหาอัตราส่วน Volt/Hertz มุมของการสวิตช์ ที่ได้จากผลนี้ควรจะเป็นมุมการสวิตช์ของค่าสูงสุด

$$8. V/f = V_{\text{rms max}} / f_{\max} = (4L(\alpha)_{\max}) / (\sqrt{2}\pi f_{\max}) = K$$

9. $f = f$ - ความแตกต่างระหว่างความถี่ที่ใกล้เคียงกัน ถ้าผลลัพธ์ติดลบให้หยุด

$$10. V_{\text{rms}} = K * f$$

$$L(\alpha) = 2 V_{\text{rms}} / 4$$

11. จักรระบบสมการ

$$\begin{bmatrix} L(\alpha) - \sqrt{2}\pi V_{\text{rms}} / 4 \\ f(\alpha) \end{bmatrix} = 0$$

แกสมการโดย Linearization สำหรับ α และการตรวจสอบเงื่อนไข $0 \leq \alpha_1 < \alpha_2 < \dots < \alpha_m$

หากไม่สอดคล้องต้องเริ่มค่าเริ่มต้นใหม่ บันทึกมุมของการสวิตช์ ไว้สำหรับความถี่ที่คำนวณนี้ (f)

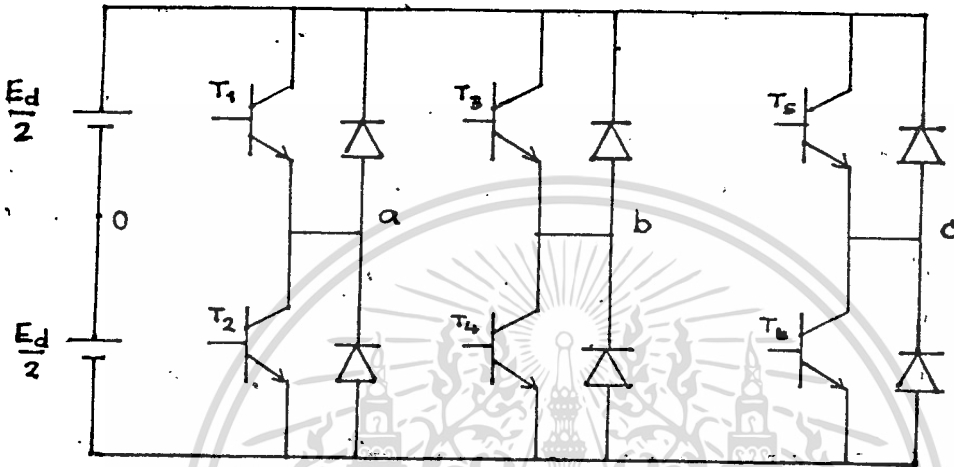
12. ย้อนกลับไปทำข้อ 9.

การออกแอมวางจร

อินเวอร์เตอร์แบบฮาล์ฟบริจ และ ฟูลบริจ

แนวความคิดพื้นฐานของอินเวอร์เตอร์ 3 เฟส แบบบริจ 2 แบบคือ

1. แบบฮาล์ฟบริจ 3 เฟส



รูป 3.1 อินเวอร์เตอร์ 3 เฟส แบบฮาล์ฟบริจ



รูป 3.2 รูปสัญญาณทั่วไปของอินเวอร์เตอร์ 3 เฟส แบบฮาล์ฟบริจ

จากรูปที่ 3.1 จะเห็นว่า อินเวอร์เตอร์แบบนี้จะมีการทำงานที่ควบคุมได้อยู่ 2 สถานะคือ

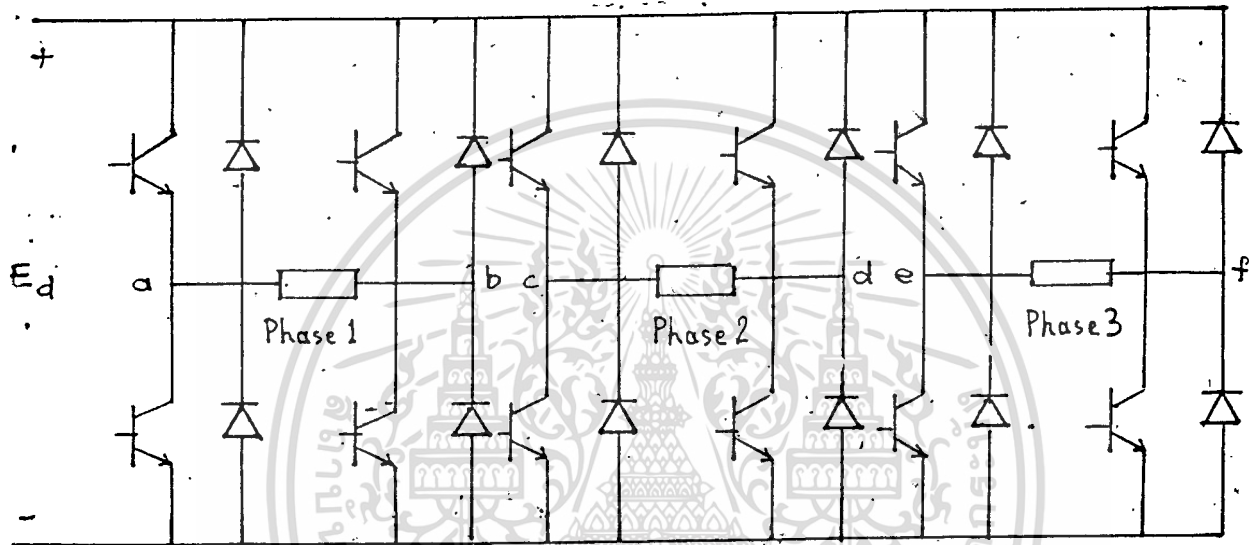
ทรานซิสเตอร์ตัวบนทำงาน ทรานซิสเตอร์ตัวล่างไม่ทำงาน หรือ

ทรานซิสเตอร์ตัวบนไม่ทำงาน ทรานซิสเตอร์ตัวล่างทำงาน

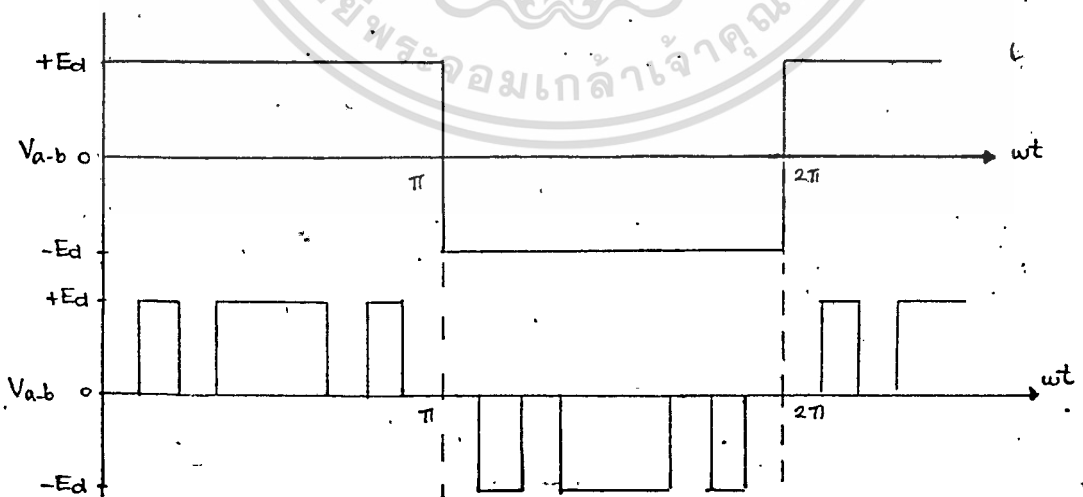
ซึ่งจะทำให้ได้ รูปสัญญาณ ตามรูปที่ 3.2 เราสามารถที่จะสร้างรูปสัญญาณอีกได้ ใน 2 สถานะทั้ง

กล่าว โดยการส่งสัญญาณให้แก่ทรานซิสเตอร์ตัวบนและตัวล่าง

2. แบบฟูลบริดจ์ 3 เฟส



รูป 3.3 อินเวอร์เตอร์ 3 เฟสแบบฟูลบริดจ์



รูป 3.4 รูปสัญญาณทั่วไปของอินเวอร์เตอร์ 3 เฟส แบบฟูลบริดจ์

จากรูปที่ 3.3 จะเห็นว่าอินเวอร์เตอร์แบบนี้มีสถานะที่ความถี่อยู่ 3 สถานะคือ

$$V_{a-b} = +E_d$$

$$V_{a-b} = -E_d$$

$$V_{a-b} = 0$$

ซึ่งจะทำให้ได้รูปสัญญาณดังรูปที่ 3.4 เราสามารถที่จะสร้างรูปสัญญาณได้ใน 3 สถานะดังกล่าว โดยการส่งสัญญาณให้เกททรานซิสเตอร์ตัวบน-กลางทำงาน

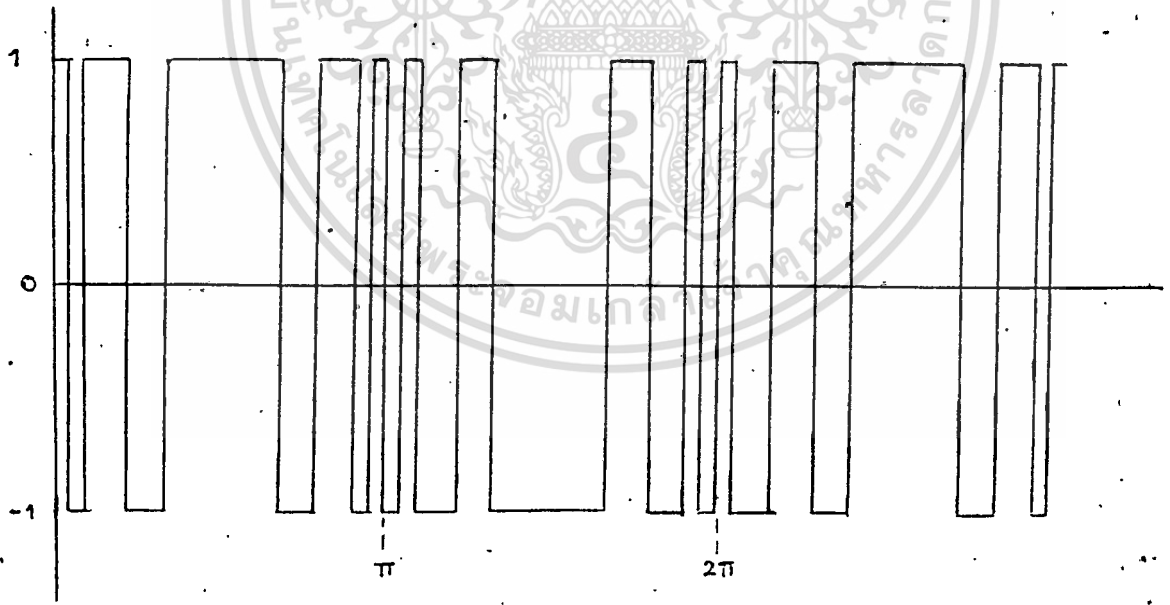
ข้อสังเกตคือ $V_{a-b} = V_{a-0} - V_{b-0}$ ซึ่งหมายความว่าเราสามารถสร้างรูปสัญญาณแบบ

ฟูลบริจได้จากรูปสัญญาณแบบ ฮาล์ฟบริจ

ขั้นตอนการหารูปสัญญาณแบบ ฮาล์ฟบริจ อินเวอร์เตอร์

รูปสัญญาณที่มี 2 สถานะของ ฮาล์ฟบริจ อินเวอร์เตอร์แบบเฟสเดียว ที่มีการสวิตซ์

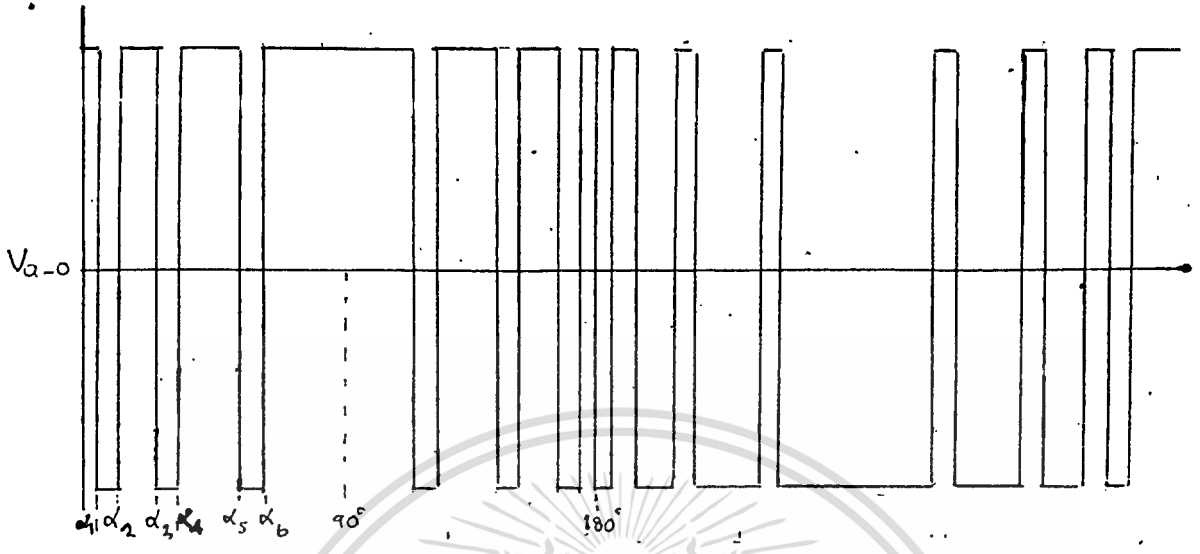
เพื่อลดฮาร์โมนิก จะสมมุติให้เป็นรูปสัญญาณคาบ ที่มีลักษณะทั่วไปดังรูป 3.5



