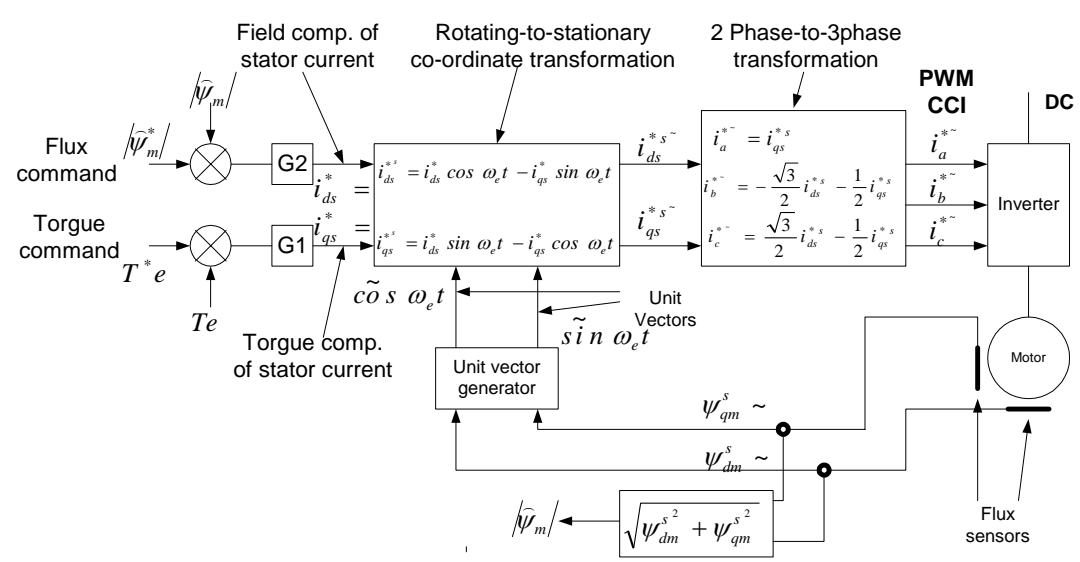
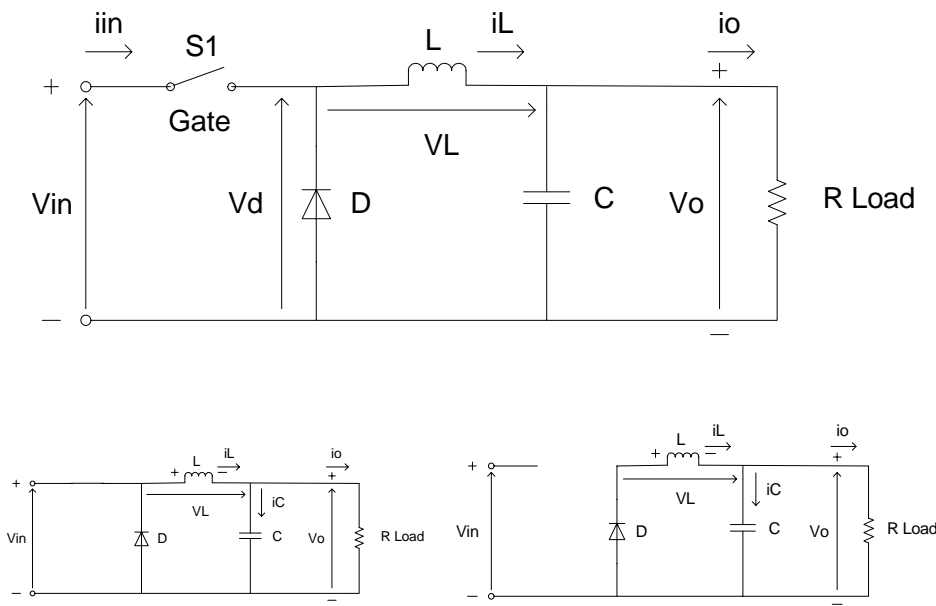


Power Electronics



ดร. กฤษ เฉยไสย
 ภาควิศวกรรมไฟฟ้า
 คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัย ขอนแก่น

คำนำ

เอกสารประกอบการสอนฉบับนี้ใช้ประกอบการสอนวิชาอิเล็กทรอนิกส์กำลัง รหัสวิชา 162422 สำหรับนักศึกษาภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้าชั้นปีที่ 4 โดยจะเน้นความเข้าใจในการคำนวณอย่างถ่องแท้ โดยเฉพาะอย่างยิ่งพื้นฐานการ Simulation ในสาขาอิเล็กทรอนิกส์กำลัง และบทสุดท้ายของเอกสารประกอบการสอนฉบับนี้จะแสดงการประยุกต์เพื่อใช้กับมอเตอร์ชนิดต่างๆในโรงงานอุตสาหกรรม

เอกสารฉบับนี้มีเนื้อหาครอบคลุมหลักสูตร/รายละเอียดของวิชาอิเล็กทรอนิกส์กำลังรหัสวิชา 162422 ทั้งหมด

กฤษ เฉยไสย

ตุลาคม 2547

สารบัญ

บทที่ 1 Power Electronic Devices	1
1.1) ประเภทของอุปกรณ์ Power Electronic	1
1.2) วงจรพื้นฐานและปัญหา	11
1.3) การคำนวณหาค่า Power loss	14
บทที่ 2 Characteristic of magnetic material	23
2.1) การคำนวณ Flux Density และ B Field	23
2.2) Self-inductance L และการอิ่มตัวของแกน	28
2.3) ผลของการอิ่มตัวของ B-H Curve ที่มีต่อ Transformer	29
บทที่ 3 AC-DC Converter	42
3.1) HALF-Bridge Rectifier (HB)	42
3.2) Full-Bridge Rectifier (FB)	65
3.3) 3-Phase Rectifier	72
3.4) SCR Phase Control	80
บทที่ 4 DC-DC Converter	91
4.1) Step down (Buck) converter	91
4.2) Step up (Boost) converter	101
4.3) Buck boost converter	109
4.4) AC-DC Low harmonic converter	117
บทที่ 5 DC-AC Inverter	126
5.1) Fourier series และ THD	126
5.2) Multi-step Inverter	135
5.3) PWM Inverter	140
5.4) Current Regulated (Current Control)	154
5.5) Phase Modulation Inverter (Idea)	161

บทที่ 6 Motor Drive	162
6.1) ทฤษฎีการทำงานของมอเตอร์เหนี่ยวนำ	164
6.2) การควบคุมแบบ Scalar ของมอเตอร์เหนี่ยวนำ	179
6.3) Synchronous Motor Drive	188
6.4) Vector Control	197

หนังสืออ้างอิง

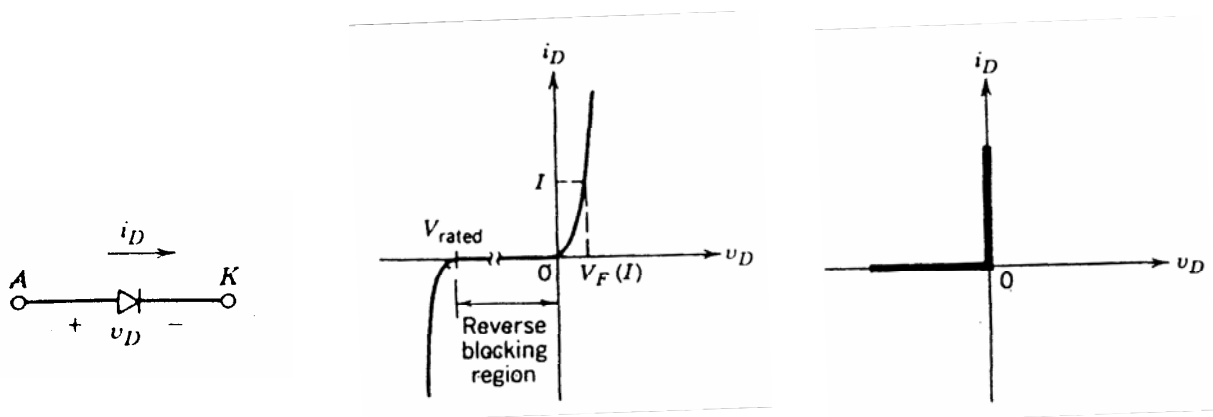
บทที่ 1 Power Electronic Devices

ในบทนี้จะกล่าวถึงอุปกรณ์สำคัญที่ใช้กับงานอิเล็กทรอนิกส์กำลังโดยจะแสดงคุณสมบัติและการทำงานรวมทั้งหลักการประยุกต์เพื่อใช้คำนวณในเครื่องคอมพิวเตอร์ เนื้อหาสำคัญในบทนี้ ได้แก่ Diode, SCR, Triac, BJT, MOSFET, GTO, IGBT, การเปรียบเทียบอุปกรณ์ Power Electronic รวมทั้งการคำนวณหาค่า Power loss ของอุปกรณ์ Power Electronic ซึ่งเป็นการคำนวณที่สำคัญสำหรับการควบคุมอุปกรณ์ Switching

1.1) ประเภทของอุปกรณ์ Power Electronic

Diode

รูปที่ 1-1 แสดงสัญลักษณ์ของ Diode เมื่อ Diode นำกระแส (forward Bias) Voltage ที่ตกคร่อมจะมีค่าต่ำ ($\sim 1[V]$) ในทางตรงกันข้ามเมื่อเกิด Reverse Bias กระแสจะไหลผ่านได้น้อยมาก ($\sim 1[\mu A]$) จากรูปที่ 1-1(b) เมื่อ Reverse Voltage มีค่าสูงเกิน Reverse Blocking region จะทำให้ Diode พังและจะนำกระแสอย่างมาก รูปที่ 1-1(c) แสดง Modeling ของ Diode ที่ใช้ในการ Simulate โดยให้ forward Bias voltage = 0 และไม่มี Reverse Blocking region



(a) Symbol

(b) i - v characteristic

(c) Idealized

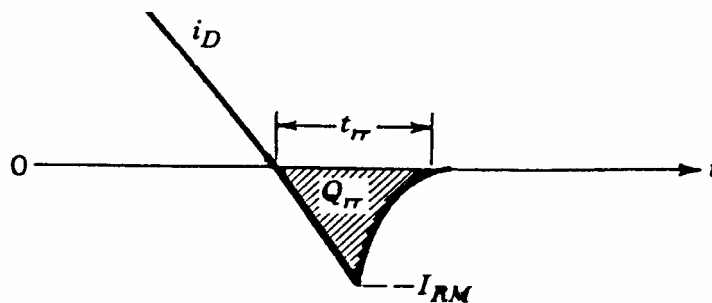
รูปที่ 1-1 Diode (a) symbol, (b) i - v characteristic, (c) idealized characteristics

ประเภทของ Diode ที่สำคัญ

- 1) **Schottky Diode** มีค่า forward bias ต่ำ (0.3[V]) ใช้กับไฟแรงดันต่ำ (50 ~100[V])
- 2) **Fast-Recovery Diode** ออกแบบมาใช้กับวงจร Switching เพราะใช้งานกับความถี่สูง และมีค่า Reverse-recovery time (t_{rr}) ต่ำ ([nS])
- 3) **Line-frequency diode** มีค่า t_{rr} สูงจึงใช้ในความถี่ต่ำ (50[Hz]) แต่ rated ของกระแส และ Voltage มีค่าสูงมาก

Note t_{rr} : (Reverse-recovery time)

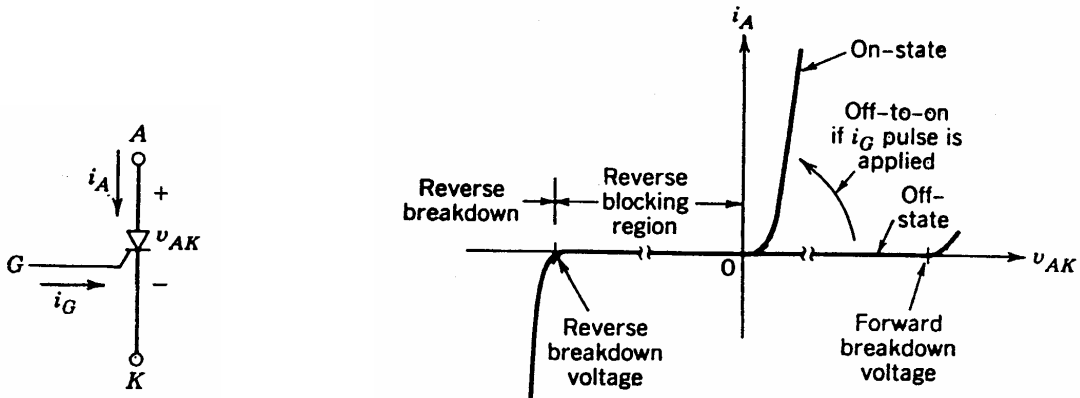
รูปที่1-2 แสดงการเกิดของ t_{rr} จากรูปที่1-2 จะเห็นว่าเมื่อ Diode กำลังจะ Turn Off กระแสจะไหลจากบวกไปเป็น 0 แต่ Diode ต้องการกระแสบางส่วนที่เป็นลบเพื่อที่จะทำให้ตัวมัน Off ในช่วงเวลานี้กระแสจะไหลเป็นลบ (หรือมี Reverse Current) และช่วงเวลาที่ Reverse current คือค่า t_{rr} ของ Diode นั้นเอง ในงานของ Switching นั้นค่า t_{rr} จะต้องมีค่าน้อยเมื่อเทียบกับคาบเวลาของความถี่ Switching เพื่อลด Power loss ของอุปกรณ์ให้น้อยที่สุด



รูปที่1-2 Reverse-recovery time (t_{rr}) ขณะที่ Diode Off

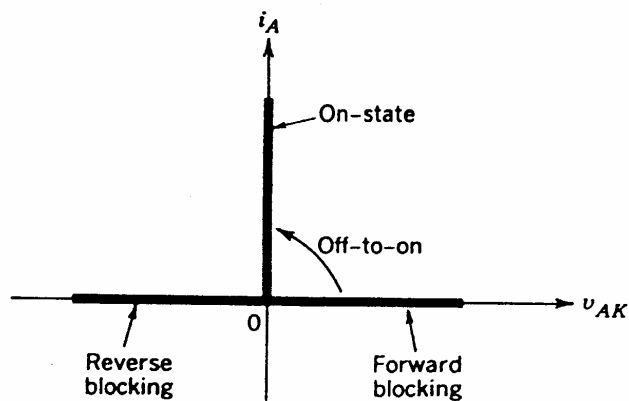
Thyristor

รูปที่ 1-3 แสดงสัญลักษณ์ของ Thyristor แบบ SCR (Silicon Controlled Rectifier), Thyristor มีคุณสมบัติคล้าย Diode แต่มีขา gate (G) เพื่อกระตุ้น (Trig) ให้ Diode ที่อยู่ข้างใน On ในช่วงเวลาที่ต้องการ ส่วนการ Off นั้นจะต้องให้ Reverse Bias เหมือน Diode ธรรมดา เนื่องจาก SCR มีโครงสร้างคล้าย Diode กระแสจึงได้ในทิศทางเดียวกันเท่านั้น



(a) Symbol

(b) $i-v$ characteristic

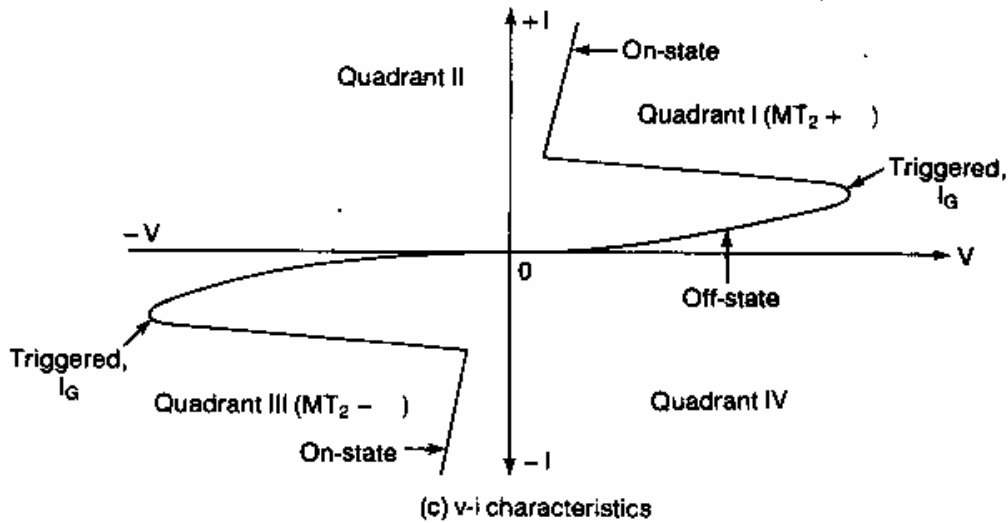
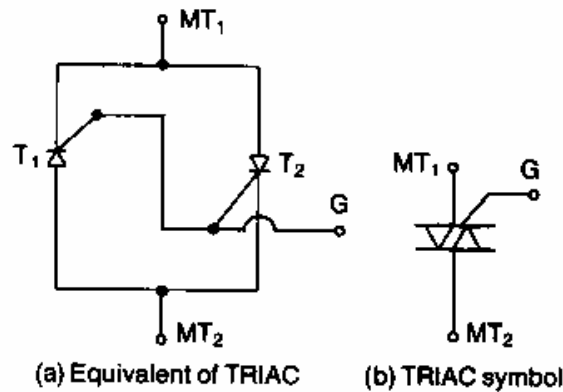


(c) Idealized

รูปที่ 1-3 Thyristor (SCR) (a) symbol, (b) $i-v$ characteristic, (c) idealized characteristics

รูปที่1-4 แสดงสัญลักษณ์ของ Thyristor แบบ Triac (Triode AC Switch), วงจรภายในของ Triac จะประกอบด้วย SCR 2 ตัวขนานกัน แต่จะสลับขั้วกันเพื่อให้กระแสไหลผ่านได้ 2 ทาง ด้วยเหตุนี้เองจึงนิยมนำ Triac มาควบคุมในระบบ AC เช่นวงจรหรี่ไฟ

การ Trig ของ Triac นั้นจะเป็นการควบคุมให้ On ได้อย่างเดียว ส่วนการ Off นั้นจะไม่สามารถควบคุมโดยการ Trig สัญญาณได้ Triac จะ Off ได้ก็ต่อเมื่อให้ Reverse bias เหมือน Diode ธรรมดาเท่านั้น



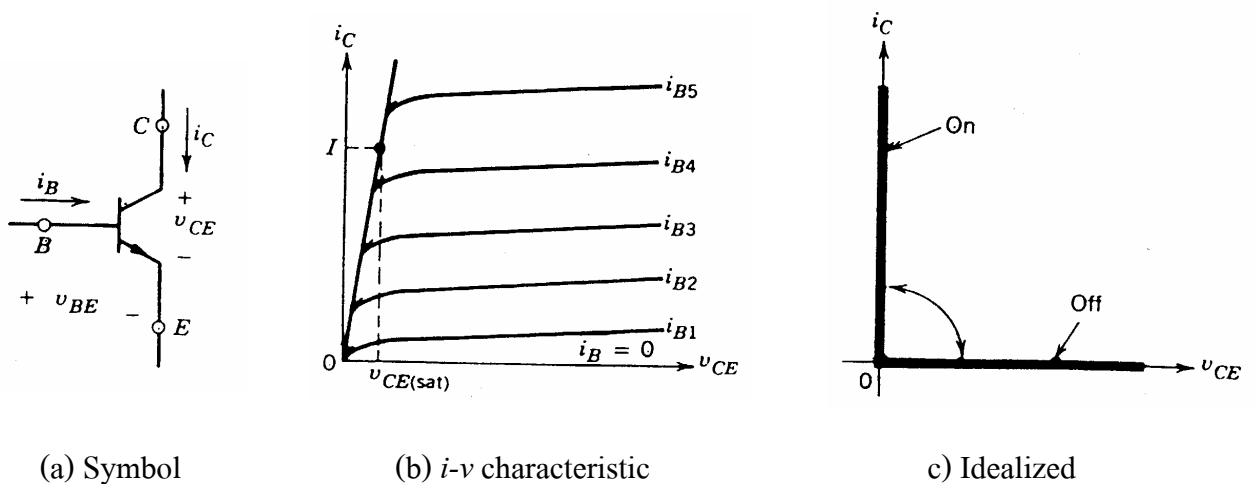
รูปที่1-4 Thyristor (Triac) (a) equivalent of Triac ,(b) symbol, (c) *i-v* characteristic

BJT (Bipolar Junction Transistor)

รูปที่1-5 แสดงสัญลักษณ์ของ BJT แบบ NPN, BJT จะใช้กระแส i_B เพื่อนำไปควบคุมกระแสของ i_C โดยมีความสัมพันธ์ดังนี้

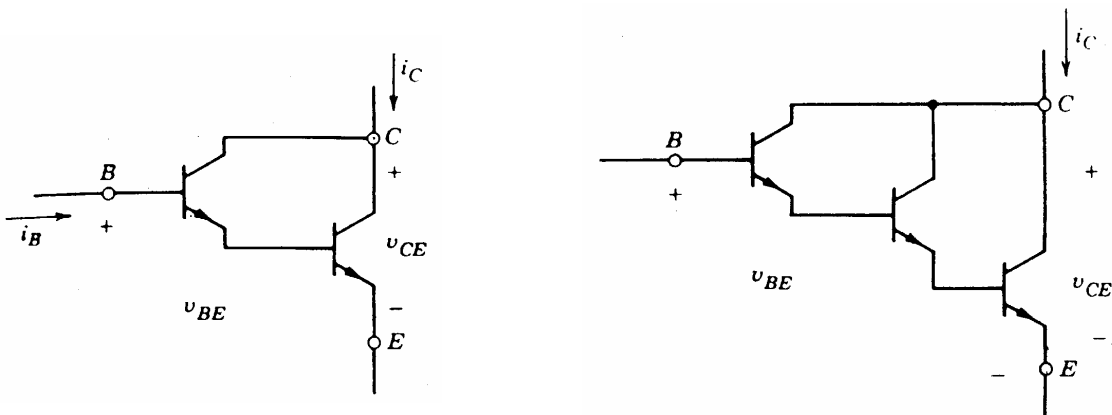
$$I_C = I_B \cdot h_{FE} \tag{1-1}$$

ค่า h_{FE} ของ Power BJT อยู่ระหว่าง 5-10 ซึ่งมีค่าต่ำและเมื่อต้องการทำให้ค่า h_{FE} สูงขึ้นนิยมต่อแบบ Darlington หรือ Triple Darlington โดยที่ค่า h_{FE} สูงขึ้นตามการคูณค่า h_{FE} ของ BJT แต่ละตัวดังแสดงใน รูปที่1-6 การใช้ BJT เป็น Switch จะต้องป้อนกระแส i_B ให้มากจนอิ่มตัว (Saturated) เพื่อพอนที่จะขับ load ได้และจะต้องป้อน i_B ตลอดเวลาที่ On, BJT มีค่าOn-voltage ประมาณ 0.1-0.2[V]



(a) Symbol (b) $i-v$ characteristic (c) Idealized

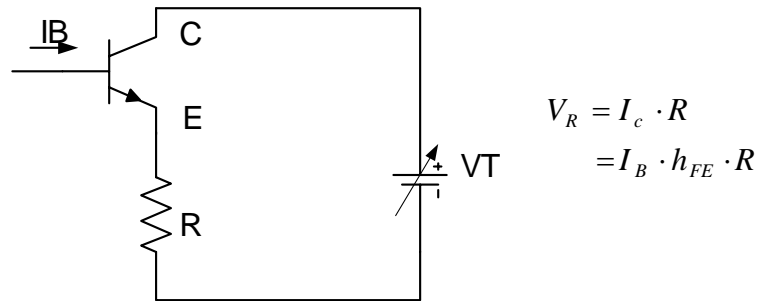
รูปที่1-5 BJT (a) symbol, (b) $i-v$ characteristic, (c) idealized characteristics



(a) Darlington (b) Triple Darlington

รูปที่1-6 การเพิ่มค่า h_{FE} ของ Power BJT

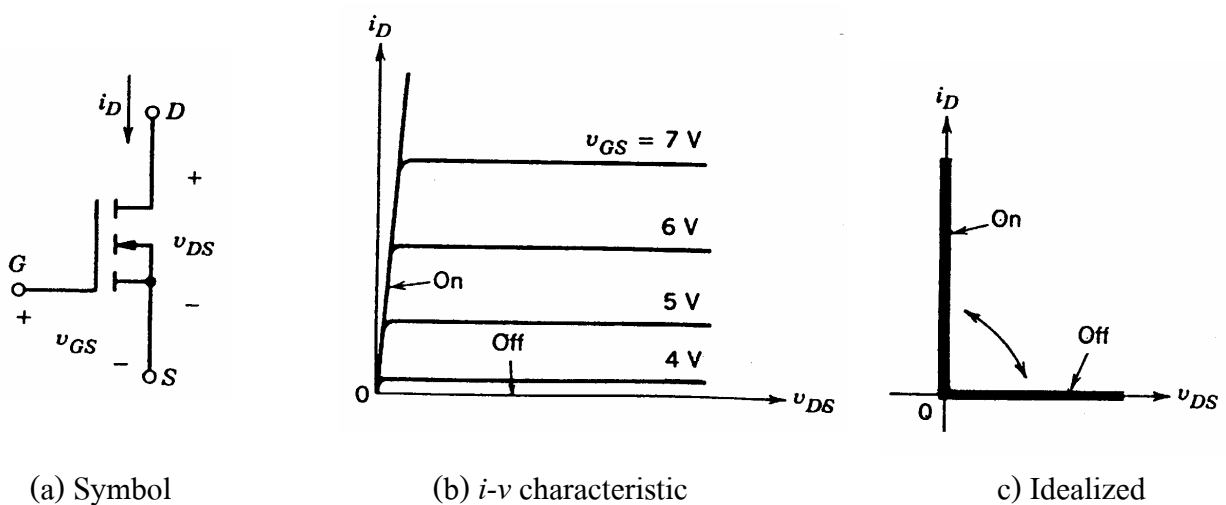
วงจร พื้นฐานของ BJT



รูปที่1-7 วงจร พื้นฐานของ BJT

MOSFET (Metal-Oxide-Semiconductor-Field Effect Transistor)

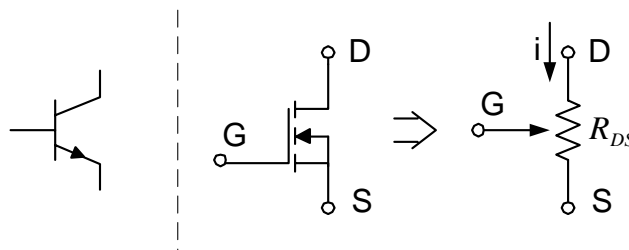
รูปที่1-8 แสดงสัญลักษณ์ของ MOSFET การทำงานของ MOSFET จะใช้ voltage ระหว่าง gate (G) กับ Source (S) เพื่อไปควบคุมความต้านทานระหว่าง D-S ให้มีค่าลดลง ($r_{DS(ON)} = 1-100 [m\Omega]$) และทำให้กระแสไหลผ่านไปได้ MOSFET มีค่า Switching time (t_{tr}) อยู่ประมาณ 10-100 [nS] ซึ่งถือว่าเป็นความเร็วสูงสุดในบรรดาอุปกรณ์ Switching ที่มีในปัจจุบัน ค่าความต้านทานระหว่างขา G-S จะมีค่าสูงมากทำให้สามารถออกแบบวงจรขับได้ง่าย แต่ทว่าค่า Capacitance ที่อยู่ระหว่าง G-S ก็เป็นปัญหาสำหรับการขับในความถี่สูงซึ่งจะต้องใช้กำลังสูงขึ้น



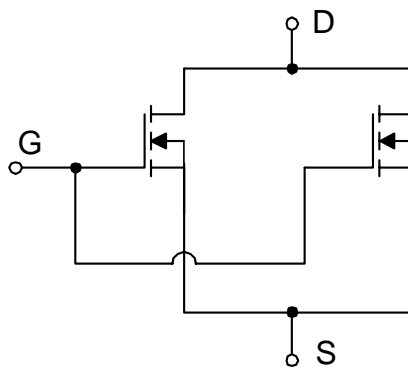
รูปที่1-8 MOSFET (a) symbol, (b) $i-v$ characteristic, (c) idealized characteristics

เนื่องจาก MOSFET มี Switching time ที่สั้นมากจึงทำให้ค่า Power Loss ต่ำลง แต่เนื่องจากโครงสร้างภายในและคุณสมบัติของวัสดุของสารกึ่งตัวนำทำให้ MOSFET ใช้ได้ในช่วง 1000 [V], 100[A] เท่านั้น MOSFET แตกต่างกับ BJT ตรงที่ขา D-S สามารถมองเป็นความต้านทานที่เปลี่ยนค่าได้ตามแรงดันของ G-S ดังแสดงในรูปที่1-9 เราสามารถขนานขาของ MOSFET ตามรูปที่1-10 เพื่อเพิ่มกระแสได้ เพราะ D-S สามารถมองเป็นความต้านทานได้นั่นเอง แต่ทว่าการต่อขา G-S ขนานกันหลายตัวจะทำให้ Capacitance รวมของขา G-S สูงขึ้นมีผลให้วงจรถับ (Drive circuit) ต้องจ่ายกระแสมากขึ้น

ข้อแตกต่างอีกอย่างหนึ่งระหว่าง MOSFET กับ BJT คือ MOSFET จะมีอัตราขยายต่ำลงเมื่ออุณหภูมิสูงขึ้นซึ่งตรงกันข้ามกับ BJT จุดนี้เองทำให้ MOSFET มีความเสถียรทางด้านอุณหภูมิมากกว่า BJT



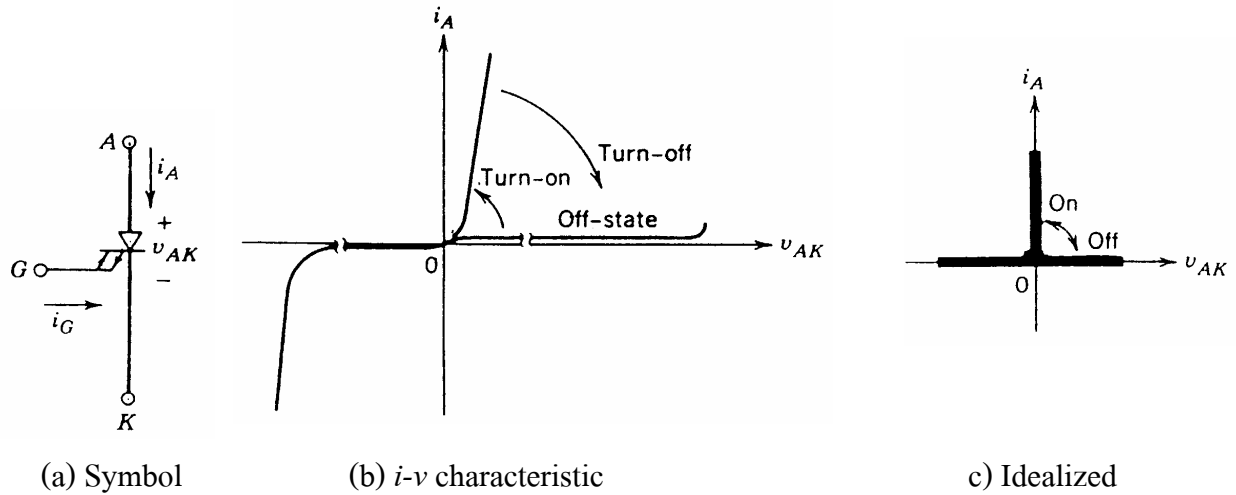
รูปที่1-9 ที่ขา D-S ของ MOSFET สามารถมองเป็นความต้านทานได้



รูปที่1-10 การขนาน MOSFET เพื่อเพิ่มกระแส

GTO (Gate-Turn-off-Thyristor)

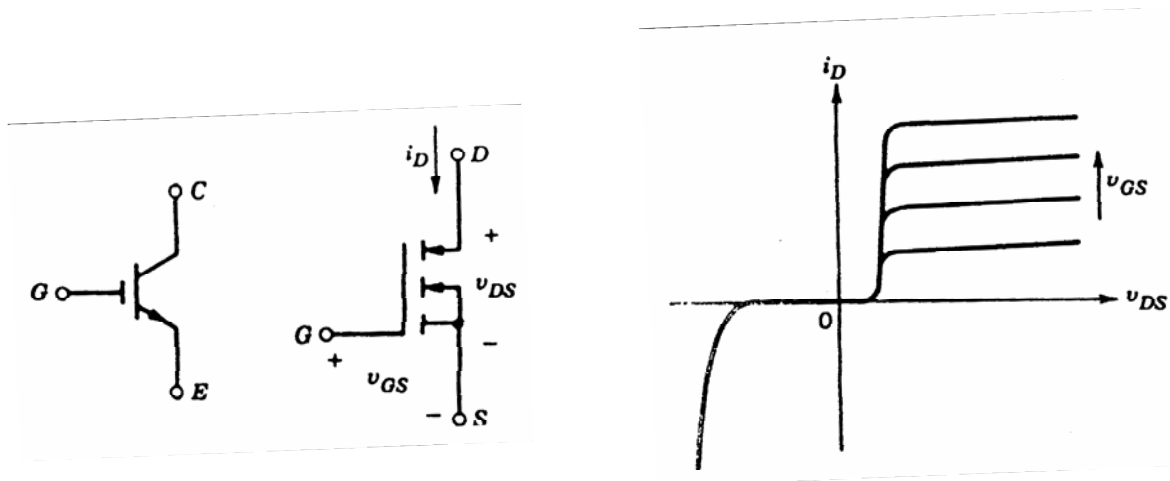
รูปที่1-11 แสดงสัญลักษณ์ของ GTO, GTOมีการทำงานคล้าย SCR คือเมื่อให้ $G, K=+, -$ จะทำให้กระแสไหลผ่าน A-K ได้ (Turn On) แต่ที่แตกต่างจาก SCR ก็คือเมื่อให้ $G, K= -, +$ จะสามารถสั่งให้กระแสไหลผ่าน A-K ไม่ได้ (Turn Off)



รูปที่1-11 GTO (a) symbol, (b) $i-v$ characteristic, (c) idealized characteristics

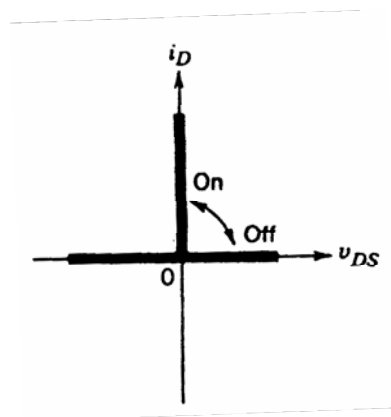
IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistors)

รูปที่1-12 แสดงสัญลักษณ์ของ IGBT, IGBT มีสัญลักษณ์คล้ายกับ MOSFET กับ BJT รวมกัน โดยที่ขา gate (G) มีสัญลักษณ์คล้าย MOSFET เพราะมีค่า Gate Impedance สูง (10MΩ) เหมือน MOSFET และมีสัญลักษณ์คล้าย BJT ที่ขา D-S เพราะมีโครงสร้างคล้าย BJT และมีค่า $v_{CE(On)}$ ต่ำ (0.2[V]) เหมือน BJT, IGBT นิยมใช้กันมากในงาน Switching เพราะมีคุณสมบัติที่ดีของ MOSFET และ BJT รวมกันอยู่



(a) Symbol

(b) $i-v$ characteristic

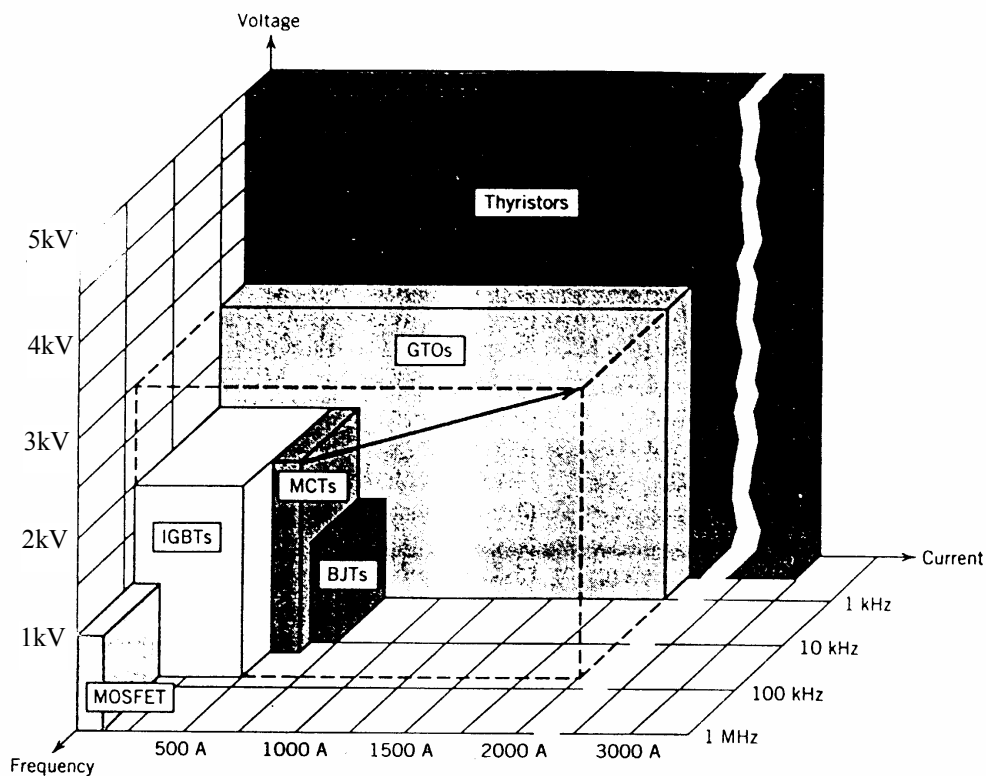


(c) Idealized

รูปที่1-12 IGBT (a) symbol, (b) $i-v$ characteristic, (c) idealized characteristics

การเปรียบเทียบอุปกรณ์ Power Electronic

รูปที่1-13 และตารางที่1 แสดงระดับ Voltage, Current, Frequency ของอุปกรณ์ Power switching devices ต่างๆ การเลือกใช้จะต้องเลือกให้เหมาะสมตามการใช้งาน เช่น Thyristor จะทนแรงดันและกระแสได้มากแต่ไม่สามารถทำงานที่ความถี่สูงได้ Thyristor และ GTO นั้นส่วนมากจะใช้กับความถี่ 50Hz ซึ่งใช้ในงาน Phase Control ส่วน BJT, IGBT, MOSFET นั้นจะใช้งานควบคุมมอเตอร์ที่ต้องมีการตอบสนอง (Response time) อย่างรวดเร็วและต้องการ High Frequency Switching เพื่อลดเสียงรบกวนจากมอเตอร์



รูปที่1-13 ระดับ Maximum Voltage, Current, Frequency ของ Power switching devices

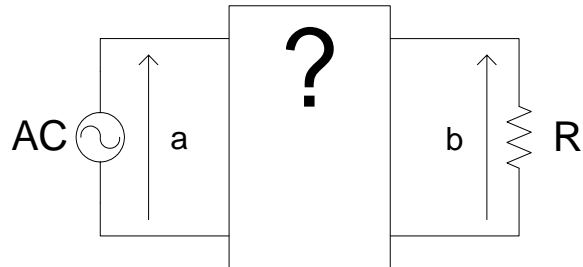
ตารางที่1 Maximum Voltage, Current, Frequency rated

Device	Voltage rated	Current rated	Frequency rated
Thyristor	5 [KV]	3000 [A]	500 [Hz]
GTO	3 [KV]	2000 [A]	1 [KHz]
BJT	1.5 [KV]	700 [A]	10 [KHz]
IGBT	2 [KV]	500 [A]	80 [KHz]
MOSFET	1 [KV]	150 [A]	1 [MHz]