รูป 3.5 รูปสัญญาณทั่วไปของ ฮาล์ฟบริจอินเวอร์เตอร์ (Magnitude Normalized)

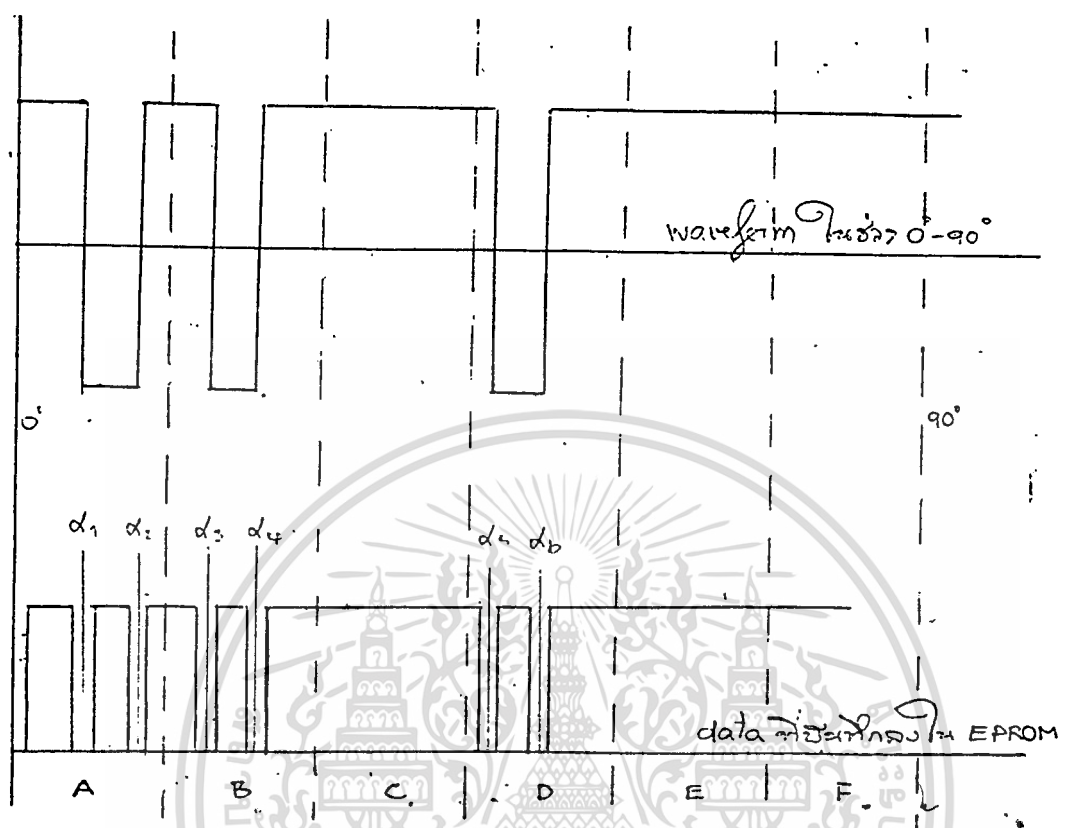
รูปสัญญาณนี้มีคุณสมบัติครึ่งสัญญาณ (Half-wave Symmetry) คือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 $f(\omega t) = -f(\omega t + \pi)$
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 3.6 รูปสัญญาณที่ทำการลดขั้วโมดูลาที่ 5, 7, 11, 13 และ 17

จากคุณสมบัติการสมการสมมาตรครึ่งสัญญาณ และการสมมาตร 1/4 สัญญาณของรูปสัญญาณ การบันทึกค่ามุม ที่ได้จาก ผลเพื่อใช้ในการสวิตซ์ของรูปสัญญาณ บันทึกลงใน EPROM สำหรับช่วง 0 องศา ถึง 90 องศา เท่านั้น รูปสัญญาณในช่วง 90 องศา ถึง 180 องศา สร้างจากการย้อนกลับของรูปสัญญาณในช่วง 0 องศาถึง 90 องศาและช่วง 180 องศา ถึง 360 องศาได้จากการ พลิกกลับของรูปสัญญาณในช่วง 0 องศา ถึง 180 องศา

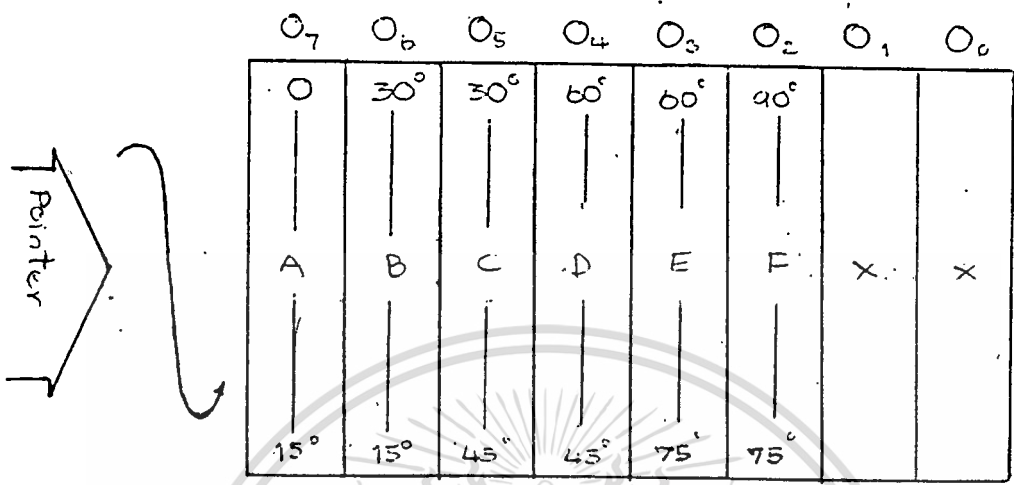


รูป 3.7 แสดงข้อมูลที่บันทึกลงใน EPROM

จากรูปสัญญาณในช่วง 0 องศา ซึ่งแบ่งออกเป็น 6 ช่วงเท่ากันโดยช่วงละ 15 องศา และบันทึกค่ามุม เหล่านี้ลงใน EPROM โดยใช้พื้นที่ความจำ 64 Bytes ต่อ 1 ความถี่

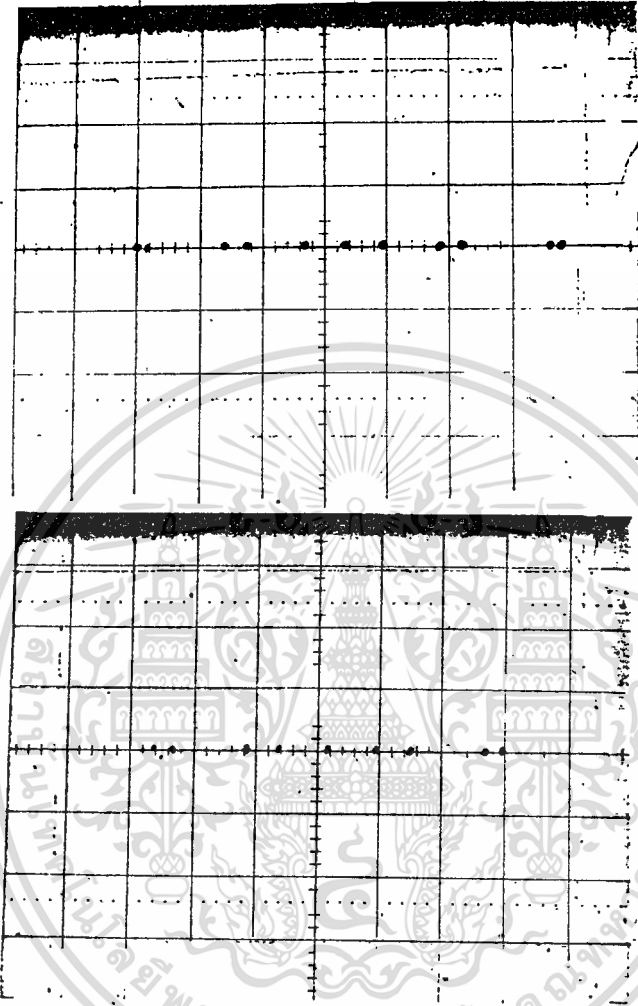
การบันทึกค่ามุม นั้นทำโดยให้ตำแหน่งของการสวิตช์ เป็น "0" ส่วนตำแหน่งที่ไม่มีการสวิตช์ให้เป็น "1" แสดงในรูปที่ 3.7 ซึ่งจะเห็นว่ามุม 0 องศา ก็เป็น "0" ด้วยเพราะตำแหน่งนี้มีการสวิตช์เช่นกัน

การเก็บค่ามุมในการสวิตช์ใช้ 1 บิตในพื้นที่ความจำ 1 ไบต์ เก็บค่ามุมในแต่ละช่วง 15 องศา ดังแสดงในรูป



รูป 3.8 แสดงการเก็บค่ามุม ลงในพื้นที่ความจำสำหรับแต่ละความถี่

การเก็บค่ามุม ในลักษณะดังรูป 3.8 นี้เมื่อใช้ พอยน์เตอร์ ชี้ตำแหน่งความจำจาก พื้นที่ที่ 1 ถึงพื้นที่ที่ 64 แล้วย้อนกลับพร้อมกันนั้นใช้ มัลติเพลกซ์ เลือกแต่ละ บิต ของ เอาท์พุท จาก EPROM ไปค้าย เราจะได้สัญญาณแสดงตำแหน่งการสวิตซ์ของรูปสัญญาณด้วย "0" ต่อเนื่องกันไป อย่างครบคาบดังแสดงดังรูป 3.9



รูป 3.9 แสดงตำแหน่งการสวิตช์

โดยวิธีการเช่นนี้ สำหรับความถี่ 1 คาใช้พื้นที่ความจำ 64 ไบท์ ซึ่งหากใช้กับ EPROM 2732 จะสามารถบันทึกตามมในการสวิตช์ได้ 64 แรบ สำหรับ 64 ความถี่ที่แตกต่างกัน

ในที่นี้ใช้สำหรับความถี่ตั้งแต่ 18.5 ถึง 50 เฮิรตซ์โดยเพิ่มทีละ 0.5 เฮิรตซ์ ตามความถี่ที่ กักของมอเตอร์เหนี่ยวนำที่ใช้

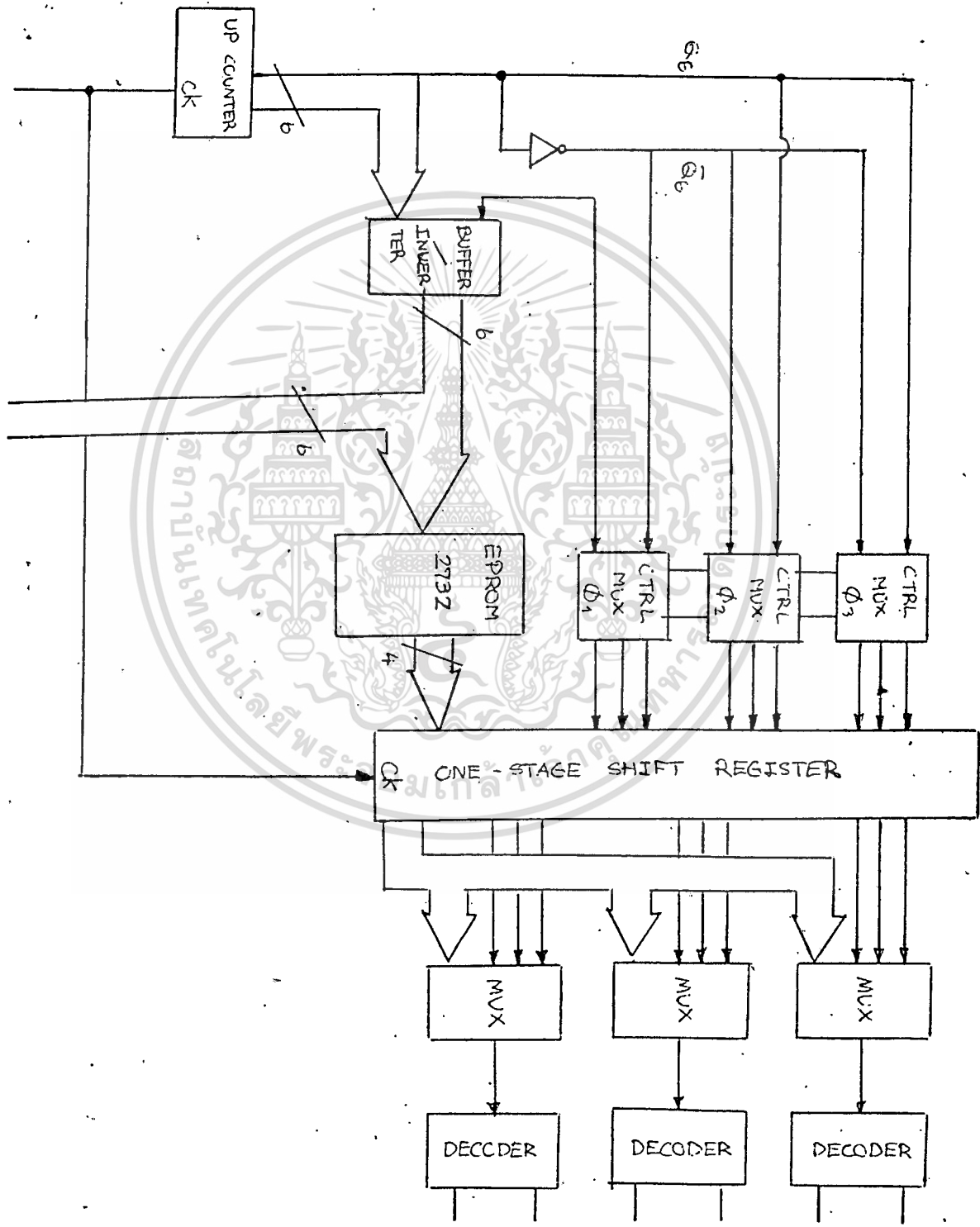
ลักษณะของมุมที่สวิตซ์ของรูปสัญญาณของความถี่ต่างๆที่เรียงกันตั้งแต่ 18.5 เฮิรตซ์จนถึง 50 เฮิรตซ์ ดังกล่าว ซึ่งใช้ในการบันทึกลงใน EPROM จะเรียงกันอย่างไม่เป็นเชิงเส้นแสดงไว้ใน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

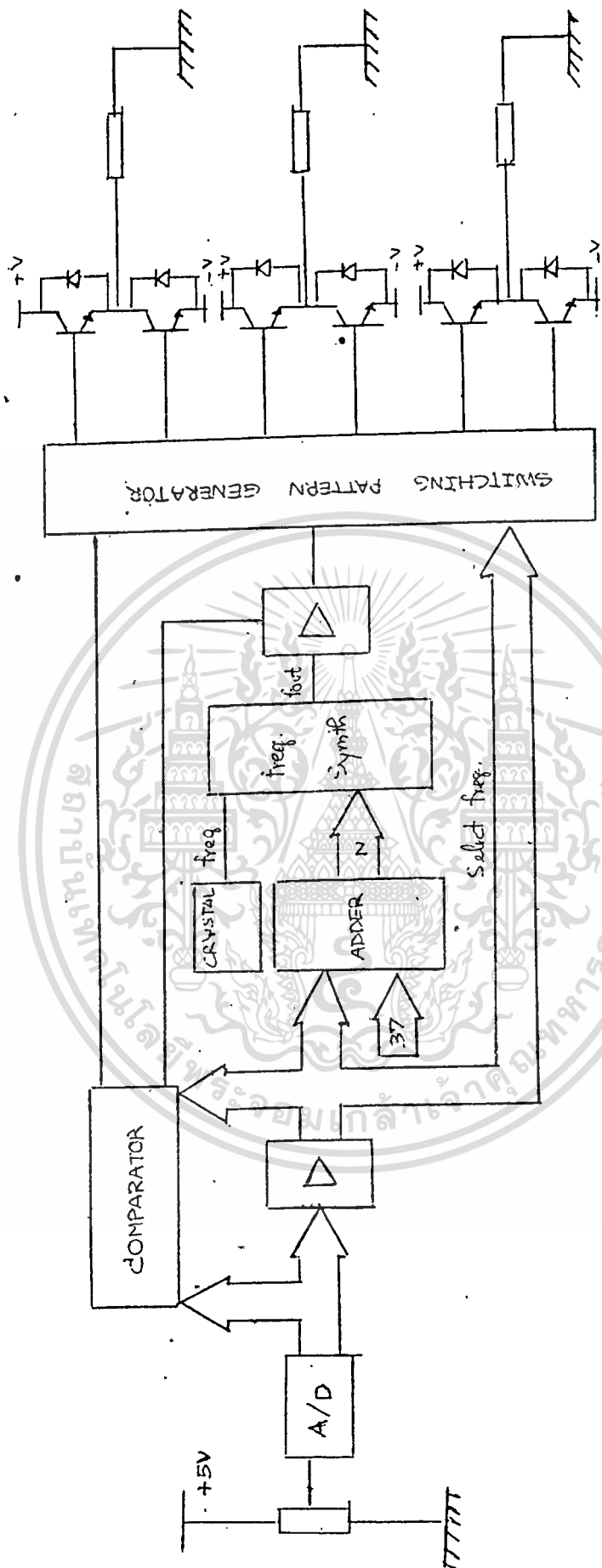
ภาคผนวกแล้ว ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ก่อนที่จะขับทรานซิสเตอร์กำลังนั้นต้องให้สัญญาณแสดงตำแหน่งของการสวิตช์ของรูปสัญญาณ
 ดังรูปที่ 3.9 ผ่าน ดีโอดเคอร์ เสียก่อนซึ่งจะใช้สัญญาณ เอาท์พุท ออกมาขับทรานซิสเตอร์กำลัง
 ทั้งตัวบนและล่าง พร้อมกับจัดช่วงเวลาทีทรานซิสเตอร์ทั้ง 2 ตัวไม่ทำงานพร้อมกัน

ในทัวในนี้ วงจรส่วนนี้เรียกว่า สวิตซ์িং แพทเทิร์น เจเนอเรเตอร์ (Switching Pattern Gener



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 รูปที่ 3.10 สวิตซ์িং แพทเทิร์น เจเนอเรเตอร์
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น ย้ำทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



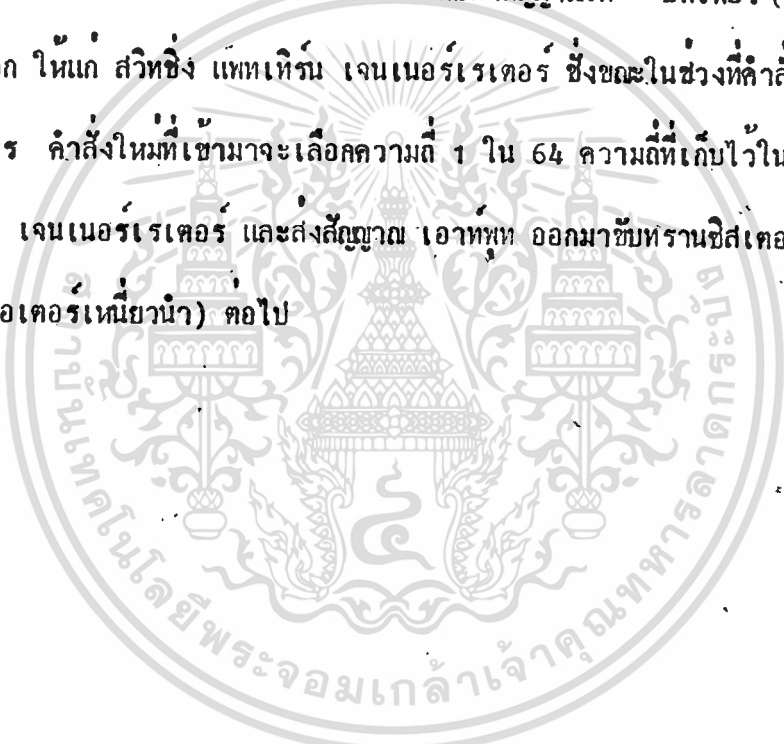
รูป 3.11. บล็อกไอคอนแอมของวงจรถัดไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับอาจารย์และบุคลากรในมหาวิทยาลัยเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บล็อกโตะแกรมของวงจ ทั้งหมดแสดงดังรูป 3.11

การทำงานของระบบ

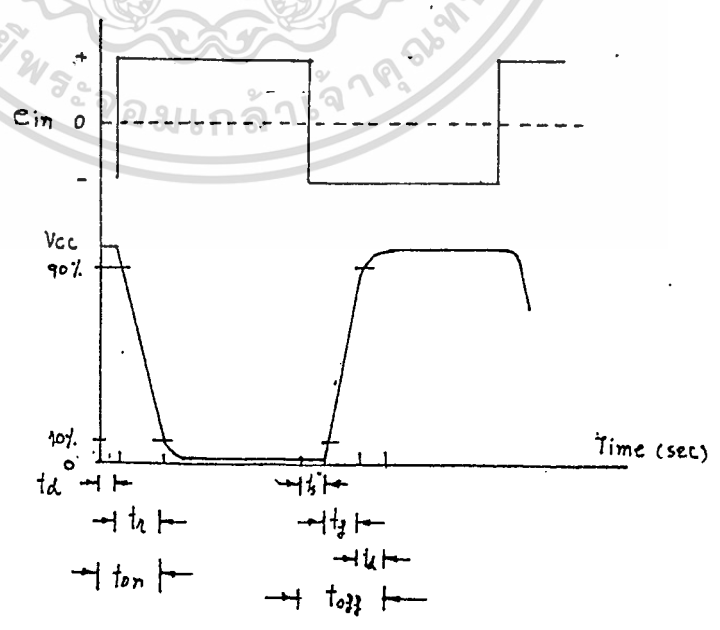
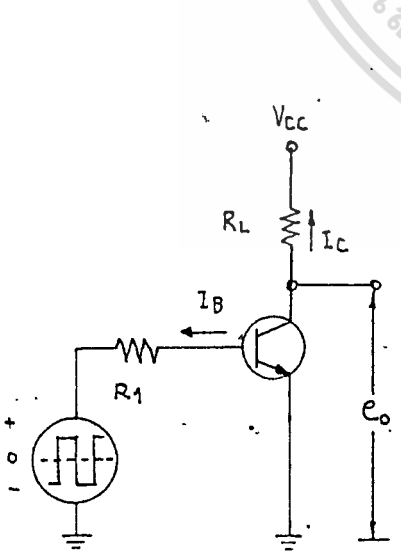
จากโวลเตจดิไวดเอร์ (Voltage Divider) เมื่อผ่าน A/D จะเป็นคำสั่งของการเลือกความถี่ ซึ่งจะมีคอมแพเรเตอร์ (Comparator) เปรียบเทียบคำสั่งเก่าและคำสั่งใหม่ ซึ่งถูกกั้นไว้ด้วย แลช (Latch) ถ้าหากคำสั่งเก่าและคำสั่งใหม่ต่างกัน คอมแพเรเตอร์จะรอจังหวะการป้อนคำสั่งใหม่เข้าไปโดยใช้สัญญาณที่ส่งออกมาจาก สวิตชิง แพทเทิร์น เจเนอเรเตอร์ แลชก็จะส่งสัญญาณออกไปให้ แลช รับคำสั่งใหม่พร้อมกับส่งสัญญาณให้ บัฟเฟอร์ (Buffer) หยุดการจ่าย คล็อก ให้แก่ สวิตชิง แพทเทิร์น เจเนอเรเตอร์ ซึ่งขณะในช่วงที่คำสั่งใหม่ที่รับเข้ามายังไม่เสถียร คำสั่งใหม่ที่เข้ามาจะเลือกความถี่ 1 ใน 64 ความถี่ที่เก็บไว้ใน EPROM ของ สวิตชิง แพทเทิร์น เจเนอเรเตอร์ และส่งสัญญาณ เอาท์พุท ออกมาขับทรานซิสเตอร์กำลังเพื่อขับ โหลด 3 เฟส (มอเตอร์เหนี่ยวนำ) ต่อไป



จุด B แสดงถึงจุดที่ทรานซิสเตอร์ทำงาน รอยต่ออิมิตเตอร์และเบสจะถูกไบอัสย้อนกลับ ดังนั้นกระแสเบสจึงเป็นศูนย์ กระแสคอลเลคเตอร์ไม่เป็นศูนย์แต่ยังมีค่าหนึ่ง ซึ่งกระแสนี้เกิดจากกระแสรั่วย้อนกลับคอลเลคเตอร์ (I_{cbo}) เพราะทรานซิสเตอร์ในวงจรอิมิตเตอร์รวมถูกขยายด้วย $(\beta+1)$ กระแสนี้มีองค์ประกอบ 2 ส่วน คือ กระแสสติกเกจซึ่งเป็นกระแสที่ขู่รอบๆและผ่านพื้นผิวบริเวณรอยต่อคอลเลคเตอร์-เบส อีกส่วนคือ กระแสอิ่มตัว (saturation component) ซึ่งเกิดมาจากผลของความร้อน