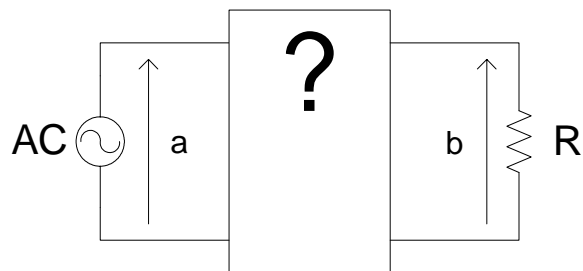
1.2) วงจรพื้นฐานและปัญหา

คำถามเกี่ยวกับ Diode

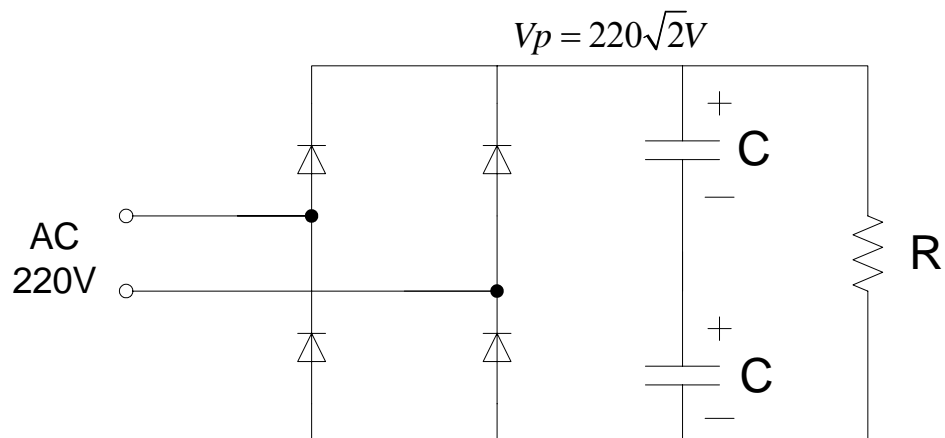
1) จงเขียนวงจร Half Bridge



2) จงเขียนวงจร Full Bridge

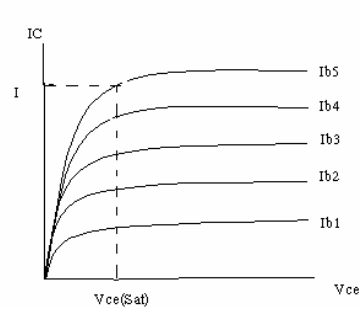
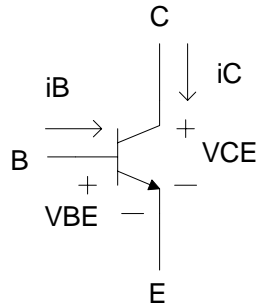


3) จงตัดแปลง Full Bridge ให้ใช้กับไฟ AC 110V ได้โดยให้ V_o มีค่าเท่าเดิม

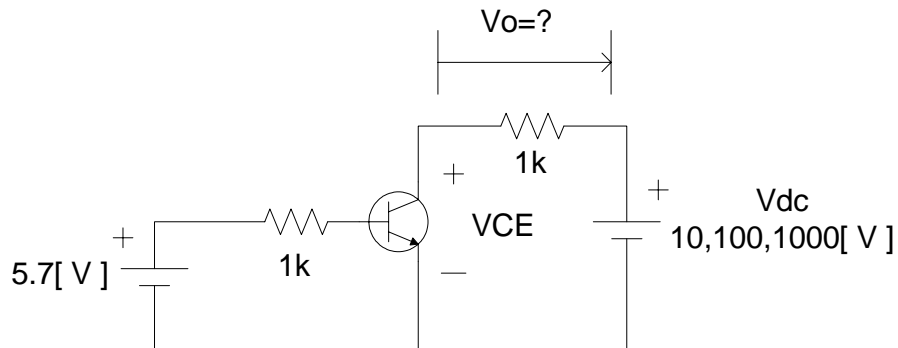


คำถามเกี่ยวกับ BJT

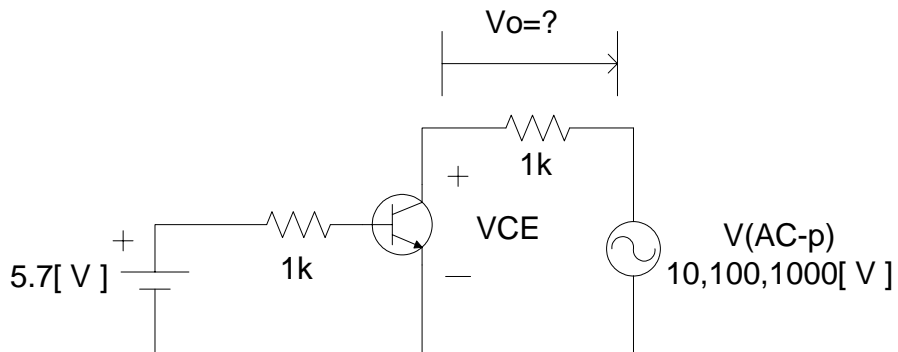
จาก $i-v$ Characteristics ของ BJT



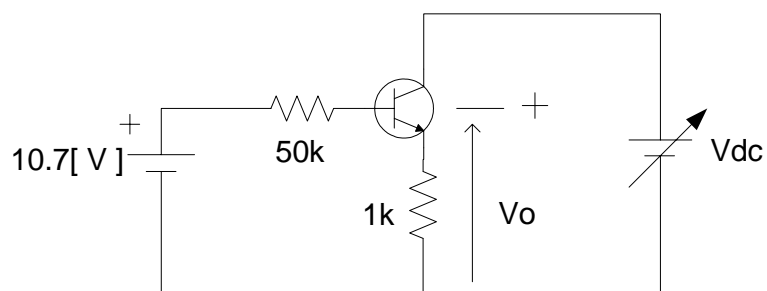
4) จงหา $\{V_o, V_{CE}\}$ เมื่อ $V_{dc} = 10, 100, 1000$ [V], ให้ $h_{FE} = 10$



5) จงเขียน Wave form ของ V_o, V_{CE} , $h_{FE} = 10$

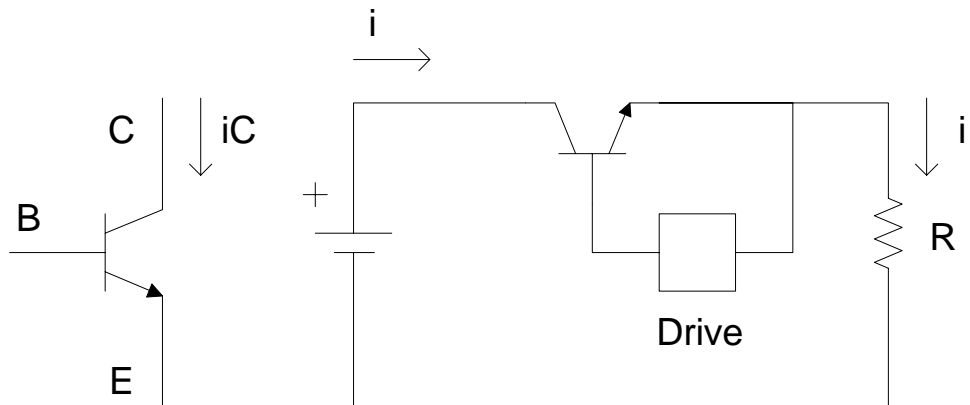


6) จงเขียน Wave form ของ V_o , $h_{FE} = \infty$

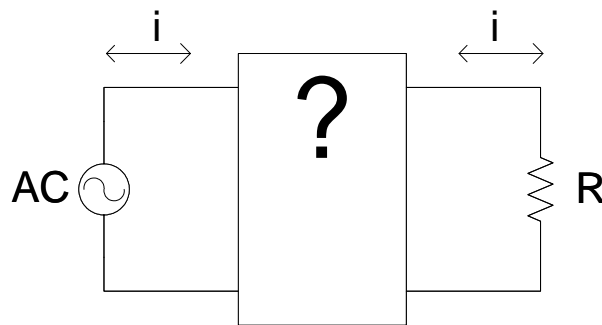


คำถามเกี่ยวกับวงจร Drive

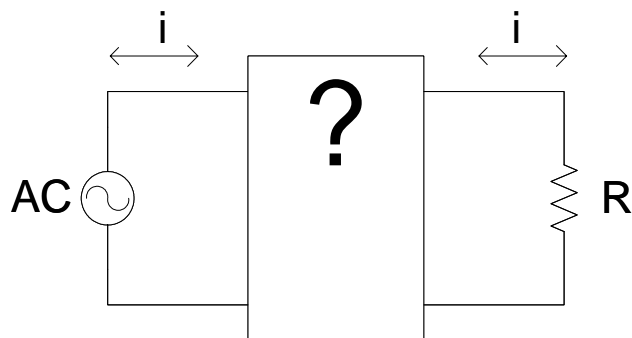
BJT กระแสจะไหลจากขา C → E ดังนี้



7) จงเขียนวงจรเพื่อที่จะควบคุมกระแสให้ไหลทั้งสองทางได้โดยใช้ BJT

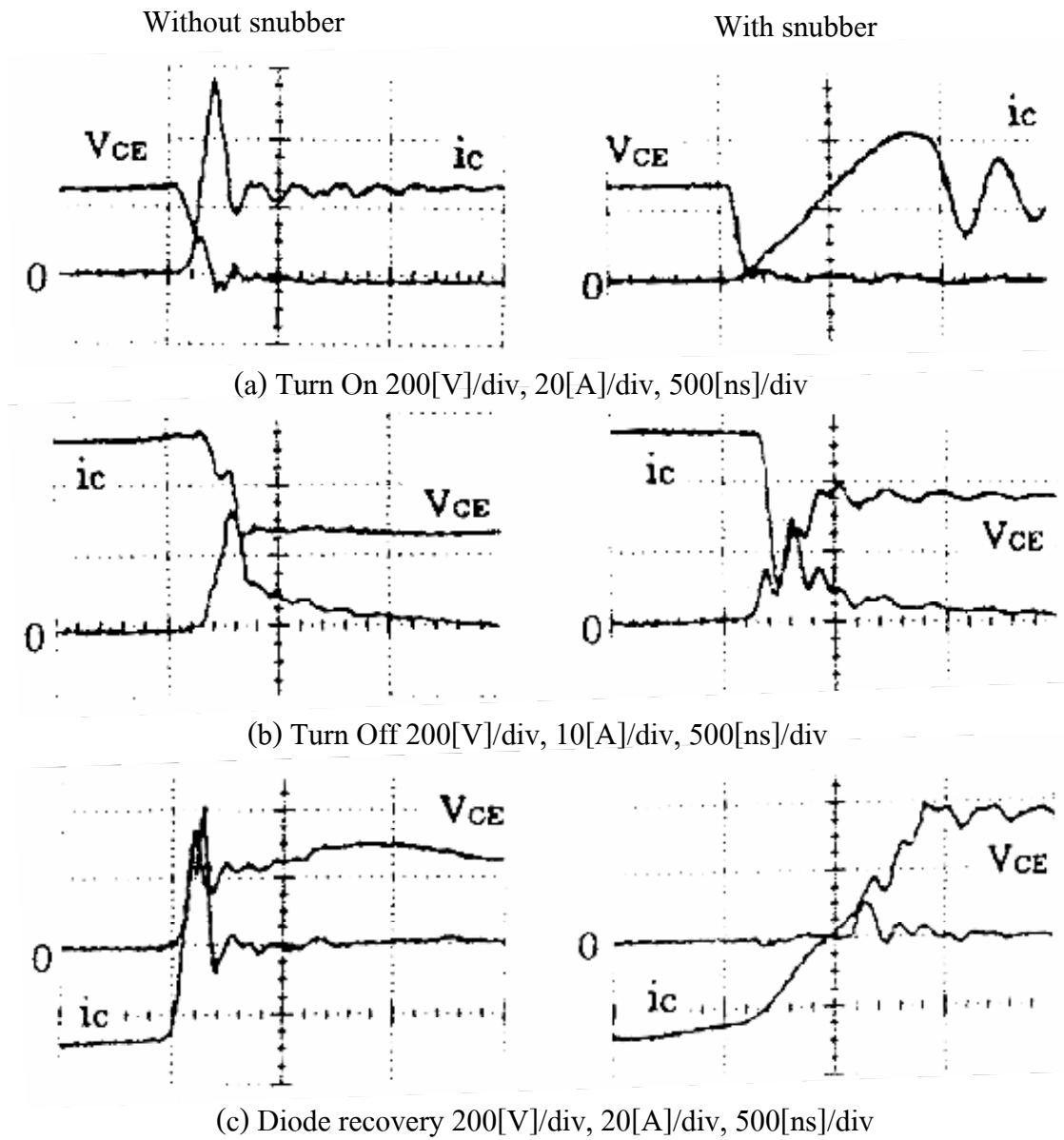


8) จงเขียนวงจรเพื่อให้กระแสไหลผ่านทั้งสองทางโดยใช้สวิทช์ตัวเดียว (BJT) และ Diode



1.3) การคำนวณหา Power loss

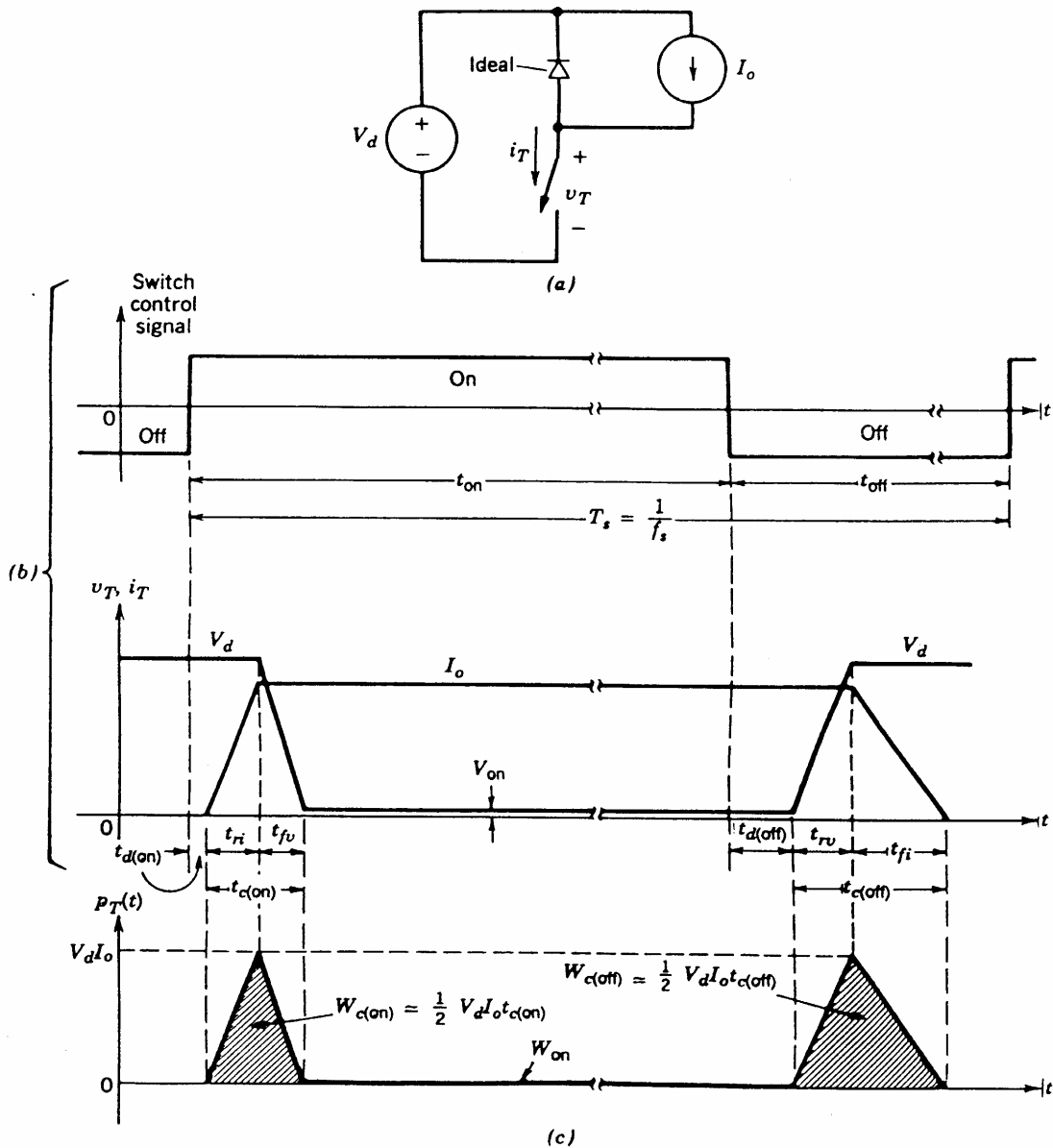
รูปที่1-14 แสดงให้เห็น Wave form ของ Voltage ที่ตกคร่อมอุปกรณ์ Switching และ Current ที่ไหลผ่านอุปกรณ์ Switching, จากรูปแสดงให้เห็นว่าทั้ง Voltage และ Current จะมี Ripple มากและจะไม่ On หรือ Off ทันที รวมทั้งโครงสร้างของวงจรที่แตกต่างกันก็มีผลกับ wave form ของทั้ง Voltage และ Current



รูปที่1-14 Switching wave form of voltage and current

จากรูปที่ 1-14 แสดงให้เห็นว่า wave form ของทั้ง Voltage และ Current นั้นเปลี่ยนแปลงตาม โครงสร้างของวงจรและ Parameter หลายๆอย่างจึงเป็นการยากที่จะคำนวณ Power Loss ซึ่งจะต้องคำนวณจาก wave form ของทั้ง Voltage และ Current ($P=V \times I$) แต่ทั้งนี้ทั้งนั้น ก็มีวิธีการคำนวณ Power loss อย่างคร่าวๆเช่นกัน

วิธีการคำนวณ Power loss อย่างคร่าวๆนั้นอาศัยหลักการคือสมมุติให้กระแสและ แรงดันที่ตกคร่อมบนอุปกรณ์ switching ค่อยๆเปลี่ยนแปลงแบบเชิงเส้นแล้วจึงนำ wave form ของทั้ง Voltage และ Current มาคำนวณ Power loss, ต่อไปนี้จะแสดงการคำนวณ Power loss ของอุปกรณ์ switching อย่างคร่าวๆจากรูปที่ 1-15



รูปที่ 1-15 การคำนวณ Power loss ของอุปกรณ์ switching อย่างคร่าวๆ

จากรูปที่ 1-15 สามารถแยกการทำงานของ switching เป็นช่วงๆ ได้ดังนี้

1. ในช่วงจาก Off to On คือ

$$tc_{(ON)} = tri + tfv \quad (1-2)$$

ฉะนั้นพลังงาน (พื้นที่)

$$Wc_{(ON)} = \frac{1}{2} \cdot Vd \cdot Io \cdot tc_{(ON)} \quad (1-3)$$

2. ระหว่าง On พลังงานคือ

$$W_{ON} = V_{ON} \cdot Io \cdot t_{ON} \quad (1-4)$$

3. ในช่วงจาก On to Off คือ

$$tc_{(OFF)} = trv + tfi \quad (1-5)$$

ฉะนั้นพลังงานคือ

$$Wc_{(OFF)} = \frac{1}{2} \cdot Vd \cdot Io \cdot tc_{(OFF)} \quad (1-6)$$

เมื่อให้ fs เป็นการ Off to On หรือ On to Off ต่อ 1 วินาทีก็จะคำนวณ Power ได้โดยรวมช่วงที่ Off to On และ On to Off เข้าด้วยกันจะได้

$$Ps = \frac{1}{2} \cdot Vd \cdot Io \cdot fs (tc_{(ON)} + tc_{(OFF)}) \text{ [W]} \quad (1-7)$$

และ Power ในช่วง ON คือ

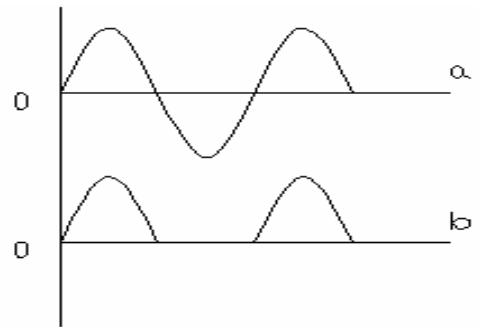
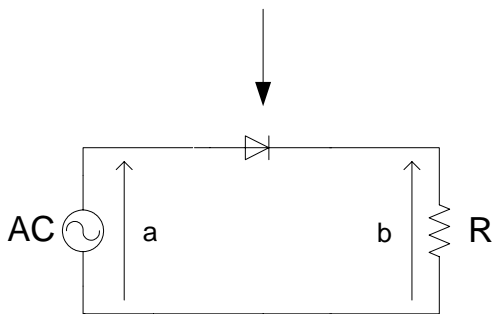
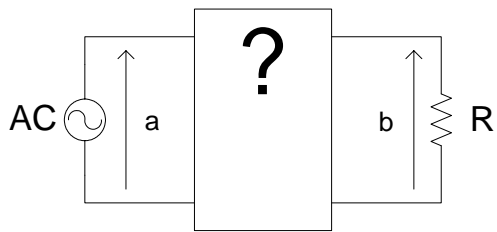
$$P_{ON} = V_{ON} \cdot Io \cdot \frac{t_{ON}}{Ts} \text{ [W]} \quad (1-8)$$

Power รวมทั้งหมด

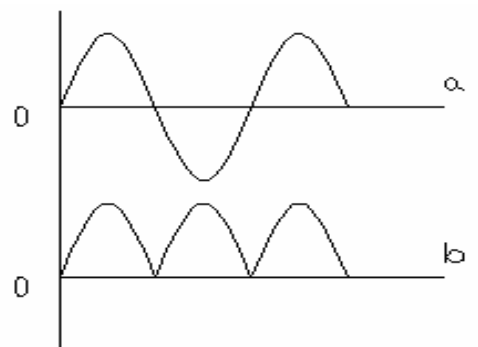
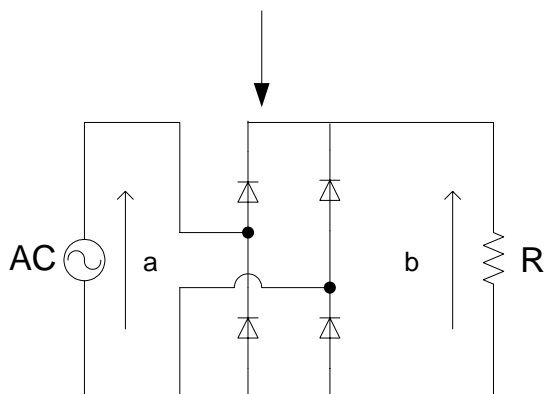
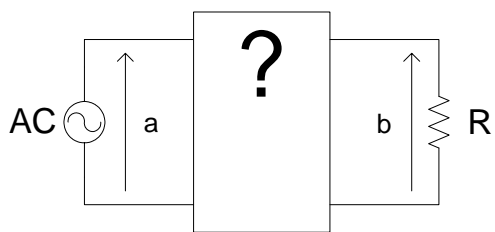
$$P_{all} = P_s + P_{on} \text{ [W]} \quad (1-9)$$

เฉลยคำถามเกี่ยวกับ Diode

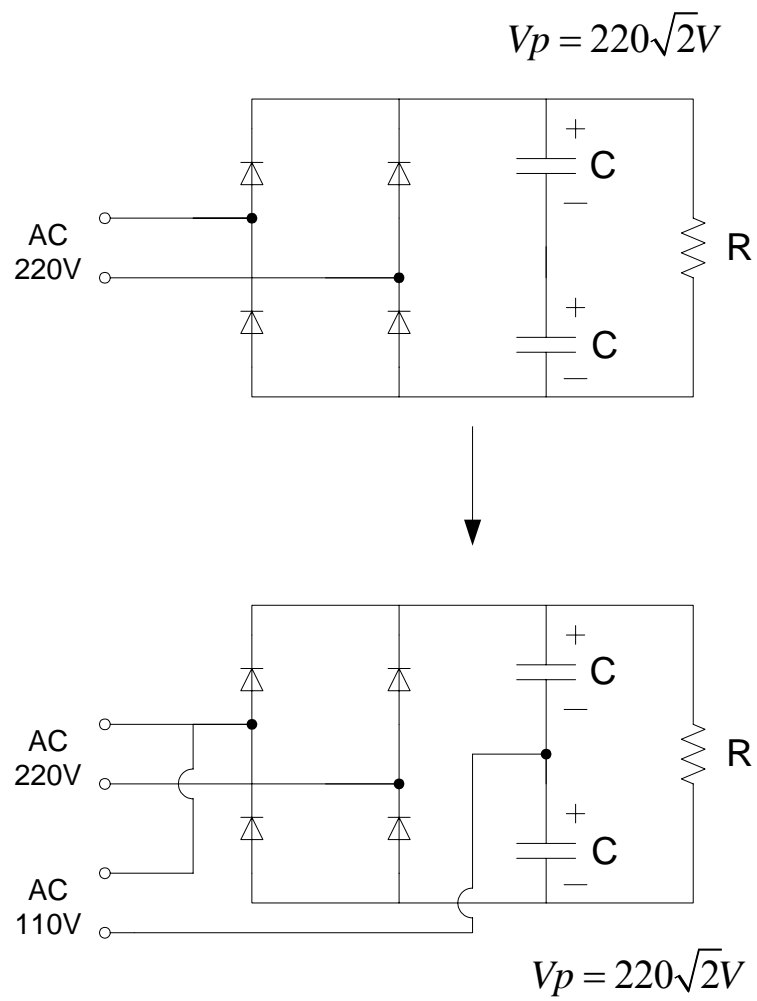
1) จงเขียนวงจร Half Bridge



2) จงเขียนวงจร Full Bridge

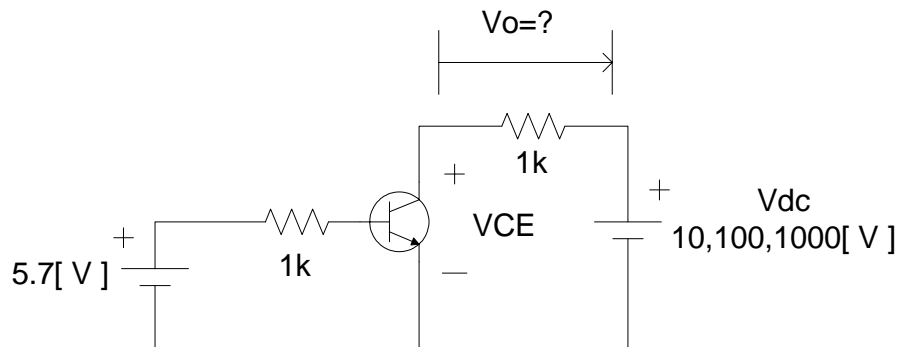


3) จงดัดแปลง Full Bridge ให้ใช้กับไฟ AC 110V ได้โดยให้ V_o มีค่าเท่าเดิม



เฉลยคำถามเกี่ยวกับ BJT

4) จงหา $\{V_o, V_{CE}\}$ เมื่อ $V_{dc} = 10, 100, 1000$ [V] , ให้ $h_{FE}=10$



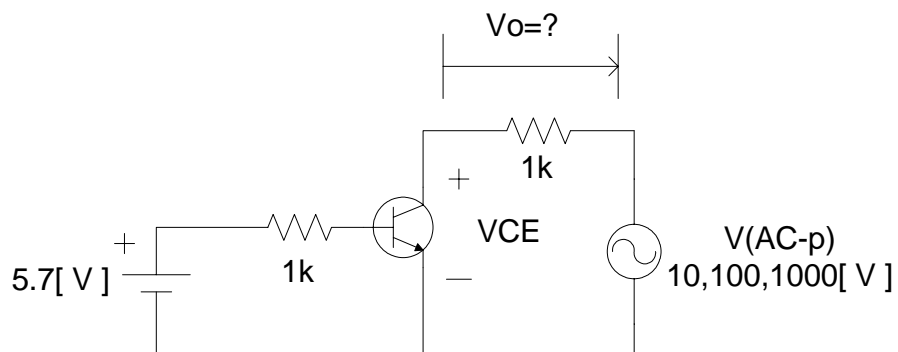
$$I_B = 5 \text{ mA}$$

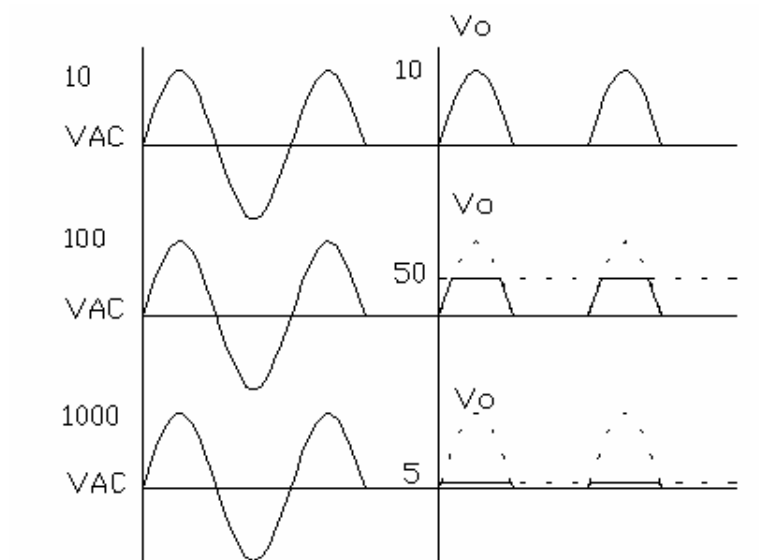
$$\begin{aligned} \therefore I_C &= I_B \cdot h_{FE} \\ &= 10 \times 5 \text{ mA} \\ &= 50 \text{ [mA]} \end{aligned}$$

$$\therefore V_R = 50 \text{ mA} \times 1\text{k} = 50 \text{ [V]}$$

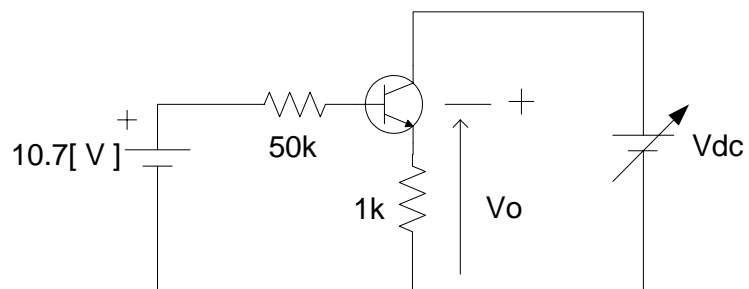
Vdc	10	100	1000
V_o	100	50	50
VCE	0	50	950

5) จงเขียน Wave form ของ V_o, V_{CE} , $h_{FE}=10$





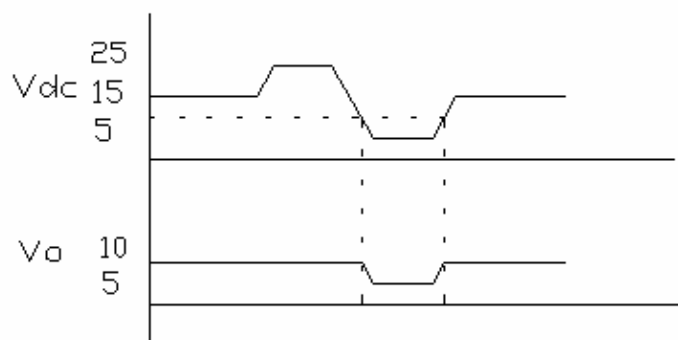
6) จงเขียน Wave form ของ V_o , $h_{FE} = \infty$



Ideaของวงจรนี้ใช้กับ

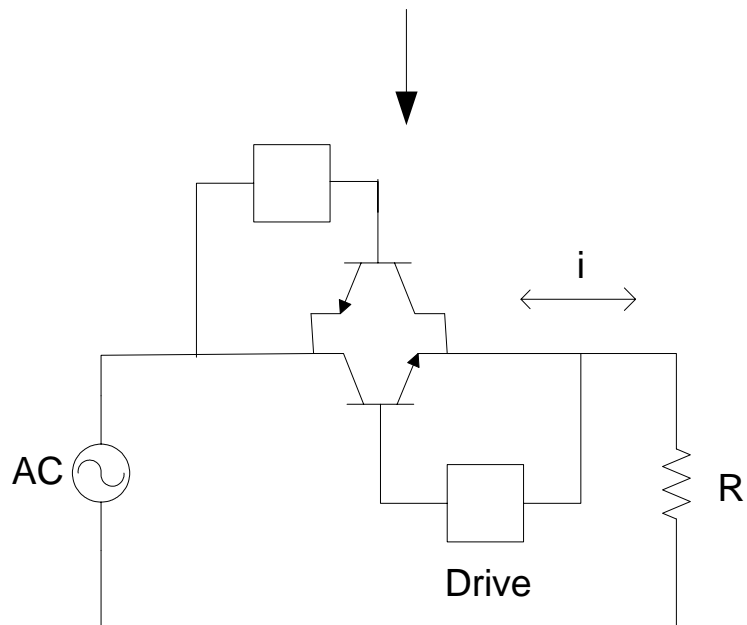
*Emitter Follower

*Linear Regulator IC



เฉลยคำถามเกี่ยวกับวงจร Drive

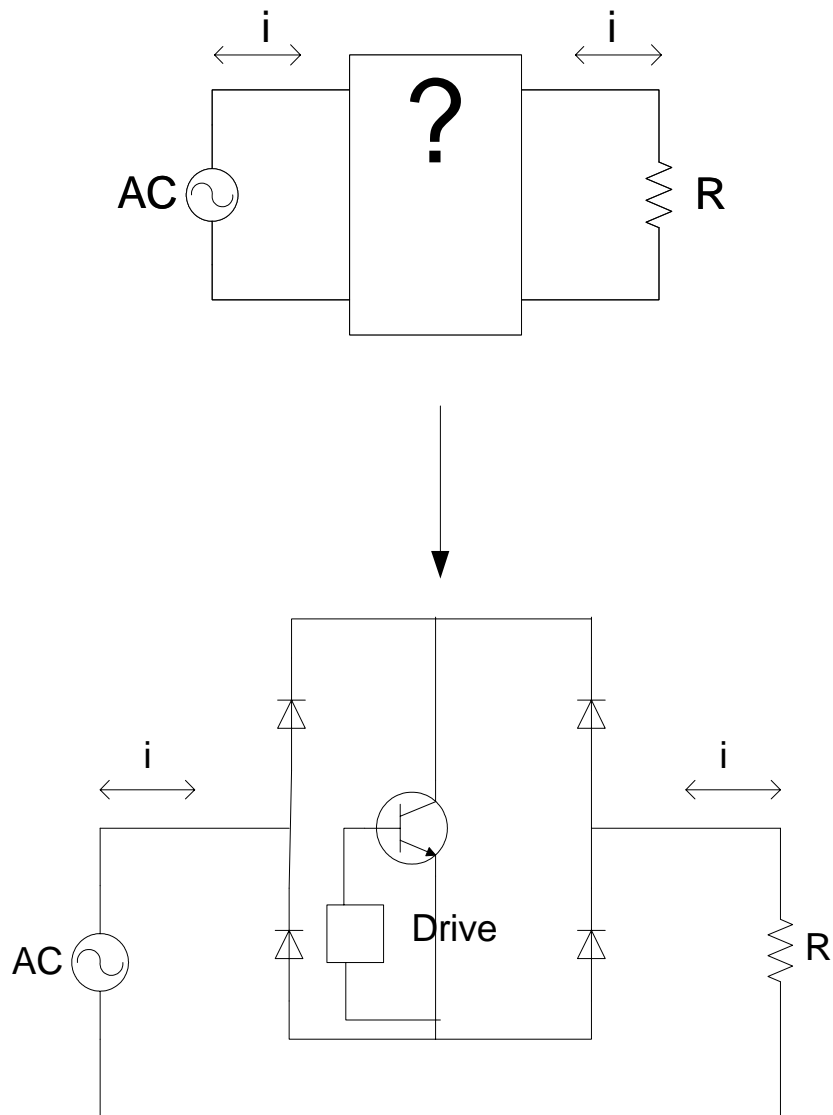
7) จงเขียนวงจรเพื่อที่จะควบคุมกระแสให้ไหลทั้งสองทางได้โดยใช้ BJT



Note

ต้องใช้ BJT 2 ตัว, Drive 2 ตัวทำให้ราคาแพงขึ้น

8) จงเขียนวงจรเพื่อให้กระแสไหลผ่านทั้งสองทางโดยใช้สวิทช์ตัวเดียว (BJT) และ Diode



Note

ใช้ BJT 1 ตัว, Drive 1 ตัว, Diode 4 ตัว (Low cost technology)

บทที่ 2 Characteristic of magnetic material

ในบทนี้จะกล่าวถึงคุณสมบัติของสารแม่เหล็ก โดยเฉพาะคอยล์ที่ใช้ในงานของ อิเล็กทรอนิกส์กำลัง สิ่งที่น่าสนใจคือปรากฏการณ์อิ่มตัวของคอยล์โดยแสดงถึงข้อเสียต่างๆ ที่จะเกิดขึ้นกับวงจรไฟฟ้า แต่ทั้งนี้ทั้งนั้นเราสามารถได้ประโยชน์จากปรากฏการณ์อิ่มตัวของคอยล์ได้โดยการใช้คอยล์มาประยุกต์ใช้เป็น SCR ความถี่สูง การที่จะเข้าใจหลัก การประยุกต์ได้นั้นจะต้องเริ่มต้นที่พื้นฐานการคำนวณต่างๆก่อน แต่สูตรต่างๆนั้นจะไม่เน้นมากนักเป็นเพียงส่วนประกอบในการอธิบายปรากฏการณ์อิ่มตัวของคอยล์เท่านั้น

2.1) การคำนวณ Flux Density และ B Field

ในวงจรแม่เหล็กใดๆ เมื่อให้ F เป็นแรงดันแม่เหล็ก (Magnetic force: mmf) มีหน่วยเป็น Ampere Turn จะเขียนความสัมพันธ์ได้ดังนี้

$$F = n \times i \text{ (AT)} \quad (2-1)$$

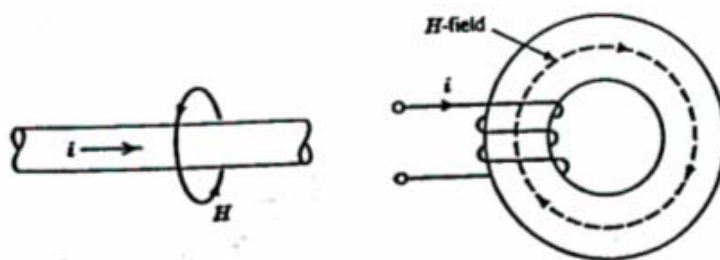
n คือจำนวนรอบที่พันบนแกนเหล็ก (รอบ)

i คือกระแส (Ampere)

และเมื่อให้ H เป็นความเข้มของสนามแม่เหล็ก (Field Intensity) จะได้

$$H = F/m \text{ (AT/m)} \quad (2-2)$$

m คือความยาวของแกนแม่เหล็ก (m)



รูปที่ 2-1 ความเข้มของสนามแม่เหล็ก H ในคอยล์

เราสามารถหาความหนาแน่นของเส้นแรงแม่เหล็ก B (Flux Density) จาก H ได้ดังนี้

$$B = \mu \times H \quad (\text{Wb/m}^2 : \text{T}) \quad (2-3)$$

μ คือความซาบซึมได้สัมพัทธ์ (Permeability) หาได้จาก

$$\mu = \mu_o \times \mu_r \quad (\text{H/m}) \quad (2-4)$$

μ_r คือความซาบซึมได้สัมพัทธ์ (Relative Permeability)

$$\mu_o = 4\pi \times 10^{-7} \quad (\text{H/m}), \text{ อากาศและสุญญากาศ}$$

จากสูตรที่ (2-3) และ (2-4) จะเห็นได้ว่าความหนาแน่นของเส้นแรงแม่เหล็ก B จะขึ้นอยู่กับค่า μ_r ซึ่งค่า μ_r นี้จะขึ้นอยู่กับวัสดุแม่เหล็กที่นำมาทำแกน ตารางที่ 2-1 แสดงค่าความซาบซึมได้สัมพัทธ์ μ_r ของวัสดุแม่เหล็ก

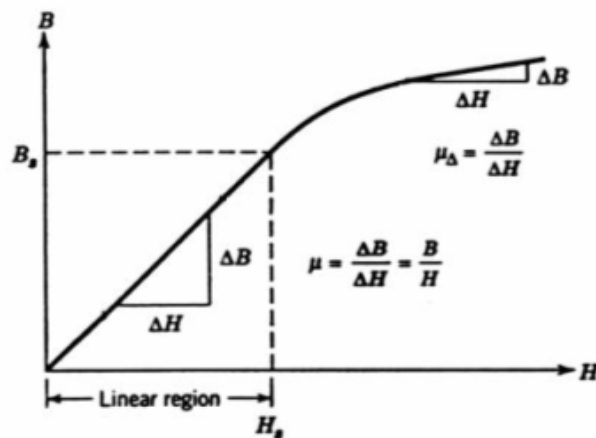
ตารางที่ 2-1 แสดงค่าความซาบซึมได้สัมพัทธ์ μ_r ของวัสดุแม่เหล็ก

วัสดุแม่เหล็ก	μ_r ค่าต่ำสุด	μ_r ค่าสูงสุด
เหล็กคาร์บอนต่ำ	250	6000
เหล็กบริสุทธิ์	25000	250000
เหล็กหล่อ	70	600
แผ่นเหล็กหม้อแปลง	500	7000
ซูเปอร์มัลลอย (Supermalloy: 79% Ni, Rest Mn)	100000	300000
เหล็กกล้า (1% C)	40	7000
อัลนิโค (Alnico: 12% Al, 20% Ni, 5% Co, 63% Fe)	4	7300