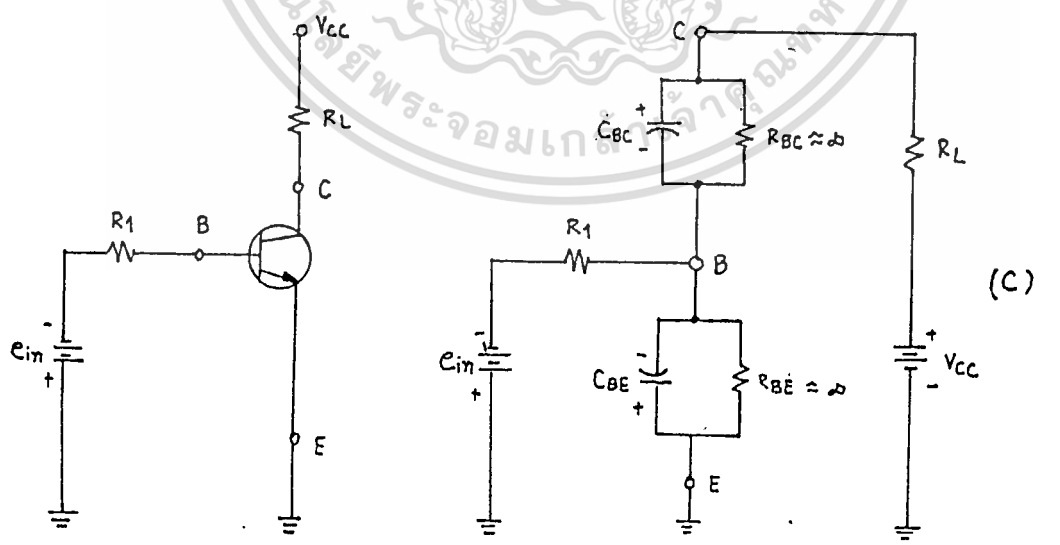
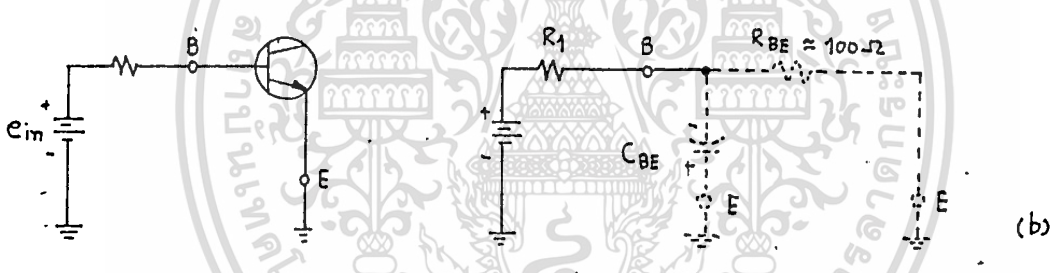
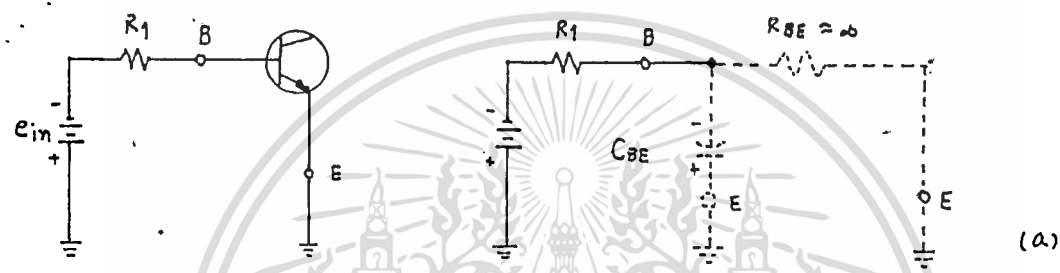
4.2 การใช้ทรานซิสเตอร์เป็นสวิตช์ (เมื่ออิมิตัว)

ตามรูปที่ 4.2 เมื่อสัญญาณพัลส์ถูกป้อนเข้ามาซึ่งตอนนี้อิมิตเตอร์-เบสถูกไบอัสตรง ทรานซิสเตอร์จะไม่ on ทันที เวลาเปิด (Turn on time) เป็นเวลาที่ใช้ไปสัมพันธ์การเปลี่ยนแปลงของความต่างศักย์คอลเลคเตอร์ถึง 90% ของ V_{cc} ที่ป้อนให้ t_{on} แบ่งเป็น 2 ส่วนคือ เวลาค้าง (delay time) กับไรส์ไทม์ (rise time, t_r) เวลาค้าง เป็นเวลาที่ต้องการสำหรับความต่างศักย์เอาท์พุทเปลี่ยน มาถึง 10% ของ V_{cc} ไรส์ไทม์เป็นเวลาที่ต้องการสำหรับความต่างศักย์เอาท์พุทเปลี่ยนจาก 10% ของ V_{cc} มาถึง 90% ของ V_{cc}



ตามรูปที่ 4.3 สำหรับเวลา $t=0$ วงจรสมมูลที่แสดงเป็นส่วนในรูปที่ 4.2 ความต่างศักย์อินพุตจะไบอัสย้อนกลับรอยต่ออิมิตเตอร์-เบส รอยต่ออิมิตเตอร์เบสจะมีความต้านทานขนาดใหญ่ขนาดกับความปาซิแตนซ์อินเด็กจากรอยต่อ ดังนั้น เมื่อความต่างศักย์ที่ถูกไบอัสย้อนกลับป้อนเข้ามา ความปาซิแตนซ์ที่รอยต่อจะประจุผ่าน R_1 จนได้ค่าเท่ากับที่ป้อนไบอัสย้อนกลับดังแสดงในรูปที่ 4.3 (a)

ที่เวลา $t=0$ สัญญาณอินพุตถูกป้อนเข้ามาดังรูปที่ 4.2 วงจรสมมูลที่แสดงดังรูปที่ 4.3 (b) ก่อนที่รอยต่ออิมิตเตอร์-เบสจะเป็นไบอัสตรง ความปาซิแตนซ์ที่รอยต่อต้อง



รูปที่ 4.3 (a) Circuit at $t=0$ Time
 (b) Circuit at $t=0$ Time
 (c) Circuit at $t=0$ Time

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ประจุจาก $-e_{in}$ ไปยังศูนย์เป็นอย่างน้อย เวลาที่ใช้ในการนี้และเวลาที่ใช้สำหรับกระแสมี-เตอร์ที่จะแพร่ผ่านเบส คือ เวลาหน่วง (delay time)

ปรากฏการณ์พื้นฐานซึ่งก่อให้เกิดเวลาหน่วง เป็นความรับผิดชอบสำหรับไรส์ไทม์ (rise time) ดังแสดงในรูป 4.2 รูปที่ 4-3 (c) แสดงวงจรสมมุติฐานสำหรับเวลา $t=0$ ในรูปที่ 4.2 ที่เวลา $t=0$ ทั้งรอยต่ออิมิตเตอร์เบสและรอยต่อคอลเลคเตอร์-เบสจะถูกไบอัสย้อนกลับ ดังนั้นคาปาซิเตอร์ที่รอยต่ออิมิตเตอร์เบส จะถูกประจุเป็น $-e_{in} V_c$ และคาปาซิเตอร์ที่รอยต่อคอลเลคเตอร์-เบสจะถูกประจุเป็นผลรวมของ e_{in} และ V_{cc} เมื่อสัญญาณอินพุตถูกป้อนให้เมื่อเวลา $t=0$ กระแสคอลเลคเตอร์ไม่สามารถไหลได้จนกระทั่งรอยต่ออิมิตเตอร์-เบสถูกไบอัสตรงกระแสคอลเลคเตอร์ไม่สามารถถึงการอิ่มตัวทันที เพราะคาปาซิเตอร์ที่รอยต่อคอลเลคเตอร์-เบสต้องถูกคายประจุ โดยการแพร่หะซามพื้นที่เบส

ตามรูปที่ 4.2 ที่เวลา $t=1$ สัญญาณอินพุตถูกเอาออก กระแสคอลเลคเตอร์จะยังคงมีค่าเท่ากันหรือใกล้เคียงกับค่าเดิมเมื่อสัญญาณอินพุตถูกป้อนให้ที่เวลา $t=1$ ในทางกลับกับความต่างศักย์เอาท์พุทจะยังคงเกือบศูนย์ เมื่อสัญญาณอินพุตถูกป้อนที่เวลา $t=1$ สมมุติว่าขนาดของกระแสเบสมีขนาดใหญ่เพียงพอที่จะทำให้อิ่มตัวได้ สำหรับทรานซิสเตอร์ในการอิ่มตัว ประจุจะไหลเข้าไปในเบสต้องมากกว่าประจุที่ไหลออกเบส ดังนั้นสำหรับทรานซิสเตอร์ที่จะอิ่มตัว กระแสคอลเลคเตอร์ต้องถูกจำกัดโดยความต้านทานภายนอก (R_L) และไม่ถูกจำกัดโดยกระแสเบส ดังนั้นเมื่อสัญญาณอินพุตถูกเอาออกมาจะมีเลคตรอนเหลือถูกเก็บอยู่ในเบส (NPN) กระแสคอลเลคเตอร์จะยังคงไหลจนกระทั่งมันเคลื่อนย้ายประจุส่วนเกินออกจากเบส เวลาที่ต้องการเพื่อทำสิ่งนี้คือเวลาสะสม (storage time, t_s) ดังแสดงในรูปที่ 4.2

หลังจากที่สัญญาณถูกเอาออก เวลาที่ต้องการสำหรับความต่างศักย์เอาท์พุทกลับไปสู่ $+V_{cc}$ เรียกว่า turn-off time เวลา turn-off ประกอบด้วย 3 ช่วงเวลาสะสม (t_s), เวลาตก (t_f), และเวลาหน่วง (t_d)

เวลาสะสมเป็นเวลาที่ต้องการเพื่อการเคลื่อนย้ายประจุส่วนเกินที่เบสในวงจรรูปที่ 4.2 ประจุส่วนเกินที่เบสถูกเคลื่อนย้ายโดยกระบวนการรวมกันใหม่ (recombination process) เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า และเนื่องจากการไบอัสย้อนกลับของความต่างศักย์อินพุท การยกการให้กระแสเบสไหลย้อนกลับ การที่กระแส

แอสแตเบิลโวลต์จะเกิดขึ้นระหว่างช่วงของเวลาที่ต้องการในการเคลื่อนย้ายประจุส่วนเกินที่เบส
 เวลาพักเป็นเวลาที่ต้องการสำหรับความต่างศักย์เอาท์พุทขึ้นจาก 10 ถึง 90% ของ
 V_{CC} ช่วงปลายของเวลาสะสมประจุส่วนเกินที่เบสถูกเคลื่อนย้ายออกและรอยต่อคอลเลคเตอร์
 เบสจะถูกไบอัสย้อนกลับ. เวลาที่ต้องการสำหรับการเคลื่อนประจุจากเบสนิยามเป็นเวลาตก
 เวลาพักเป็นเวลาที่ต้องการสำหรับคาปาซิแตนซ์ที่รอยต่อคอลเลคเตอร์-เบส
 ประจุอีกครั้งสู่ความต่างศักย์ของไบอัสย้อนกลับข้ามรอยต่อคอลเลคเตอร์-เบส เพราะฉะนั้น รูป
 เวลา on และ off ดังนี้

$$t_{on} = t_d + t_r$$

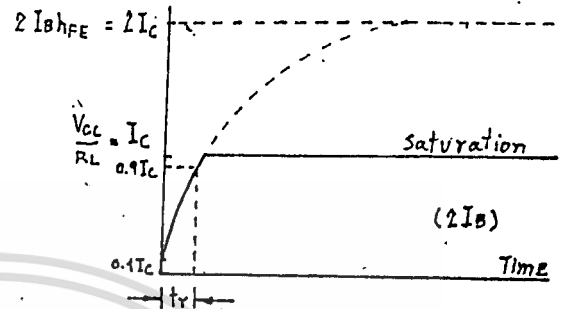
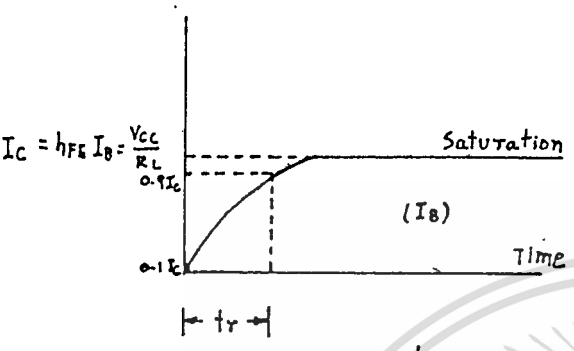
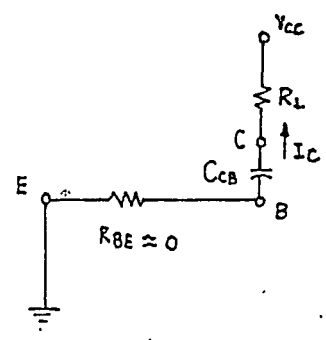
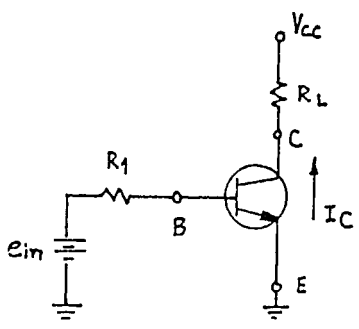
$$t_{off} = t_s + t_f + t_d$$

4.3 ความสำคัญของกระแสคอลเลคเตอร์และกระแสเบส

ในการออกแบบทรานซิสเตอร์ ควรใช้ค่า $H_{FE \min}$ เพื่อความเข้าใจในการทำงานของ
 ทรานซิสเตอร์ เมื่อสัญญาณอินพุตป้อนเข้ามาที่รอยต่ออิมิตเตอร์-เบสรอยต่อจะทำงานเหมือนกับไดโอด
 ที่ถูกไบอัสตรง ครามต้านทานจะมีค่าน้อยมาก ดังนั้นทรานซิสเตอร์สวิตซ์ แทนดังรูปที่ 4.4 (a)
 และวงจรสมมูลแสดงดังรูปที่ 4.4 (b) สำหรับกระแสคอลเลคเตอร์ขนาด 10 ถึง 90%
 ของค่าอิมิตัว มันต้องประจุคาปาซิแตนซ์ที่รอยต่อคอลเลคเตอร์-เบส ดังนั้นกระแสคอลเลคเตอร์-เบส
 จะเพิ่มดังสมการ

$$i_c = I_c (1 - e^{-t/RC})$$

กระแสเบสถูกเลือกสำหรับค่าน้อยที่สุดจำเป็นสำหรับให้แน่ใจว่ากระแสคอลเลคเตอร์อิมิตัว
 ไรส์ไทม์ อาจแทนในรูปของ R_L และ C_{CB} (ค่าเฉลี่ยของค่าคาปาซิแตนซ์ที่รอยต่อคอลเลค
 เตอร์เบส)



รูป 4.4 Relation between IC and IB

ตามรูป 4.4 (d) ถ้าตามรอยที่สัดของกระแสเบสเป็นสองเท่าไรสใหม่จะถูกทำให้ลดลง

$$\begin{aligned}
 i_c &= I_c (1 - e^{-t_r/\tau}) \\
 \frac{0.8V_{cc}}{R_L} &= 2h_{FE} I_B (1 - e^{-t_r/\tau}) \\
 \frac{0.8V_{cc}}{R_L} &= \frac{2V_{cc}}{R_L} (1 - e^{-t_r/\tau})
 \end{aligned}$$

$$e^{+tr/\tau} = 1.67$$

$$tr = \tau \frac{\log_{10} 1.67}{\log e} = \tau \frac{0.222}{0.434} = 0.511\tau$$

$$tr = 0.511\tau$$

ดังนั้น เมื่อ กระแสเบส $= 2I_{Bmin}$, $tr = 0.511\tau$

กระแสเบส $= I_{Bmin}$, $tr = 1.61\tau$

$$tr = \frac{0.511\tau}{1.61\tau} = 0.318 \approx \frac{1}{3}$$

ดังนั้น เมื่อกระแสเบสเป็น 2 เท่า ไรต์ไทม์ จะลดลงโดยประมาณ 1 ใน 3 ของค่า

เดิม ตามรูป 4.4 (๑) ถ้าค่าน้อยที่สุดของกระแสเบสเป็น 3 เท่า ไรต์ไทม์ก็จะลดลงไปอีก

$$\frac{0.8V}{R_L} = 3h_{FE} I_B (1 - e^{-tr/\tau})$$

$$\frac{0.8V}{R_L} = 3V_{cc} (1 - e^{-tr/\tau})$$

$$tr = 0.309\tau$$

ดังนั้น เมื่อ กระแสเบส $= 3I_{Bmin}$, $tr = 0.309$

กระแสเบส $= I_{Bmin}$, $tr = 1.61\tau$

$$tr = \frac{0.309\tau}{1.61\tau} = 0.192 \approx \frac{1}{5}$$

4.4 สปีด-อัพ คาปาซิเตอร์ (Speed-up Capacitor)

เพื่อที่จะลดไรต์ไทม์ และทำให้ทรานซิสเตอร์เปิด (turn-on) รวดเร็ว มีจำเป็นที่จะ

ต้องทำให้เบสอิมิตัวควบประจุอย่างรวดเร็ว เมื่อสัญญาณพุทถูกป้อนเข้าไปตอนแรก หลังจากการอิมิตัว

ตัวกระแสเบสควรลดลงถึงค่าต่ำที่สุดซึ่งเป็นการแน่ใจว่าอิมิตัวตามรูปที่ 4.5 กระแสประจุคาปาซิเตอร์

อาจถูกใช้ในสถานะแหล่งจ่ายกระแสเสริม จึงจำเป็นที่ต้องลดไรต์ไทม์ ถ้ามีคาปาซิเตอร์ C

ต่อคร่อมความต้านทาน R_1 เมื่อสัญญาณถูกป้อนเข้ามา กระแสประจุหยุดไหลเมื่อคาปาซิเตอร์ประจุ

ถึงค่าความต้านงอิมิตัวพุทที่ป้อนเข้าไปกระแสที่ประจุคาปาซิเตอร์นี้เป็นองค์ประกอบของกระแสเบส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

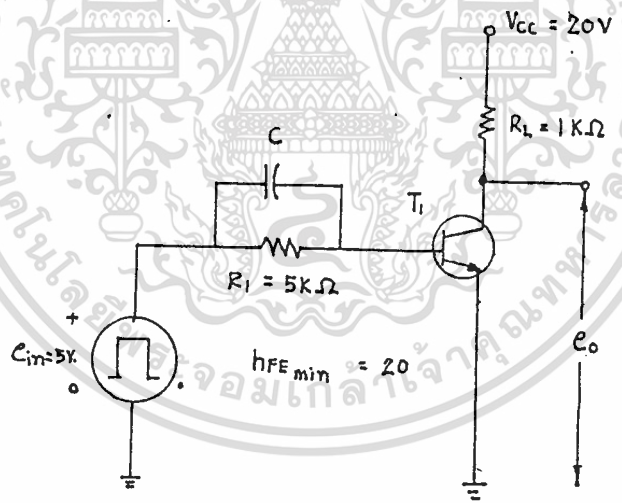
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาณอินพุตที่ป้อนเข้าไปทันทีมันก่อให้เกิดกระแสเบสซึ่งประกอบด้วย 2 ส่วนคือ

1. กระแสประจุคาปาซิเตอร์
2. กระแสเบสปกติซึ่งถูกกำหนดโดยแอมป์จุกของสัญญาณอินพุตและค่า R_1

จากวงจรแสดงดังรูปที่ 4.5 แต่ละองค์ประกอบที่มีผลกับกระแสเบสจะถูกแสดงแยกกันดัง

รูปที่ 4.6 (a) และ (b) รูป 4.6 (a) แสดงองค์ประกอบของคาปาซิเตอร์ประจุของกระแสเบส และวงจรเป็นเสมือน ดิฟเฟอเรนทิเอเตอร์(differentiator) สมมุติว่า ความต้านทานของรอยต่ออิมิตเตอร์เบสคงที่ เมื่อป้อนสัญญาณอินพุตที่ $t=0$ ความต่างศักย์อินพุตทั้งหมดจะปรากฏที่รอยต่ออิมิตเตอร์-เบส ดังแสดงด้วยรูปคลื่นของความต่างศักย์ เมื่อเวลาผ่านไป คาปาซิเตอร์จะประจุสู่ความต่างศักย์อินพุตที่ป้อนเข้าไป กระแสประจุคาปาซิเตอร์คือกระแสเบสของทรานซิสเตอร์ ทันทีที่คาปาซิเตอร์ประจุถึงความต่างศักย์อินพุต กระแสประจุจะลดลงเป็นศูนย์ ดังแสดงในรูปที่ 4.6 (a)

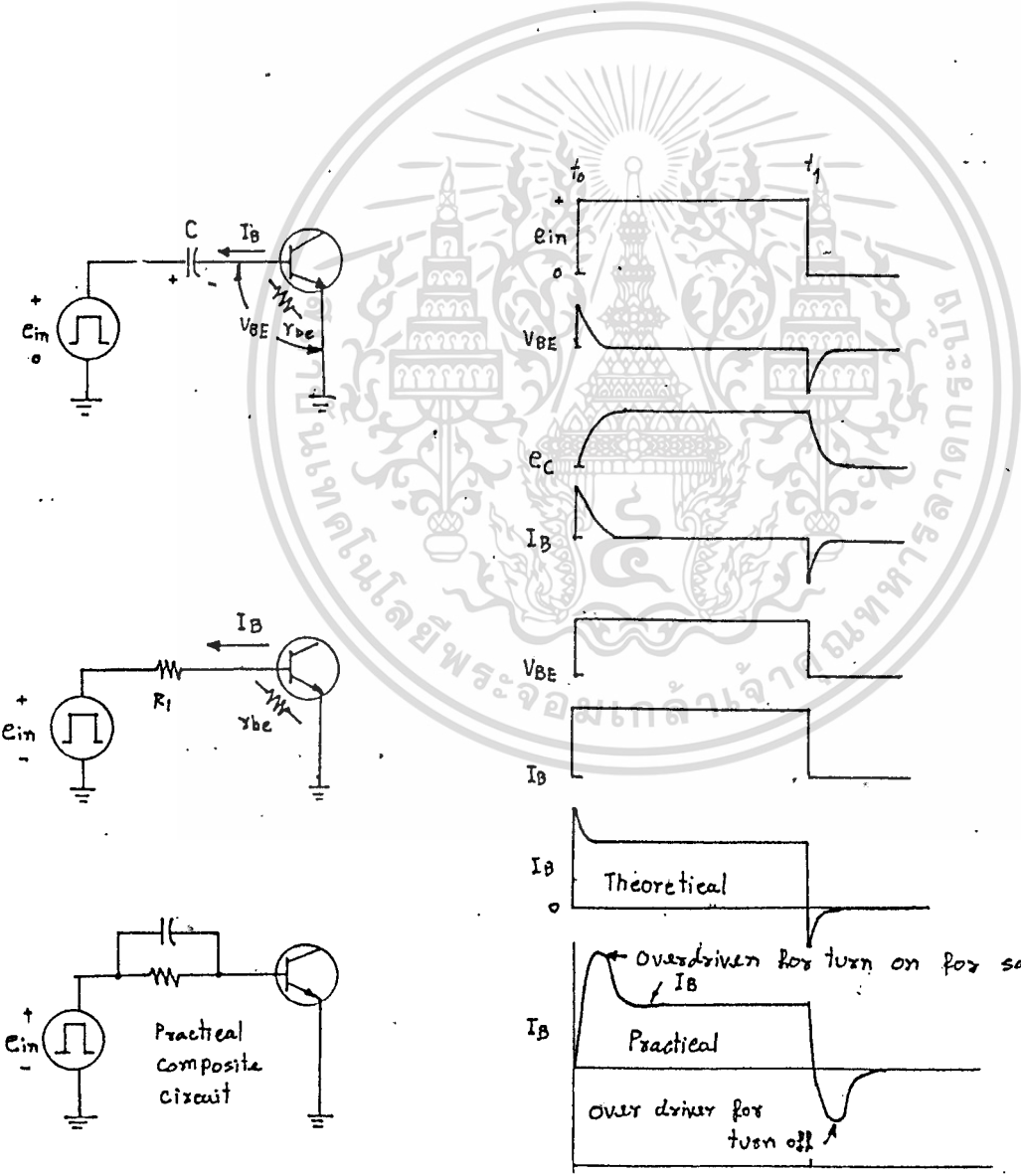


รูปที่ 4.5 ทรานซิสเตอร์สวิตช์ที่มีสปีด-อัท คาปาซิเตอร์

เมื่อสัญญาณอินพุตถูกเคลื่อนย้ายออกที่เวลา $t=1$ คาปาซิเตอร์จะทำงานเหมือนเป็นแหล่งจ่ายความต่างศักย์มีขั้วไบอัสย้อนกลับ รอยต่ออิมิตเตอร์เบส การไบอัสย้อนกลับนี้ช่วยคลอริสโธมเมื่อ คาปาซิเตอร์ ประจุ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 รูปที่ 4.6 (b) แสดงในส่วนผลของ R_1 ในรูป 4.6 (c) แสดงวงจรรวม
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้
 จะใช้กระแสเบสทั้งทางทฤษฎีและทางปฏิบัติดังรูป การคำนวณค่า C มีวิธีดังนี้

$I = \frac{Q}{t}$ และ $Q = CE$
 ดังนั้น $I = \frac{CE}{t}$ แล้ว $C = \frac{It}{E}$
 $Q =$ ปริมาณประจุ (C)
 $I =$ กระแสเบส (required overdriver base current, A)
 $t =$ ไรส์ไทม์ (rise time, sec)
 $E =$ แอมพลิจูดของสัญญาณอินพุต (V.)
 $C =$ คาปาซิแตนซ์ (F)