จากสมการที่(2-3) $B = \mu H$ นั้นแสดงให้เห็นว่าเมื่อ H เพิ่มขึ้นค่า B ก็เพิ่มเป็นอัตราส่วนที่คงที่ แต่ในทางปฏิบัติแล้วอัตราการเพิ่มขึ้นของ B จะน้อยลงเมื่อค่า H มีค่ามากๆ และจะไม่เพิ่มขึ้นอีก (อิ่มตัว) เมื่อแกนถึงจุดอิ่มตัวดังแสดงในรูปที่2-2

$$\mu_{\Delta} = \frac{\Delta B}{\Delta H} \quad (2-5)$$

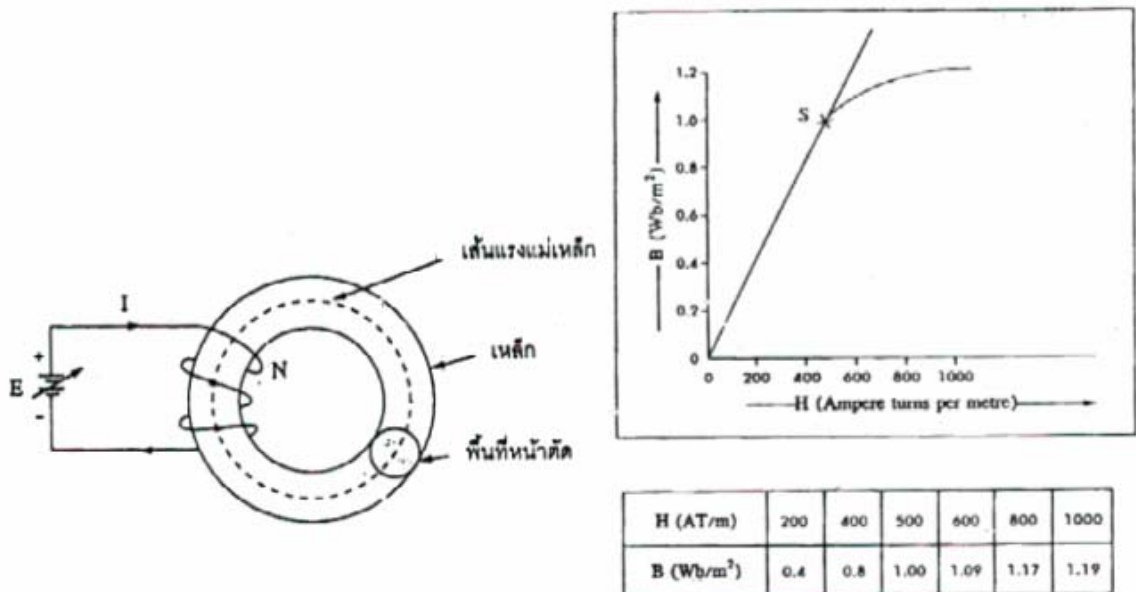
จากรูปที่2-2 เมื่อกำหนดให้ค่า μ เป็นไปตามสมการที่ (2-5) ค่า μ จะมีค่าต่ำลงเมื่อจุดทำงานอยู่ใกล้จุดอิ่มตัวหรือเรียกอีกอย่างหนึ่งว่า Non-linear region การใช้งานปกติของแกนแม่เหล็ก ไฟฟ้าหรือคอยล์ใดๆจะใช้ในช่วง linear region ซึ่งช่วง linear region นี้ค่าของ μ จะมีค่าสูงและมีค่าคงที่ตลอดเวลา



รูปที่2-2 ค่า μ จะน้อยเมื่ออยู่ในช่วง Non-linear

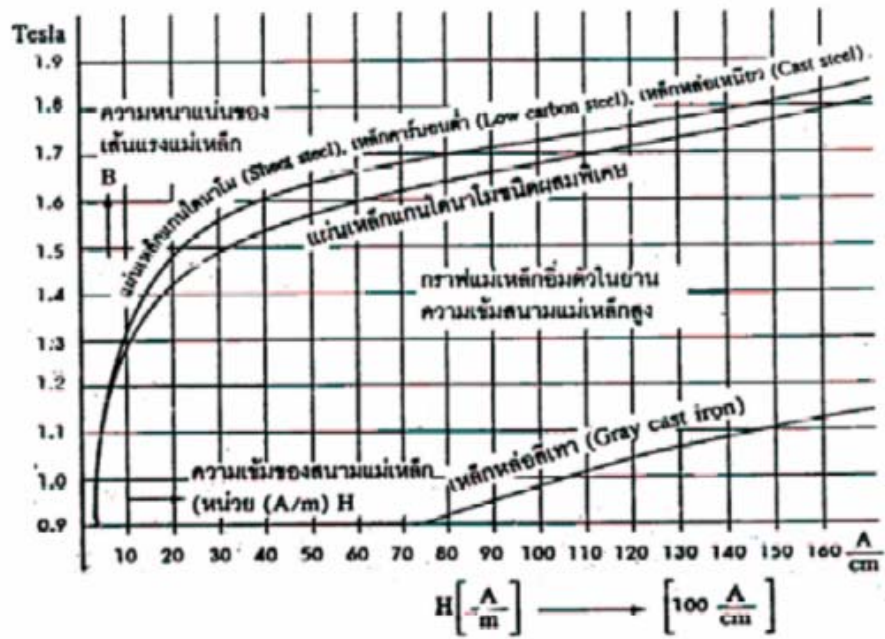
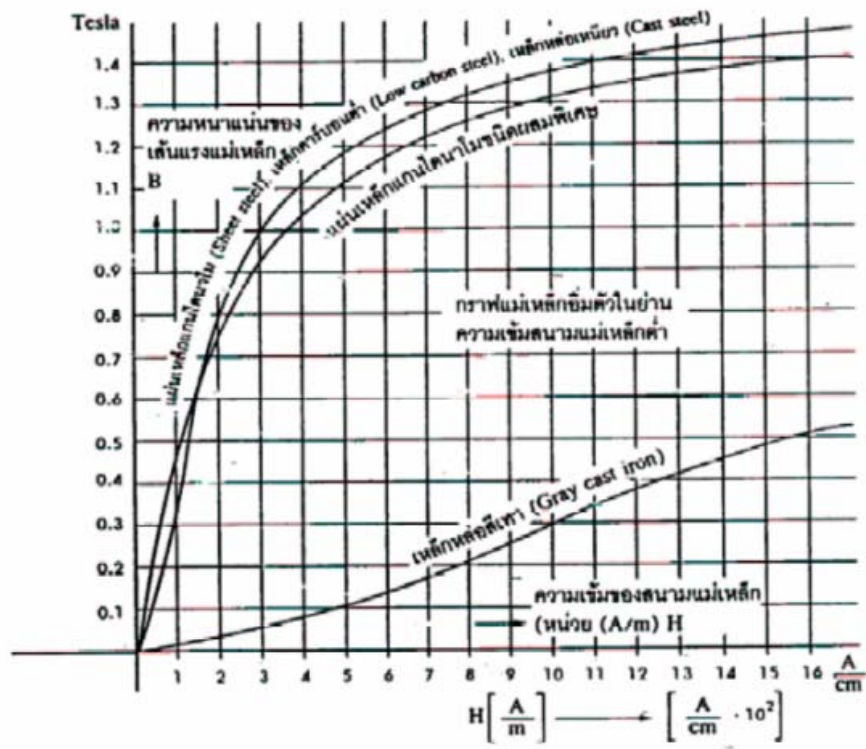
การทดลองแสดงการอิ่มตัวของวงจรแม่เหล็กไฟฟ้า

รูปที่ 2-3 แสดง B-H Curve ของวงจรแม่เหล็กและกราฟการอิ่มตัวของวงจรแม่เหล็กไฟฟ้า จากรูปที่ 2-3 เมื่อเพิ่มแรงดัน E กระแสที่ไหลในขดลวดจะสูงขึ้นเป็นผลให้ค่า H เพิ่มขึ้น เมื่อผลจากการบันทึกค่า B-H จะเห็นได้ว่าจะเกิดปรากฏการณ์การอิ่มตัวของแกนคล้ายกับรูปที่ 2-2 ซึ่งได้แสดงไว้ก่อนหน้านี้



รูปที่ 2-3 B-H Curve ของวงจรแม่เหล็กและกราฟการอิ่มตัวของวงจรแม่เหล็ก

ในการทำงานเดียวกันเมื่อทดสอบวงจรแม่เหล็กที่มีแกนเป็นวัสดุต่างชนิดกันก็จะเห็นการอิ่มตัวดังแสดงในรูปที่ 2-4 จากรูปที่ 2-4 จะเห็นได้ว่ารูปร่างและขนาดของ B-H Curve ในวงจรแม่เหล็กจะมีหลากหลายขึ้นอยู่กับวัสดุแม่เหล็กที่นำมาทำเป็นแกนเหล็กนั้นๆ ดังนั้นการเลือกใช้วัสดุที่นำมาทำแกนจึงมีความสำคัญมาก โดยเฉพาะในวงจรที่ใช้ความถี่สูงแรงดันสูงและกระแสที่สูงเช่นงานของอิเล็กทรอนิกส์กำลังเพราะว่าจุดอิ่มตัวของวัสดุแต่ละชนิดไม่เท่ากัน



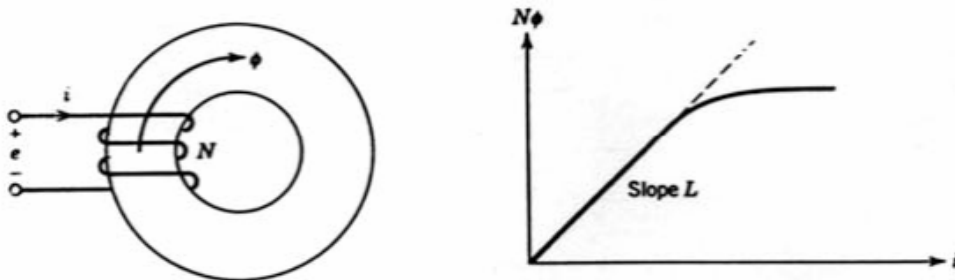
รูปที่ 2-4 กราฟแม่เหล็กอิมิตัวของวัสดุแม่เหล็กชนิดต่าง ๆ

2.2) Self-inductance L และการอิมตัวของแกน

จากการอธิบายข้างต้นแสดงให้เห็นว่าแกนทุกชนิดมีปรากฏการณ์การอิมตัวเกิดขึ้น ด้วยเหตุนี้เองที่ต้องระมัดระวังข้อผิดพลาดจากการคำนวณทางคณิตศาสตร์ ตัวอย่างที่เห็นได้บ่อยคือสมการที่ 2-6

$$e = L \frac{di}{dt} \quad (2-6)$$

สมการที่ (2-6) แสดงการคำนวณแรงดันที่ตกคร่อมคอยล์โดยการใช้ค่า L ของคอยล์ แต่จากการที่แกนมีการอิมตัวทำให้ค่า L เปลี่ยนไปตามกระแส i ฉะนั้นการคำนวณของสมการที่ (2-6) จึงใช้ได้เฉพาะกระแสมีค่าต่ำหรือในช่วง Linear Region ถ้าหากกระแสอยู่ในช่วง Non-linear จะทำให้เกิดความผิดพลาดในการคำนวณได้



รูปที่ 2-5 แสดงวงจร self-inductance และ กราฟของ $L-i$

Note

เราสามารถหาค่า L หาได้จากข้างล่างนี้ (ในทางปฏิบัติสมการนี้ใช้กันมาก)

$$L = \frac{n^2}{\mathcal{R}} \quad (2-7)$$

\mathcal{R} คือ ค่าความต้านทานของวงจรแม่เหล็ก

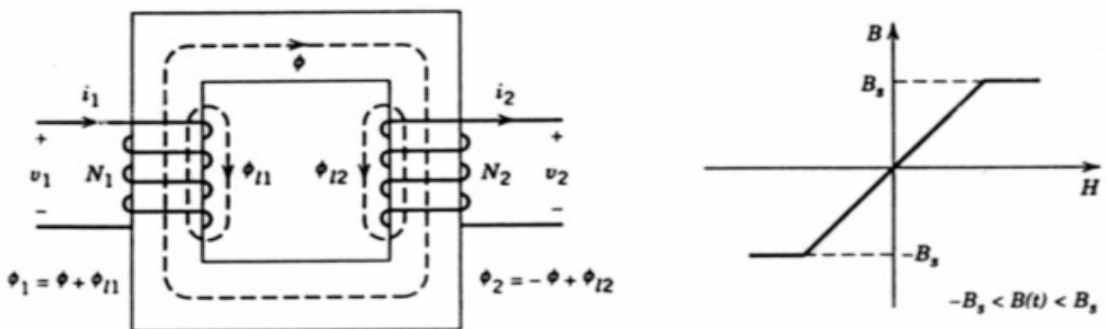
n คือจำนวนรอบของขดลวด

2.3) ผลของการอิ่มตัวของ B-H Curve ที่มีต่อ Transformer

ปรกติการใช้หม้อแปลงไฟฟ้า (Transformer) จะใช้ในช่วงอัตราแรงดันและกระแสที่ต่ำกว่าอัตราสูงสุดของแกน (แสดงในรูปที่ 2-6) ซึ่งอัตราสูงสุดของแกนนี้กำหนดโดยค่าอิ่มตัว (ค่ามากที่สุดที่สามารถใช้ในช่วง Linear) ของวัสดุที่นำมาทำแกนและขนาดโครงสร้างของแกนยกตัวอย่างเช่น โครงสร้างที่มีขนาดใหญ่จะมีอัตราการใช้งานที่สูงกว่าโครงสร้างขนาดเล็ก

หากใช้อัตราที่สูงกว่าหม้อแปลงจะรับได้จะทำให้จุดการทำงานเลื่อนไปอยู่ในช่วง Non-Linear เป็นผลให้เกิดความผิดเพี้ยน (Harmonics) ของกระแสที่ไหลในหม้อแปลง ดังแสดงในรูปที่ 2-7 รูปที่ 2-7 แสดงรูปคลื่นของกระแส Transformer ขณะทำงานในช่วง Non-Linear (แกนเกิดการอิ่มตัว) โดยที่แรงดันที่จ่ายให้กับหม้อแปลงยังคงเป็นรูป sine wave หากอธิบายปรากฏการณ์นี้จากรูปการอิ่มตัว B-H curve ของรูปที่ 2-6 จะได้ว่า เมื่อค่าสัมบูรณ์ของความหนาแน่นของเส้นแรงแม่เหล็ก (B) สูงกว่าจุดอิ่มตัว (B_s) กระแสจะเกิดความเพี้ยนเนื่องจากทำงานในช่วง Non-Linear

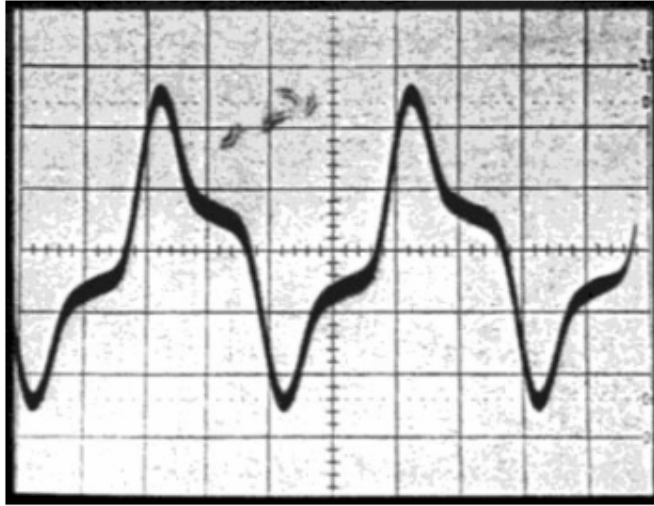
นอกจากนี้การที่หม้อแปลง (รวมไปถึงมอเตอร์ชนิดต่างๆ) ทำงานในช่วง Non-Linear จะทำให้เกิดการสูญเสียในตัวหม้อแปลง โดยพลังงานที่สูญเสียจะเปลี่ยนเป็นพลังงานความร้อนทำให้อายุการใช้งานของหม้อแปลงสั้นลง



(a) Cross section of a transformer

(b) The B-H characteristics of the core

รูปที่ 2-6 การอิ่มตัวของ B-H curve ที่มีต่อ Transformer



รูปที่ 2-7 กระแสของ Transformer ที่แกนอิมตัว

การคำนวณวงจรไฟฟ้าที่มีแกนอิมตัว

การคำนวณแรงดันหรือค่าต่างๆของวงจรไฟฟ้าที่มีแกนอิมตัวนั้นจะต้องเริ่มจากการเปลี่ยนแปลงของสนามแม่เหล็กที่ไหลอยู่ในแกน โดยต้องคำนึงอยู่เสมอว่าค่า B จะมีการอิมตัวเกิดขึ้นตามสมการข้างล่าง

$$v = n \frac{d\phi}{dt} \tag{2-8}$$

$$\phi = B \times S \tag{2-9}$$

เมื่อ S คือ พื้นที่หน้าตัดของ coil

จากสมการข้างต้นจะได้

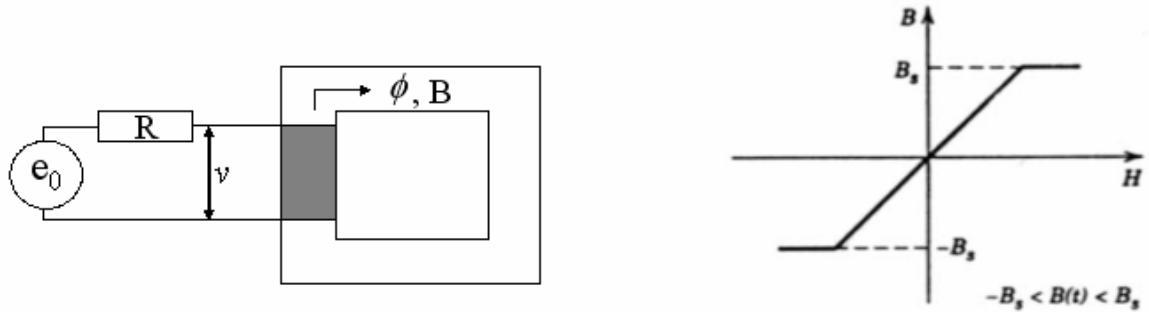
$$v = n \cdot S \frac{dB}{dt} \quad \lll \text{สำคัญ} \ggg \tag{2-10}$$

จากสมการที่(2-10) เมื่อค่า B คงที่ $\frac{dB}{dt} = 0$ ดังนั้น v จะเท่ากับ 0 นอกจากนี้เรายังสามารถหาค่า B ได้ดังนี้ (ค่า B จะมีการอิมตัวเนื่องจากวัสดุของแกน)

$$B = \frac{1}{n \cdot S} \int v dt + C \quad \llll \text{สำคัญ} \gggg \tag{2-11}$$

Question

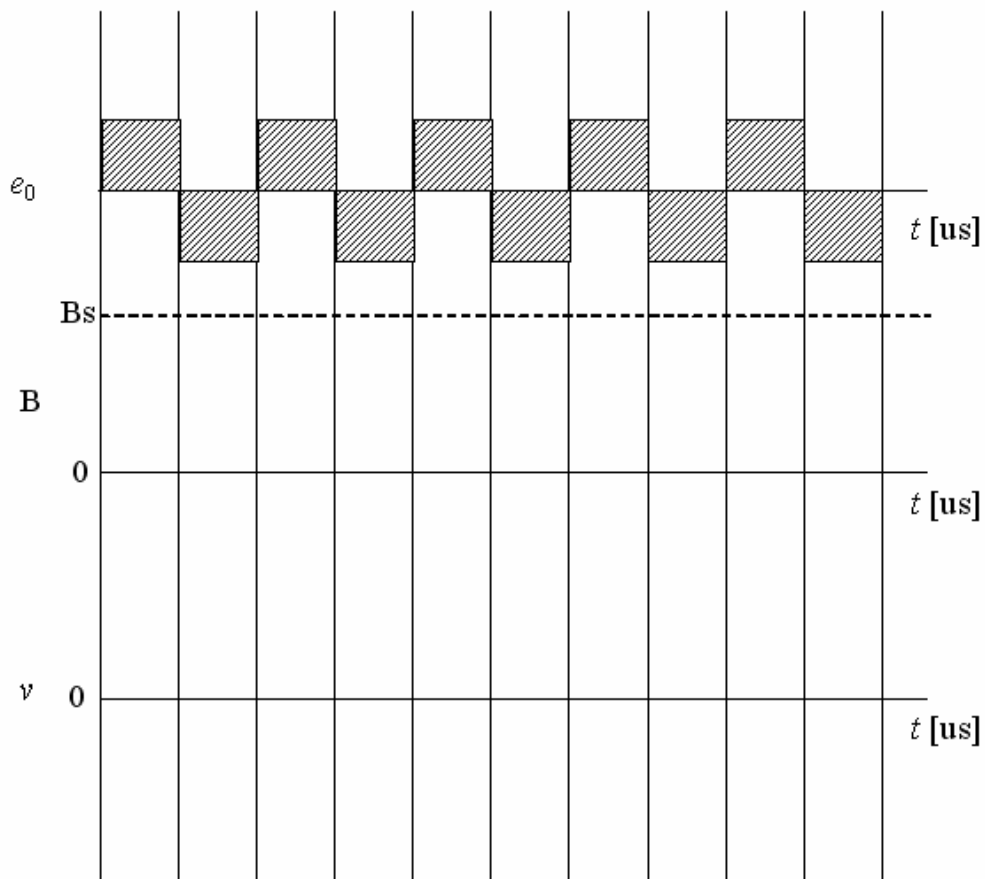
Q1) จงเขียนกราฟของ B และ v เมื่อมีแรงดัน e_0 ป้อนให้กับวงจร coil ที่มีการอิ่มตัว



(a) Transformer circuit

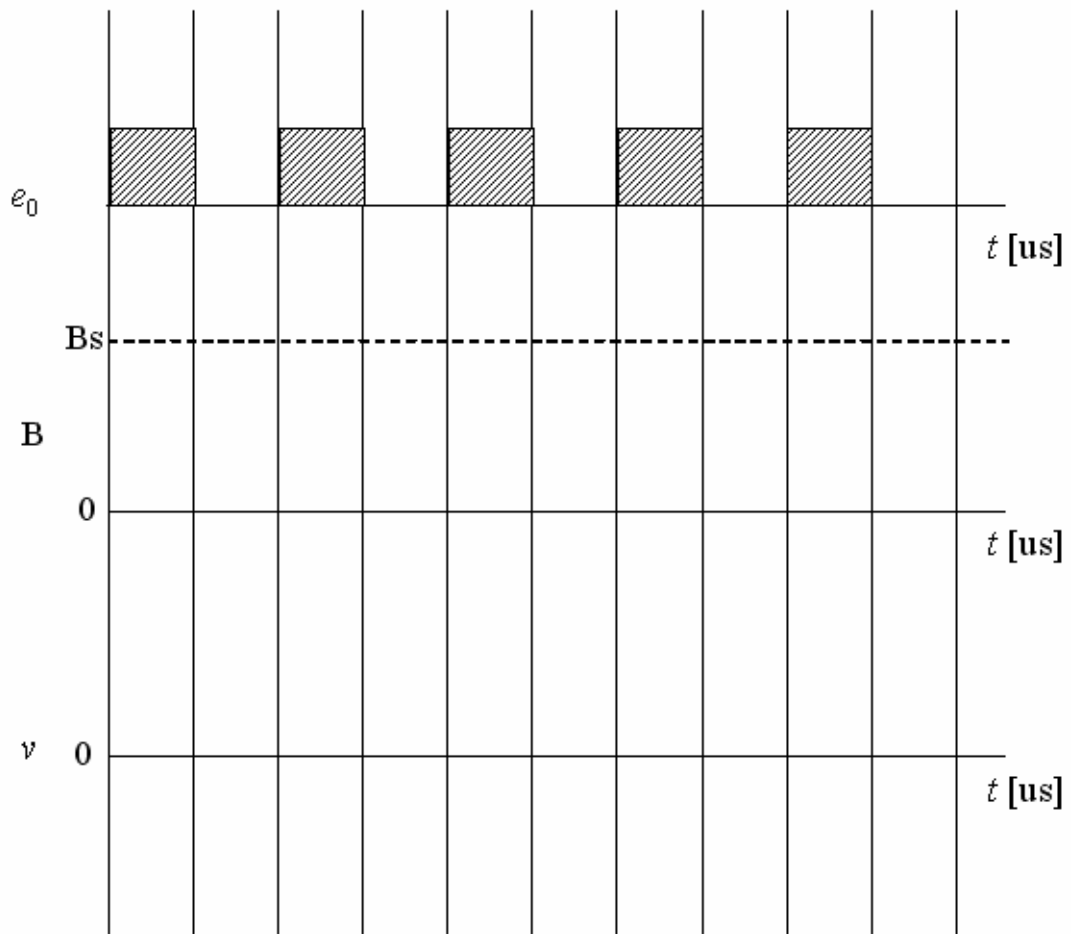
(b) The B-H characteristics of the core

รูปที่ 2-8 วงจร Transformer



รูปที่ 2-9 กราฟคำถาม

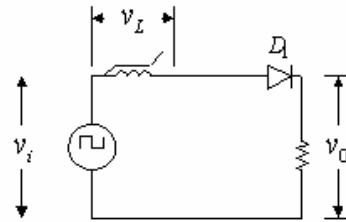
Q2) จงเขียนกราฟของ B และ v โดยที่ e_0 มีเฉพาะช่วงบวก (+) ในวงจร coil รูปที่ 2-8



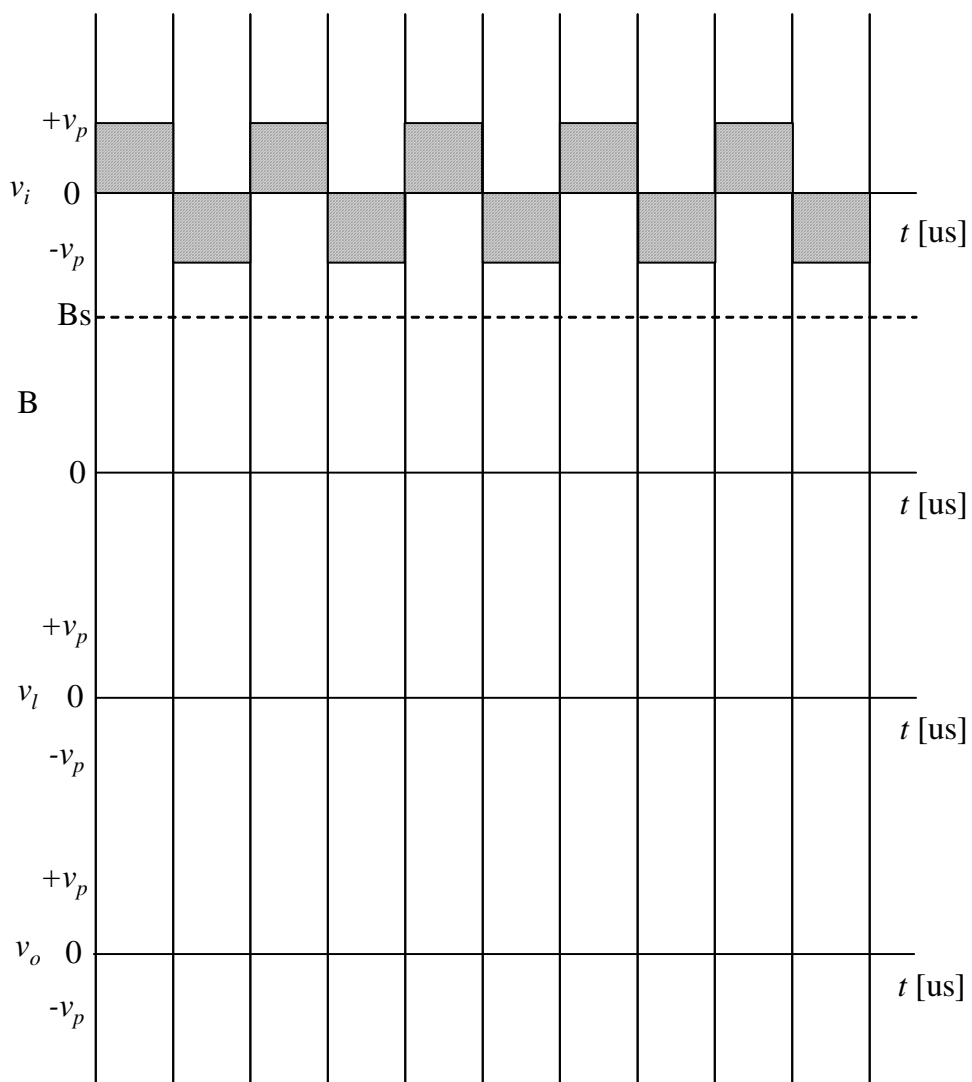
รูปที่ 2-10 กราฟคำถาม

การประยุกต์ใช้แกนอิมิตัวในการควบคุม Output voltage

Q3) จงเขียนกราฟของ B , v_p , v_o เมื่อมี Diode 1 ตัว ดังรูปที่ 2-11 โดยใช้ coil ที่มีการอิมิตัว

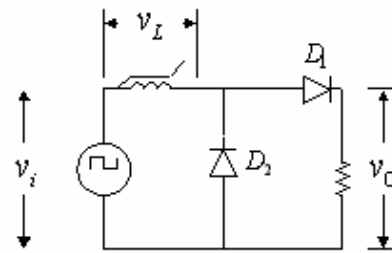


รูปที่ 2-11 วงจรแกนอิมิตัว

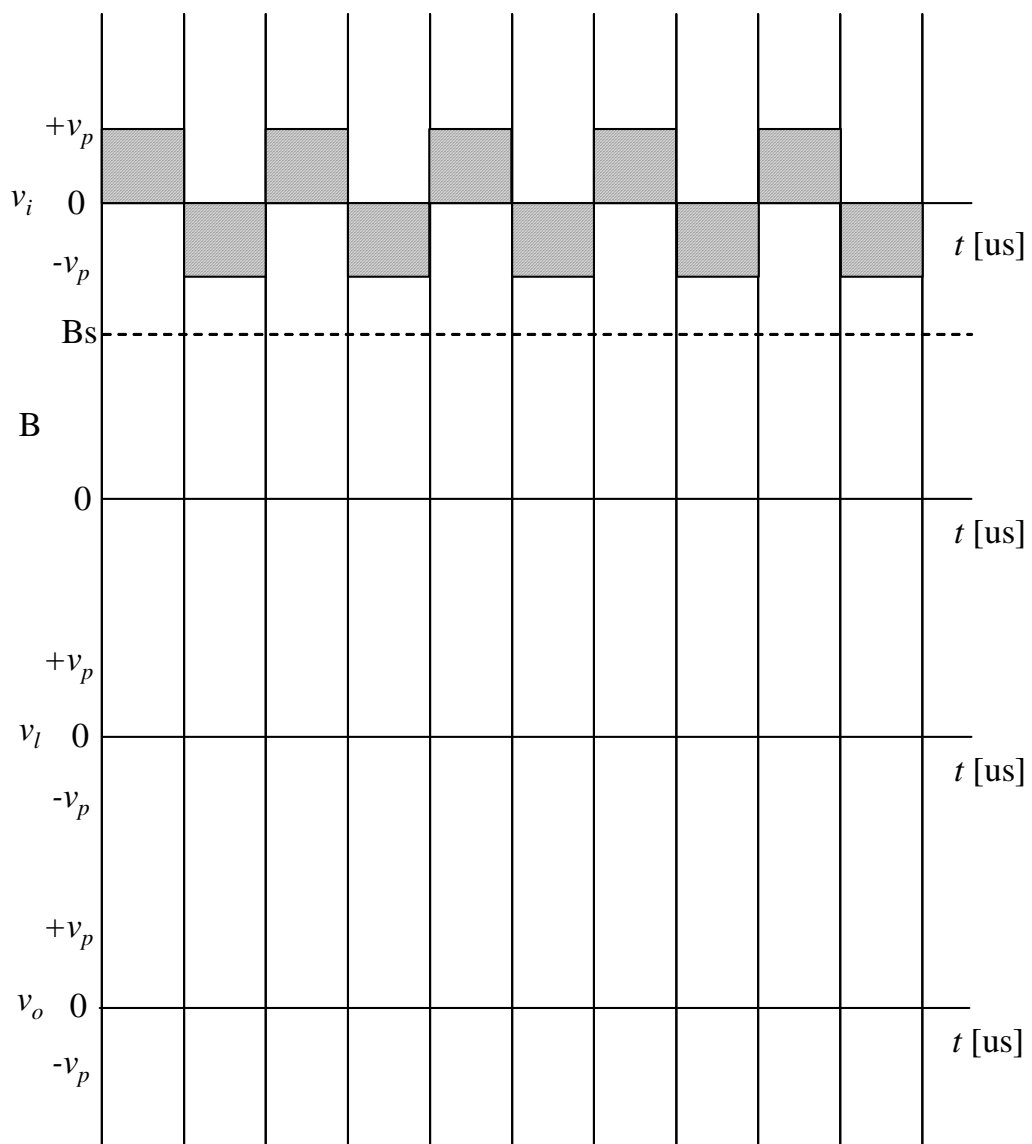


รูปที่ 2-12 กราฟค่าตามวงจรแกนอิมิตัว

Q4) จงเขียนกราฟของ B , v_L , v_o เมื่อมี Diode 2 ตัว ดังรูปที่ 2-13 และใช้ coil อิ่มตัว

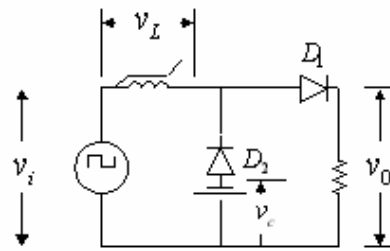


รูปที่ 2-13 วงจรแกนอิมตัว

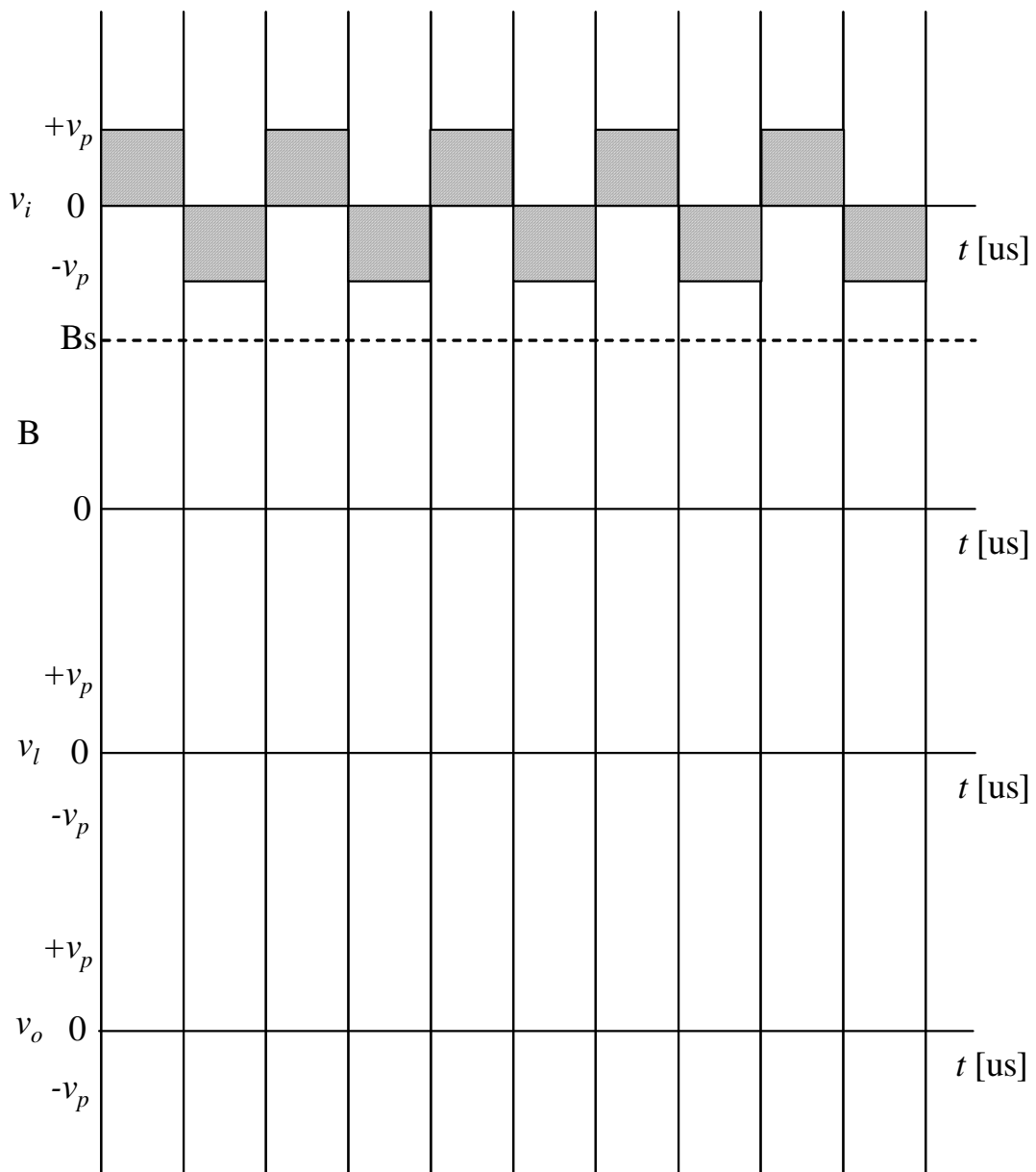


รูปที่ 2-14 กราฟค่าตามวงจรแกนอิมตัว

Q5) จงเขียนกราฟของ B , v_l , v_o เมื่อมี Diode 2 ตัวและแหล่งจ่าย v_c ดังรูปที่ 2-15



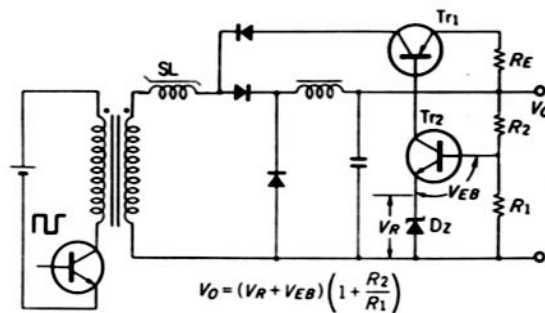
รูปที่ 2-15 วงจรแกนอิมตัว



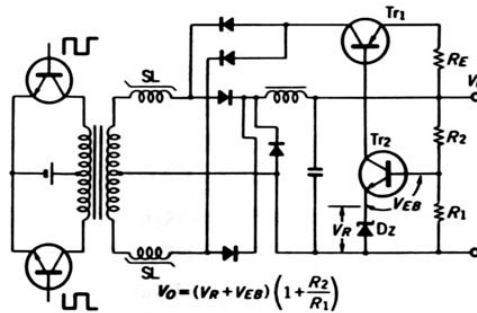
รูปที่ 2-16 กราฟค่าตามวงจรแกนอิมตัว

วงจร Regulator โดยใช้แกนอิมิตัว

จากหลักการทั้งหมดของบทนี้ที่ได้แสดงมาข้างต้นเราสามารถใช้ออยล์อิมิตัวประยุกต์เป็น SCR ความถี่สูงได้ รูปที่ 2-17 แสดงวงจรจริงที่ใช้ออยล์อิมิตัวเป็นอุปกรณ์ควบคุมแรงดันของ Voltage Supply จากวงจรในรูปที่ 2-17 (a) เมื่อ v_0 มีค่าสูงเกินกำหนด Tr_1 จะลดกระแสลงทำให้การทำงานช่วงอิมิตัวของคอยล์ SL น้อยลงเป็นผลให้มีแรงดันตกคร่อมคอยล์มากขึ้นดังนั้น v_0 จึงมีค่าต่ำลง



(a) Half-Bridge



(b) Full-Bridge

รูปที่ 2-17 วงจร Regulator โดยใช้แกนอิมิตัว

หลักการคำนวณแรงดันที่ Output

$$i_1 = \frac{v_R + v_{EB}}{R_1} \approx i_{R1}$$

$$v_{R2} = i_1 \times R_1$$

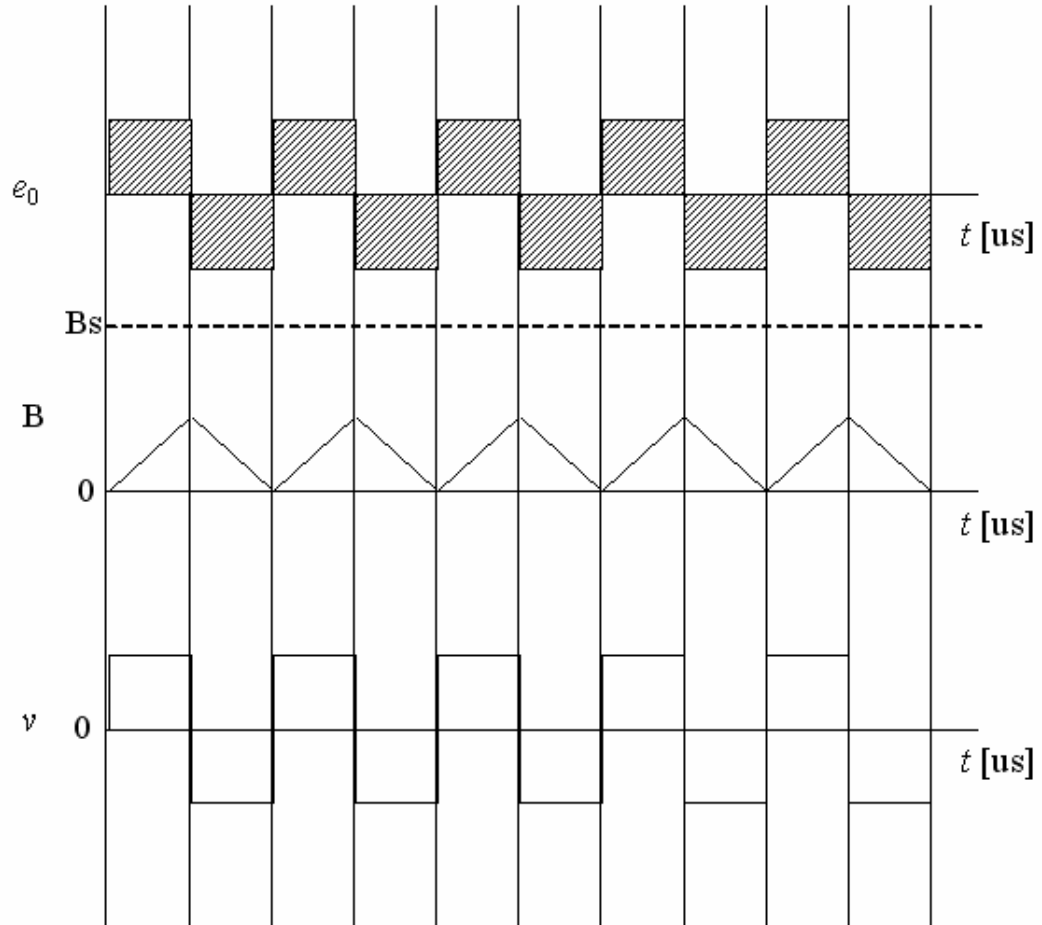
$$= (v_R + v_{EB}) \times \frac{R_2}{R_1}$$

$$v_0 = (v_R + v_B) + v_{R2}$$

$$= (v_R + v_{EB}) \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \quad \text{Answer}$$

Answer

Q1)

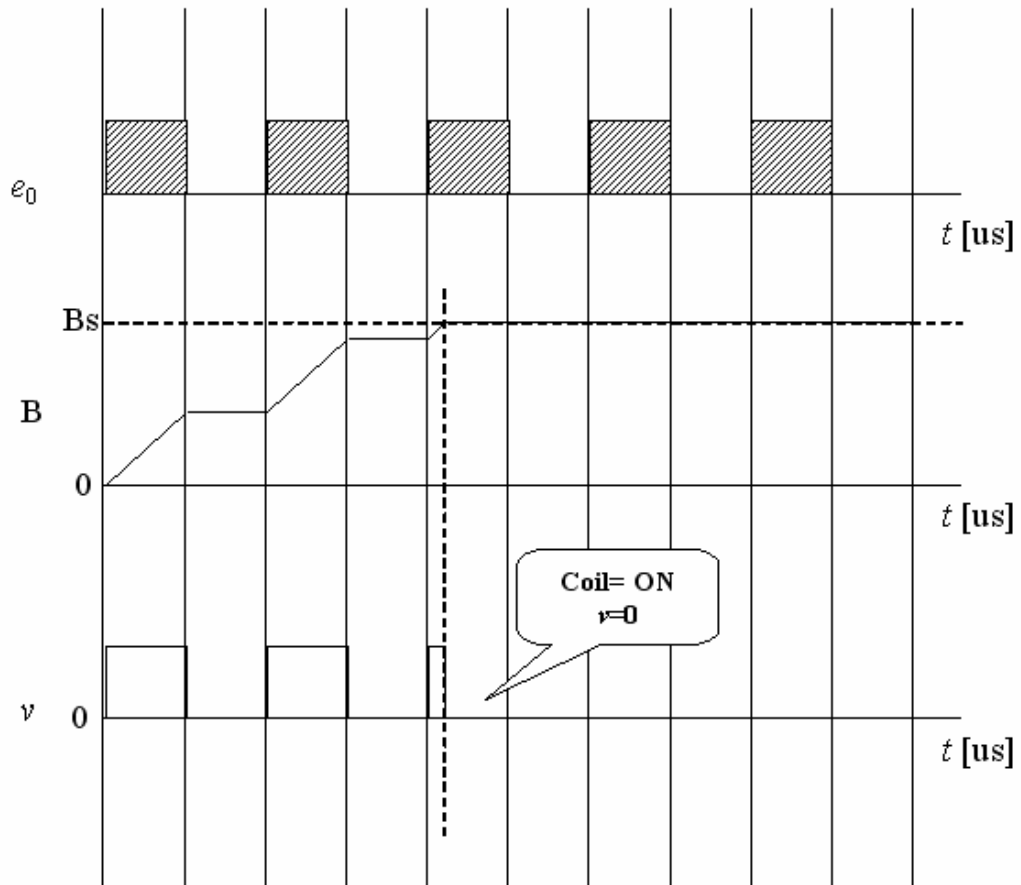


รูปที่2-18 กราฟคำตอบวงจรแกนอิมตัว

Note

จะไม่เกิดการอิมตัวเมื่อจ่ายแรงดันเป็น AC

Q2)

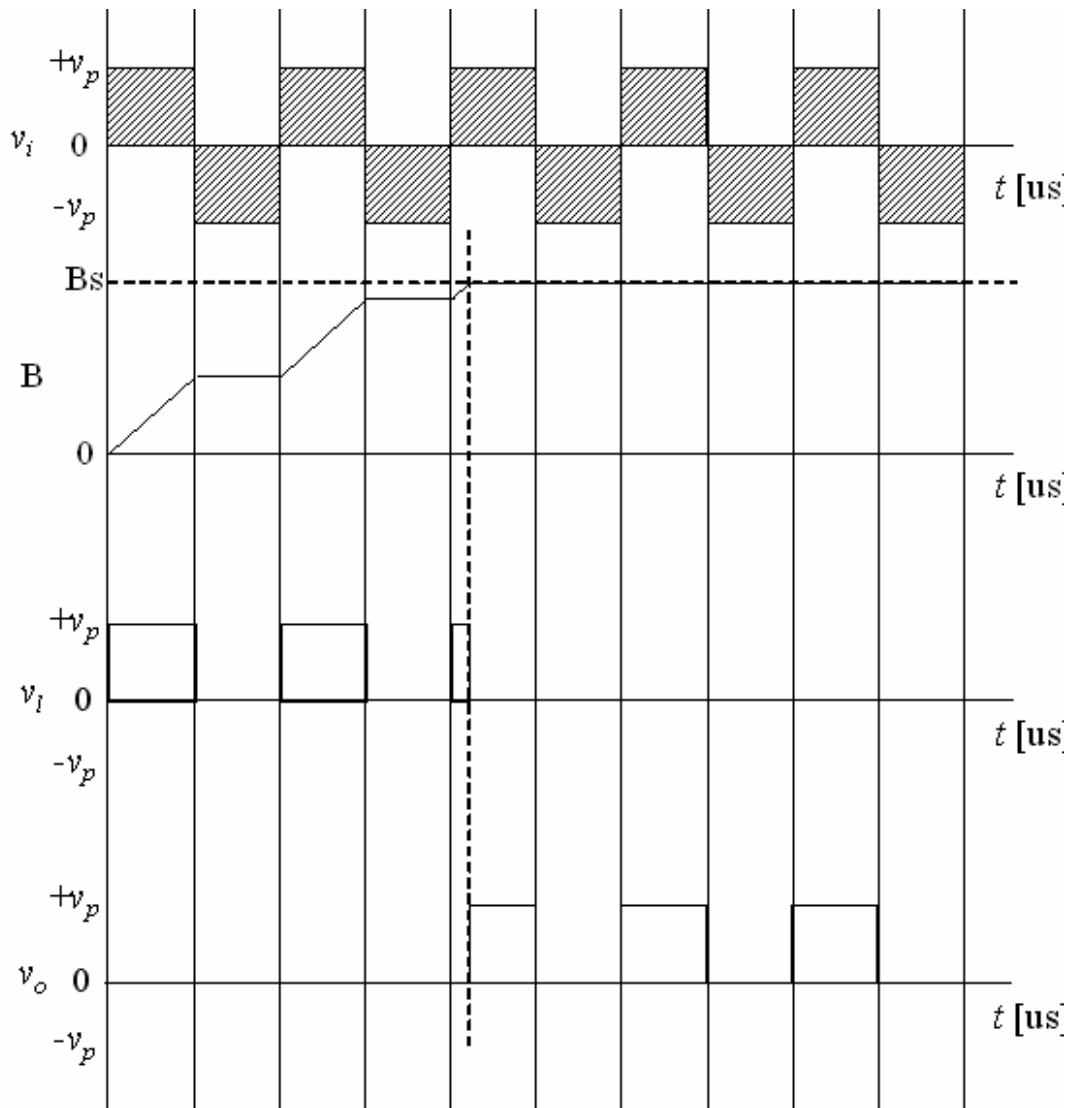
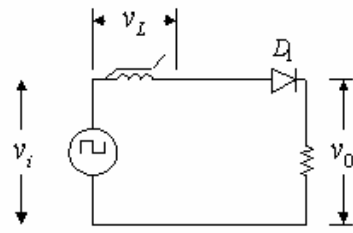


รูปที่2-19 กราฟคำตอบวงจรแกนอิมตัว

Note

คอยล์ไม่สามารถใช้กับไฟ DC ได้ (Short)

Q3)

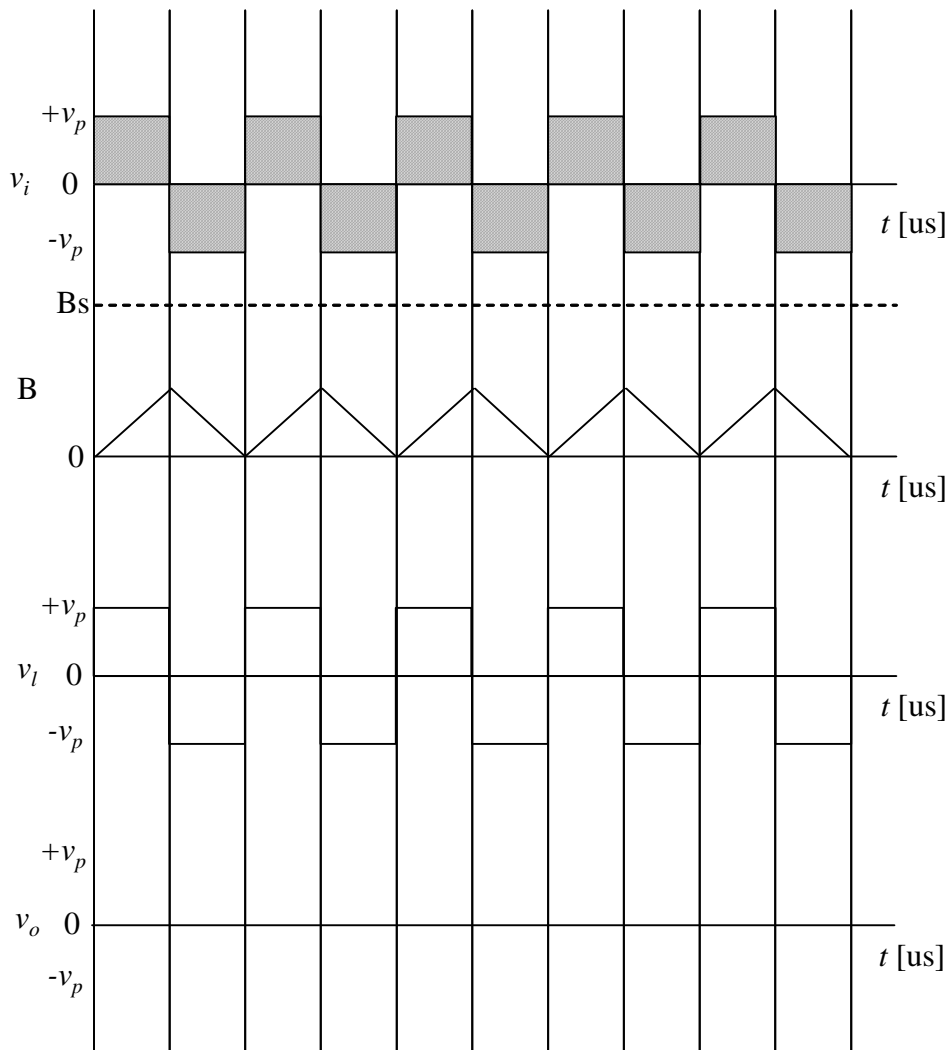
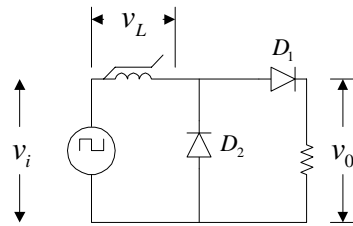


รูปที่ 2-20 กราฟคำตอบวงจรแกนนุ่มตัว

Note

กระแสไหลทางเดียวทำให้คอยล์อิมตัว

Q4)

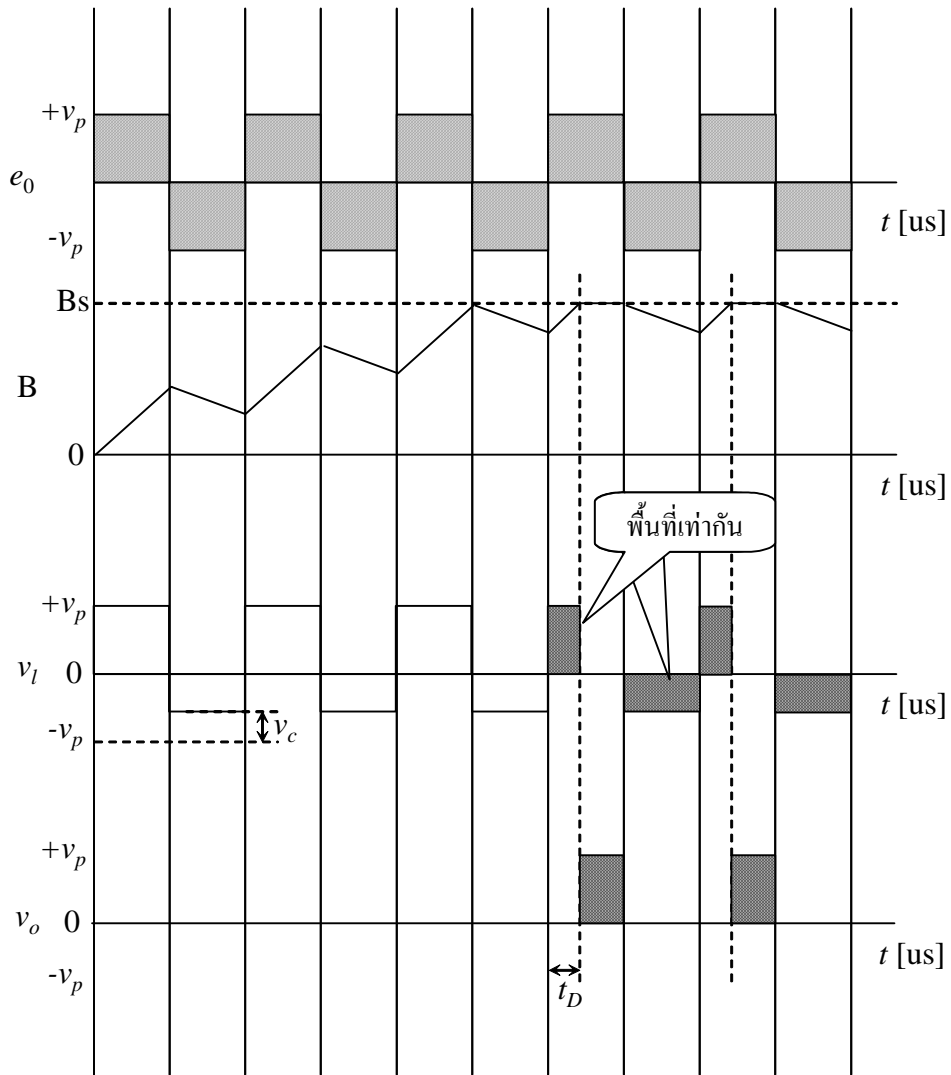
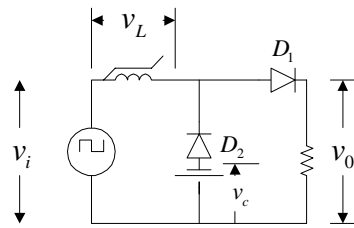


รูปที่ 2-20 กราฟคำตอบวงจรแกมมัตัว

Note

กระแสไหลทั้ง 2 ทางเท่ากันทำให้แรงดันทั้งหมดตกคร่อมที่คอยล์ ดังนั้น v_o จึงไม่มีแรงดันเหลือออกมา

Q5)



รูปที่ 2-21 กราฟคำตอบวงจรแกนนั้มตัว

Note

แรงดันตกคร่อมไม่เท่ากันทำให้อัตราการเพิ่มและลดของ B ไม่เท่ากัน เมื่อควบคุมการเพิ่มและลดของ B โดยการเปลี่ยนแรงดันของ v_c ทำให้สามารถควบคุมแรงดันของ v_o ได้

บทที่ 3 AC-DC Converter

เนื้อเรื่องของบทนี้จะกล่าวถึงการเปลี่ยนกระแสสลับเป็นกระแสตรง ในช่วงแรกจะเป็นวงจร Half Bridge ก่อน โดยจะศึกษาการทำงานของวงจรรวมไปถึงการออกแบบลำดับการคำนวณเพื่อทำการ Simulate ให้ได้รูปคลื่นของกระแสและแรงดันที่จุดต่างๆ ของอุปกรณ์ หลังจากนั้นก็จะมิตัวอย่างของวงจรที่มี Load แบบต่างๆกันเพื่อทำการเปรียบเทียบการทำงานของวงจรและสังเกตรูปคลื่นที่เปลี่ยนไป ต่อจากนั้นก็จะนำหลักการนี้ไปใช้กับวงจร Full Bridge ในบทนี้ยังแสดงหลักการทำงานของวงจร 3-Phase Rectifier และ SCR Phase Control ที่ใช้กันมากในระบบโรงงานอุตสาหกรรม

3.1) HALF-Bridge Rectifier (HB)

ในสาขาของช่างอิเล็กทรอนิกส์นั้นวงจร HALF-Bridge Rectifier (HB) ถือว่าเป็นวงจรพื้นฐานวงจรหนึ่งที่ยกมาเป็นตัวอย่างสำหรับศึกษาการทำงานของวงจรเปลี่ยนกระแสสลับเป็นกระแสตรงและวงจรมีนิยมนำใช้ในวงจรอิเล็กทรอนิกส์มากมาย การศึกษาของวงจรมีส่วนใหญ่มักจะเป็นเพียงการต่อกับ Load ที่เป็นความต้านทานและไม่มี Inductance รวมอยู่ในวงจรด้วย แต่ทว่าการต่อวงจรจริงนั้นจะมีค่า Inductance รวมอยู่ด้วยเหตุนี้เองจึงเป็นการยากที่จะเข้าใจการทำงานของวงจรอย่างถ่องแท้

จากความไม่เข้าใจในจุดนี้เองการศึกษาวงจร HALF-Bridge Rectifier ในบทนี้จึงเน้นให้เข้าใจการทำงานอย่างถ่องแท้ กล่าวคือจะมีหลักการคำนวณและสูตรคำนวณของแรงดันและกระแสที่ไหลผ่านอุปกรณ์ทุกตัวในวงจร จากนั้นจะเขียนเป็นโปรแกรมเพื่อทำการ Simulate หารูปคลื่นต่างๆ

กิจกรรมที่ควรศึกษาและทำก่อนในบทนี้ (Report)

1. HALF-Bridge (HB)+L+R

$$V_s = 220[V], L = 300[mH], R = 100[\Omega]$$

$$\Delta t = 500[\mu s], 50[\mu s], 5[\mu s]$$

2. HALF-Bridge (HB)+L+R

$$V_s = 220[V], L = 300 [mH], \Delta t = 5[\mu s]$$

$$R = 1[\Omega], 10[\Omega], 100[\Omega]$$

3. HALF-Bridge (HB)+L+R

$$V_s = 220[V], R = 100[\Omega], \Delta t = 5[\mu s]$$

$$L = 150 [mH], 300 [mH], 600 [mH]$$

4. HALF-Bridge (HB)+L+ Ed

$$V_s = 220[V], L = 300 [mH], \Delta t = 5[\mu s]$$

$$Ed = 0 [V], 100 [V], 200 [V]$$

5. HALF-Bridge (HB)+L+ Ed

$$V_s = 220[V], Ed = 200 [V], \Delta t = 5[\mu s]$$

$$L = 150[mH], 300[mH], 600[mH]$$

6. HALF-Bridge (HB)+L+ Ed

$$L = 300 [mH], Ed = 200[V], \Delta t = 5[\mu s]$$

$$V_s = 100[V], 150 [V], 200 [V]$$

7. HALF-Bridge (HB) +L+C+R

$$L = 300 [mH], C = 100[uF], \Delta t = 5[\mu s]$$

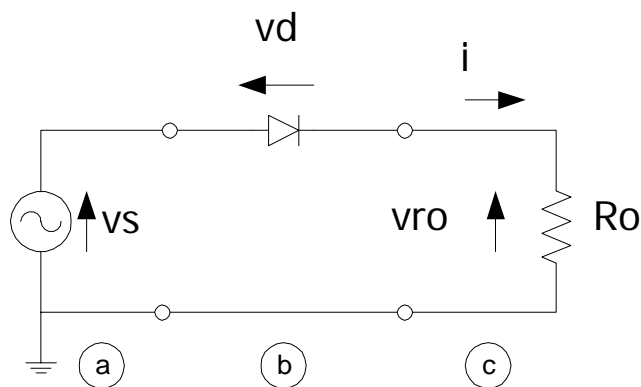
$$V_s = 220 [V], R = 100[\Omega]$$

Half-Bridge (HB)+R

หลักการในการคำนวณวงจร Diode เกี่ยวกับงานของอิเล็กทรอนิกส์กำลังจะต้องใช้การ ON-OFF เท่านั้น รูปที่3-1 แสดงหลักการในการออกแบบคำนวณวงจร Half-Bridge จากรูปที่3-1 จะมีการแบ่งส่วนวงจรออกเป็น3ส่วนคือ

- a) แหล่งจ่ายไฟ (Voltage source), $v_s=f(t)$
- b) Diode
- c) Load (Resistor), $v_o=i \times R_o$

เมื่อแบ่งการทำงานของวงจรทั้งหมดออกเป็น3ส่วนจะทำให้ทราบว่าการทำงานของแต่ละส่วนนั้นง่ายขึ้น โดยเฉพาะแหล่งจ่ายไฟและโหลด ส่วนการทำงานของ Diode นั้นจะขึ้นอยู่กับกรไหลของกระแสและแรงดันที่ตกคร่อม



รูปที่3-1 วงจร Half-Bridge + R_o

การที่จะทราบว่ากระแสไหลในปริมาณเท่าไรจะต้องมีการสมมุติว่าวงจรทั้งหมดอยู่ในสถานะที่กระแสไหลได้ก่อนจึงจะคำนวณปริมาณของกระแส (สามารถเขียนสูตรคำนวณได้) ซึ่งหลักในทางปฏิบัติคือ สมมุติให้ Diode “ON” จากนั้นจึงจะเขียนสมการได้ดังนี้

สูตร Simulation

เมื่อ Diode “ON”

$$i = v_s / R_o \quad (3-1)$$

เมื่อหาค่ากระแสที่ไหลในวงจรได้แล้วก็ใช้คุณสมบัติของไดโอดเข้าไปควบคุมกระแสตั้งสมการข้างล่างนี้

การควบคุม Diode

$$i = \begin{cases} \text{if } i > 0 ; i = i \\ \text{if } i < 0 ; i = 0 \end{cases} \quad (3-2)$$

จากนั้นก็หาความสัมพันธ์ของแรงดัน โดยการใส่กระแสในวงจรเป็นตัวกำหนด

$$V_{Ro} = i \cdot R_o \quad (3-3)$$

$$v_d = v_s - v_{Ro} \quad (3-4)$$

จากสมการที่(3-1) ถึงสมการที่(3-4) จะเห็นได้ว่าเราสามารถคำนวณหาแรงดันและกระแสของอุปกรณ์ทุกตัวได้ แต่ค่าที่ได้นั้นเป็นเพียงจุดเดียวเท่านั้นจึงยังไม่สามารถเขียนออกมาเป็นรูปคลื่น (Wave form) ได้ ดังนั้นจะต้องมีการคำนวณซ้ำ (Loop calculation) เพื่อให้ได้ผลการคำนวณมากพอที่จะแสดงออกมาเป็นรูปคลื่นได้ การคำนวณซ้ำนี้เองที่ต้องใช้คอมพิวเตอร์มาช่วย

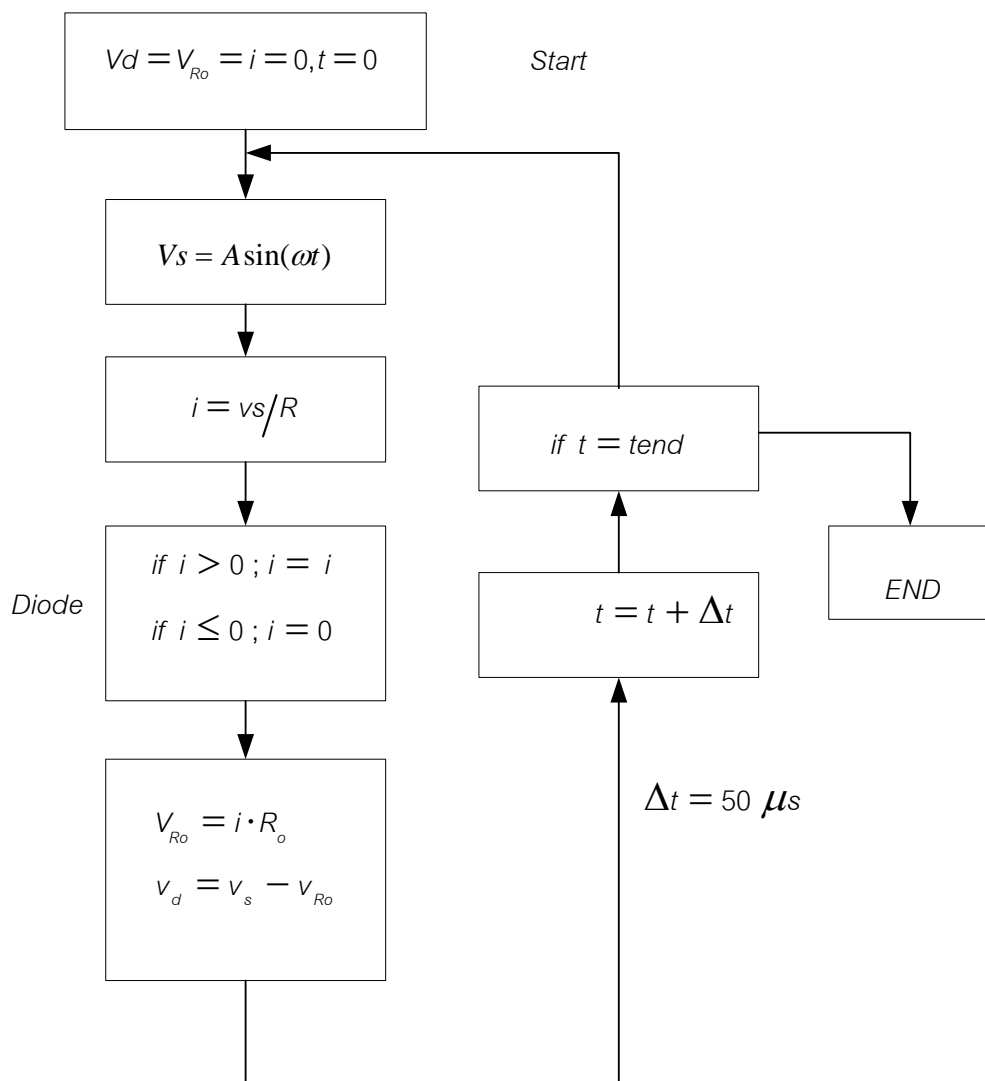
การใช้คอมพิวเตอร์เพื่อที่จะคำนวณซ้ำนั้นจะต้องมีการเตรียมโปรแกรมก่อน จากนั้นถึงจะคำนวณสมการได้ รูปที่3-2 แสดง Flow chart การคำนวณของวงจร HB+R ซึ่งลำดับของการคำนวณจะเริ่มจากสมการที่(3-1) จนถึงสมการที่(3-4)

ลำดับการคำนวณ

1. การตั้งค่าแรก

$$\left. \begin{array}{l} v_d = 0 \\ v_{Ro} = 0 \\ i = 0 \end{array} \right\} \quad (3-5)$$

2. Flow chart



รูปที่ 3-2 Flow chart ของ HB+R

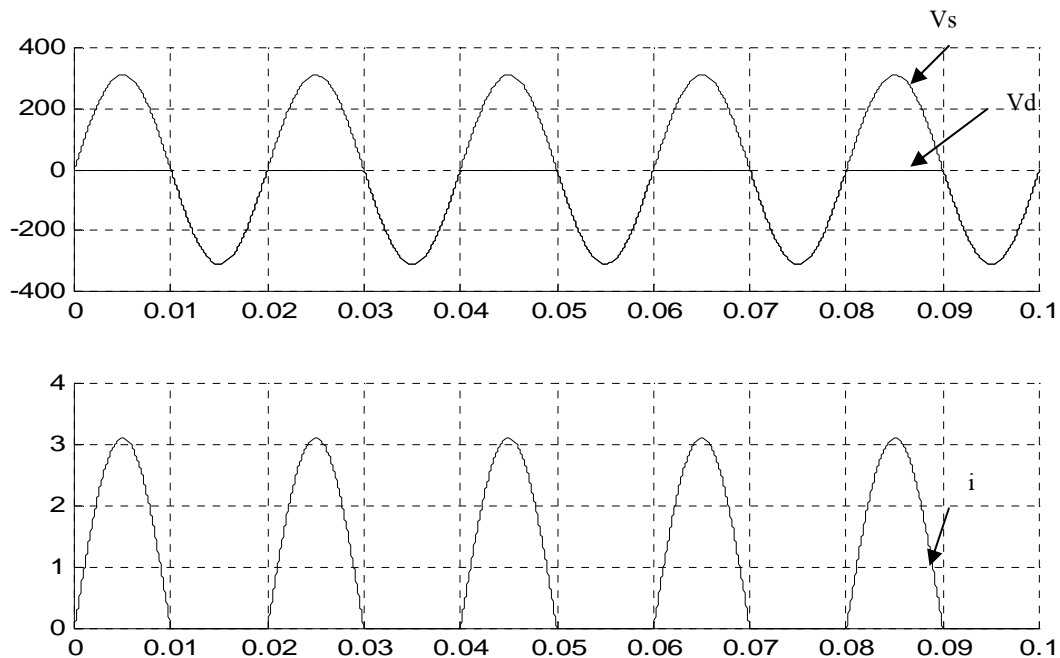
การเขียน โปรแกรม Half-Bridge with R Circuit

```
%%%%%%%%Half-Bridge with R Circuit%%%%%%%%
clear;
%%%Parameters
Ro=100;
%%%initialization(start)
dt=50e-6;tend=5*20e-3;
vd=0;vro=0;iro=0;t=0;
%%%program.
inx=1;
for t=0:dt:tend
    vs=220*sqrt(2)*sin(2*pi/20e-3*t);
    iro=vs/Ro;
    if iro>0
        iro=iro;
    else
        iro=0;
    end
    vro=iro*Ro;
    vd=vs-vro;
    %%%data save
    vstab(inx)=vs;
    vdtab(inx)=vd;
    vrotab(inx)=vro;
    itab(inx)=iro;
    ttab(inx)=t;
    inx=inx+1;
end
%%%data plot
figure(1);clf;
subplot(2,1,1);grid on;hold on;
plot(ttab,vstab);
plot(ttab,vdtab,'r');
subplot(2,1,2);grid on;hold on;
plot(ttab,itab);
```

อธิบายการเขียนโปรแกรม (Half-Bridge with R Circuit)

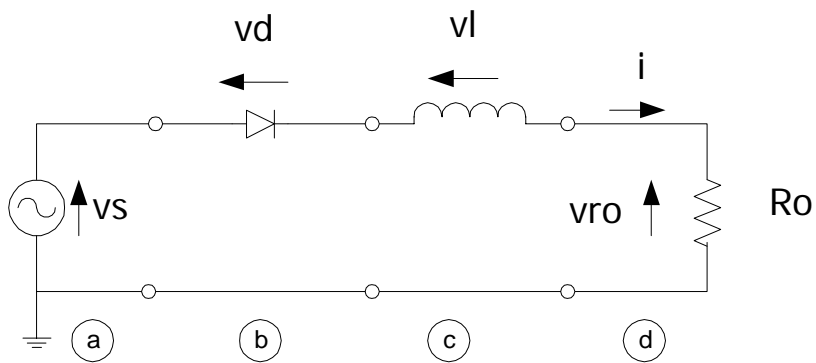
- 1) พิมพ์คำสั่ง clear เพื่อเคลียร์พารามิเตอร์ทั้งหมดที่มีอยู่ออกไป
- 2) ทำการกำหนดพารามิเตอร์แต่ละตัว
ให้ $R_o=100; L=300e-3$
- 3) ทำการกำหนดค่าเริ่มต้น
 $dt=50e-6; tend=50*20e-3; vd=0; vro=0; iro=0; vl=0; t=0; io=0; di=0;$
- 4) ส่วนของโปรแกรม
คำสั่ง `inx=1` เป็นการกำหนดการ save data ที่ตำแหน่งที่ 1 ของโปรแกรม
คำสั่ง `for t=0:dt:tend` เป็นการให้โปรแกรมแสดงผลจาก $t=0$ เพิ่มขึ้นทีละ dt จนถึง $tend$
- 5) ส่วนของของไดโอด
เริ่มจากการเช็คว่ไดโอดอยู่ในช่วงบวกหรือช่วงลบ ถ้าอยู่ในเงื่อนไขตาม Flow chart โปรแกรมรัน และได้รูปคลื่นดังรูป Half-Bridge $R = 100[\text{Ohm}]$

ผลการ Simulate



รูปที่ 3-3 Wave form Half-Bridge $R = 100[\text{Ohm}]$

HALF-Bridge (HB)+L+Ro



รูปที่ 3-4 วงจร Half-Bridge +L+Ro

สูตร Simulation

1. Diode "ON"

$$v_s = L \cdot \frac{di}{dt} + v_{Ro} \quad (3-6)$$

$$i = \frac{1}{L} \cdot \int (v_s - v_{Ro}) dt$$

$$v_{Ro} = i \cdot R_o \quad (3-7)$$

$$v_L = v_s - v_d - v_{Ro} \quad (3-8)$$

Diode Control

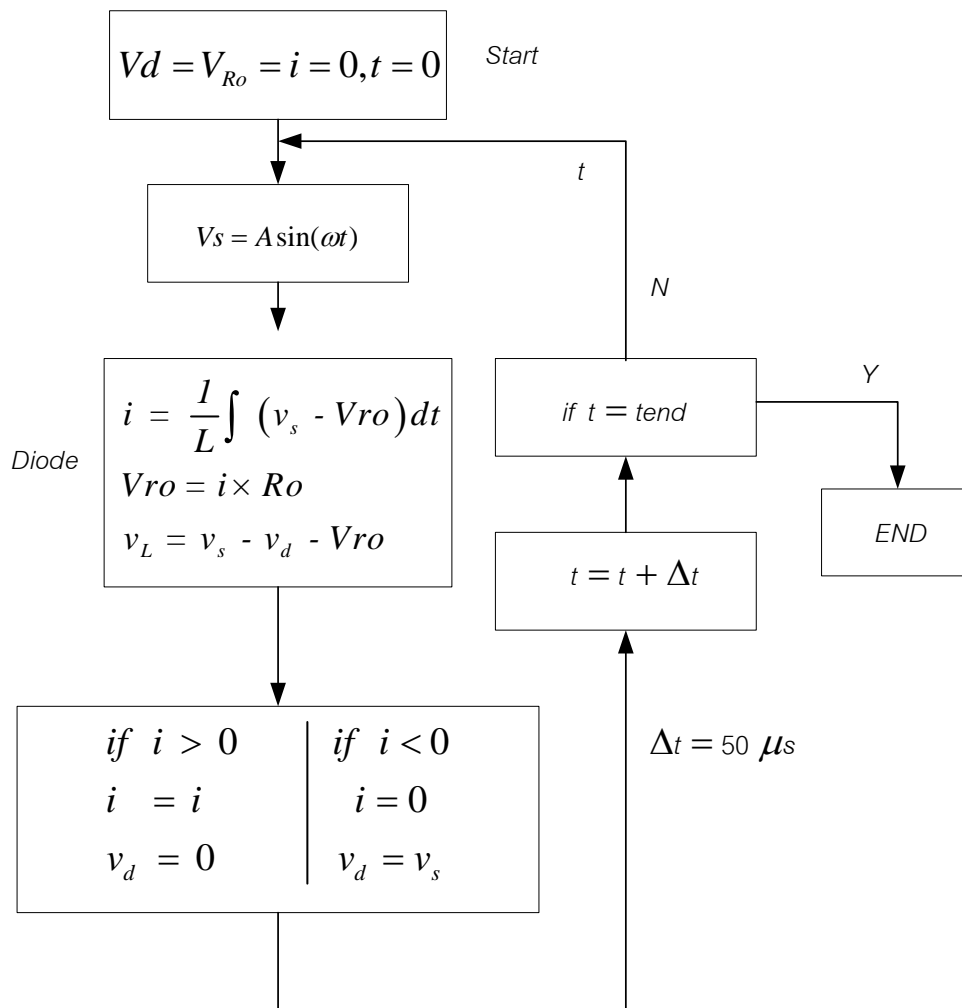
$$\begin{array}{l|l} \text{if } i > 0 & \text{if } i < 0 \\ i = 0 & i = 0 \\ v_d = 0 & v_d = v_s \end{array} \quad (3-9)$$

ลำดับการคำนวณ

1. การตั้งค่าแรก

$$V_d = v_L = i = 0$$

2. Flow Chart



รูปที่ 3-5 Flow Chart Half-Bridge +L+Ro

การเขียนโปรแกรม Half-Bridge with L+R Circuit

```
%%%%%%%%Half-Bridge with L+Ed Circuit%%%%%%%%
clear;
%%%Parameters
Ro=100;L=300e-3;
%%%initalizaiton(start)
dt=50e-6;tend=5*20e-3;
vd=0;vro=0;iro=0;vl=0;t=0;i0=0;di=0;
%%%program.
inx=1;
for t=0:dt:tend
    vs=220*sqrt(2)*sin(2*pi/20e-3*t);

    iro=iro+(vs-vro)/L*dt;
    vro=iro*Ro;
    vl=vs-vd-vro;

    if iro>0
        iro=iro;
        vd=0;
    else
        iro=0;
        vd=vs;
    end
    %%%data save
    vstab(inx)=vs;
    vdtab(inx)=vd;
    vltab(inx)=vl;
    vrotab(inx)=vro;
    itab(inx)=iro;
    ttab(inx)=t;
    inx=inx+1;
end
%%%data plot
figure(1);clf;
subplot(3,1,1);grid on;hold on;
plot(ttab,vstab);
plot(ttab,vdtab,'r');
plot(ttab,vrotab,'g');
subplot(3,1,2);grid on;hold on;
plot(ttab,itab);
subplot(3,1,3);grid on;hold on;
plot(ttab,vltab);
```


อธิบายการเขียนโปรแกรม (Half-Bridge L+R Circuit)

1) ทำการกำหนดพารามิเตอร์แต่ละตัว

ให้ $R_o=100$; $L=300e-3$

2) ทำการกำหนดค่าเริ่มต้น

$dt=50e-6$; $tend=50*20e-3$; $vd=0$; $vro=0$; $iro=0$; $vl=0$; $t=0$; $io=0$; $di=0$;