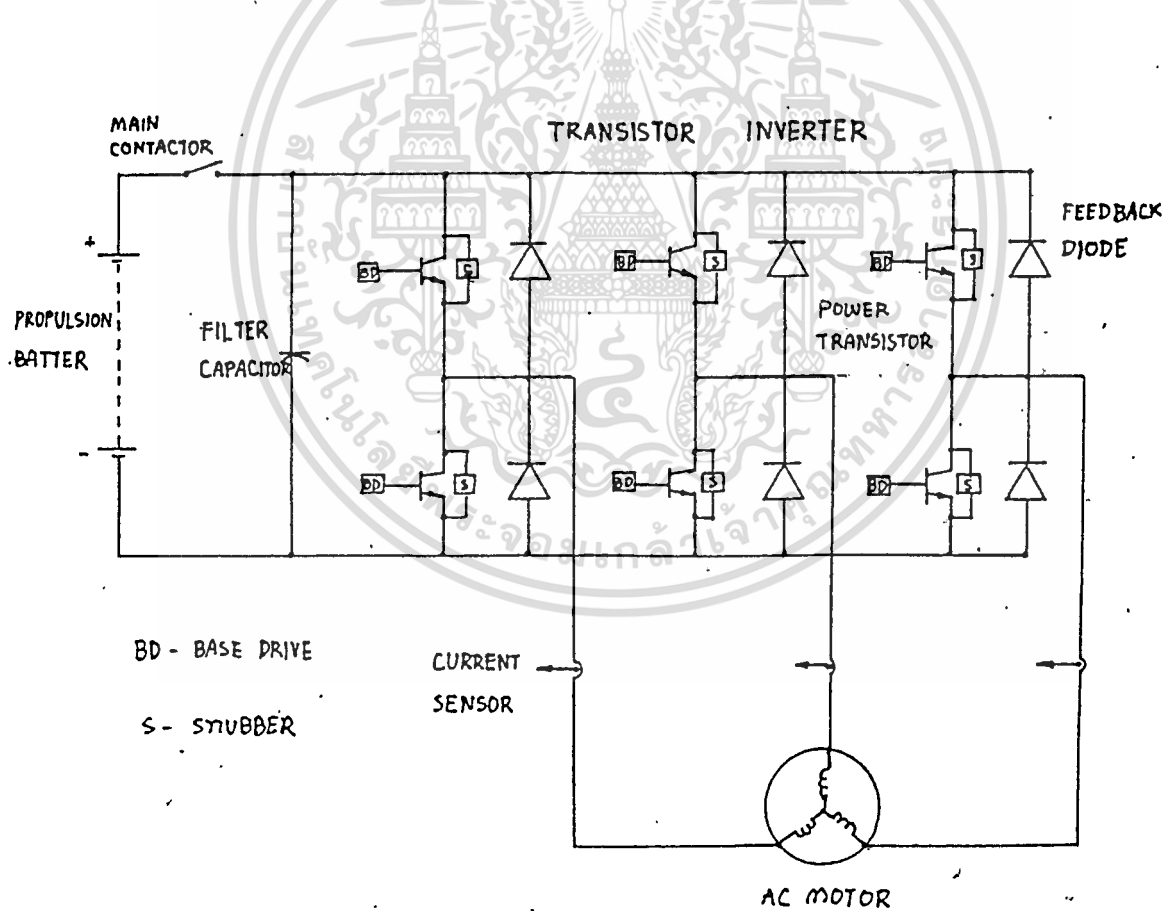
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่จัดทำไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 รูปที่ 4.6 องค์ประกอบพื้นฐานทางสอง component ของกระแสเบส
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอย่างปึงถึงใจของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.5 วงจรกำลังของพัลส์ขับเคลื่อนอินเวอร์เตอร์

อินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายความต่ากึ่งถูกป้อนมาจากแหล่งความต่ากึ่งตรงในทางอุดมคติจะเป็นแหล่งจ่ายที่มีอิมพีแดนซ์ภายในเป็นศูนย์ ซึ่งจะจ่ายกระแสใดไม่จำกัดอินเวอร์เตอร์ที่ถูกรับไปใช้ในการควบคุมความเร็วของอินคักชั่นมอเตอร์ ข้อดีของแหล่งจ่ายแบบนี้คือสามารถจับกลุ่มของมอเตอร์ในลักษณะเดียวกันที่ถูกรับต่อขนาน

4.5.1 วงจรกำลัง

รูป 4.7 แสดงวงจรกำลังอินเวอร์เตอร์สามเฟส ซึ่งเป็นสามเฟสบริคค์ต่อกับฟีดแบ็คไดโอด และใช้ 6 เพาเวอร์โมดูล ในแต่ละ เพาเวอร์โมดูลประกอบด้วย เพาเวอร์คาร์ลิงตันทรานซิสเตอร์ (Power Darlington Transistor) และ ฟาสต์รีโคเวอรี่ไดโอด



รูป 4.7 วงจรกำลังของอินเวอร์เตอร์สามเฟส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คิซฟิลเตอร์(DC Filter)คาปาซิเตอร์จะต่อคร่อมอินพุตตรงกับอินเวอร์เตอร์และรักษา

ความต่างศักย์อินพุต และจุดเส้นทางที่มีอิมพีแดนซ์ต่ำสำหรับกระแสที่มีความถี่สูง ซึ่งกำเนิดมาจากอินเวอร์เตอร์ ซึ่งในแต่ละเฟสเพาเวอร์โมดูล จะถูกขับเคลื่อนด้วยจรับเบสที่

แยกกัน วงจร snubber (Snubber) จะต่อคร่อมแต่ละเฟสเพาเวอร์โมดูล เพื่อ รักษาการสวิตช์

ให้อยู่ภายในขีดจำกัดของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

4.5.2 การออกแบบอินเวอร์เตอร์

ในขั้วนี้จะกล่าวถึงการออกแบบอินเวอร์เตอร์โดยจะพิจารณาในส่วนแต่ละส่วนซึ่งจะไ้แสดง

ผลการทดลองและวงจรถูกใช้งานจริงกำกับไปด้วย

4.5.2.1 ไดโอดเรกติไฟเออร์

จะเป็นตัวจ่ายความต่างศักย์ตรงให้กับซิดอินเวอร์เตอร์ โดยมีแหล่งจ่ายไฟ

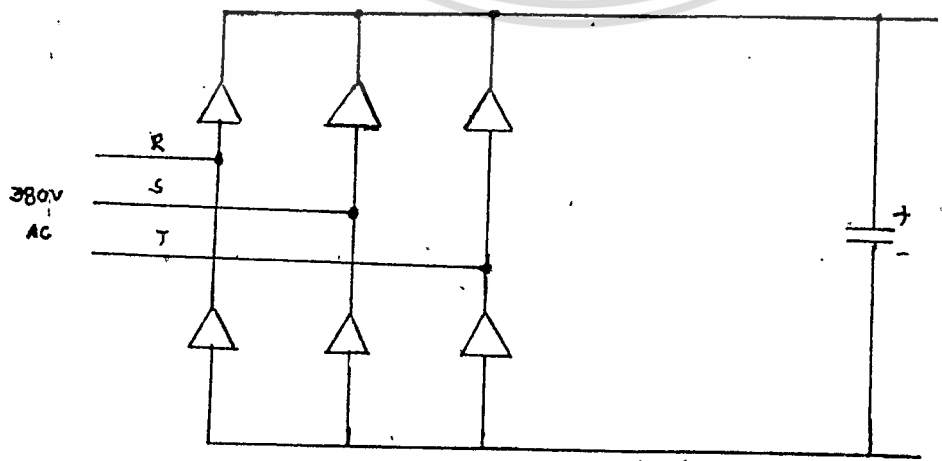
สลับสามเฟสป้อนเข้ามา เอาท์พุทจากเรกติไฟเออร์ยังคงมีรูปเปลือย จึงจำเป็นต้องมีคาปาซิเตอร์ต่อ

คร่อมเพื่อทำให้ความต่างศักย์ตรงรูปเปลือยค่า ขนาดกำลังของ ไดโอดขึ้นกับความสามารถของอินเวอร์

เตอร์ที่จะจ่ายให้กับมอเตอร์ ถ้ามอเตอร์ต้องการกระแสสูงขนาดของไดโอด ก็ต้องสูงตาม โดย

ให้มีขนาดสูงกว่ากระแสของมอเตอร์ประมาณ 20 และความต่างศักย์ต้องทนได้สูงกว่า 2 เท่าของแหล่ง

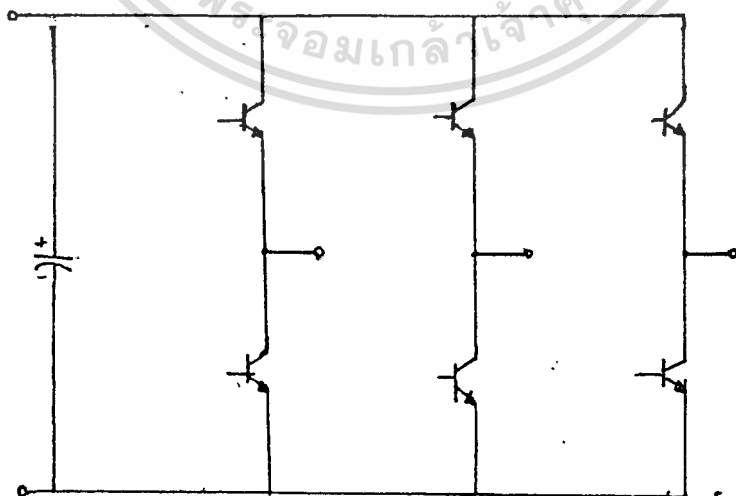
จ่ายกระแสสลับ ส่วนขนาดของคาปาซิเตอร์ขึ้นกับความถี่ของกระแสสลับที่ไหลผ่าน ยิ่งความถี่ยิ่งต่ำ



4.5.2.2 ทรานซิสเตอร์อินเวอร์เตอร์

การใช้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ทั้งซ็อกเก็ตและซอเสียบ การทำงานของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในแบบสวิตช์ซึ่งในย่านตัดออฟและอิมิตัว ทรานซิสเตอร์สามารถทำให้เปิดหรือปิดด้วยการควบคุมกระแสเบส ซึ่งง่ายกว่าที่จะควบคุมไทรสเตอร์ ในขณะที่ไทรสเตอร์ต้องการวงจรคอมมิวเตชันขนาดใหญ่ซึ่งประกอบด้วยโช๊ค (CHOKES) และเพาเวอร์คาปาซิเตอร์จะเห็นว่าทรานซิสเตอร์มีข้อได้เปรียบในจุดนี้ และทรานซิสเตอร์ให้ความเชื่อถือได้สูงกว่าอันเนื่องมาจากอุปกรณ์ที่น้อยกว่าและสามารถทำงานในความถี่สูงได้

ข้อเสียอันหนึ่งของทรานซิสเตอร์ คือมีอัตรากระแสเกินต่ำ (VERY LOW OVER CURRENT RATING) การใช้พิสัยกับอุปกรณ์ที่ยากมาก ซึ่งสอดคล้องกับความจริงที่ว่า กำลังสะสม (POWER STORAGE) ควรทำงานอย่างปลอดภัยภายใต้สภาวะล้มเหลว (FAULT CONDITION) ซึ่งเป็นการเพิ่มความถี่ที่จะต้องมีการป้องกันเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์อย่างเพียงพอ ขณะที่อัตราการเพิ่มขึ้นกับเวลาของขั้วของโพล และคอนซังซาสำหรับ โหลดฟอลท์ (LOAD FAULTS) และเป็นสิ่งที่จะต้องสร้างระบบป้องกันในส่วนนี้



รูป 4.9 ทรานซิสเตอร์อินเวอร์เตอร์ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การผิดพลาดภายใน (internal faults) ซึ่งบางทีก่อให้เกิดการนำกระแสของอุปกรณ์ 2 ตัวในขาเดียวกัน จะทำให้เกิดกระแสที่สูงและสภาพ dI/dt นั้นก็เป็นการยากที่จะควบคุม สิ่งเหล่านี้เป็นเหตุจากที่สัญญาณรบกวน มีผลกระทบต่อวงจร หรือการล้มเหลวของอุปกรณ์ทั้งตัวนำและอุปกรณ์ควบคุมข้างเคียง การป้องกันของอุปกรณ์กำลังภายในที่สภาพเหล่านี้เป็นสิ่งสำคัญเพื่อที่จะลดการเสียหาย

4.5.2.3 วงจรขับ

วงจรขับเป็นสิ่งที่สำคัญอย่างมากในการใช้ทรานซิสเตอร์เป็นสวิตช์ วิธีการขับของวงจรเบสมีหลายวิธี ส่วนใหญ่มีวัตถุประสงค์ที่จะลดเวลาในการสวิตช์ เพื่อที่จะลดกำลังสูญเสียในการสวิตช์ และเพิ่มความถี่ในการทำงานให้สูงขึ้น คุณสมบัติของการขับนำเบสที่มีลักษณะดังนี้ คือ