3) ส่วนของโปรแกรม

คำสั่ง $inx=1$ เป็นการกำหนดการ save data ที่ตำแหน่งที่ 1 ของโปรแกรม

คำสั่ง $for t=0:dt:tend$ $t=0$ เพิ่มทีละ dt จนถึง $tend$

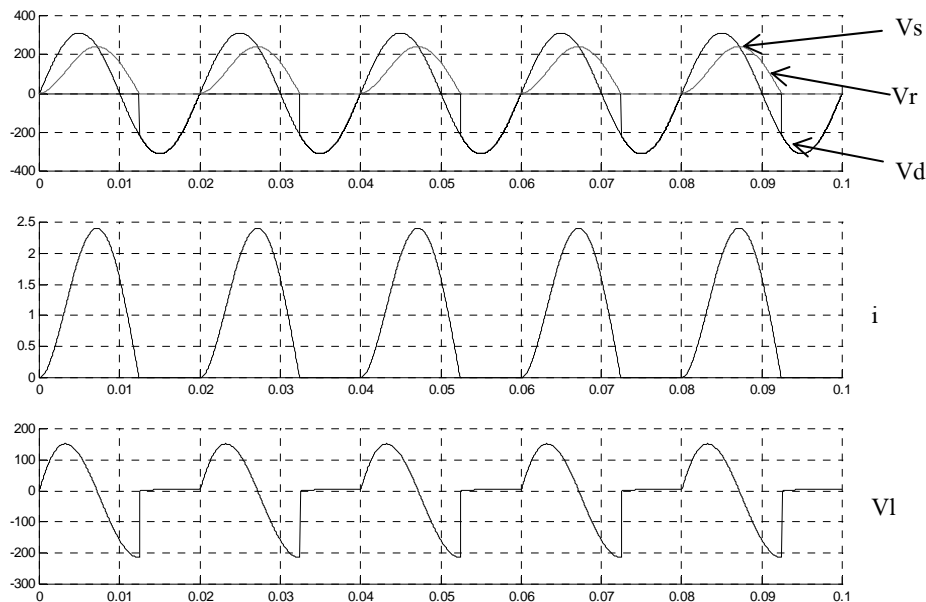
4) ส่วนของของไดโอด

เริ่มจากการเช็คว่ไดโอดอยู่ในช่วงบวกหรือช่วงลบ ถ้าอยู่ในเงื่อนไขตาม Flow

chart โปรแกรมรัน และได้รูปคลื่นดังรูป Half – Bridge $L = 300$ [mH] ,

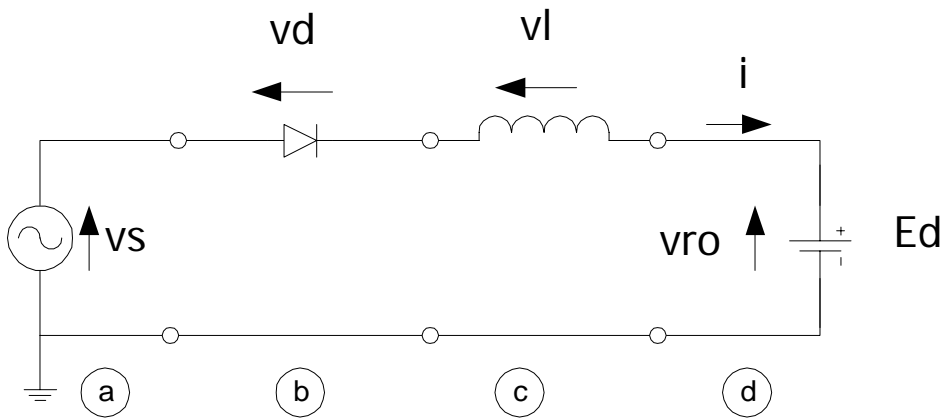
$R = 100$ [Ohm]

ผลการ Simulate



รูปที่ 3-6 Wave form Half – Bridge $L = 300$ [mH] , $R = 100$ [Ohm]

Half-Bridge+L+Ed



รูปที่ 3-7 วงจร Half-Bridge+L+Ed

สูตร Simulation

Diode "ON"

$$v_s = L \cdot \frac{di}{dt} + Ed \quad (3-10)$$

$$\therefore i = \frac{1}{L} \cdot \int (v_s - Ed) dt \quad (3-11)$$

$$v_L = v_s - v_d - Ed$$

Diode Control

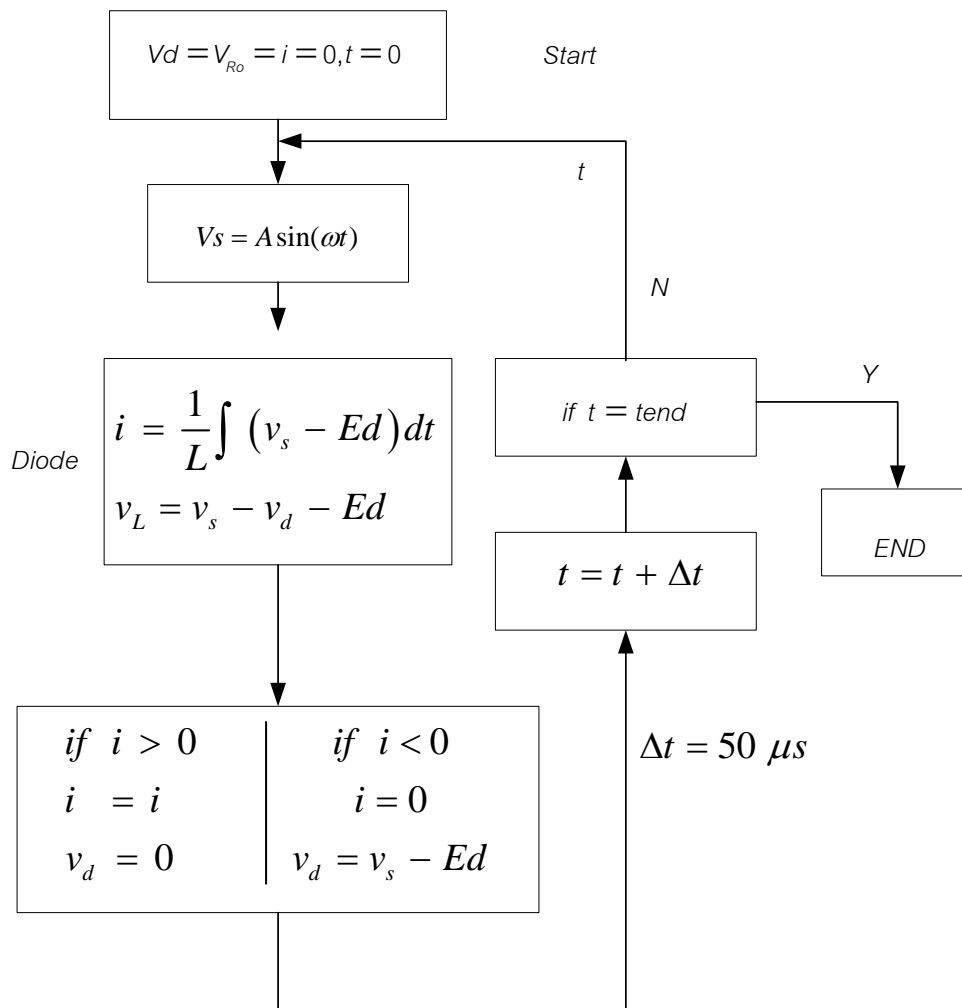
$$\begin{array}{l|l} \text{if } i > 0 & \text{if } i < 0 \\ i = 0 & i = 0 \\ v_d = 0 & v_d = v_s - Ed \end{array} \quad (3-12)$$

ลำดับการคำนวณ

1. การตั้งค่าแรก

$$V_d = v_L = i = 0 \quad (3-13)$$

2. Flow Chart



รูปที่ 3-8 Flow Chart Half-Bridge+L+Ed

การเขียน โปรแกรม Half-Bridge with L+Ed Circuit

```
%%%%%%%%Half-Bridge with L+Ed Circuit%%%%%%%%
clear;
%%%Parameters
Ro=100;L=300e-3;ed=200;
%%%initalizaiton(start)
dt=50e-6;tend=5*20e-3;
vd=0;vro=0;iro=0;vl=0;t=0;i0=0;di=0;
%%%program.
inx=1;
for t=0:dt:tend
    vs=220*sqrt(2)*sin(2*pi/20e-3*t);

    iro=iro+(vs-ed)/L*dt;
    vl=vs-vd-ed;

    if iro>0
        iro=iro;
        vd=0;
    else
        iro=0;
        vd=vs-ed;
    end

    %%%data save
    vstab(inx)=vs;
    vdtab(inx)=vd;
    vltab(inx)=vl;
    edtab(inx)=ed;
    itab(inx)=iro;
    ttab(inx)=t;
    inx=inx+1;
end
%%%data plot
figure(1);clf;
subplot(3,1,1);grid on;hold on;
plot(ttab,vstab);
plot(ttab,vdtab,'r');
plot(ttab,edtab,'g');
subplot(3,1,2);grid on;hold on;
plot(ttab,itab);
subplot(3,1,3);grid on;hold on;
plot(ttab,vltab);
```

อธิบายการเขียนโปรแกรม

1) ทำการกำหนดค่าเริ่มต้น

```
dt=50e-6;tend=50*20e-3; vd=0; vro=0; iro=0;vl=0;t=0;io=0;di=0;
```

2) ส่วนของโปรแกรม

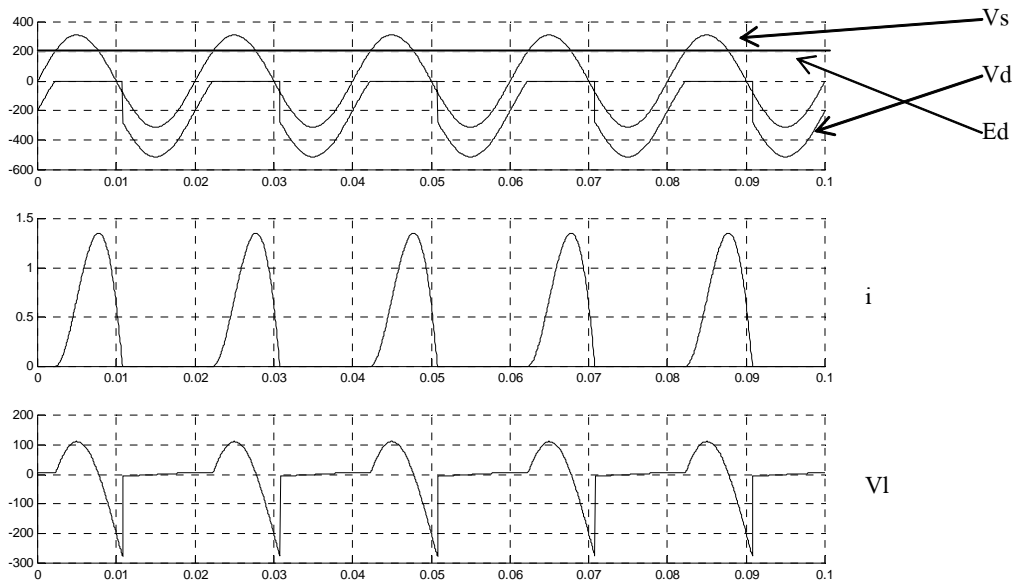
คำสั่ง `inx=1` เป็นการกำหนดการ save data ที่ตำแหน่งที่ 1 ของโปรแกรม

คำสั่ง `for t=0:dt:tend`

3) ส่วนของของไดโอด

เริ่มจากการเช็คว่ไดโอดอยู่ในช่วงบวกหรือช่วงลบ ถ้าอยู่ในเงื่อนไขตาม Flow chart โปรแกรมรัน

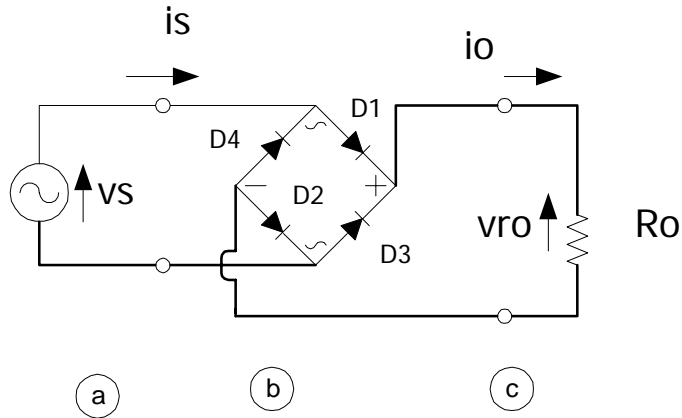
ผลการ Simulate



รูปที่3-9 Wave form Half-Bridge $L=300[\text{mH}]$, $E_d = 200[\text{V}]$

3.2) Full-Bridge Rectifier (FB)

จากที่ได้อธิบายในข้างต้นของการคำนวณวงจร HB นั้นเรายังสามารถนำเอาหลักการมาคำนวณกับวงจร FB ได้ดังนี้



รูปที่ 3-10 Full-Bridge (FB) + Ro

สูตร Simulation

1. เมื่อ D1, D2 “ON”

$$V_{Ro} = v_S, i_S = i_O \quad (3-14)$$

2. เมื่อ D3, D4 “ON”

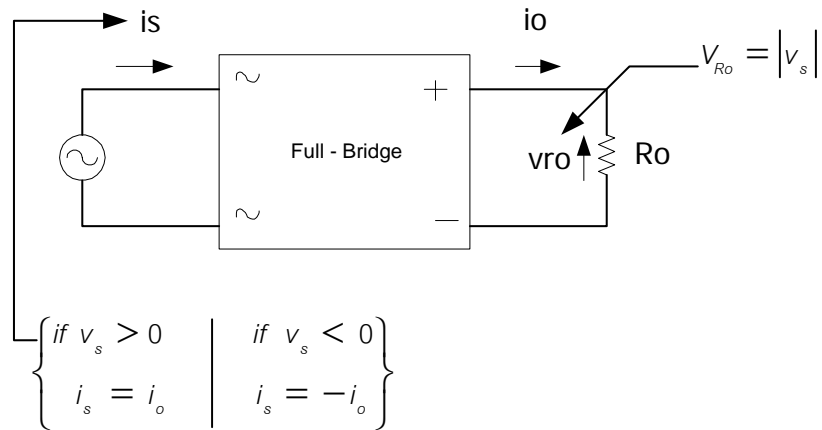
$$V_{Ro} = -v_S, i_S = -i_O \quad (3-15)$$

$$\therefore V_{Ro} = |v_S|$$

$$i_S = \begin{cases} \text{if } v_s > 0 ; i_o \\ \text{if } v_s < 0 ; -i_o \end{cases} \quad (3-16)$$

3. แรงดัน Output จะได้

$$V_{Ro} = i_o \cdot R_o \quad (3-17)$$



รูปที่3-11 หลักความคิดในการคำนวณ FB

ลำดับขั้นการคำนวณ (โดยการใช้พื้นฐานเดิม)

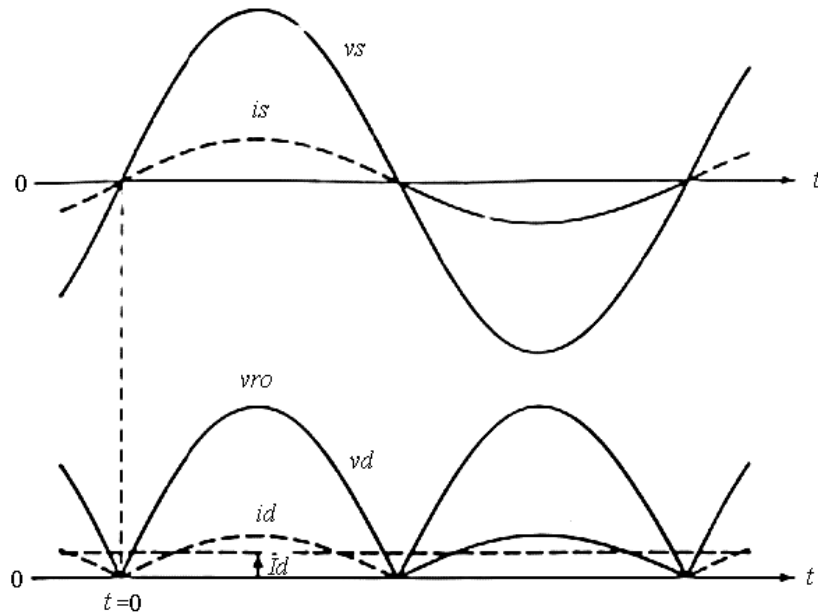
1. $v_{Ro} = |v_s(t)|$

2. $i_o = v_{Ro}/R_o$

3. $i_s = \left\{ \begin{array}{l|l} \text{if } v_s > 0 & \text{if } v_s < 0 \\ \hline i_s = i_o & i_s = -i_o \end{array} \right\}$

4. Loop $t = t + \Delta t$ ทำให้เกิดการ Run ของโปรแกรม

ผลการ Simulation

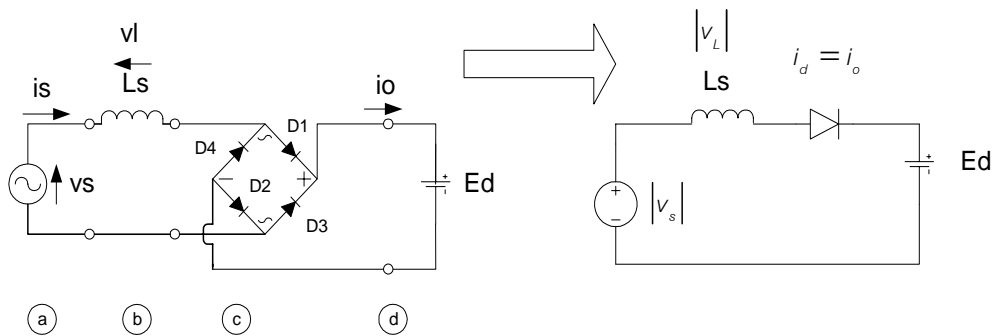


รูปที่3-12 Wave form of Full Bridge R

ข้อสังเกต

1. กระแส i_s กับ v_s เป็นรูป sine-wave เป็นผลให้ Harmonics ของ i_s มีค่าน้อยมาก (หรือ 0)
2. v_{Ro} มีค่า Ripple สูงมากจึงไม่เหมาะจะได้เป็นแหล่งจ่ายที่ต้องการความเรียบของแรงดัน

FB+Ls+Ed



(a) Full-Bridge+Ls+Ed

(b) Simulation Circuit

รูปที่ 3-13 การแปลงวงจรเพื่อ Simulation

เทคนิคของการ Simulation

1) ใช้วงจร (b) ในการคำนวณ i_o

$$|v_s| = L \cdot \frac{di_o}{dt} + Ed \quad (3-18)$$

$$\therefore i_o = \frac{1}{L} \cdot \int (|v_s| - Ed) dt \quad (3-19)$$

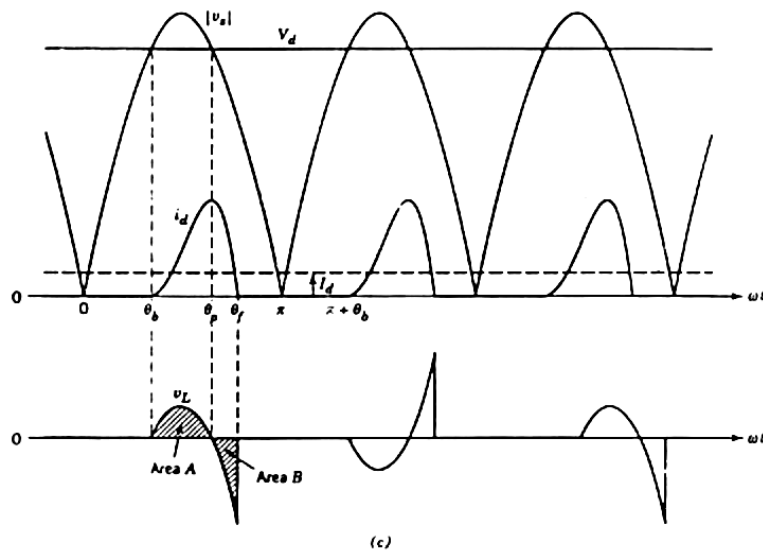
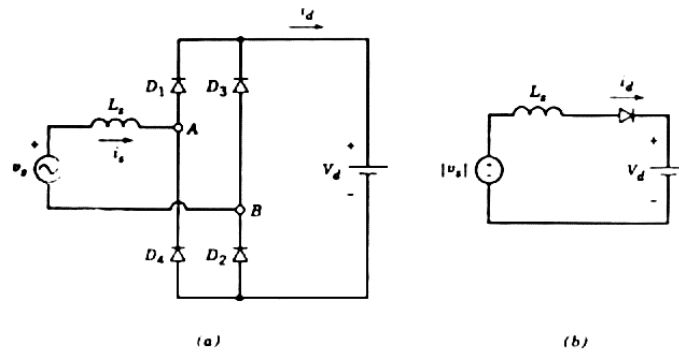
$$|v_L| = |v_s| - v_d - Ed \quad (3-20)$$

2) Diode Control

$$i_s = \begin{cases} \text{if } v_s > 0; i_s = i_o \\ \text{if } v_s < 0; i_s = -i_o \end{cases} \quad (3-21)$$

$$v_L = \begin{cases} \text{if } v > 0; v_L = |v_L| \\ \text{if } v < 0; v_L = -|v_L| \end{cases} \quad (3-22)$$

ผลการ Simulation

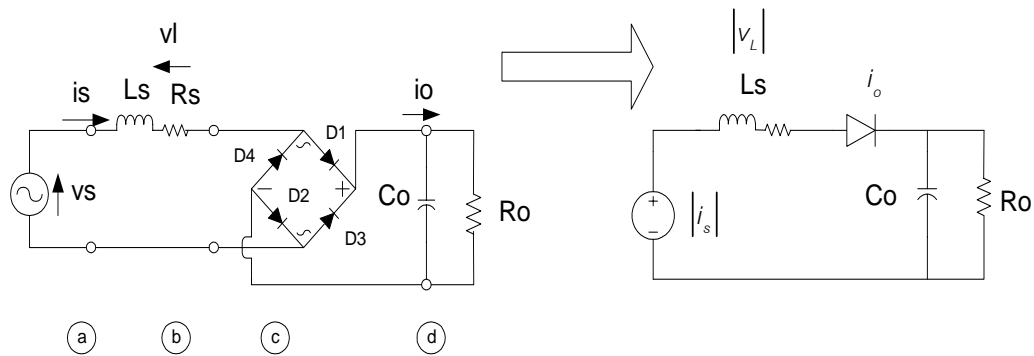


รูปที่ 3-14 Waveform ของ FB+Ls+Ed

ข้อสังเกต

เมื่อคิดว่าวงจรนี้เป็นวงจร Chart Battery จะทราบว่ากระแสมีค่า Harmonic สูงมาก

FB+Ls+Rs+Co+Ro



(a) FB+Ls+Rs+Co+Ro

(b) Simulation Circuit

รูปที่ 3-15 FB+Ls+Rs+Co+Ro

หลักของการ Simulation

1) ใช้วงจร (b) ในการคำนวณ

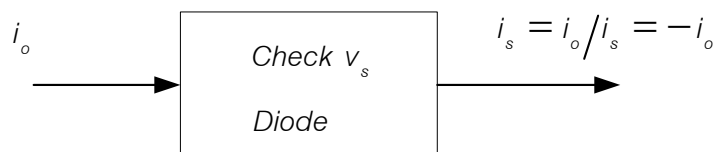
$$|v_s| = L_s \cdot \frac{di_c}{dt} + R_s \cdot i_c + v_{Ro} \quad (3-23)$$

$$i_o = C_o \cdot \frac{dv_{Ro}}{dt} + \frac{v_{Ro}}{R_o} \quad (3-24)$$

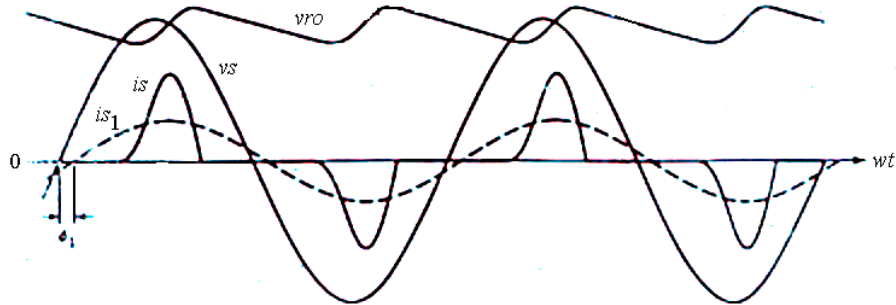
2) จากข้างบนจะแสดงความสัมพันธ์ได้ดังนี้

$$i_o = f(|v_s|) \quad (3-25)$$

3) หาค่า i_s ได้จาก



ผลการ Simulation



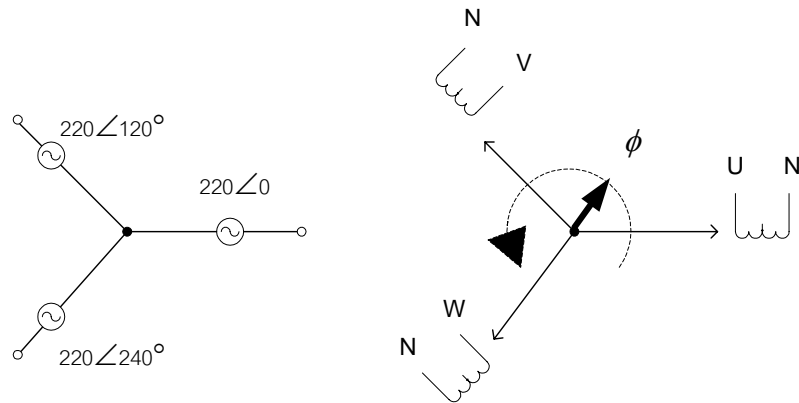
รูปที่ 3-16 Waveform ของ FB+Ls+Rs+Co+Ro

ข้อสังเกต

1. กระแส i_s จะไหลในช่วง Peak ของ v_s เท่านั้น และจะเกิด Harmonics มาก
2. v_{Ro} จะมี Ripple แพงอยู่ และค่า Ripple นี้จะสูงขึ้นอยู่กับค่าของ C_o และ R_o กล่าวคือเมื่อให้ค่า R_o มีค่าคงที่และเพิ่มค่าของ C_o ขึ้น จะทำให้ Ripple ของ v_{Ro} ต่ำลง แต่ค่า i_s - peak จะมีค่ามากขึ้น เป็นผลทำให้ Harmonic สูงขึ้น

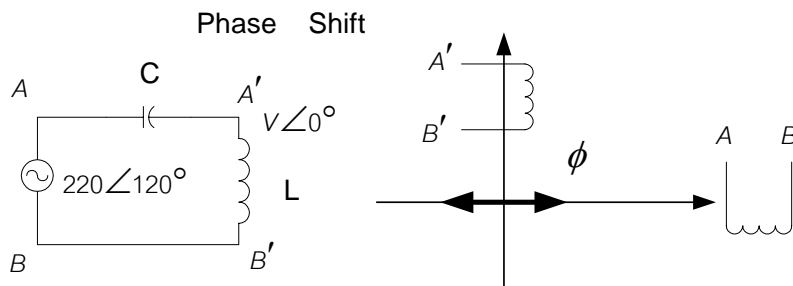
3.3) 3-Phase Rectifier

ข้อแตกต่างระหว่าง 3-Phase กับ 1-Phase (Single Phase) ในการขับให้มอเตอร์ทำงาน



(a) 3-Phase Voltage (b) 3-Phase Motor (มอเตอร์โรงงาน)

รูปที่3-17 ไฟฟ้าระบบ 3-Phase กับมอเตอร์ 3-Phase



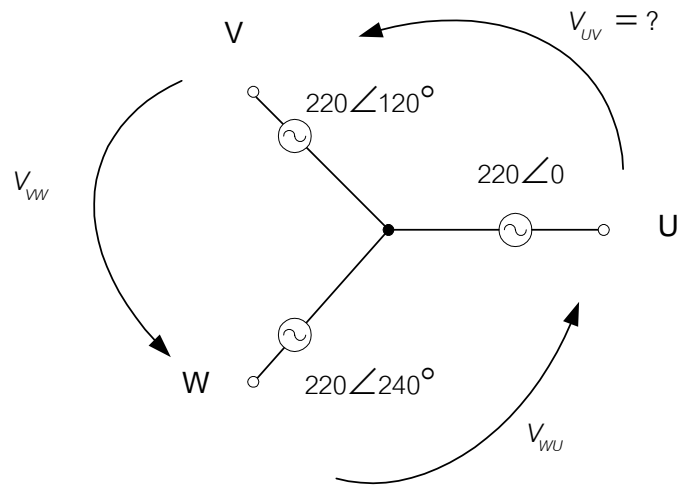
(a) Single-Phase Voltage (b) มอเตอร์ 1 เฟส (มอเตอร์พัดลม)

รูปที่3-18 ไฟฟ้าระบบ 1 เฟสกับสนามแม่เหล็กในมอเตอร์ 1 เฟส

ข้อสังเกต

1. 3เฟส จะทำให้สนามแม่เหล็กมอเตอร์หมุนเป็นวงกลมได้
2. 1เฟส จะต้องมีตัวช่วยให้ Phase-Shift เกิดขึ้น จึงจะทำให้มอเตอร์หมุนได้

การวัดแรงดันไฟ 3-Phase



รูปที่3-19 การวัดแรงดันไฟ 3-Phase

Question 1 (ทบทวนความรู้เก่า)

a) จงหาแรงดันของ

$$V_{UV}$$

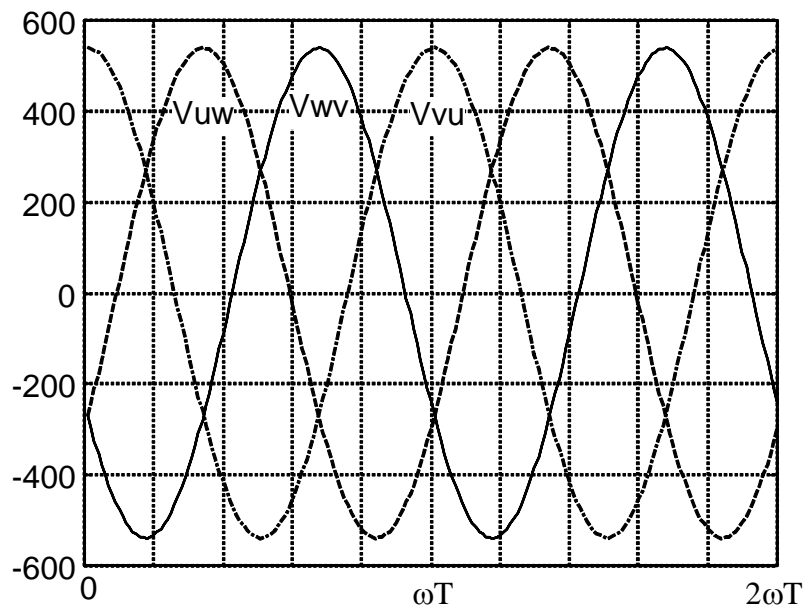
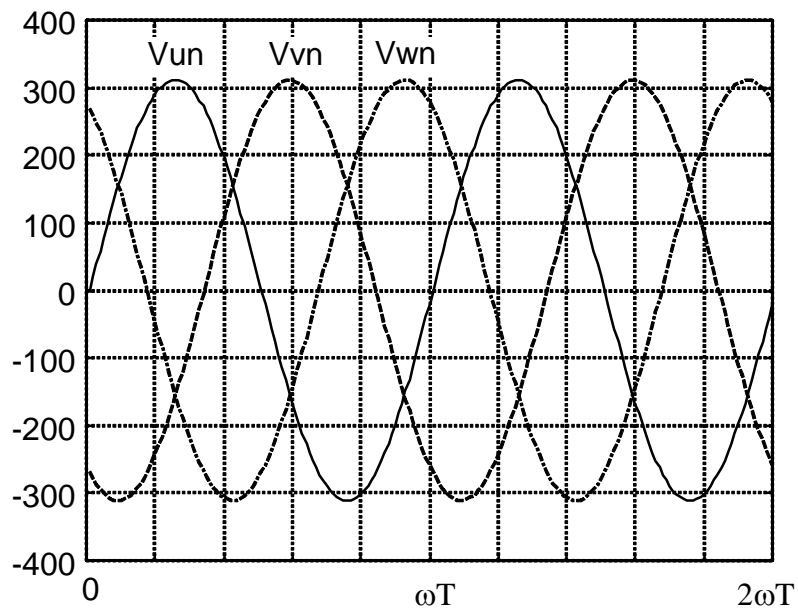
b) จงหา

$$U_N + V_N + W_N = ?$$

c) จงหา

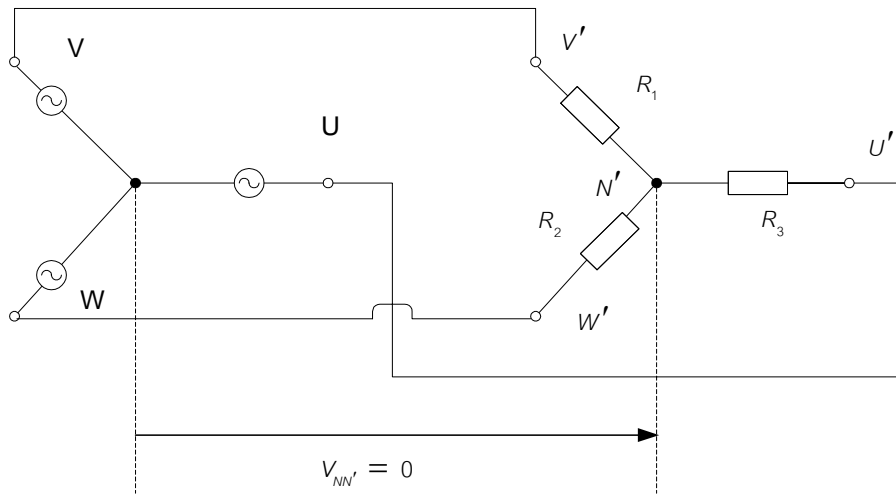
$$V_{UV} + V_{VW} + V_{WU} = ?$$

Waveform แรงดันของไฟฟ้า 3-Phase



รูปที่ 3-20 Wave form ของ 3-Phase

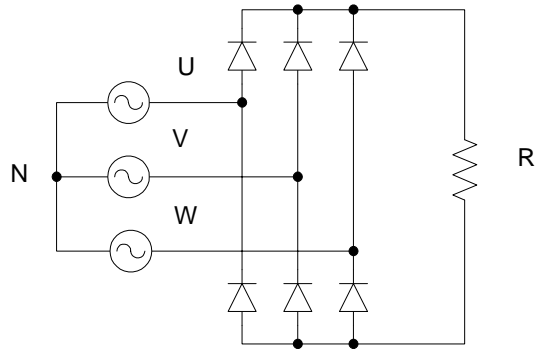
ข้อพิเศษของไฟ 3 เฟส



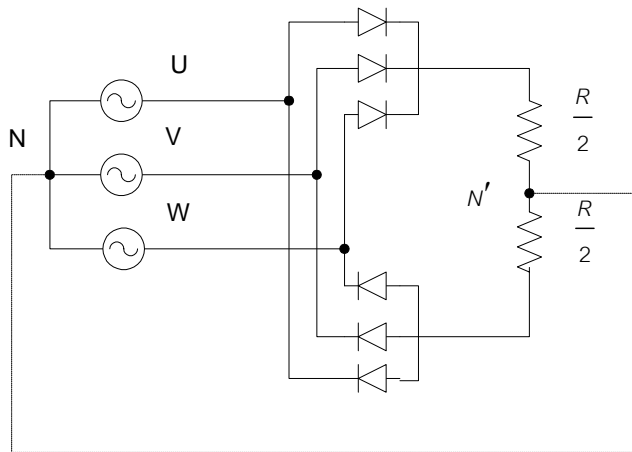
รูปที่3-21 ข้อพิเศษของไฟ 3 เฟส

ใน Load ที่เท่ากัน $R_1 = R_2 = R_3$ จะสามารถนำไฟ 3 จุด (UVW) เพื่อสร้าง 4 จุด
ได้ เพราะความต่างศักย์ของ $V_{NN'} = 0$ ดังนั้นใน Load ปกติจะใช้สายไฟเพียง 3 เส้น
เท่านั้น

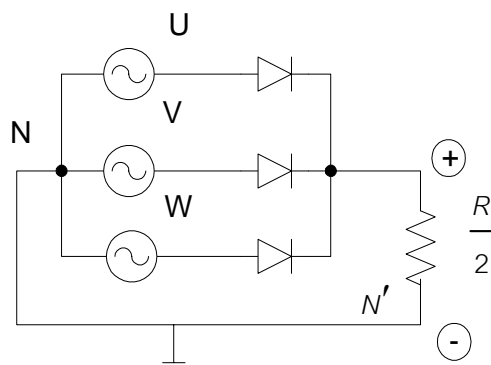
การแยกวงจร Full-Bridge ของ 3-Phase



(a) 3-Phase Full-Bridge



(b) แยก R เป็น $\frac{R}{2} + \frac{R}{2}$

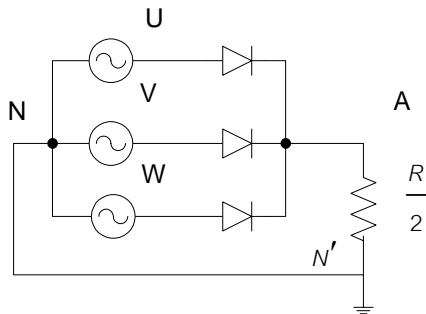


(c) การทำงานเฉพาะ ช่วง (+)

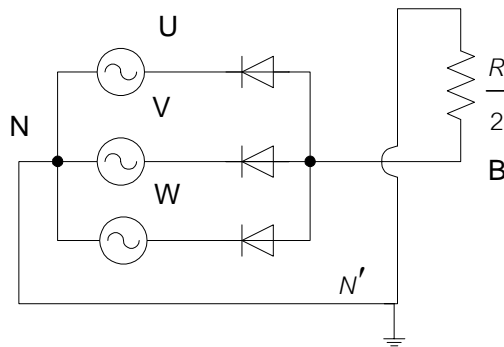
รูปที่ 3-22 การแยกวงจร Full-Bridge ของ 3Phase

Question 2

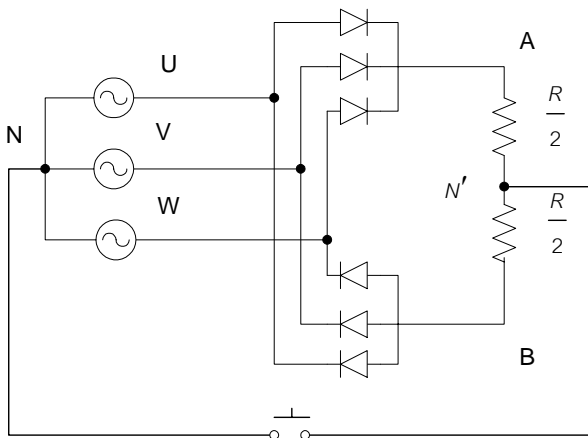
จงเขียนรูปคลื่น ของ v_r



(a) Half-Bridge (+)



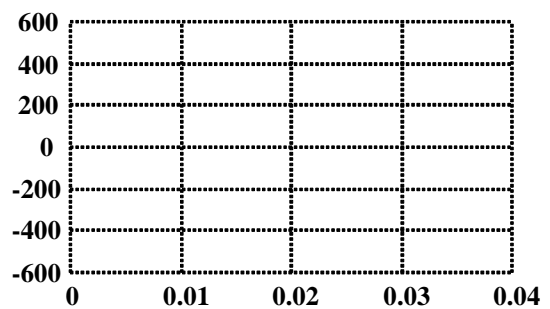
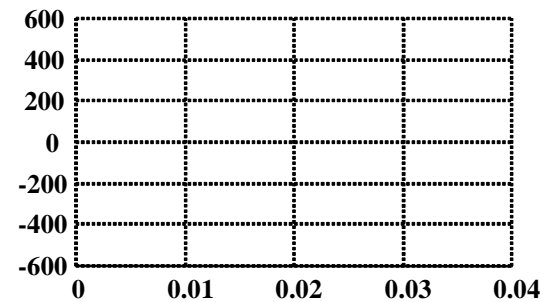
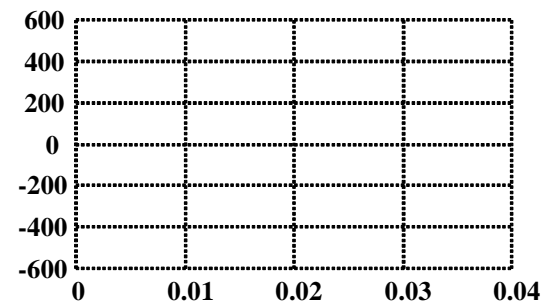
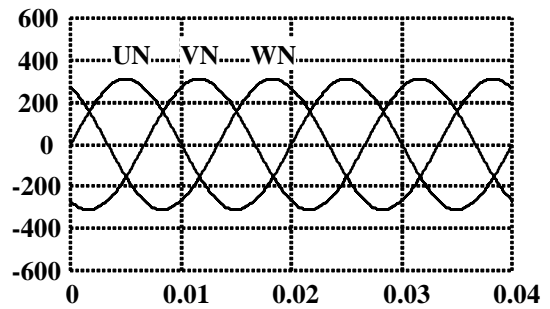
(b) Half-Bridge (-)



(c) Half-Bridge (+) + (-)

รูปที่ 3-23 การวิเคราะห์รูปคลื่นของ

3-Phase Diode Rectifier

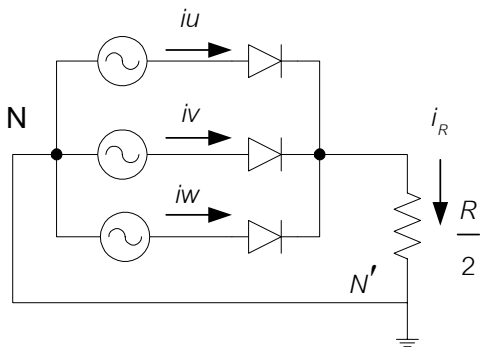


รูปที่ 3-24 กราฟค่าตามรูปคลื่น

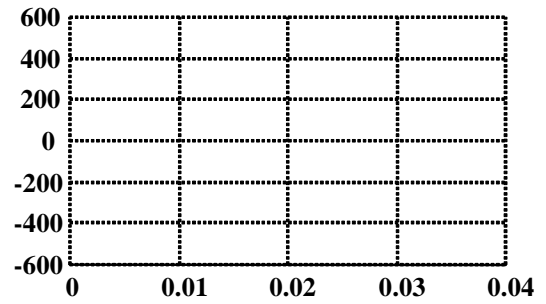
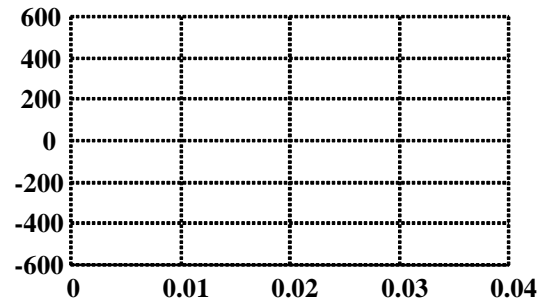
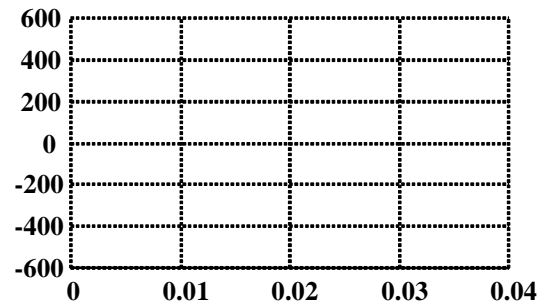
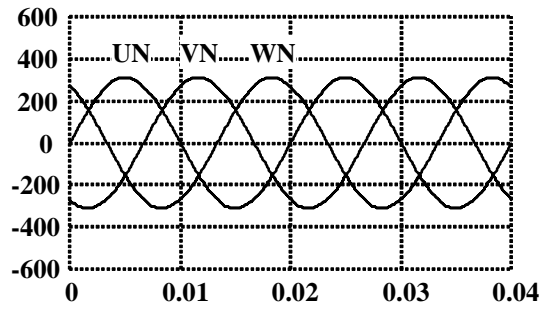
ของ 3-Phase Diode Rectifier

Question 3

จงเขียนรูปคลื่นของ i_u , i_v , i_w

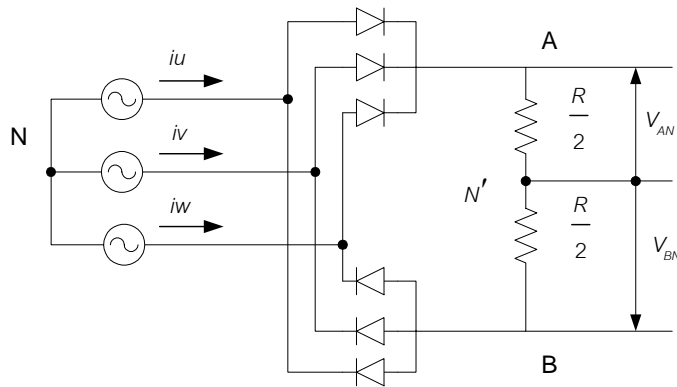


รูปที่ 3-25

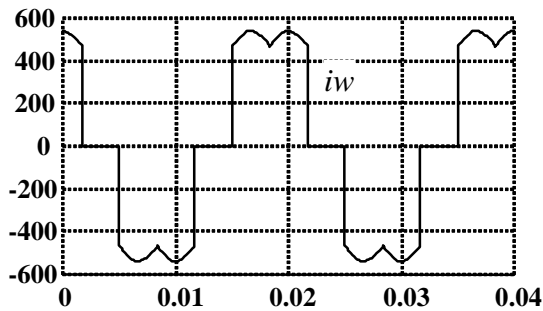
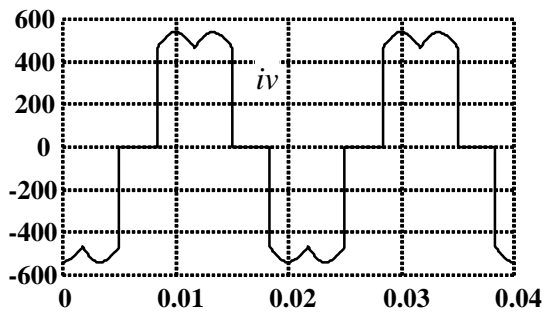
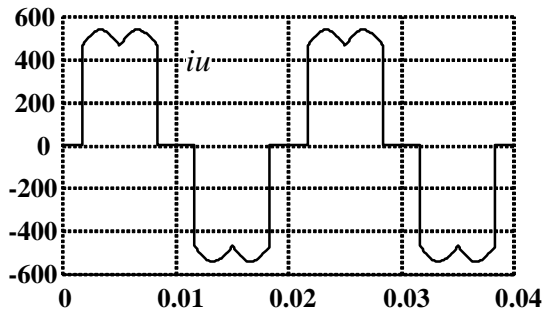
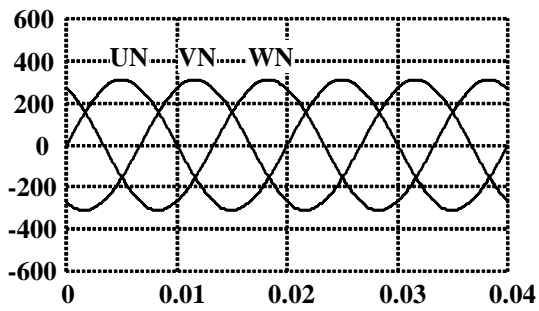


Answer graph

กระแสของแรงดันในวงจร 3-Phase Full-Bridge



รูปที่ 3-26 กระแสในวงจร
3-Phase Full-Bridge

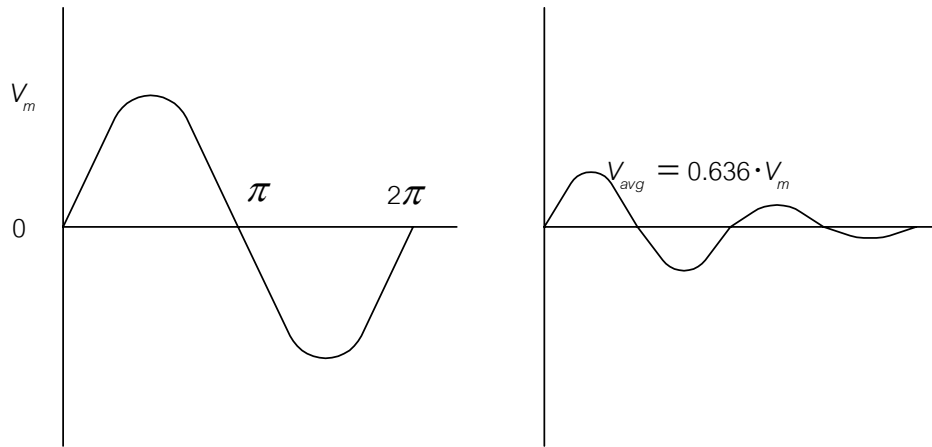


กระแสจะกระเพื่อมและมี
Harmonics สูง (THD สูง)

3.4) SCR Phase Control

Question 4

จงหาค่าเฉลี่ยของคลื่น Sine-wave

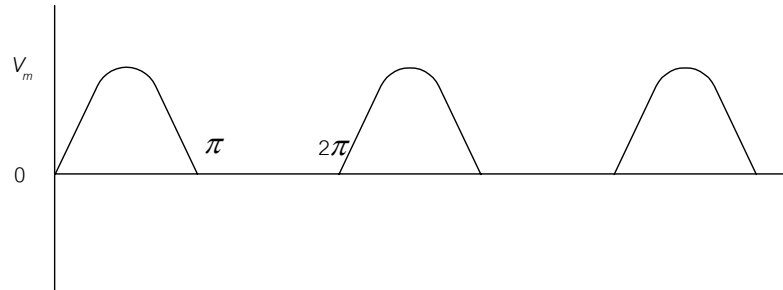


รูปที่3-27 คลื่น Sine-wave

Answer.....

Question 5

จงหาค่าเฉลี่ยของคลื่น Half Bridge sine-wave

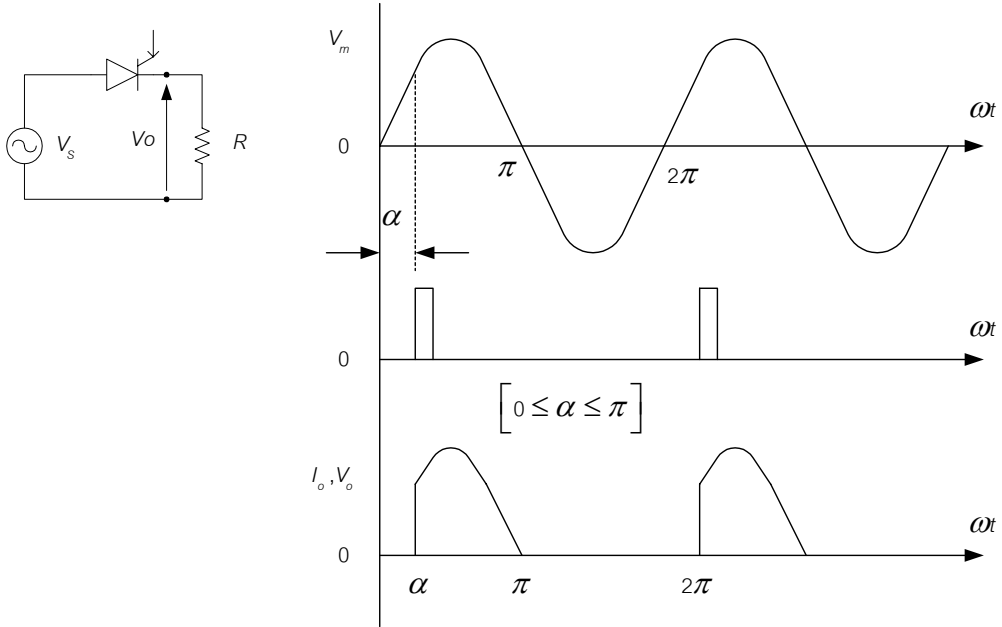


รูปที่3-28 คลื่น Half Bridge sine-wave

Answer.....

Question 6

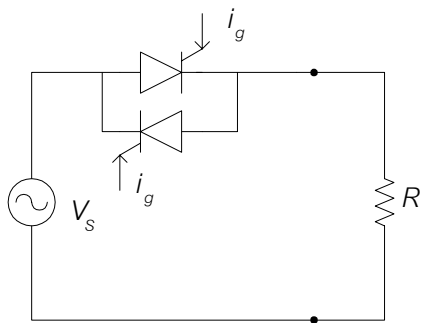
จงหาค่าเฉลี่ยของ V_o โดยมี α เป็นมุมเริ่มนำกระแส



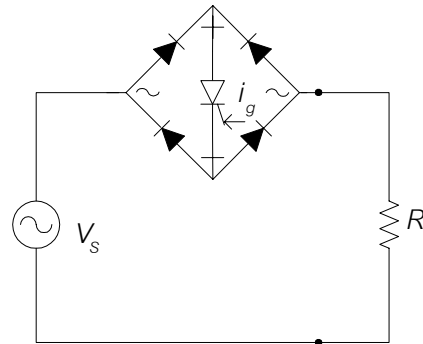
รูปที่ 3-29 SCR-Circuit and Voltage waveform

Answer.....

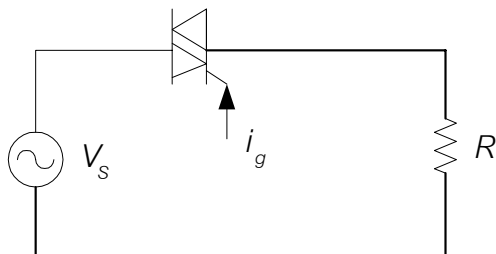
วงจร Phase-control Full-Bridge



(a) 2 SCR



(b) SCR + 4 Diode

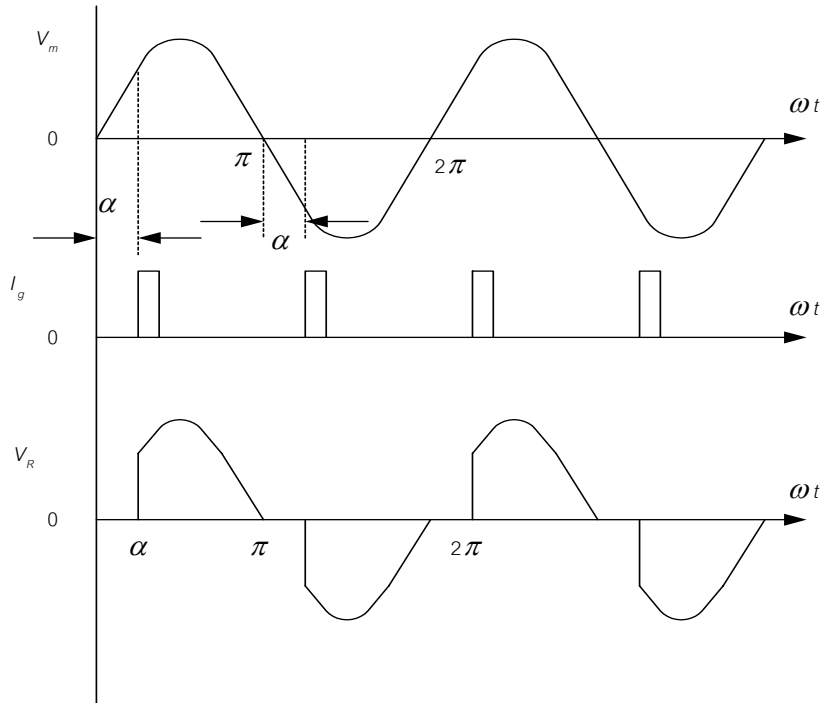


(c) Triac

รูปที่ 3-30 วงจร Phase-control Full-Bridge

Question 7

จงหาค่าเฉลี่ยของ Phase-control Full-Bridge V_R



รูปที่ 3-31 Wave form of Phase-control Full-Bridge

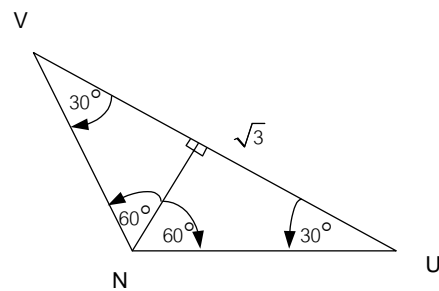
Answer.....

Answer

Q1.

$$\begin{aligned} V_{UV} &= 220 \times \sqrt{3} \\ &= 381 \text{ [V]} \end{aligned}$$

เนื่องจากการบวกกันของเวกเตอร์ดังรูป



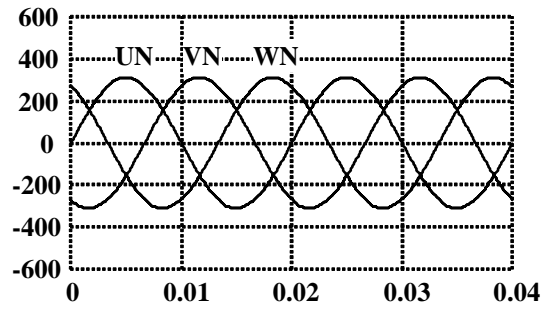
และทำให้ค่ารวมมีค่าเป็น 0 (Balance)

$$U_N + V_N + W_N = 0$$

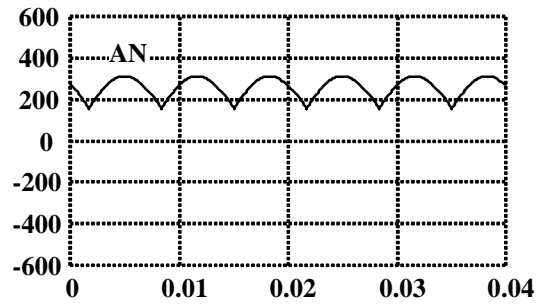
$$V_{UV} + V_{VW} + V_{WU} = 0$$

Q2.

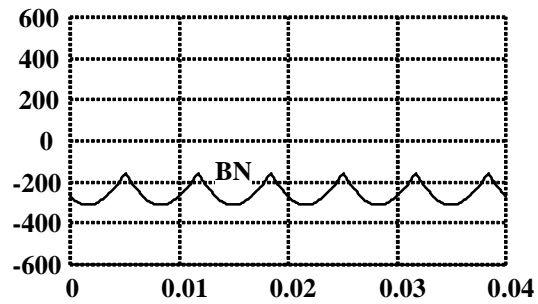
แรงดันจะสลับกัน



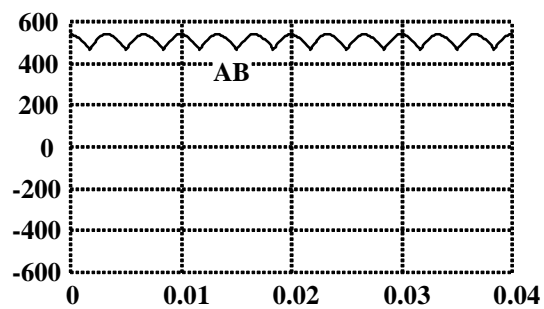
ออกเฉพาะส่วนที่สูงที่สุด



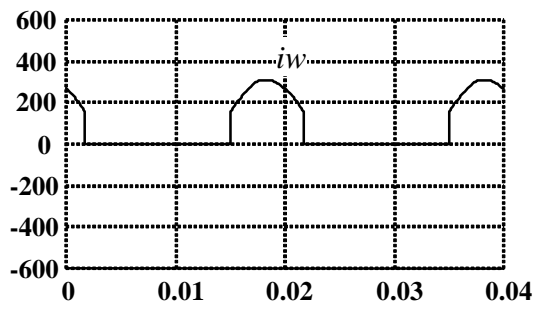
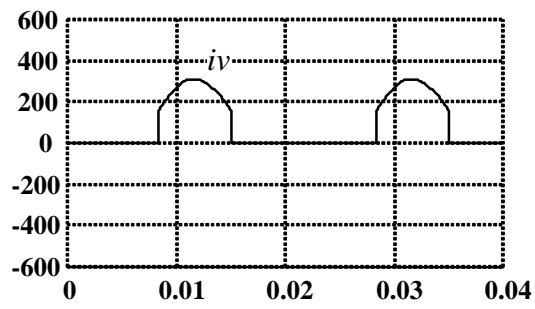
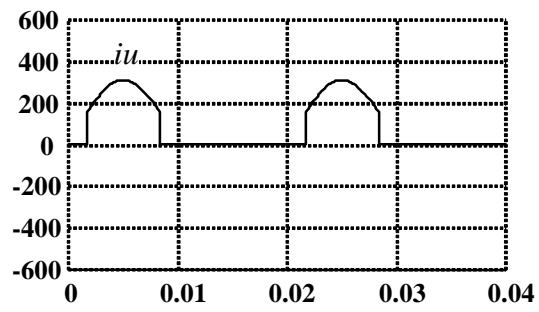
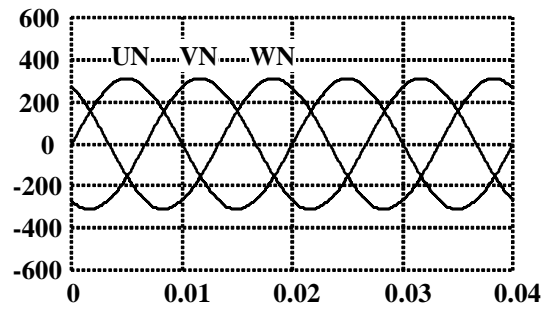
ออกเฉพาะส่วนที่ต่ำที่สุด



รวมกันทั้งหมดจะมีค่าสูงชัน
และจำนวน Ripple มากขึ้น

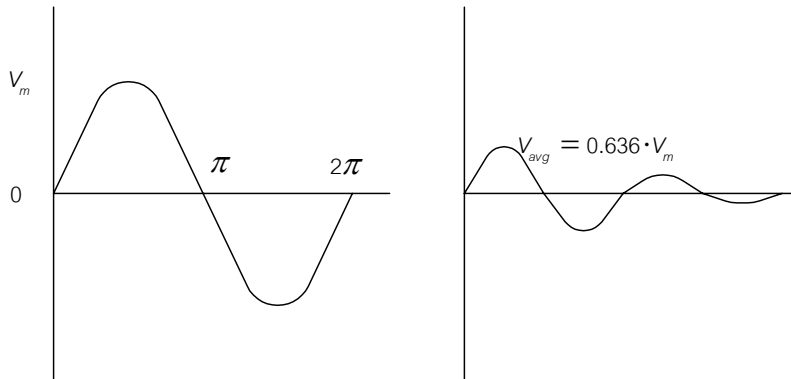


Q3.



Q4.

จงหาค่าเฉลี่ยของคลื่น Sine-wave

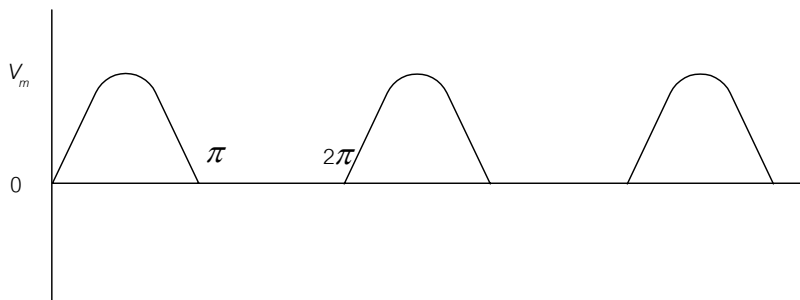


สูตร

$$\begin{aligned} V_{avg} &= \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} V_m \cdot \sin(\omega t) d(\omega t) \\ &= \frac{V_m}{\pi} [-\cos(\omega t)]_0^{\pi} \\ &= \frac{V_m}{\pi} ((+1) - (-1)) \\ &= \frac{2}{\pi} \times V_m \\ &= 0.636 \times V_m \end{aligned}$$

Q5.

นำข้อ 4 มาประยุกต์ใช้

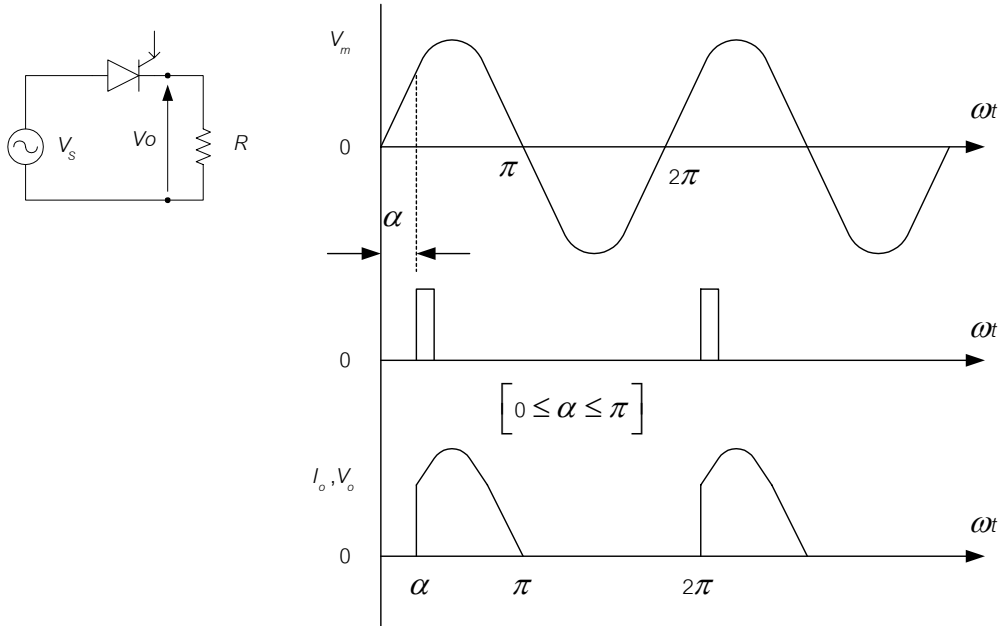


สูตร

$$\begin{aligned} V_{avg} &= \frac{2}{2\pi} \cdot V_m \\ &= 0.318 \cdot V_m \end{aligned}$$

Q6.

จงหาค่าเฉลี่ยของ V_o โดยมี α เป็นมุมเริ่มนำกระแส

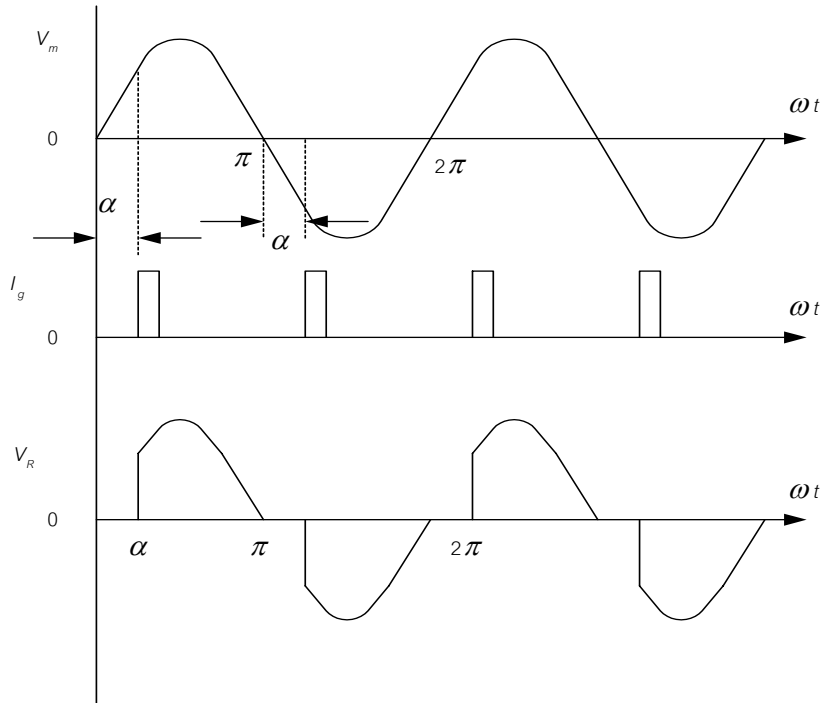


สูตร

$$\begin{aligned}
 V_{avg} &= \frac{1}{2\pi} \cdot \int_0^{\pi} V_m \cdot \sin(\omega t) d(\omega t) \\
 &= \frac{1}{2\pi} \left(\int_0^{\alpha} 0 \cdot d(\omega t) + \int_{\alpha}^{\pi} V_m \cdot \sin(\omega t) d(\omega t) \right) \\
 &= \frac{V_m}{2\pi} \cdot \int_{\alpha}^{\pi} \sin(\omega t) d(\omega t) \\
 &= \frac{V_m}{2\pi} \cdot [-\cos(\omega t)]_{\alpha}^{\pi} \\
 &= \frac{V_m}{2\pi} \cdot [(+1) - (-\cos(\alpha))] \\
 &= \frac{V_m}{2\pi} \cdot (1 + \cos(\alpha))
 \end{aligned}$$

Q7.

จงหาค่าเฉลี่ยของ V_R



สูตร

$$\begin{aligned} V_{avg} &= 2 \cdot \frac{V_m}{2\pi} \cdot (1 + \cos(\alpha)) \\ &= \frac{V_m}{\pi} \cdot (1 + \cos(\alpha)) \end{aligned}$$

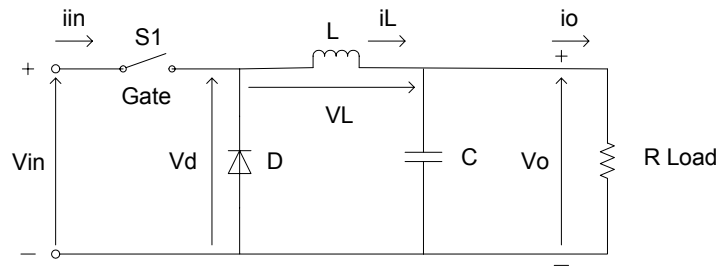
บทที่ 4 DC-DC Converter

บทนี้จะแสดงการทำงานและหลักการคำนวณของวงจร DC-DC Converter ซึ่งใช้ในการปรับแรงดันให้เหมาะสมและสามารถตัดแปลงให้รักษาระดับแรงดันให้คงที่ได้ในขณะที่ Load มีการเปลี่ยนแปลง การคำนวณของบทนี้จะใช้พื้นฐานของบทที่ 3 โดยจะมีรูปแบบและหลักการคิดที่คล้ายกันแต่บทนี้จะประยุกต์ใช้กับ DC-DC Converter ตอนท้ายของบทนี้จะแสดงการประยุกต์ใช้ DC-DC Converter ให้สามารถใช้กับไฟ AC 50[Hz] เพื่อสร้างวงจร AC-DC Converter แบบ Low harmonics

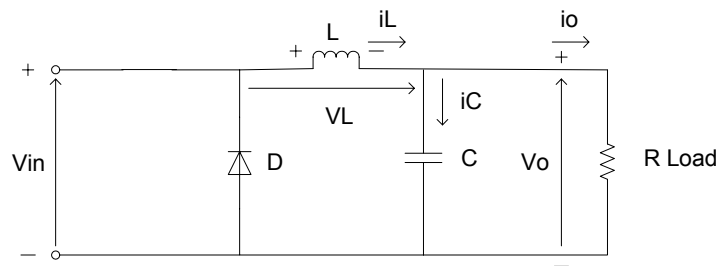
4.1) Step down (Buck) converter

วงจร Step down converter หรือเรียกอีกอย่างหนึ่งว่า Buck converter เป็นวงจรที่ลดแรงดันไฟฟ้าให้ต่ำลงเพื่อเหมาะสมกับการใช้งาน โครงสร้างของวงจรจะประกอบด้วย สวิตช์ที่สามารถสั่งให้ “ON” หรือ “OFF” ได้ทุกขณะตามที่เราต้องการในทางปฏิบัติสวิตช์ที่ใช้ในวงจรจริงคืออุปกรณ์สวิตช์ซึ่งเช่น BJT, MOSFET, ฯลฯ นอกจากนี้ยังมีส่วนประกอบอื่นๆอีกคือ Condenser, Inductance และ Diode ดังแสดงในรูปที่ 4-1(a) ส่วนการทำงานของ Condenser และ Inductance นั้นจะทำงานเป็นแบบ Linear แต่สำหรับ Diode นั้นจะเป็น Non-Linear ซึ่งจะใช้หลักการ Simulate เหมือนที่แสดงไว้ในบทที่ 3

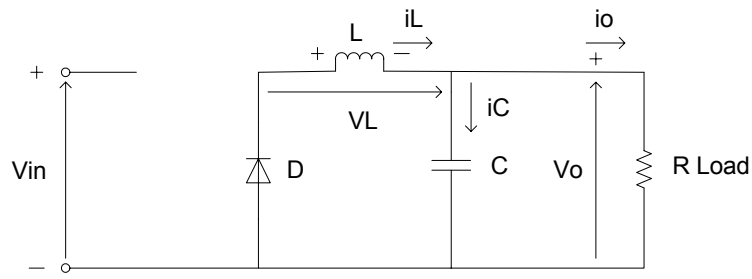
เมื่ วงจรประกอบด้วยสวิตช์ที่มีการ “ON” หรือ “OFF” เกิดขึ้นจะต้องทำการแยกวงจรออกเป็น 2 ส่วนคือส่วนที่ ON และ OFF เนื่องจากวงจรแตกต่างกันดังแสดงในรูปที่ 4-1 (b) และ (c) จากนั้นจึงนำวงจรที่แยกออกมาเขียนสมการไฟฟ้าเพื่อคำนวณในลำดับต่อไป สิ่งที่สำคัญอีกอย่างหนึ่งคือการกำหนดทิศทางกระแสและแรงดันที่ตกคร่อมบนอุปกรณ์ทุกตัวไม่ว่าสวิตช์จะอยู่ในสถานะ ON หรือ OFF จะต้องมีทิศทางเดียวกันเสมอ มิฉะนั้นขั้วของแรงดัน/กระแสจะไม่ถูกต้อง



(a) Step down DC-DC converter



(b) Switch ON circuit



(c) Switch OFF circuit

รูปที่4-1 Step Down Converter

สมการของวงจรในช่วง “ON”และ “OFF” ที่ใช้ simulation

ช่วง “ON” จากรูปที่4-1(a)

$$i_L = \frac{1}{L} \int (v_i - v_o) dt \quad (4-1)$$

$$i_C = i_L - \frac{v_o}{R}$$

$$v_o = \frac{1}{C} \int i_C dt$$

Diode Control (OFF)

$$\begin{aligned}v_d &= v_i \\i_d &= 0\end{aligned}\tag{4-2}$$

ช่วง “OFF” จากรูปที่4-1(b)

$$\begin{aligned}i_L &= \frac{1}{L} \int (-v_o) dt \\i_C &= i_L - \frac{v_R}{R} \\v_o &= \frac{1}{C} \int i_C dt\end{aligned}\tag{4-3}$$

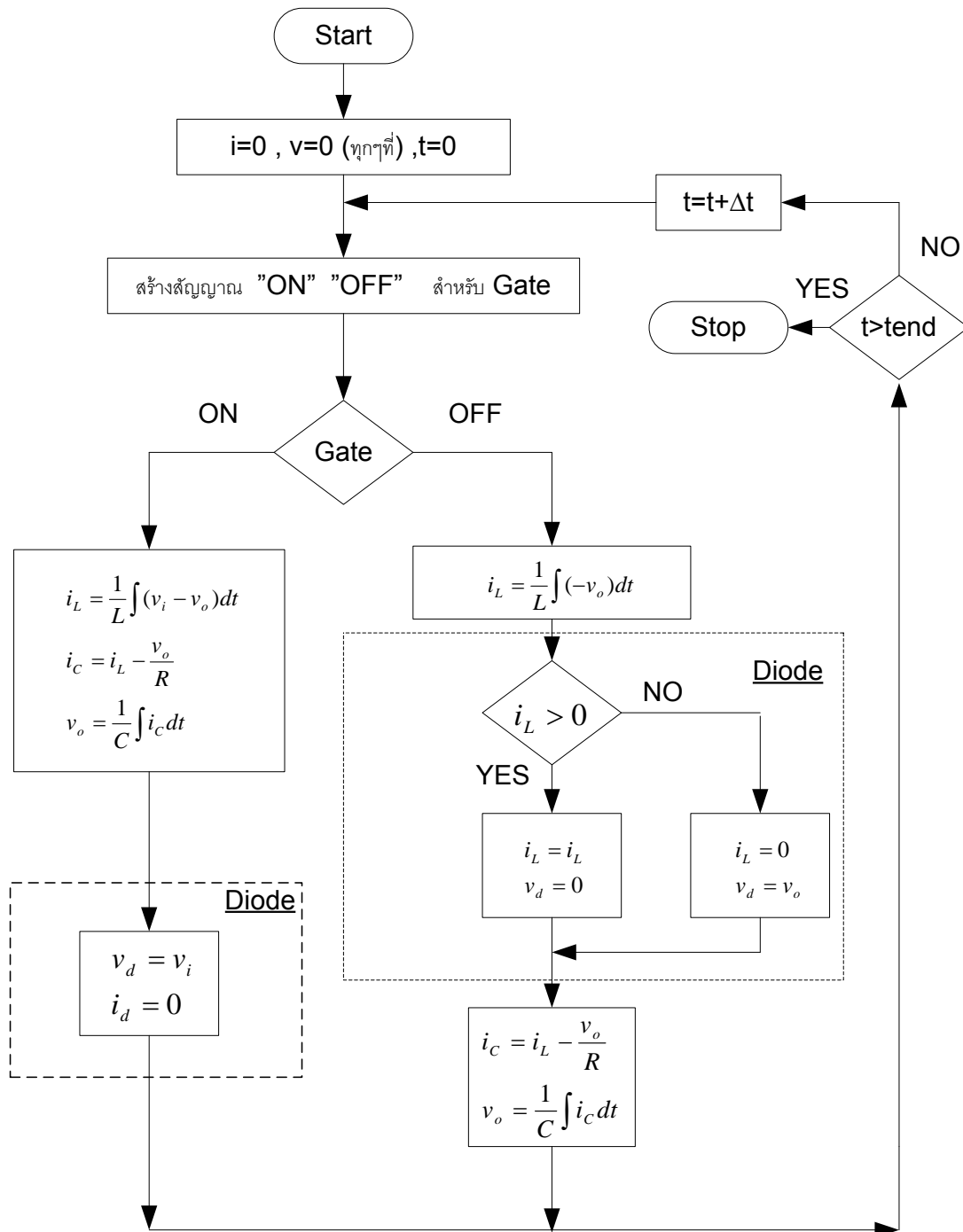
Diode Control

$$\begin{aligned}\text{if } i_L > 0 \\& i_L = i_L, v_d = 0 \\ \text{else} \\& i_L = 0, v_d = v_o\end{aligned}\tag{4-4}$$

เมื่อเขียนสมการของวงจรได้แล้วก็รวบรวมสมการเหล่านี้ไปเขียนเป็น Flow chart เพื่อเตรียมเขียนโปรแกรมในลำดับต่อไปดังแสดงในรูปที่4-2 จากรูปที่4-2จะเห็นได้ว่า โครงสร้าง Flow chart ของวงจร Step Down นี้มีความคล้ายคลึงกับ Flow chart ของวงจร Half-Bridge ที่แสดงในบทที่3 มาก จึงกล่าวได้ว่าการ Simulate ของวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลังนั้นมีโครงสร้างที่คล้ายกันมากเพียงเปลี่ยนสมการให้ถูกต้องเท่านั้น

Flow chart ของวงจร Step down Converter

ให้ 1 cycle = 20 [kHz], Duty = 0.2, $V_i = 300$ [V], $L = 1$ [mH], $C = 5$ [μ F], $R = 20$ [Ω]