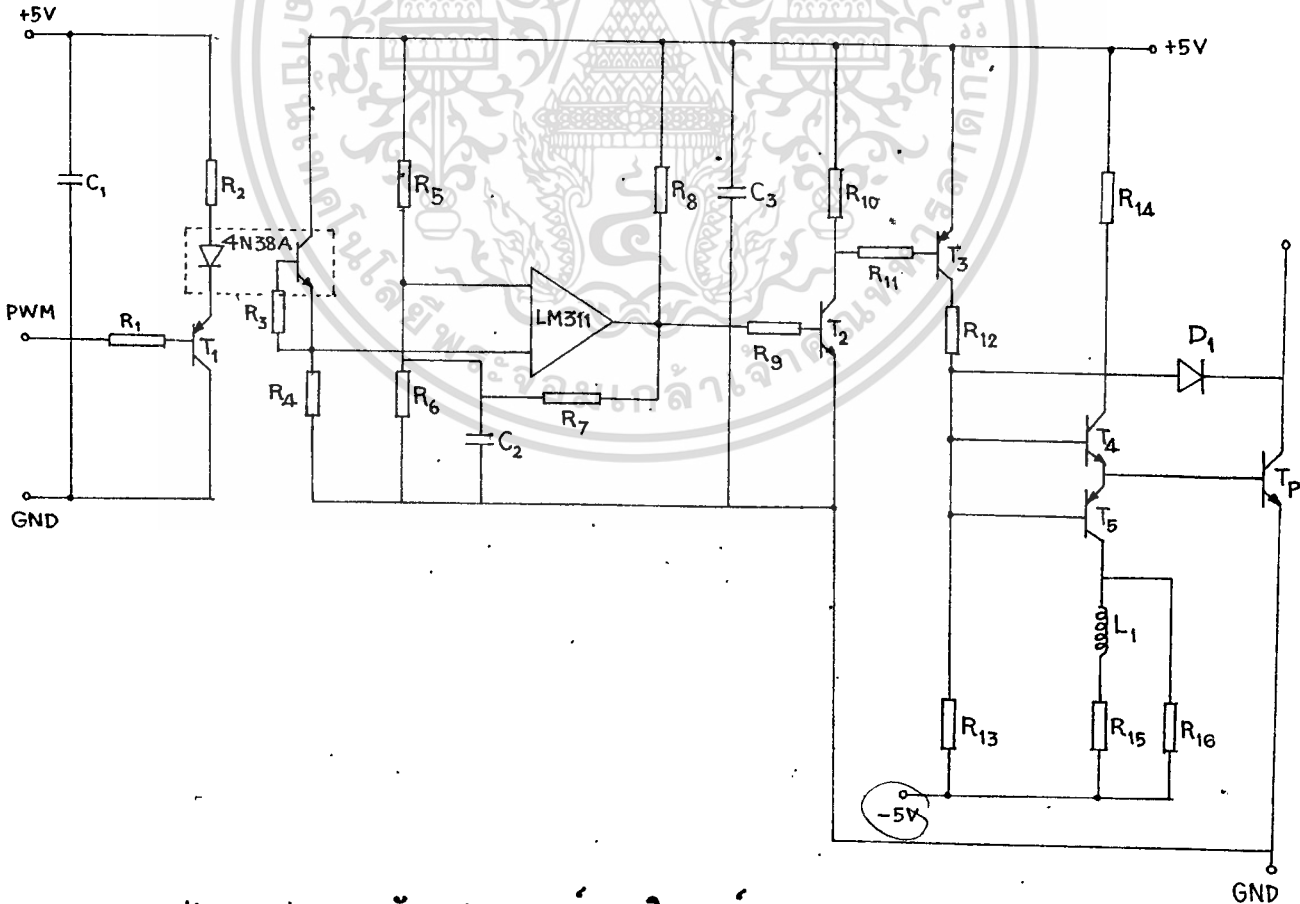
1. ในตอนเริ่มต้น ค่า dI_B/dt มีค่าสูงที่สุด และกระแสที่ค (Peak current) ควรสูงกว่า จากปกติ 2-3 เท่า เพื่อลด t_{on}
2. ควรให้กระแสเบสต่อที่ทรานซิสเตอร์อิมิตเตอร์ ไม่ควรมากเพราะจะเป็นการเพิ่ม t_{off} อันเนื่องมาจาก เวลาสะสม (Storage time) ซึ่งเป็นเวลาที่ใช้ในการใช้ในการให้พาหะรอง (minor carriers) ส่วนเกินออกจากเบส
3. การให้ทรานซิสเตอร์หยุดนำกระแส ควรให้ dI_B/dt สูง แต่ไม่ควรเกิน และอาจทำให้เกิดการเบรคความถี่ที่สอง (Secondary breakdown) การดึงกระแสออกจากเบสเป็นการลด T_{off} ของทรานซิสเตอร์
4. ในช่วงสถานะปิด ควรไบอัสขั้วอิมิตเตอร์รอยต่อเบส-อิมิตเตอร์ เพื่อป้องกันกากระทำกระแส เนื่องจากสัญญาณรบกวน และการเปลี่ยนแปลงแรงดัน dV_{CE}/dt ที่มีค่าสูง
5. วงจรขับควรมีประสิทธิภาพสูง แรงดันในวงจรไม่ควรสูง และไม่ควรมีกระแสไหลในวงจรเบสมากเมื่อทรานซิสเตอร์อยู่ในสถานะปิด

6. วงจรควมรกายและมีความเชื่อถือสูง ถ้าสามารถให้ได้ (compatible) กับ TTL

จะทำให้การควบคุมมากขึ้น ควรมีการแยกกันทางไฟฟ้าระหว่างวงจรถ้าถึงวงจรควบคุมโดยใช้
ทูลส์ทรานส์ฟอร์มเมอร์ (Pulse transformer) หรือถ้าในระดั้วางจรขั้วกับสัญญาณควบคุมมีกำลัง
ต่ำใช้ฮ็อฟไดคัพเปิล (Opto Coupler) ก็ได้

เนื่องจากวงจรถับเบสมีหลายแบบ ในโครงการนี้จึงได้เลือกทดลองเพียงแบบเดียวคือ
แบบใช้ฮ็อฟไดคัพ (Opto) เป็นตัวแยกกราวด์ ระหว่างวงจรถาเวอร์กับวงจรวลีเลคทรอนิกส์และใช้
วงจรรูช-พูล (Push-Pull) ช่วยใช้การดึงกระแสเบส เพื่อลด เวลาออฟ (turn-off time)
ของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ รวมทั้งไดคัพป้องกันกำรอิมิตัวให้อยู่ในช่วง เคชชี แซทเทอเรท (Quasi-
Saturated)

ดังมีรายละเอียดวงจรตามรูป



รูป 4.10 แสดงวงจรถับเบสเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไปว่ากรณี่ใดงทั้งสี่บ ลึกทั้งห้าวงมิให้ดัดแปลงเบื้อหา และต้องอ้างถึงถึงเจ้าของเอกสารททุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากวงจรอธิบายการทำงานได้ดังนี้ เมื่อมีสัญญาณ PWM เข้ามา จะผ่าน OPTO 4N 38A

เป็นตัวแยกกราวด์ระหว่างวงจรรีเลย์ทรอนิกส์กับวงจรเพาเวอร์ สัญญาณที่ออกจากออปโตจะผ่านวง

จร Hysteresis LM 311 เพื่อเปรียบเทียบสัญญาณจาก ออปโต กับไฟ ทีซี และเพื่อจก

รูปสัญญาณที่ได้ให้ส่วยขึ้น สัญญาณจาก LM311 จะมีลักษณะเหมือนสัญญาณเข้ามา และจะผ่าน

ทรานซิสเตอร์ T_2 ซึ่งจะนำสัญญาณจากขา C ของทรานซิสเตอร์ มาผ่านวงจร พุช-พูล โดย

ทรานซิสเตอร์ TIP I22 และ TIP I27 เพื่อช่วยในการสวิตซ์ทรานซิสเตอร์ให้ดีขึ้น

วงจรดังรูปมีข้อดีหลายประการคือ มีวงจรป้องกันอยู่ในตัวซึ่งเป็นที่ต้องการของวงจรเบสโดยทั่ว

ไป ถึงแม้มีรายละเอียดดังนี้

ก. เคาซีแซททูเรท (Quasi Saturation)

จากทรานซิสเตอร์ T_4, T_5 และ ไดโอด D_1 เพื่อพิจารณาพร้อมกับเพาเวอร์ทรานซิส

เตอร์ T_p จะได้ V_{CE} (ของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์) $= V_{BE} + V_{BE(TIP122)} - V_{D_1}$

$$\therefore V_{ce} \approx V_{BE}$$

จะทำให้เวลาของการลดลงของกระแส เนื่องจากมี เวลาสะสมลดลง และทำให้ทรานซิสเตอร์ สวิตซ์ได้เร็วขึ้น

ข. การป้องกันโดยอินดักแทนท์ L_1

เมื่อเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ หยุดนำกระแส จะทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงกระแสในขาคอลเลคเตอร์

ของ T_5 และอินดักแทนท์ L_1 จะทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงของกระแสเป็นไปได้อย่างช้าและมีผล

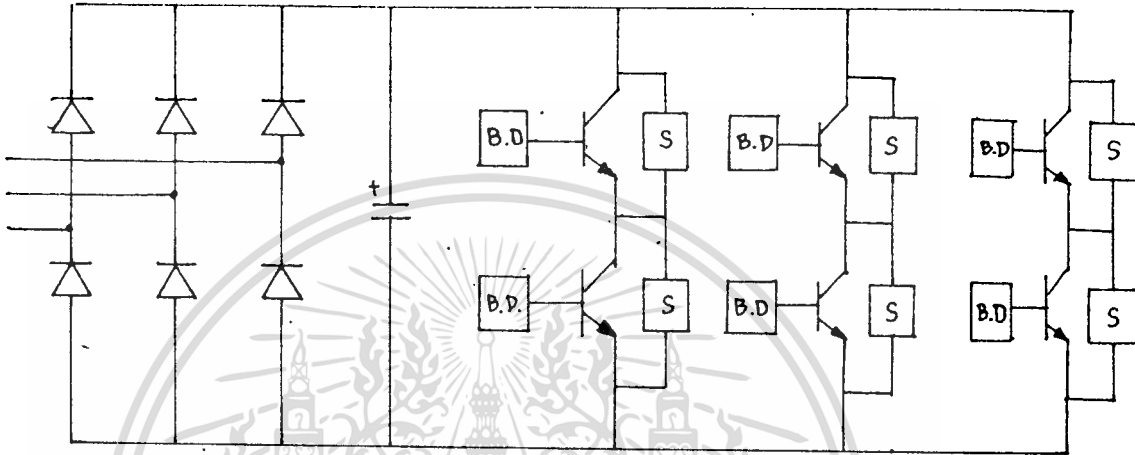
ทำให้ การเปลี่ยนแปลงของกระแสเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ คือ dI/dt ลดลง

บทที่ 5

ผลการทดลอง

ตอนที่ 1 วิธีการทดลอง

1. ทอวงจรเพาเวอร์ตามรูป

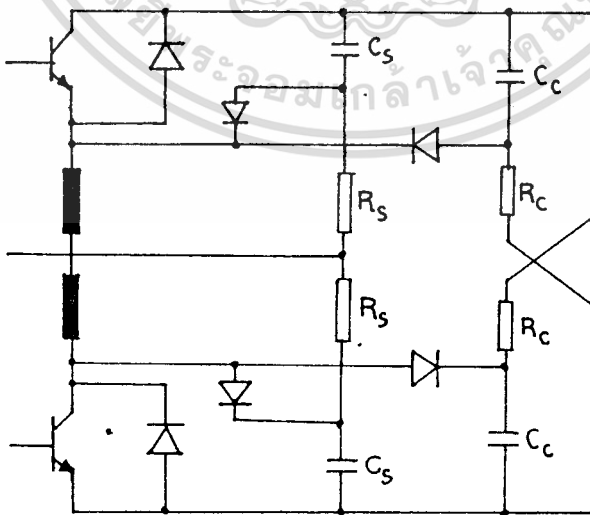


S = Snubber

B.D = Base Drive Circuit

2. ทอชุดสร้างสัญญาณตัวขับเคลื่อนเข้ากับชุดขับเพาเวอร์สามเฟสเทอร์ทิง 6 ชุด

และทอวงจร snubber ตามรูป



R_s : R- Snubber

C_s : C- Snubber

R_c : R- Clamp

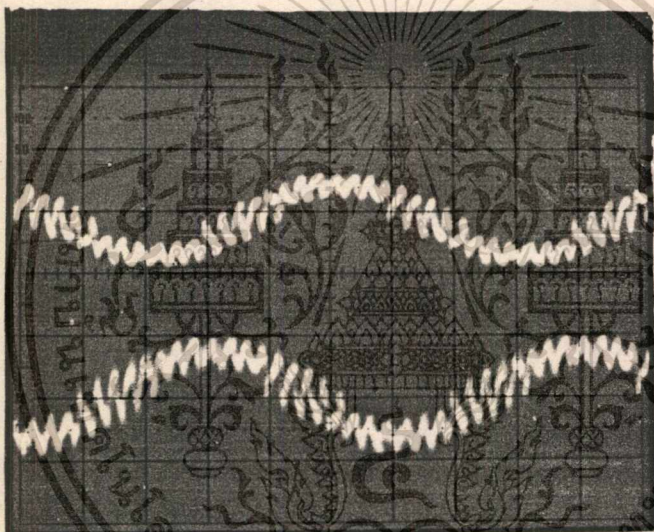
C_c : C- Clamp

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

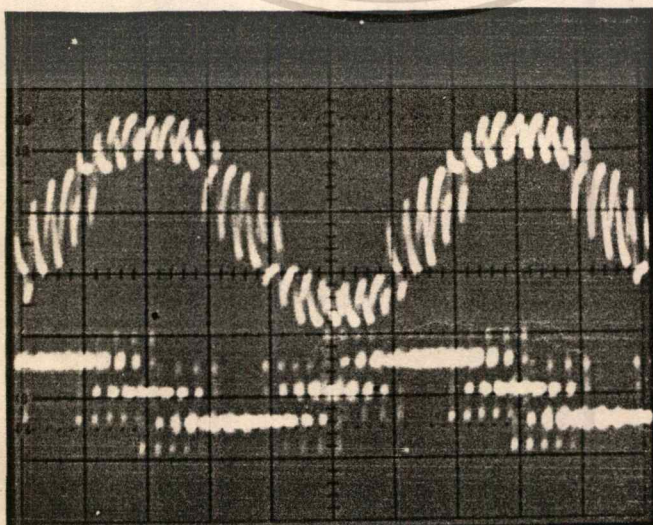
3. เปิดซีทหลายของชุดซัพทั้ง 6 ชุด
4. เปิดซีทหลายของชุดสร้างสัญญาณขั้วทรานซิสเตอร์
5. ตรวจสอบว่าสัญญาณมายังขาเบสของทรานซิสเตอร์ทั้ง 6 ตัวถูกหรือไม่
6. เปิดซีทหลายของชุดกำลังไคยค่อยๆเพิ่มโวลเตจขึ้น
7. จับสัญญาณของกระแสและโวลเตจของโหลดยังจุดต่างๆ เช่น เฟสโวลเตจ, โล้นโวลเตจ, กระแสโหล่น เป็นต้น

ผลการทดลอง

1. รูปแสดงกระแสเปรียบเทียบระหว่างกระแสโหล่นเฟสเอกับกระแสโหล่นเฟสบี



2. รูปแสดงกระแสและโวลเตจของเฟสเอ

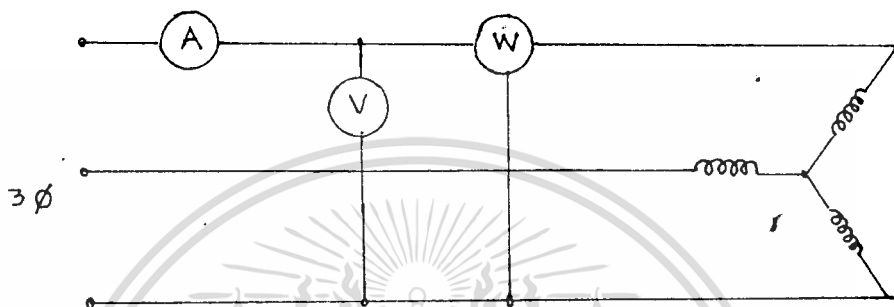


เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนลิขสิทธิ์สำหรับบุคลากรใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตอนที่ 2 การทดสอบมอเตอร์

การทดสอบที่สภาวะไร้อโหลด

1. ทดลองจรรยาของมอเตอร์แบบสตาร์
2. ทดลองหลายให้กับมอเตอร์โดยใช้วาริแอด 3 เฟส
3. ทดลองวัตต์มิเตอร์, วัตต์มิเตอร์และแอมมิเตอร์ตั้งรูป



4. ทำการทดสอบโดยไม่ใส่โหลด ค่อยๆเพิ่มโวลเตจและวัตต์ค่าต่างๆจนกระทั่งถึงโวลเตจหัดัก
5. ทำการคำนวณจรรยาสมมูลของมอเตอร์

การทดสอบโดยการลัดโรเตอร์

1. ทำการลัดโรเตอร์ให้อยู่กับที่
2. ทดลองจรรยาของมอเตอร์แบบสตาร์และต่อวัตต์มิเตอร์, แอมมิเตอร์และวัตต์มิเตอร์
3. ค่อยๆเพิ่มโวลเตจ แล้วอ่านค่ากระแส, โวลเตจและกำลังไฟฟ้า จนกระทั่งถึงค่ากระแสหัดักให้หยุด
4. ทำการคำนวณจรรยาสมมูลของมอเตอร์

ผลการทดลอง ตอนที่ 2

โวลเตจ	กระแส	กำลัง	ความเร็ว
380	1.55	140	1499
350	1.21	90	1499
300	0.90	60	1499
250	0.75	40	1499
200	0.60	30	1499
150	0.50	10	1497
125	0.40	10	1496
100	0.30	10	1493
80	0.25	8	1490
60	0.20	4	1483

ตารางที่ 1 การทดสอบที่ไรโซลค

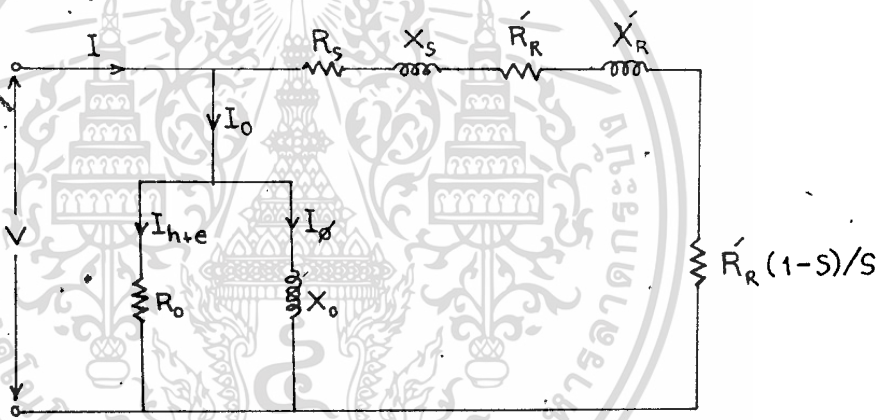
โวลเตจ	กระแส	กำลัง
30	0.6	10
50	0.9	40
80	1.5	130
90	1.7	160
100	1.8	202
106	2.0	230

ตารางที่ 2 การทดสอบโดยการลัดโรเตอร์

บทวิจารณ์เลขสรุป

จากโครงการที่ไต่เข้าไป จะพบว่า

1. วงจรสับเบอที่เรทคลองจะเห็นว่าสามารถลคสไปค้(การเพิ่มอย่างรวดเร็วจนควสูงเกิน) ของโวลเตจไค้ที่ ที่ทำโดยกาปรับค่าคาปาซิเตอร์ของวงจรสับเบอเองและของวงจร แคลมป์ และค่าความต้านทาน
2. การการใช้ทฤษฎีการก่าจัคฮาร์โมนิคส์จะพบว่าสไปค้ของกระแสจะไม่ค่อยมีขึ้น
3. จากกาทคลองเมื่อลองขับมอเตอร้งริงหลังจากรับสับเบอไร้ค้แล้ว การสไปค้ของโวลเตจ จะไม่มี โดยจะถูกอินค้คแทนซ์ในมอเตอร้งรอนหมค
4. จากกาทคลองทคสอบมอเตอร้ง สามารถนำค่าคำนวณหาจจรสมมูลยไค้คังนี้



จากข้อมูลไค้คังที่การทคสอบที่ไร้โหลค้ที่โวลเตจกักคซึ่งเป็นการหาการสูญเสียที่กักคขึ้น

ในแกนเหล็ก และกระแสชดไร้โหลค้ ซึ่งจะช่วยในการหา R_o และ X_o ไค้คังนี้

จาก $V_L = 380$ โวลค้, $I_L = 1.55$ แอมป์, $P = 140$ วัตค้และ $N = 1499$ รอบ

ค่อนาที่

$$P = \sqrt{3} V_L I_L \cos \theta$$

$$\cos \theta = P / (\sqrt{3}) (380) (1.55) = 0.137$$

$$I_{h+e} = I_L \cos \theta = 1.55 (0.137) = 0.212 \text{ A.}$$

$$I_o = I_L \sin \theta = 1.55 (0.990) = 1.535 \text{ A.}$$

$$R_o = V_p / I = 380 / (0.212) (\sqrt{3}) = 1034.8 \ \Omega$$

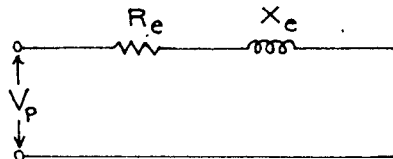
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
จากการประมาณคหาค่า ไค้จาก
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิน อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\text{และ } X_o = V_p / I_{\phi} = 380 / (1.535)(\sqrt{3}) = 142.8 \ \Omega$$

(ใช้ V_p เพราะว่าคิดเทียบกับเฟส)

และจากการทดสอบแบบลอคโรเตอร์ อ่านค่า I ที่ก็คือ 2.0 แอมป์, $V_L = 106$ โวลต์

และ $P = 230$ วัตต์ จะเสมือนเป็นการคำนวณหาค่าตามรูป



หา R_e จาก

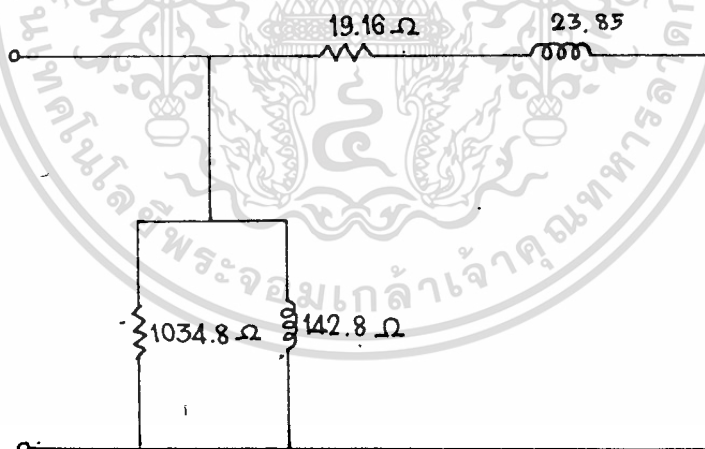
$$P/3 = I^2 R_e$$

$$R_e = P / (3)(I^2) = 230 / (3)(4) = 19.16 \ \Omega$$

$$Z_e = V_p / I = (106 / \sqrt{3}) / 2.0 = 30.60 \ \Omega$$

$$X_e = \sqrt{Z_e^2 - R_e^2} = \sqrt{30.6^2 - 19.16^2} = 23.85 \ \Omega$$

ดังนั้นจะได้อ่างจรสมมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟสดังนี้



5. ผลจากการคำนวณหาจอร์สมมูล เราสามารถนำเอาข้อมูลต่าง ๆ มาใช้ในการคำนวณ

เพื่อเปรียบเทียบกับค่าจริงว่าการสูญเสียถูกคองใหม่

6. สิ่งที่สำคัญอีกอย่างหนึ่ง ที่ควรคำนึงถึงการออกแบบเวลาหน่วงก็คือ ถ้าโหลดมากขึ้นเวลา

หน่วงก็จะมากตามดังนั้นในการออกแบบที่ใช้ในการขับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ควรออก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

แบบใหม่ เวลาหน่วงมากพอ

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กติการมประกาศ

ปริญญานิพนธ์นี้สำเร็จโดยความร่วมมือและคำแนะนำ จากอาจารย์หลายท่าน
ที่ได้อำนวยเหลือ โดยเฉพาะอาจารย์วรัถภักดิ์ จิตรภักดิ์, กุณธำรงค์ภักดิ์ ศรีสุภัส และขอ
ขอบคุณเพื่อนร่วมชั้นทุกคนที่คอยช่วยเหลือและให้กำลังใจมาโดยตลอด

หวังว่าปริญญานิพนธ์ฉบับนี้ คงจะเป็นประโยชน์แก่ผู้ที่ได้อ่านและคิดว่า ความดี
ต่างๆ ขอมอบให้แก่ทุกคนที่ได้อ่านมาแล้วนั้น ถ้ามีข้อบกพร่องประการใด ผู้จัดทำก็ขอรับผิด
ขออภัย



บรรณานุกรม
(หนังสืออ้างอิง)

- (1) H.S Patel and R.G. Hoft, "Generalized techniques of harmonic elimination and Voltage control in thyristor inverters: Part I- Harmonic elimination," IEEE Trans. Ind Appli, Vol. IA9, P.P310-317 May/June 1973
- (2) H.S Patel and R.G.Hoft, "Generalized techniques for harmonic elimination and voltage control in thyristor inverters: Part II- Voltage control Techniques," IEEE Trans. Ind.Appli., Vol. IA-10, pp. 666-673, Sept./Oct.1974
- (3) S.B. Dewan, G.R. Slemon and A. Stranghen, Power Semiconductor Drives, Wiley, New York, 1984
- (4) K.S. Rajashekara. Joseph Vithyathil and V.Rajagopalais, "Protection and Switching-aid networks for transistor bridge inverter", IEEE. Trans. Ind. electronics, Vol. IE-33, NO.2, P.P 185-192 MAY 1986
- (5) Cyril W. Lander, "Power Electronics", McGraw-Hill, London, 1981