รูปที่ 4-2 Flow chart ของ Step down Converter

การเขียนโปรแกรม Buck Converter (Mat lab)

```
%%%%%%%%Step down circuit%%%%%%%%
clear;
%%%%%%%%Paramater
R=20;L=1e-3;C=5e-6;vi=300;
fs=20e3;duty=0.2;
ts=1/fs;ton=duty*ts;
%%%%%%%%Initalization(start)
dt=0.2e-6;tend=50*ts;
il=0;vd=0;vo=0;vl=0;ic=0;io=0;
%%%%%%%%Program
inx=1;
for t=0:dt:tend
    %%%Gate waveform
    vg=sign(ton-rem(t,ts));

    if vg>0 %%%ON circuit
        il=il+(vi-vo)/L*dt;
        ic=il-vo/R;
        vo=vo+(ic)/C*dt;
        vl=vi-vo;
    else %%%OFF circuit

        il=il+(-vo)/L*dt;
        if il>0%%Diode checking
            il=il;vd=0;
        else
            il=0;vd=vo;
        end
        ic=il-vo/R;
        vo=vo+(ic)/C*dt;
        vl=vd-vo;
    end

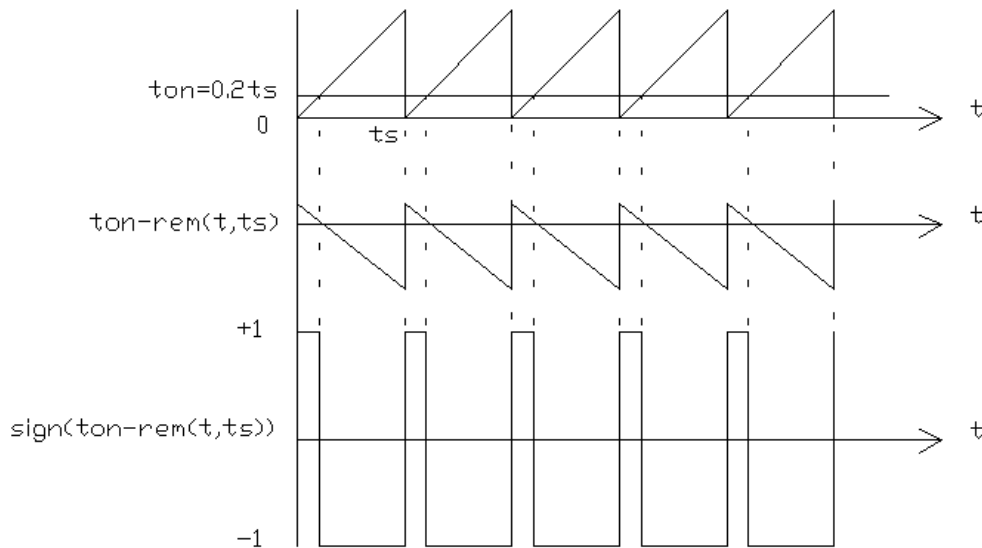
    %%%data save
    vgtab(inx)=vg; vdtab(inx)=vd;
    vltab(inx)=vl; votab(inx)=vo;
    iltab(inx)=il; ictab(inx)=ic;

    ttab(inx)=t; inx=inx+1;
    pnt=rem(inx,3000);
    if pnt==0
        disp(sprintf(['t and tend=%f%f],t,tend));
    end
end

%%%%%%%%data plot
figure(1);clf;
subplot(2,1,1);grid on;hold on;
plot(ttab,(vgtab+1)*50);
plot(ttab,vltab,'r');
plot(ttab,votab,'g');
subplot(2,1,2);grid on;hold on;
plot(ttab,iltab);
```

อธิบายการเขียนโปรแกรม (Buck Converter)

- 1) พิมพ์คำสั่ง clear เพื่อเคลียร์พารามิเตอร์ทั้งหมดที่มีอยู่ออกไป
- 2) ทำการกำหนดพารามิเตอร์แต่ละตัว
ให้ $R=20$; $L=1e-3$; $C=5e-6$; $v_i=300$; $f_s=20e3$; $duty=0.2$; $ts=1/f_s$; $ton=duty*ts$;
- 3) ทำการกำหนดค่าเริ่มต้น
 $dt=0.2e-6$; $tend=50*ts$; $il=0$; $vd=0$; $vo=0$; $vl=0$; $ic=0$; $io=0$;
- 4) การกำหนด Loop ของโปรแกรม
คำสั่ง $inx=1$ เป็นการกำหนด Address โปรแกรม
คำสั่ง $for t=0:dt:tend$ แสดงผลจาก $t=0$ เพิ่มขึ้นทีละ dt จนถึง $tend$
- 5) ส่วนของ Gate waveform ทำให้ SW ON-OFF
ให้ $vg=sign(ton-rem(t,ts))$
คำสั่ง $sign()$ เป็นค่าที่แสดงเครื่องหมายมีเพียงสองค่าคือ $+1, -1$
คำสั่ง $rem(t,ts)$ เป็นการแสดงค่าเศษจากการนำ t มาหารด้วย ts



รูปที่4-3 การสร้างสัญญาณ ON-OFF ของอุปกรณ์สวิตซ์

6) Control Flow โดยการเปลี่ยนสมการ ON-OFF โดยคำสั่ง if, else, end

```
if vg>0 %%%ON circuit
    il=il+(vi-vo)/L*dt;
    ic=il-vo/R;
    vo=vo+(ic)/C*dt;
    vl=vi-vo;

else %%%OFF circuit
    il=il+(-vo)/L*dt;
    if il>0 %%%Diode checking
        il=il;vd=0;
    else
        il=0;vd=vo;
    end
    ic=il-vo/R;
    vo=vo+(ic)/C*dt;
    vl=vd-vo;
end
```

7) ส่วนของ Data save

เป็นการเก็บข้อมูลลงในตารางโดยคำสั่ง tab()

```
vgtab(inx)=vg; vdtab(inx)=vd;
vltab(inx)=vl; votab(inx)=vo;
iltab(inx)=il; ictab(inx)=ic;

ttab(inx)=t; inx=inx+1;
pnt=rem(inx,3000);
if pnt==0
    disp(sprintf(['t and tend=%f%f],t,tend));
end
```

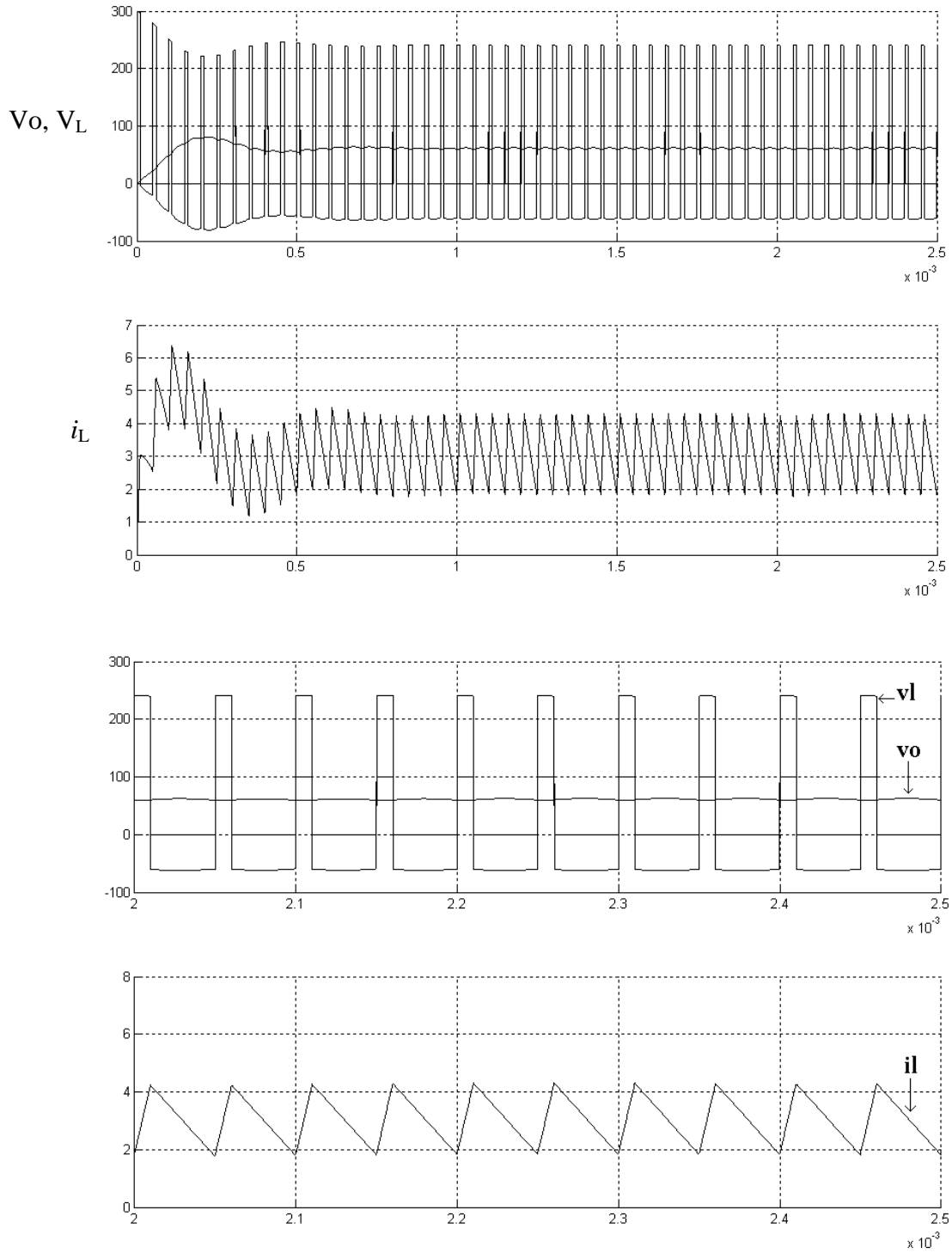
8) ส่วนของ Data plot

เป็นการแสดงผลรูปภาพจากข้อมูลที่เก็บไว้โดยคำสั่ง subplot(), plot()

```
figure(1);clf;
subplot(2,1,1);grid on;hold on;
plot(ttab,(vgtab+1)*50);
plot(ttab,vltab,'r');
plot(ttab,votab,'g');

subplot(2,1,2);grid on;hold on;
plot(ttab,iltab);
```

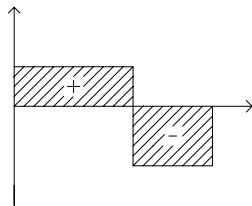
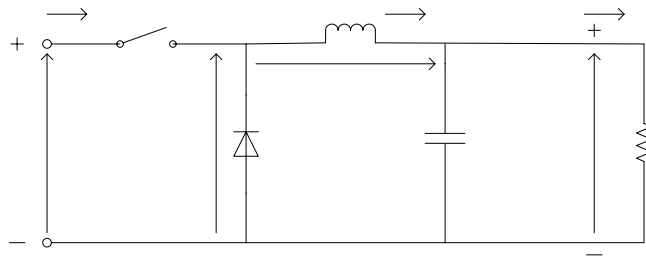
ผลการ Simulate วงจร Step down Converter



รูปที่4-4 รูปคลื่นที่จุดต่างๆของวงจร Step down Converter

การคำนวณโดยใช้ค่าเฉลี่ยของ Step down Converter

จากที่ได้กล่าวมาข้างต้นเราสามารถคำนวณหารูปคลื่นของกระแสและแรงดันในจุดต่างๆของวงจรได้ นอกจากนี้เรายังสามารถคำนวณหาค่าเฉลี่ยของกระแสและแรงดันออกมาเป็นตัวเลขได้เช่นกัน หลักการนี้จะใช้ค่าเฉลี่ยการทำงานของวงจร โดยเริ่มจากการทำงานของ Inductance ดังนี้



รูปที่4-5

จากการทำงานของ SW ให้

$$T_S = t_{ON} + t_{OFF} \quad (4-5)$$

พื้นที่ใต้กราฟแรงดันที่ตกคร่อม L มีค่าเท่ากับศูนย์

$$\therefore \int_0^{T_S} v_L dt = \int_0^{t_{ON}} v_L dt + \int_{t_{ON}}^{T_S} v_L dt = 0 \quad (4-6)$$

iin

สมการที่(4-6) เมื่อคิดเป็นพื้นที่ด้าน (+) และ (-) จากรูป4-5(b) จะได้

$$(v_{in} - v_o) \cdot t_{ON} = v_o \cdot (T_S - t_{ON})$$

$$\frac{v_o}{v_{in}} = \frac{t_{ON}}{T_S} = Duty \quad (4-7)$$

จากสมการที่(4-7) แสดงให้เห็นความสัมพันธ์ระหว่าง V_o กับ Duty ได้ นอกจากนี้เมื่อคิดความสมดุลทางพลังงานที่จ่ายให้กับวงจร (วงจรมีประสิทธิภาพ 100 [%]) จะหาความสัมพันธ์ระหว่างกระแสและ Duty ได้ดังนี้

คิดจากPower

$$P_{in} = P_o$$

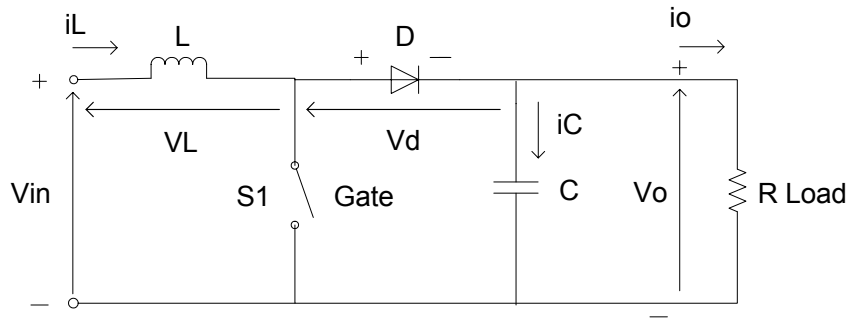
$$v_{in} \times i_{in} = v_o \times i_o \quad (4-8)$$

$$\frac{i_o}{i_{in}} = \frac{v_{in}}{v_o} = \frac{1}{Duty}$$

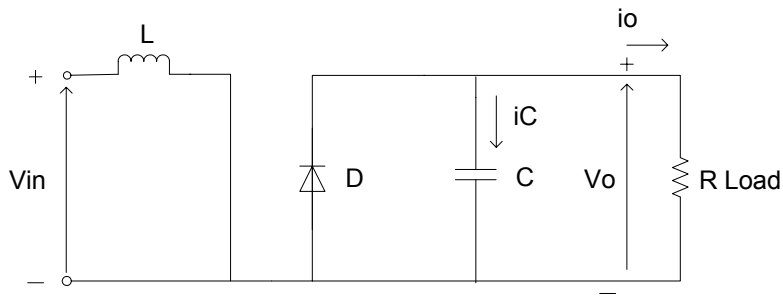
สมการที่(4-7)และ(4-8) แสดงให้เห็นว่าเราสามารถหาแรงดันและกระแสของวงจรได้เหมือนกับการ Simulation เช่นกัน แต่ที่ว่าผลของการ Simulation นั้นจะได้รูปคลื่นออกมาซึ่งในตัวรูปคลื่นนั้นจะทราบว่าค่า Peak ของแรงดัน/กระแส มีค่าเท่าใด และช่วงเวลาต่างๆจะทราบค่าทั้งหมด เมื่อเทียบกับการใช้ค่าเฉลี่ยคำนวณแล้วจะมีข้อมูลที่มากกว่า ดังนั้นเมื่อต้องการออกแบบวงจรให้ละเอียดจึงต้องมีการ Simulation ถึงจะได้ค่าที่ต้องการ

4.2) Step up (Boost) converter

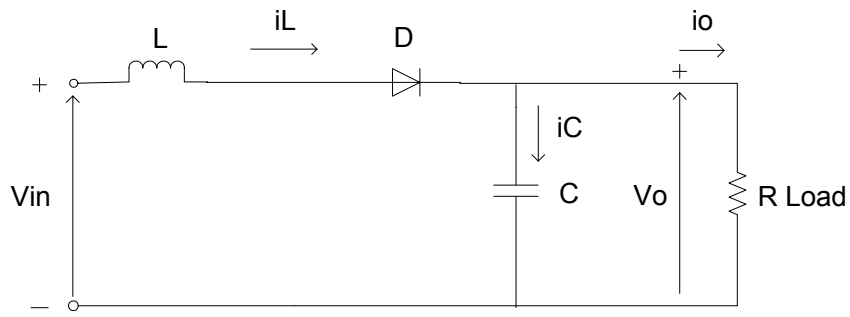
วงจร Step up converter หรือเรียกอีกอย่างหนึ่งว่า Boost converter ทำหน้าที่เพิ่มแรงดันให้เหมาะสมกับการใช้งาน โดยมีโครงสร้างของวงจรดังแสดงในรูปที่4-6 การ Simulation ของวงจรนี้ใช้หลักการเดียวกันกับวงจร Step down converter ที่ได้อธิบายมาแล้ว



(a) Step up DC-DC converter



(b) Switch ON circuit



(c) Switch OFF circuit

รูปที่4-6 วงจร Step up (Boost) converter

สมการของวงจรในช่วง “ON” และ “OFF”

ช่วง “ON”

$$i_L = \frac{1}{L} \int v_{in} dt \quad (4-9)$$

$$i_o = \frac{v_o}{R}, i_C = -i_o$$

$$v_o = v_o - \frac{1}{C} \int i_o dt$$

Diode control (No Check, all OFF)

$$\begin{aligned} v_d &= -v_o \\ i_d &= 0 \end{aligned} \quad (4-10)$$

ช่วง “OFF”

$$i_L = \frac{1}{L} \int (v_{in} - v_o) dt \quad (4-11)$$

$$i_C = i_L - \frac{v_o}{R}$$

$$v_o = \frac{1}{C} \int i_C dt$$

Diode control

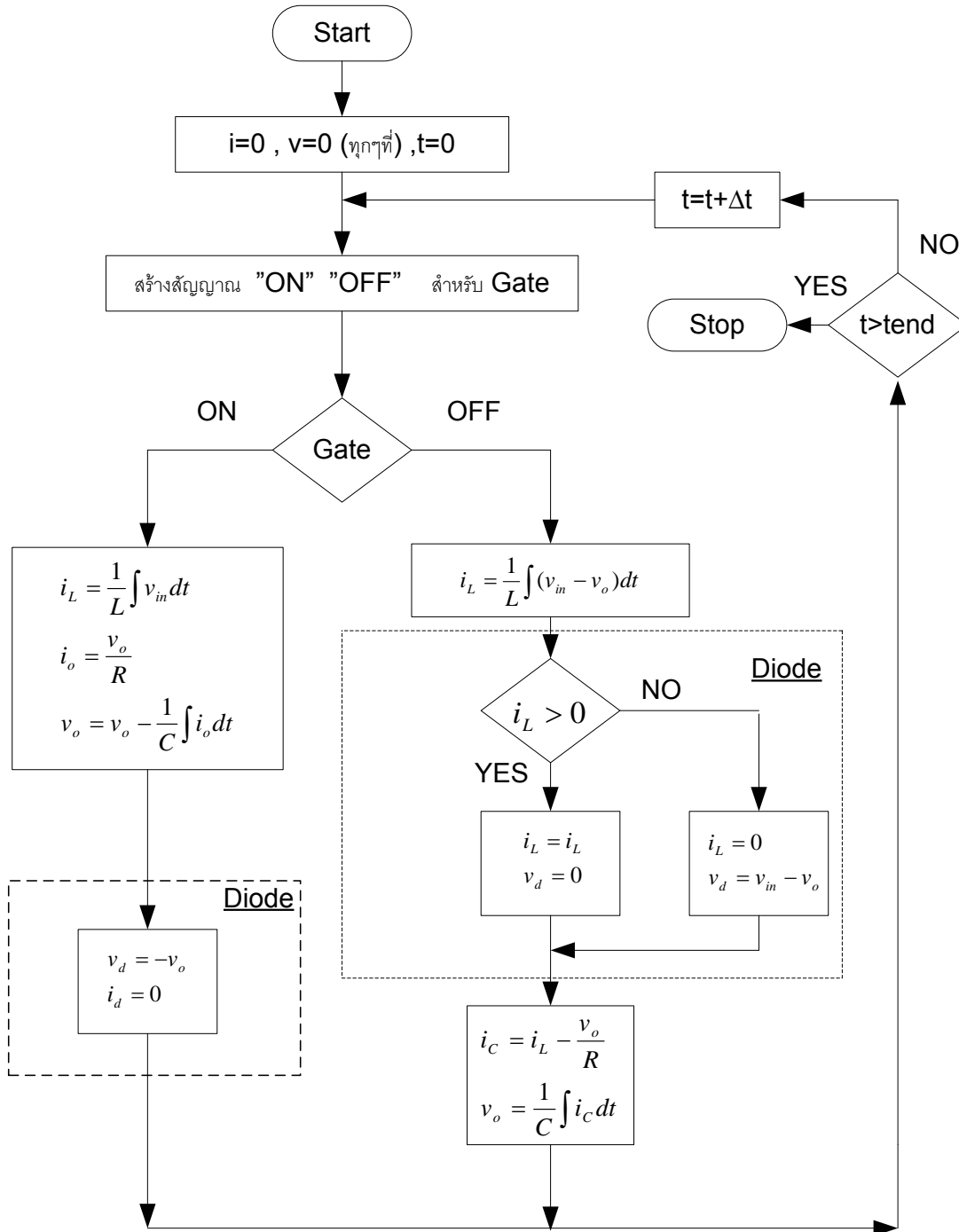
$$\begin{aligned} \text{if } i_L > 0 \\ i_L = i_L, v_d = 0 \end{aligned} \quad (4-12)$$

else

$$i_L = 0, v_d = v_{in} - v_o$$

Flow chart ของวงจร Boost Converter

ให้ 1 cycle = 20 [kHz], Duty = 0.2, $V_i = 300$ [V], $L = 1$ [mH], $C = 5$ [μ F], $R = 20$ [Ω]



รูปที่ 4-7 Flow chart ของวงจร Boost Converter

โปรแกรมของวงจร Boost Converter

```
%%%%%%%%Step up circuit%%%%%%%%
clear;
%%%Paramater
R=20;L=1e-3;C=5e-6;vi=300;
fs=20e3;duty=0.2;
ts=1/fs;ton=duty*ts;
%%%Initalization(start)
dt=0.2e-6;tend=50*ts;
il=0;vd=0;vo=0;vl=0;ic=0;io=0;
%%%Program
inx=1;
for t=0:dt:tend
    %%%Gate waveform
    vg=sign(ton-rem(t,ts));

    if vg>0 %%%ON circuit
        il=il+vi/L*dt;
        io=vo/R;
        vo=vo-(io)/C*dt;
        vl=vi;
    else %%%OFF circuit

        il=il+(vi-vo)/L*dt;
        if il>0%%Diode checking
            il=il;vd=0;
        else
            il=0;vd=vi-vo;
        end
        ic=il-vo/R;
        vo=vo+(ic)/C*dt;
        vl=vi-vd-vo;
    end

    %%%data save
    vgtab(inx)=vg; vdtab(inx)=vd;
    vltab(inx)=vl; votab(inx)=vo;
    iltab(inx)=il; ictab(inx)=ic;

    ttab(inx)=t; inx=inx+1;
    pnt=rem(inx,3000);
    if pnt==0
        disp(sprintf(['t and tend=%f%f],t,tend));
    end
end

%%%data plot
figure(1);clf;
subplot(2,1,1);grid on;hold on;
plot(ttab,(vgtab+1)*50);
plot(ttab,vltab,'r');
plot(ttab,votab,'g');

subplot(2,1,2);grid on;hold on;
plot(ttab,iltab);
```

อธิบายการเขียนโปรแกรม (Boost Converter)

1) พิมพ์คำสั่ง clear เพื่อเคลียร์พารามิเตอร์ทั้งหมดที่มีอยู่ออกไป

2) ทำการกำหนดพารามิเตอร์แต่ละตัว

```
R=20; L=1e-3; C=5e-6; vi=300; fs=20e3; duty=0.2; ts=1/fs; ton=duty*ts;
```

3) ทำการกำหนดค่าเริ่มต้น

```
dt=0.2e-6;tend=50*ts; il=0; vd=0; vo=0; vl=0; ic=0; io=0;
```

4) ส่วนของโปรแกรม

คำสั่ง inx=1 เป็นการกำหนด Address โปรแกรม

คำสั่ง for t=0:dt:tend แสดงผลจาก t=0 เพิ่มทีละ dt จนถึง tend

5) ส่วนของ Gate waveform

เป็นสัญญาณ ON และ OFF วงจร

ให้ $vg = \text{sign}(\text{ton} - \text{rem}(t, ts))$

คำสั่ง sign() เป็นค่าที่แสดงเครื่องหมายมีเพียงสองค่าคือ +1, -1

คำสั่ง rem(t, ts) เป็นการแสดงค่าเศษจากการนำ t มาหารด้วย ts

6) ON-OFF Flow control โดยคำสั่ง if, else, end

```
if vg>0 %%%ON circuit
    il=il+vi/L*dt;
    io=vo/R;
    vo=vo-(io)/C*dt;
    vl=vi;
else %%%OFF circuit

    il=il+(vi-vo)/L*dt;
    if il>0 %%%Diode checking
        il=il;vd=0;
    else
        il=0;vd=vi-vo;
    end
    ic=il-vo/R;
    vo=vo+(ic)/C*dt;
    vl=vi-vd-vo;
end
```

7) ส่วนของ Data save

เป็นการเก็บข้อมูลลงในตาราง

```
vgtab(inx)=vg; vdtab(inx)=vd;
vltab(inx)=vl; votab(inx)=vo;
iltab(inx)=il; ictab(inx)=ic;

ttab(inx)=t; inx=inx+1;
pnt=rem(inx,3000);
if pnt==0
disp(sprintf(['t and tend=%f%f],t,tend));
end
```

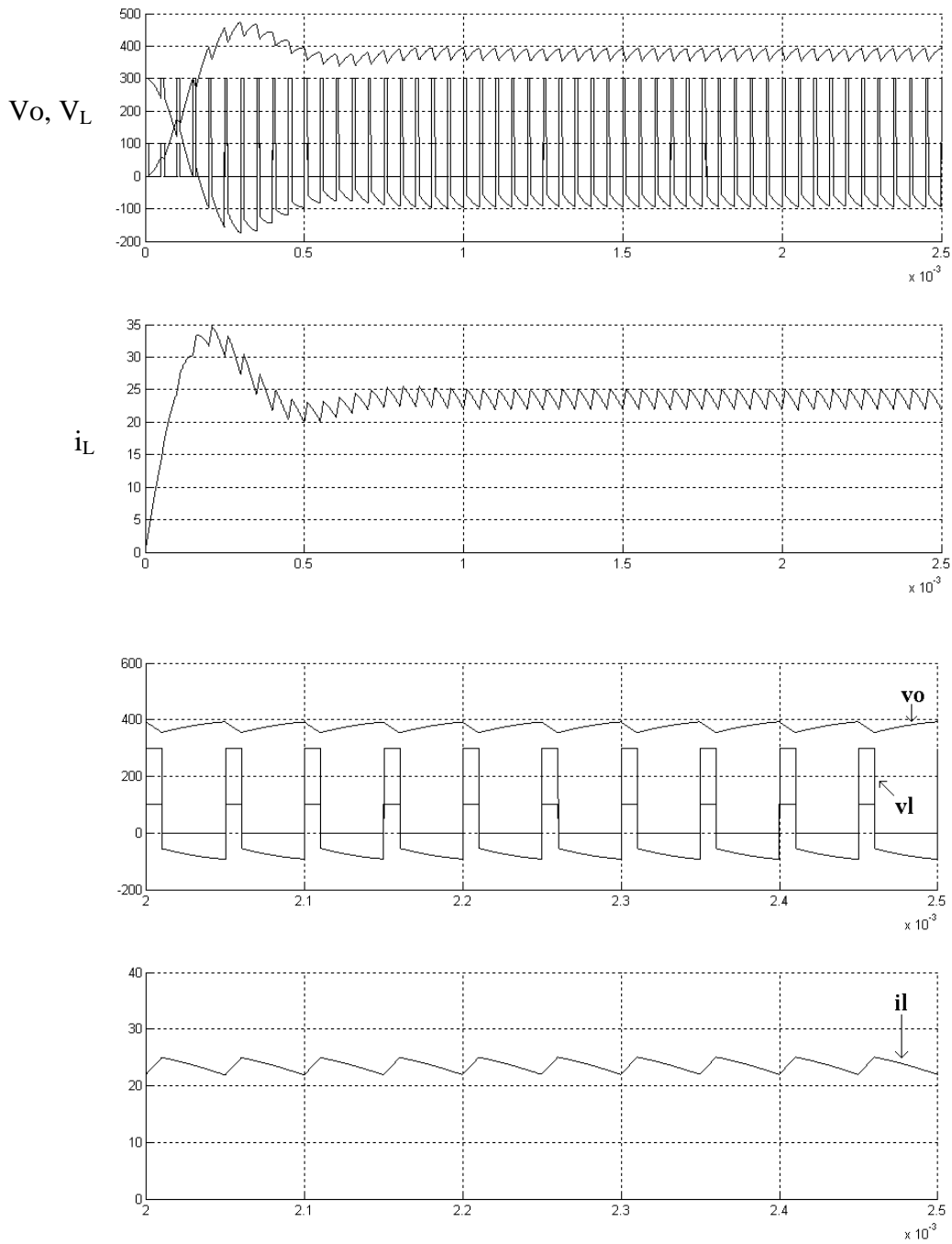
8) ส่วนของ Data plot

เป็นการแสดงผลรูปภาพจากข้อมูลที่เก็บไว้โดยคำสั่ง subplot() , plot()

```
figure(1);clf;
subplot(2,1,1);grid on;hold on;
plot(ttab,(vgtab+1)*50);
plot(ttab,vltab,'r');
plot(ttab,votab,'g');
```

```
subplot(2,1,2);grid on;hold on;
plot(ttab,iltab);
```

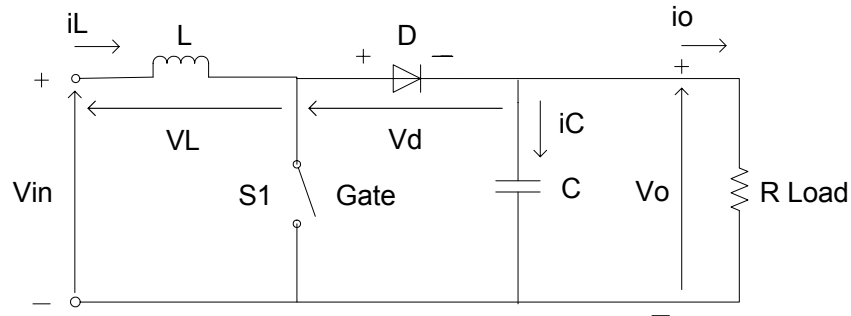
ผลการ Simulation วงจร Step up converter



รูปที่ 4-8 ผลการ Simulation วงจร Step up converter

การคำนวณ โดยใช้ค่าเฉลี่ยของ Step up Converter

หลักการคำนวณแบบนี้จะเหมือนกับการคำนวณ โดยใช้ค่าเฉลี่ยของวงจรที่ได้แสดงไว้ก่อนหน้านี้ ซึ่งจะแสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดัน/กระแสและค่า Duty ได้



พื้นที่ใต้กราฟแรงดันที่ตกคร่อม L มีค่าเท่ากับศูนย์

$$v_{in} \cdot t_{ON} + (v_{in} - v_o) \cdot t_{OFF} = 0 \quad (4-13)$$

เมื่อให้

$$T_S = t_{ON} + t_{OFF} \quad (4-14)$$

จะได้

$$v_{in} \cdot \frac{(t_{ON} + t_{OFF})}{T_S} = v_o \cdot \frac{t_{OFF}}{T_S}$$

$$\frac{v_o}{v_{in}} = \frac{T_S}{t_{OFF}} = \frac{1}{1 - Duty} \quad (4-15)$$

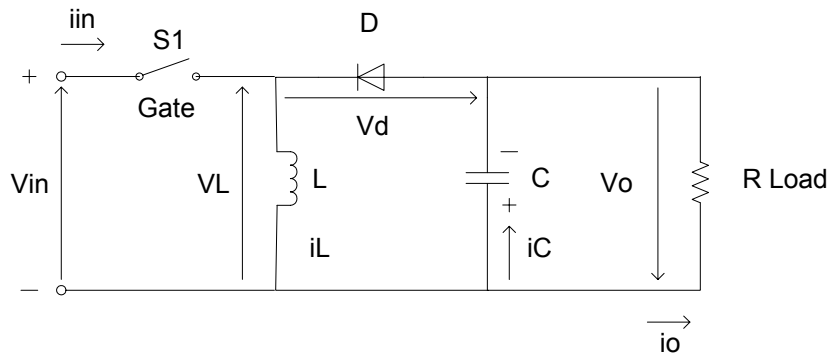
หา i_o/i_{in} จากสมดุลทาง Power

$$v_{in} \times i_{in} = v_o \times i_o$$

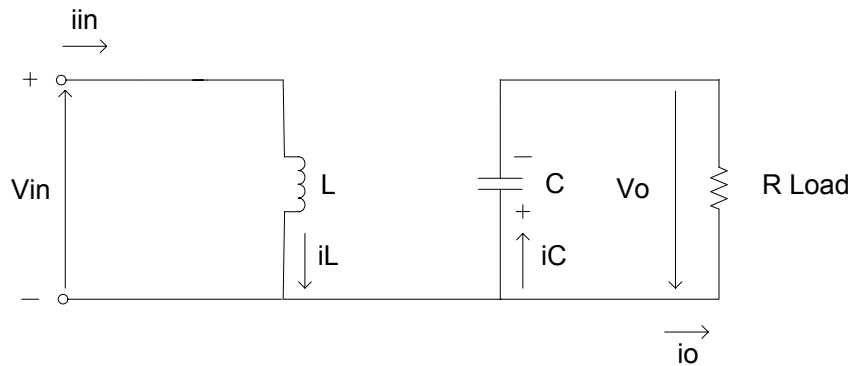
$$\frac{i_o}{i_{in}} = \frac{v_{in}}{v_o} = 1 - Duty \quad (4-16)$$

4.3) Buck boost converter

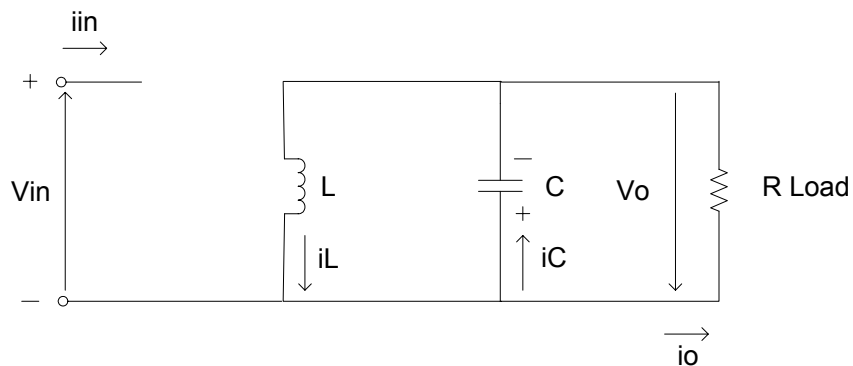
วงจรนี้ทำหน้าที่เพิ่มและลดแรงดันได้บางครั้งเรียกว่าวงจร Step up-down converter เนื่องจากวงจรนี้สามารถใช้กับแรงดันได้กว้างจึงนำมาประยุกต์ใช้ได้กว้างขวางกว่าวงจรที่เป็น Step down หรือ Step up อย่างเดียว เทคนิคในการออกแบบโครงสร้างของวงจรนี้จะนำเอาพื้นฐานของวงจร Step down และ Step up มารวมกันดังแสดงในรูปที่4-9



(a) Buck boost DC-DC converter



(b) Switch ON circuit



(c) Switch OFF circuit

รูปที่4-9 วงจรBuck boost converter

สมการวงจรในช่วง “ON” และ “OFF” (simulation)

ช่วง “ON”

$$i_L = \frac{1}{L} \int v_{in} dt \quad (4-17)$$

$$i_o = \frac{v_o}{R}, i_C = -i_o$$

$$v_o = v_o - \frac{1}{C} \int i_o dt$$

Diode control (No-Check)

$$\begin{aligned} v_d &= -v_{in} - v_o \\ i_d &= 0 \end{aligned} \quad (4-18)$$

ช่วง “OFF”

$$i_L = \frac{1}{L} \int (-v_o) dt \quad (4-19)$$

$$i_C = i_L - \frac{v_o}{R}$$

$$v_o = \frac{1}{C} \int i_C dt$$

Diode control

$$\text{if } i_L > 0 \quad (4-20)$$

$$i_L = i_L, v_d = 0$$

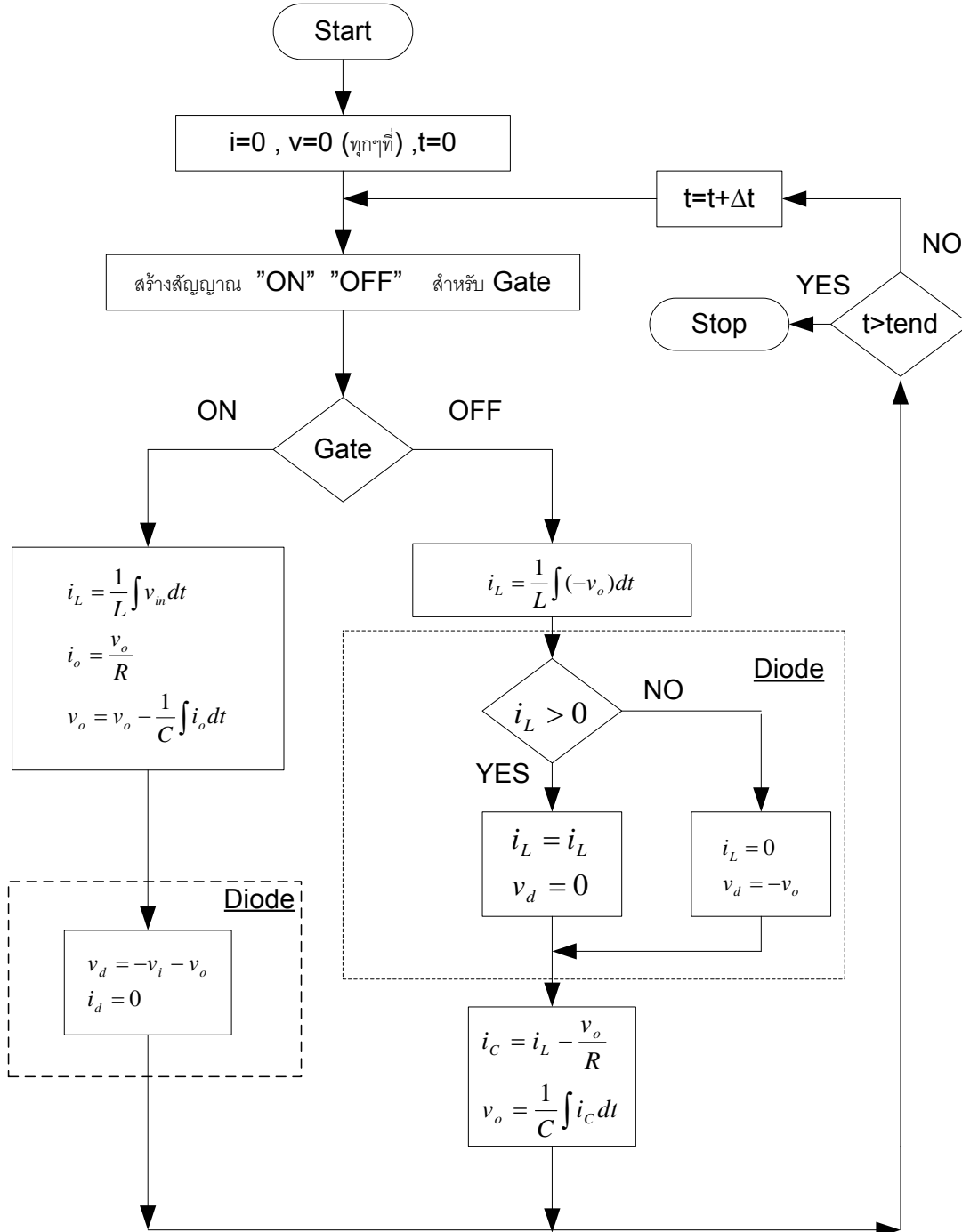
else

$$i_L = i_L, v_d = -v_o$$

end

Flow chart ของวงจร Buck boost Converter

1 cycle = 20 [kHz], Duty = 0.2, $V_i = 300$ [V], $L = 1$ [mH], $C = 5$ [μ F], $R = 20$ [Ω]



รูปที่ 4-10 Flow chart ของวงจร Buck boost Converter

การเขียนโปรแกรม (Buck boost Converter)

```
%%%%%%%%Step up-down (Buck-Boost) circuit%%%%%%%%
clear;
%%%Paramater
R=20;L=1e-3;C=5e-6;vi=300;
fs=20e3;duty=0.2;
ts=1/fs;ton=duty*ts;
%%%Initalization(start)
dt=0.2e-6;tend=50*ts;
il=0;vd=0;vo=0;vl=0;ic=0;io=0;
%%%Program
inx=1;
for t=0:dt:tend
    %%%Gate waveform
    vg=sign(ton-rem(t,ts));

    if vg>0 %%%ON circuit
        il=il+vi/L*dt;
        io=vo/R;
        vo=vo-(io)/C*dt;
        vl=vi;
        vd=-vi-vo;
        id=0;
    else %%%OFF circuit
        il=il+(-vo)/L*dt;
        if il > 0 %%%Diode checking
            il=il;vd=0;
        else
            il=0;vd=-vo;
        end
        ic=il-vo/R;
        vo=vo+(ic)/C*dt;
        vl=-vd-vo;
    end

    %%%data save
    vgtab(inx)=vg; vdtab(inx)=vd;
    vltab(inx)=vl; votab(inx)=vo;
    iltab(inx)=il; ictab(inx)=ic;

    ttab(inx)=t; inx=inx+1;
    pnt=rem(inx,3000);
    if pnt==0
        disp(sprintf(['t and tend=%f%f],t,tend));
    end
end

%%%data plot
figure(1);clf;
subplot(2,1,1);grid on;hold on;
plot(ttab,(vgtab+1)*50);
plot(ttab,vltab,'r');
plot(ttab,votab,'g');
subplot(2,1,2);grid on;hold on;
plot(ttab,iltab);
```

อธิบายการเขียนโปรแกรม (Buck boost Converter)

1) พิมพ์คำสั่ง clear เพื่อเคลียร์พารามิเตอร์ทั้งหมดที่มีอยู่ออกไป

2) ทำการกำหนดพารามิเตอร์แต่ละตัว

$R=20$; $L=1e-3$; $C=5e-6$; $v_i=300$; $f_s=20e3$; $duty=0.2$; $t_s=1/f_s$; $ton=duty*t_s$;

3) ทำการกำหนดค่าเริ่มต้น

$dt=0.2e-6$; $tend=50*t_s$; $i_l=0$; $v_d=0$; $v_o=0$; $v_l=0$; $i_c=0$; $i_o=0$;

4) ส่วนของโปรแกรม

คำสั่ง $inx=1$ เป็นการกำหนด Address โปรแกรม

คำสั่ง for $t=0:dt:tend$ แสดงผลจาก $t=0$ เพิ่มขึ้นทีละ dt จนถึง $tend$

5) ส่วนของ Gate waveform

เป็นสัญญาณ ON และ OFF วงจร

ให้ $v_g=\text{sign}(ton-\text{rem}(t,t_s))$

คำสั่ง $\text{sign}()$ เป็นค่าที่แสดงเครื่องหมายมีเพียงสองค่าคือ +1,-1

คำสั่ง $\text{rem}(t,t_s)$ เป็นการแสดงค่าเศษจากการนำ t มาหารด้วย t_s

6) ON-OFF Flow control โดยคำสั่ง if , else , end

```
if  $v_g > 0$  %%%ON circuit
     $i_l = i_l + v_i / L * dt$ ;
     $i_o = v_o / R$ ;
     $v_o = v_o - (i_o) / C * dt$ ;
     $v_l = v_i$ ;
     $v_d = -v_i - v_o$ ;
     $i_d = 0$ ;
else %%%OFF circuit
     $i_l = i_l + (-v_o) / L * dt$ ;
if  $i_l > 0$  %%%Diode checking
     $i_l = i_l$ ;  $v_d = 0$ ;
else
     $i_l = 0$ ;  $v_d = -v_o$ ;
end
     $i_c = i_l - v_o / R$ ;
     $v_o = v_o + (i_c) / C * dt$ ;
     $v_l = -v_d - v_o$ ;
end
```

7) ส่วนของ Data save

เป็นการเก็บข้อมูลลงในตารางโดยคำสั่ง tab()

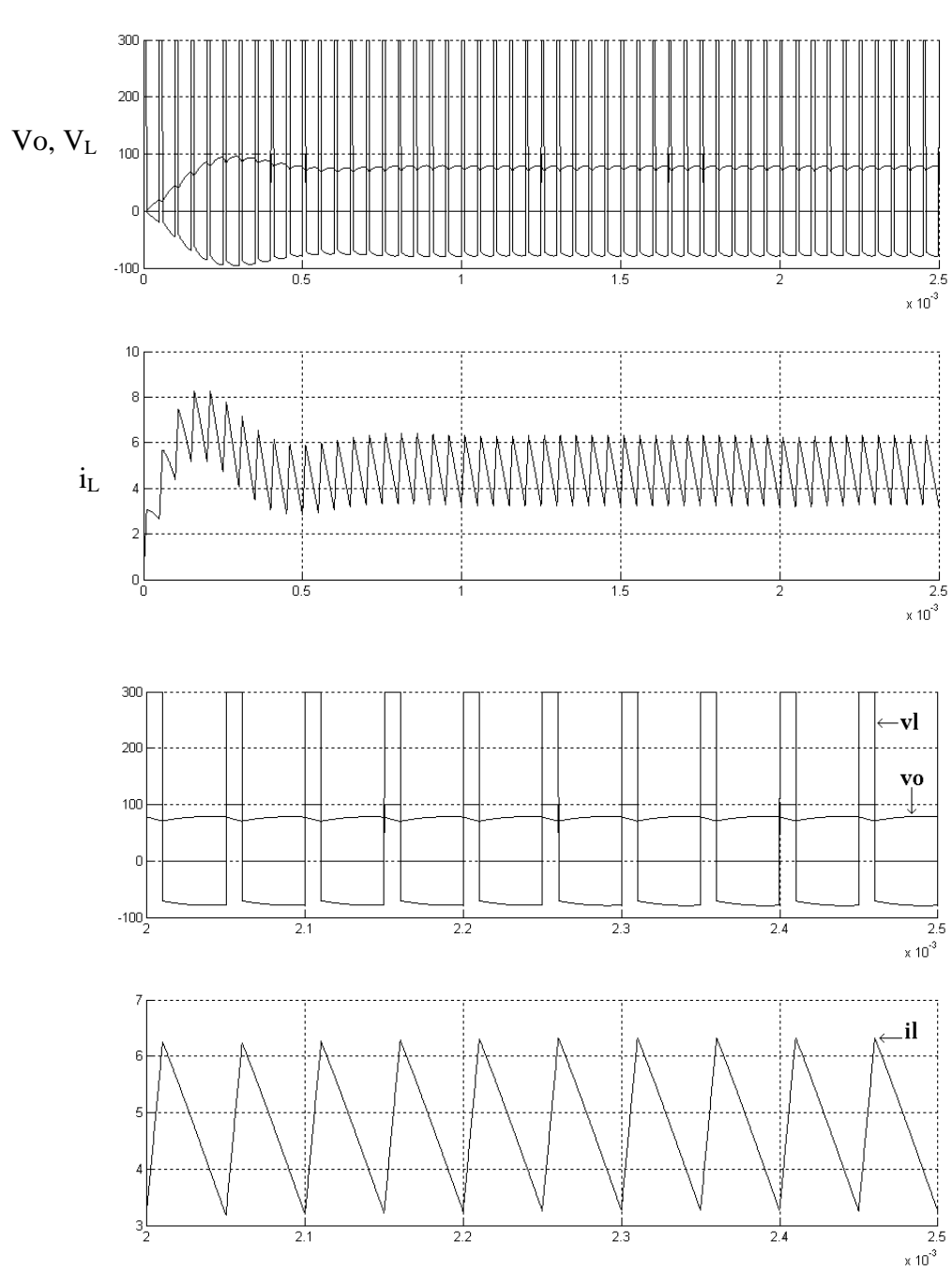
```
vgtab(inx)=vg; vdtab(inx)=vd;  
vltab(inx)=vl; votab(inx)=vo;  
iltab(inx)=il; ictab(inx)=ic;  
  
ttab(inx)=t; inx=inx+1;  
pnt=rem(inx,3000);  
if pnt==0  
disp(sprintf(['t and tend=%f%f'],t,tend));  
end
```

8) ส่วนของ Data plot

เป็นการแสดงผลรูปภาพจากข้อมูลที่เก็บไว้โดยคำสั่ง subplot() , plot()

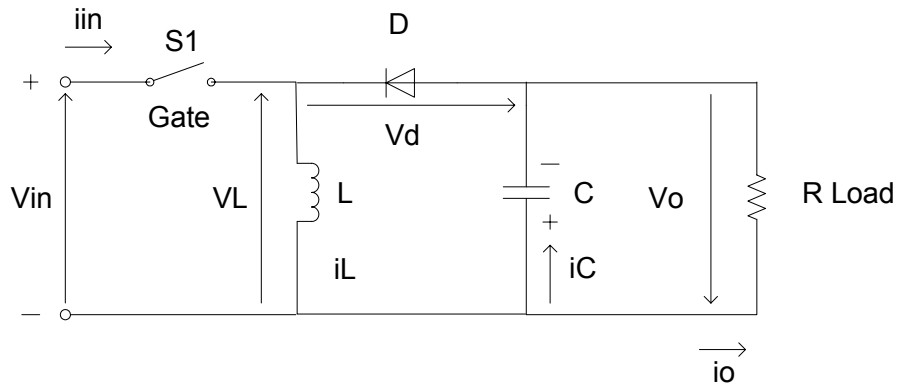
```
figure(1);clf;  
subplot(2,1,1);grid on;hold on;  
plot(ttab,(vgtab+1)*50);  
plot(ttab,vltab,'r');  
plot(ttab,votab,'g');  
  
subplot(2,1,2);grid on;hold on;  
plot(ttab,iltab);
```

ผลการ Simulation วงจร Buck boost Converter



รูปที่ 4-11 ผลการ Simulation วงจร Buck boost Converter

การคำนวณ โดยใช้ค่าเฉลี่ยของ Buck boost Converter



พื้นที่ใต้กราฟแรงดันที่ตกคร่อม L มีค่าเท่ากับศูนย์

$$v_{in} \cdot t_{ON} + (-v_o) \cdot t_{OFF} = 0$$

$$\frac{v_o}{v_{in}} = \frac{t_{ON}}{t_{OFF}} \quad (4-21)$$

คิดจากPower

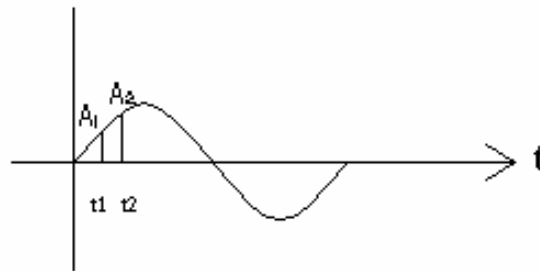
$$P_{in} = P_o$$

$$v_{in} \times i_{in} = v_o \times i_o \quad (4-22)$$

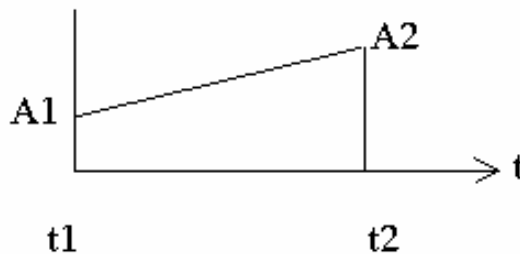
$$\frac{i_o}{i_{in}} = \frac{v_{in}}{v_o} = \frac{t_{OFF}}{t_{ON}}$$

4.4) AC-DC Low harmonic converter

จากที่ได้แสดงมาในหัวข้อของ Step down, Step up และ Buck Boost converter นั้น จะใช้แรงดัน Input ที่เป็น DC แต่เราสามารถประยุกต์ใช้กับระบบ AC ได้เช่นกัน รูปที่4-12 แสดงหลักการในการใช้ Input AC เป็นแหล่งจ่ายให้กับวงจร Converter จากรูปที่4-12 จะเห็นว่าเราสามารถมอง AC ในบางส่วน (รูปที่4-12(a)) เป็น DC (รูปที่4-12(b)) ได้เช่นกัน และเราสามารถนำไฟ DC นี้เป็นแหล่งจ่ายให้กับ Converter ได้เนื่องจาก Converter นั้น ทำงานที่ความถี่สูงมาก ($>20[\text{kHz}]$) เมื่อเทียบกับความถี่ไฟบ้าน $50[\text{Hz}]$



(a) Sine wave (AC)



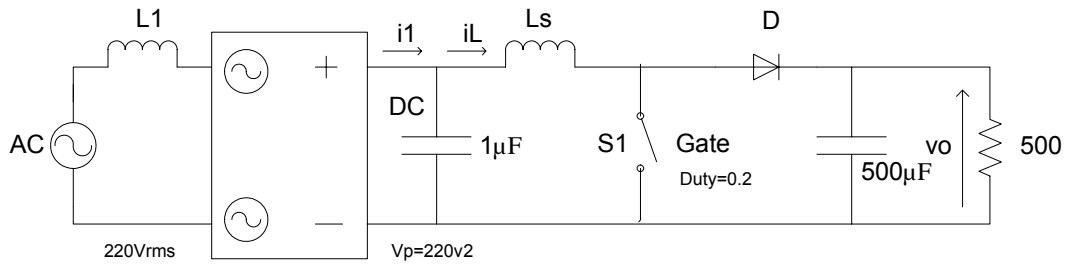
(b) รูปขยายบางส่วนของ sine wave (DC)

รูปที่4-12 การมอง AC เป็น DC

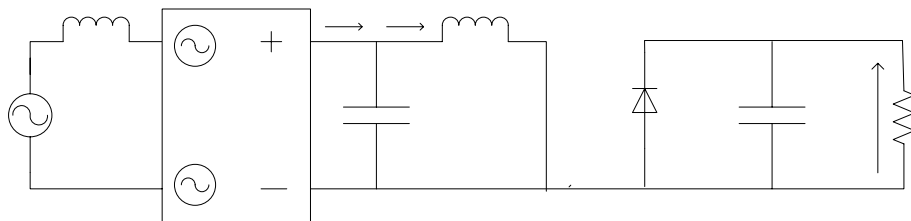
Note

- ในช่วงสั้นๆ ของคลื่น Sine wave ($50[\text{Hz}]$) เราสามารถมองเห็นเป็น DC ได้
- ดังนั้น เราจึงสามารถนำไฟ AC ไปป้อน เป็นแหล่งจ่าย ให้ DC-DC Converter ได้

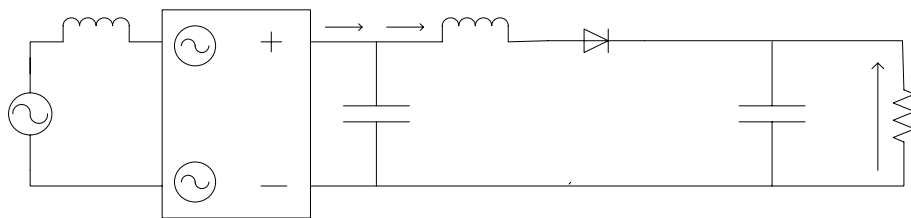
การใช้ เป็นแหล่งจ่ายให้กับ Converter (AC-DC converter)



(a) AC Full-Bridge rectifier + Step up converter



(b) Switch ON circuit



(c) Switch OFF circuit

รูปที่4-13 วงจรAC-DC converter

Note

เมื่อรวมวงจรAC Full-Bridge rectifier และ Step up converter จะทำให้สามารถใช้ไฟ AC 50[Hz] เป็นแหล่งจ่ายได้ รวมโครงสร้างของวงจรทั้งหมดจะกลายเป็น AC-DC converter ที่ใช้ switching ความถี่สูง

สมการวงจร AC-DC converter

1) วงจรของ AC Full-Bridge rectifier

$$v_{in} = \text{abs}(\sin(\omega t))$$

2) ส่วนของวงจร Boost converter

ช่วง “ON”

$$i_L = \frac{1}{L} \int v_{in} dt \quad (4-23)$$

$$i_o = \frac{v_o}{R}, i_C = -i_o$$

$$v_o = v_o - \frac{1}{C} \int i_o dt$$

Diode control (No Check, all OFF)

$$\begin{aligned} v_d &= -v_o \\ i_d &= 0 \end{aligned} \quad (4-24)$$

ช่วง “OFF”

$$i_L = \frac{1}{L} \int (v_{in} - v_o) dt \quad (4-25)$$

$$i_C = i_L - \frac{v_o}{R}$$

$$v_o = \frac{1}{C} \int i_C dt$$

Diode control

$$\text{if } i_L > 0 \quad (4-26)$$

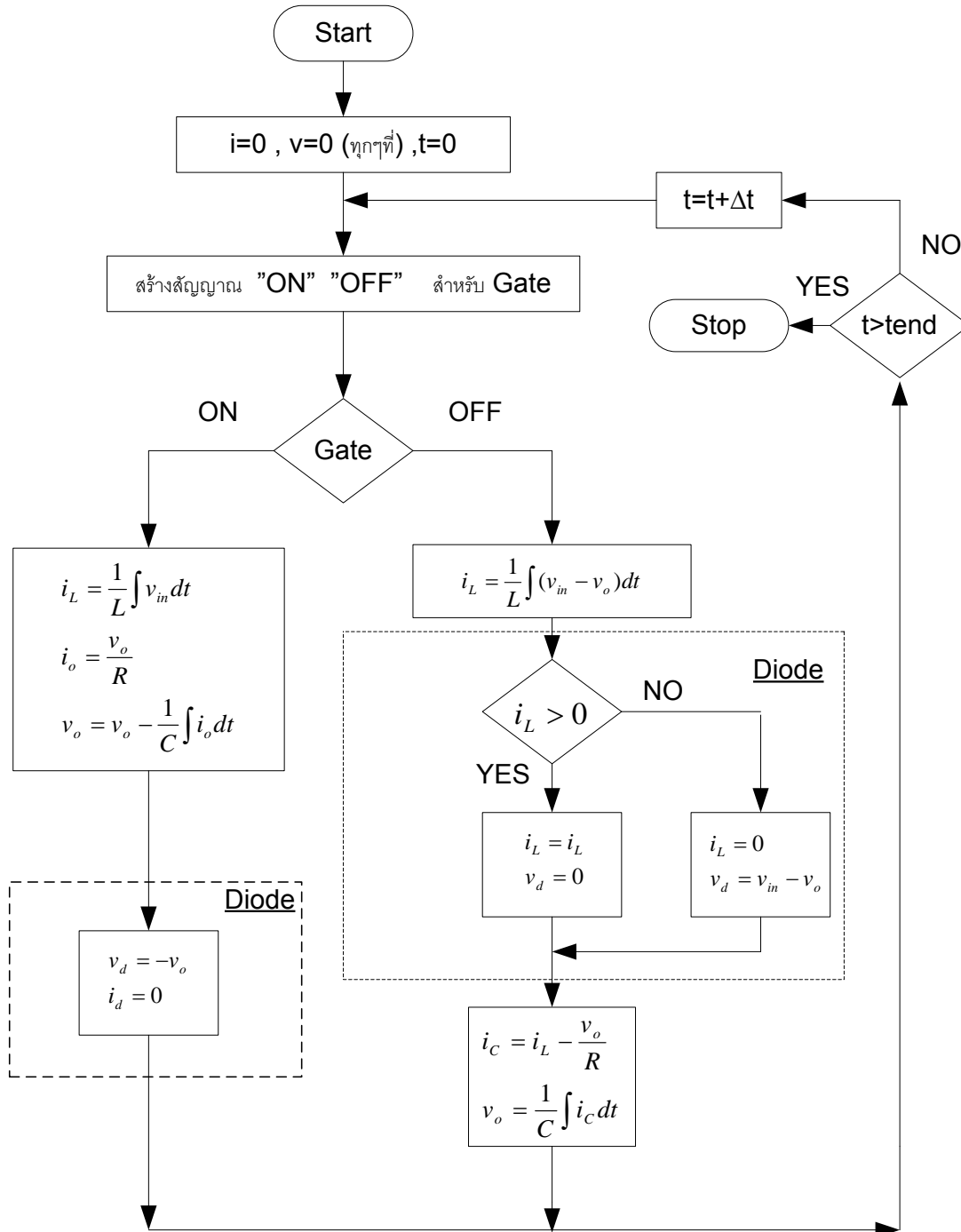
$$i_L = i_L, v_d = 0$$

else

$$i_L = 0, v_d = v_{in} - v_o$$

Flow chart ของ AC-DC converter

1 cycle = 20 [kHz], Duty = 0.2, $V_i = 220[V_{rms}]$, $L = 0.1[mH]$, $C = 500[\mu F]$, $R = 500[\Omega]$



รูปที่ 4-14 Flow chart ของ AC-DC converter

การเขียนโปรแกรม AC-DC converter

```
clear;
%%%Paramater
R=500;L=100e-6;C=500e-6;vi=300;
f1=50;t1=1/f1;w=2*pi*f1;vrms=220*sqrt(2);
fs=20e3;duty=0.2;
ts=1/fs;ton=duty*ts;
%%%Initalization(start)
dt=1e-6;tend=1000*ts;
il=0;vd=0;vo=0;vl=0;ic=0;io=0;
%%%Program
inx=1;
for t=0:dt:tend
    vi=abs(vrms*sin(w*t)); %%% <<<<< AC Full-Bridge rectifier
    %%%Gate waveform
    vg=sign(ton-rem(t,ts));

    if vg>0 %%%ON circuit
        il=il+vi/L*dt;
        io=vo/R;
        vo=vo-(io)/C*dt;
        vl=vi;
    else %%%OFF circuit

        il=il+(vi-vo)/L*dt;
        if il>0%%Diode checking
            il=il;vd=0;
        else
            il=0;vd=vi-vo;
        end
        ic=il-vo/R;
        vo=vo+(ic)/C*dt;
        vl=vi-vd-vo;
    end

    %%%data save
    vgtab(inx)=vg; vdtab(inx)=vd;
    vltab(inx)=vl; votab(inx)=vo;
    iltab(inx)=il; ictab(inx)=ic;

    ttab(inx)=t; inx=inx+1;
    pnt=rem(inx,3000);
    if pnt==0
        disp(sprintf(['t and tend=%f%f],t,tend));
    end
end

%%%data plot
figure(1);clf;
subplot(2,1,1);grid on;hold on;
plot(ttab,(vgtab+1)*50);
plot(ttab,vltab,'r');
plot(ttab,votab,'g');
subplot(2,1,2);grid on;hold on;
plot(ttab,iltab);
```

อธิบายการเขียนโปรแกรม AC-DC converter

1) พิมพ์คำสั่ง clear เพื่อเคลียร์พารามิเตอร์ทั้งหมดที่มีอยู่ออกไป

2) ทำการกำหนดพารามิเตอร์แต่ละตัว

```
R=500; L=100e-6; C=500e-6; vi=300; f1=50; t1=1/f1; w=2*pi*f1;  
vrms=220*sqrt(2); fs=20e3; duty=0.2; ts=1/fs; ton=duty*ts;
```

3) ทำการกำหนดค่าเริ่มต้น

```
dt=1e-6; tend=1000*ts; il=0; vd=0; vo=0; vl=0; ic=0; io=0;
```

4) ส่วนของโปรแกรม

คำสั่ง `inx=1` เป็นการกำหนด Address โปรแกรม

คำสั่ง `for t=0:dt:tend` แสดงผลจาก `t=0` เพิ่มทีละ `dt` จนถึง `tend`

```
vi=abs(vrms*sin(w*t)); %%% <<<<<< AC Full-Bridge rectifier
```

5) ส่วนของ Gate waveform

เป็นสัญญาณ ON และ OFF วงจร

```
ให้ vg=sign(ton-rem(t,ts))
```

คำสั่ง `sign()` เป็นค่าที่แสดงเครื่องหมายมีเพียงสองค่าคือ `+1,-1`

คำสั่ง `rem(t,ts)` เป็นการแสดงค่าเศษจากการนำ `t` มาหารด้วย `ts`

6) ON-OFF Flow control โดยคำสั่ง `if, else, end`

```
if vg>0 %%%ON circuit  
    il=il+vi/L*dt;  
    io=vo/R;  
    vo=vo-(io)/C*dt;  
    vl=vi;  
else %%%OFF circuit  
  
    il=il+(vi-vo)/L*dt;  
    if il>0 %%%Diode checking  
        il=il;vd=0;  
    else  
        il=0;vd=vi-vo;  
    end  
    ic=il-vo/R;  
    vo=vo+(ic)/C*dt;  
    vl=vi-vd-vo;  
end
```

7) ส่วนของ Data save

เป็นการเก็บข้อมูลลงในตารางโดยคำสั่ง tab()

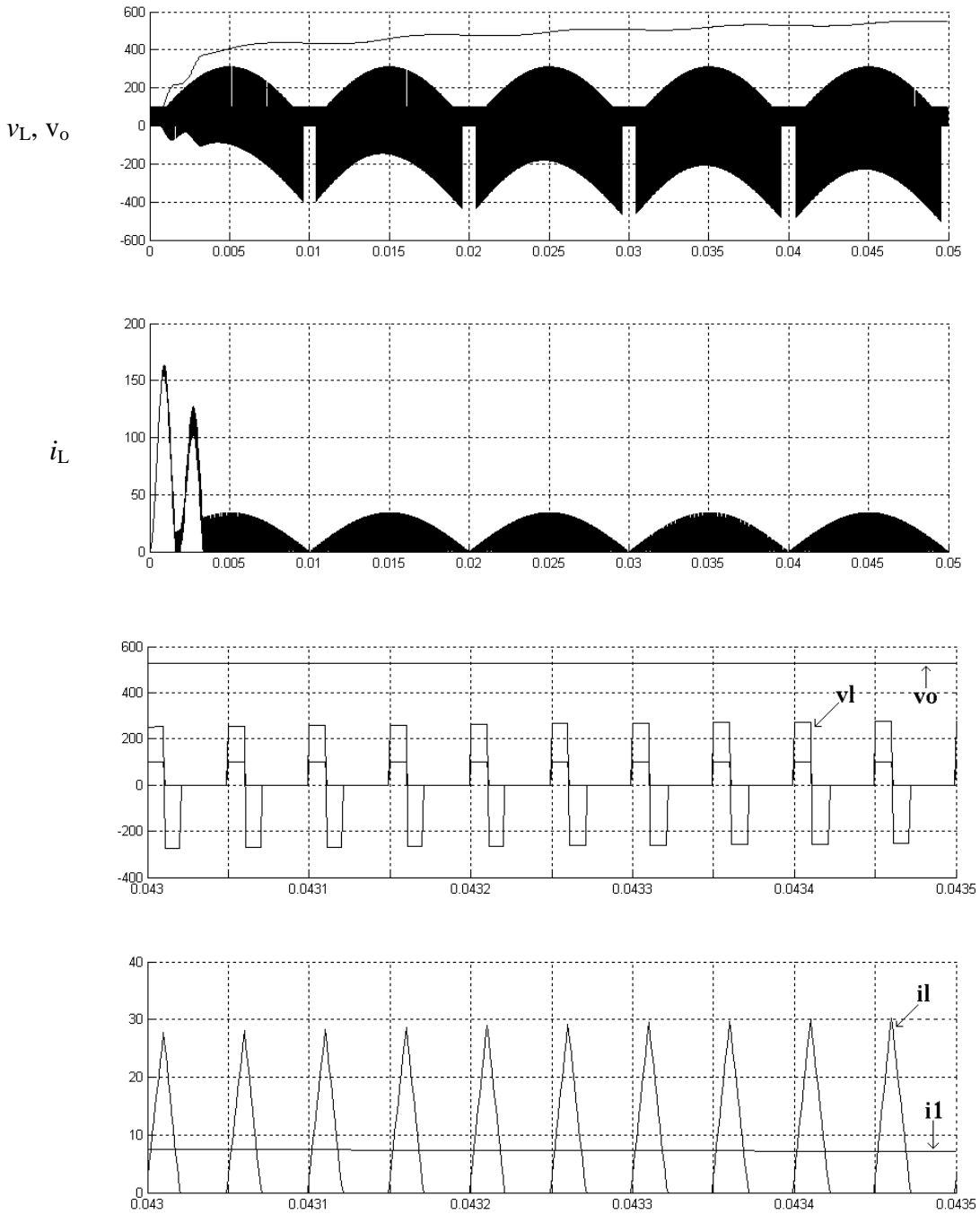
```
vgtab(inx)=vg; vdtab(inx)=vd;  
vltab(inx)=vl; votab(inx)=vo;  
iltab(inx)=il; ictab(inx)=ic;  
  
ttab(inx)=t; inx=inx+1;  
pnt=rem(inx,3000);  
if pnt==0  
disp(sprintf(['t and tend=%f%f],t,tend));  
end
```

8) ส่วนของ Data plot

เป็นการแสดงผลรูปภาพจากข้อมูลที่เก็บไว้โดยคำสั่ง subplot(), plot()

```
figure(1);clf;  
subplot(2,1,1);grid on;hold on;  
plot(ttab,(vgtab+1)*50);  
plot(ttab,vltab,'r');  
plot(ttab,votab,'g');  
  
subplot(2,1,2);grid on;hold on;  
plot(ttab,iltab);
```


ผลการ Simulation วงจร AC-DC Converter

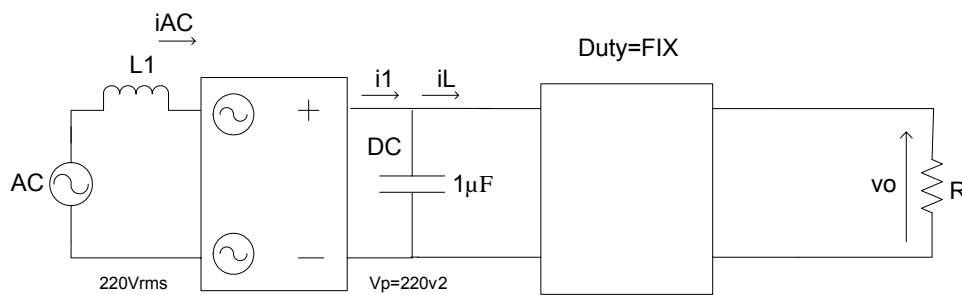


รูปที่ 4-15 ผลการ Simulation วงจร AC-DC Converter

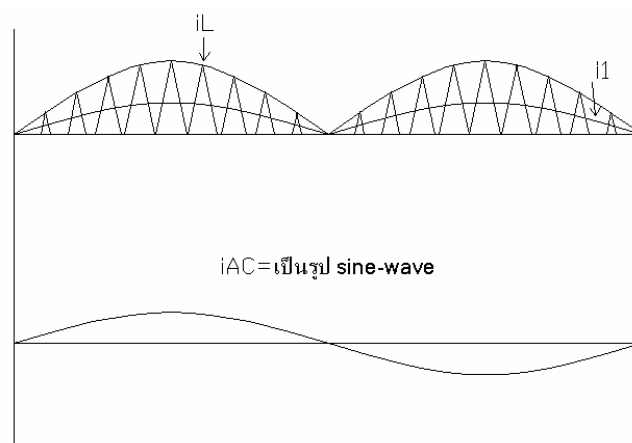
จากผลการ Simulation อธิบายดังนี้

- สามารถ BOOST ไฟ V_o ได้ถึงแม้ว่า V_{in} จะมีค่าต่ำ
- Control Switch ง่ายโดยให้ Duty มีค่าคงที่เท่านั้น
- V_o จะมีค่าคงที่โดยไม่ต้องควบคุม duty cycle

พร้อมกันนี้วงจรนี้ยังทำให้กระแส Input AC เป็นรูป sine-wave ได้ จึงเป็น Low harmonics converter ปรากฏการณ์นี้สามารถอธิบายได้จากรูปที่4-16 และ รูปที่4-17 จากรูปที่4-16 i_L จะมีลักษณะที่เป็นรูปฟันปลาโดยมีค่ายอดเป็นรูป abs(sine wave) เมื่อนำ Condenser มาเป็นตัว Filter จะทำให้กระแสเรียบขึ้น (i_1 รูปที่4-17) จากนั้นกระแสทางเข้า $i-AC$ จะเป็นรูป sine wave



รูปที่4-16 หลักการทำให้กระแสเป็นรูป sine wave



รูปที่4-17 คลื่นของกระแส Input เป็นรูป sine wave

บทที่ 5 DC-AC Inverter

ในบทนี้จะแสดงการเปลี่ยนกระแสไฟฟ้า AC เป็นกระแสไฟฟ้า DC โดยใช้ Inverter ชนิดต่างๆ เนื่องจาก Inverter นั้นทำงานเป็นแบบ PWM ซึ่งเมื่อมองรูปคลื่นจาก Oscilloscope แล้วไม่สามารถรู้ได้ว่าคลื่นถูก Modulate ได้ถูกต้องหรือไม่จึงจำเป็นต้องใช้ Fourier series ในการแยกข้อมูลออกจากคลื่น PWM ฉะนั้นในบทนี้จึงต้องกล่าวเรื่อง Fourier series ด้วย

5.1) Fourier series และ THD

สมการที่(5-1) แสดงสมการของ Fourier series

$$\left. \begin{aligned} f(t) &= a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n + b_n) \\ a_0 &= \frac{2}{T} \int_0^T f(t) dt \\ a_n &= \frac{1}{T} \int_0^T f(t) \cdot \cos(\omega_n t) dt \\ b_n &= \frac{1}{T} \int_0^T f(t) \cdot \sin(\omega_n t) dt \end{aligned} \right\} \quad (5-1)$$

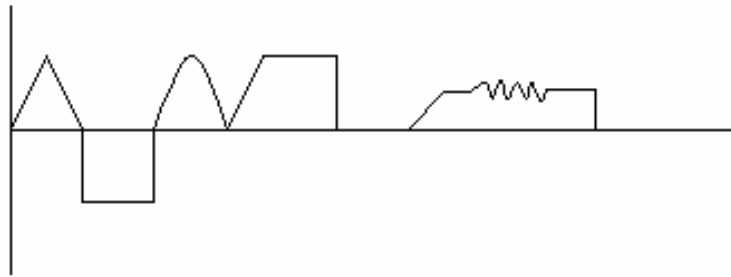
โดยที่

a_0 จะเป็นค่าเฉลี่ยของของ $f(t)$ หรือ DC

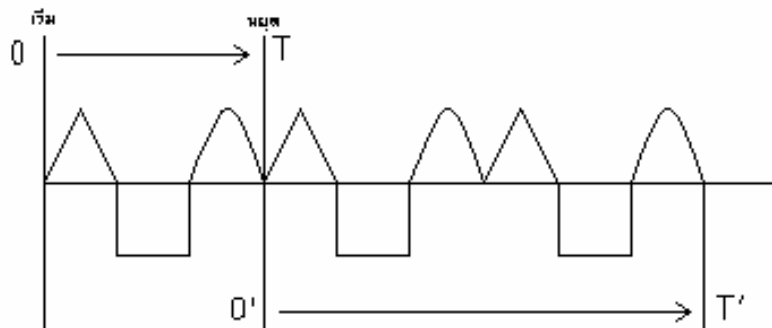
a_n จะเป็นส่วนประกอบที่เป็นฟังก์ชันคู่ของ $f(t)$

b_n จะเป็นส่วนประกอบที่เป็นฟังก์ชันคี่ของ $f(t)$

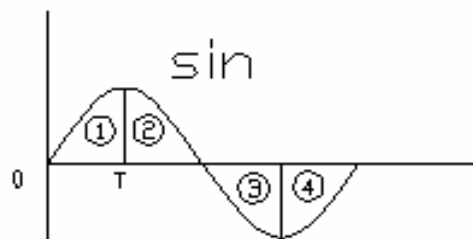
คุณสมบัติของ $f(t)$ ที่สำคัญคือจะต้องเป็นคลื่นที่มี Cycle (คาบเวลา)



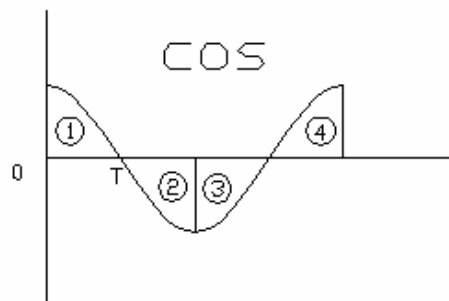
(a) ไม่มีคาบเวลา → หา Fourier ไม่ได้



(b) มีคาบเวลา



(c) มีคาบเวลา

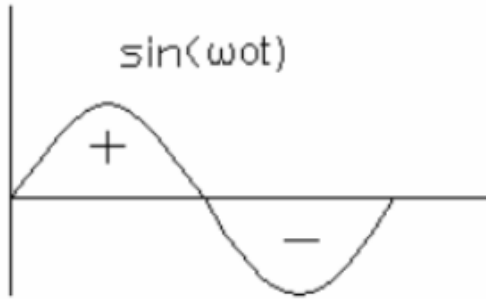


(d) มีคาบเวลา

รูปที่ 5-1 การหาคาบเวลาของ $f(t)$

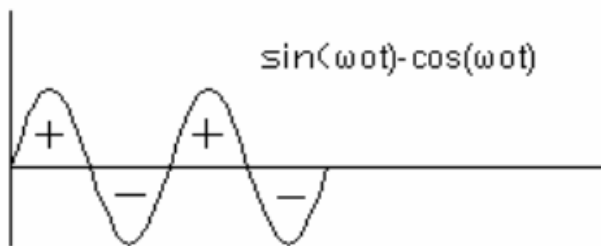
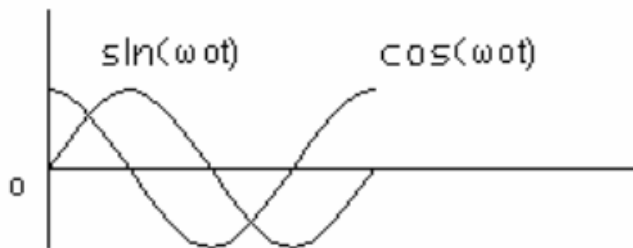
หลักการคำนวณ

หลักการคำนวณของ Fourier series เมื่อ $f(t) = \sin(\omega t)$

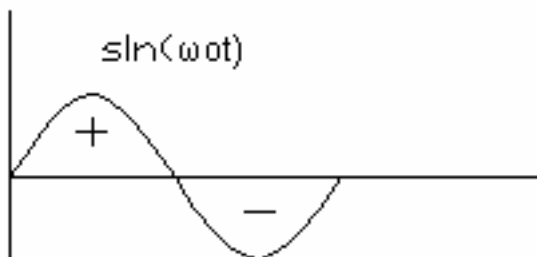


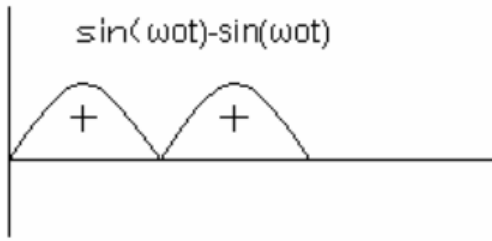
$$a_0 = \frac{2}{T} \int_0^T \sin(\alpha t) dt = 0$$

รูปที่ 5-2 การหาค่า a_0 ของ $f(t)$



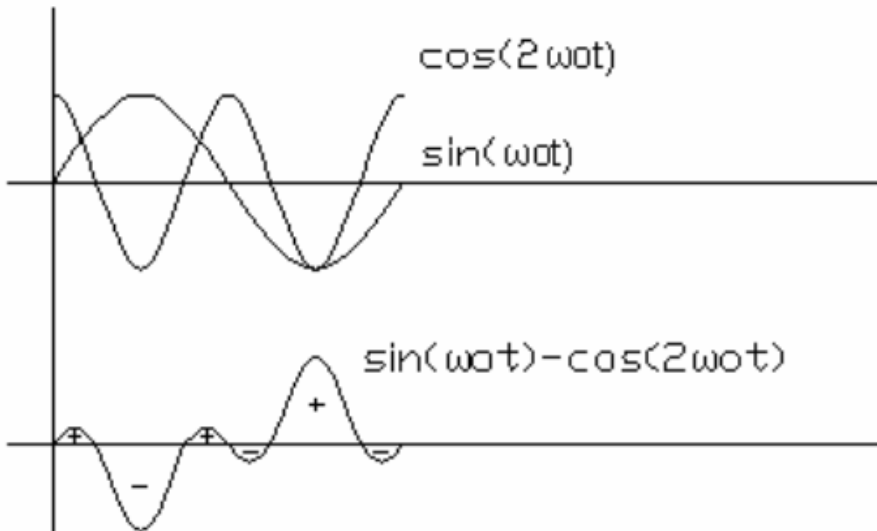
$$a_1 = \frac{1}{T} \int_0^T \sin(\alpha_0 t) \cdot \cos(\alpha_0 t) dt = ($$





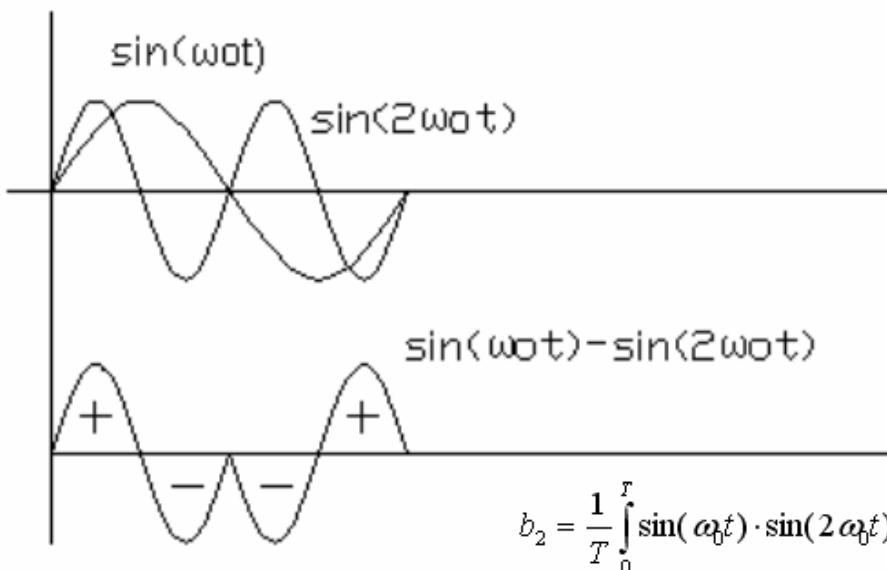
$$b_1 = \frac{1}{T} \int_0^T \sin(\omega_0 t) \cdot \sin(\omega_0 t) dt = DC$$

รูปที่ 5-4 การหาค่า b_1 ของ $f(t)$



$$b_2 = \frac{1}{T} \int_0^T \sin(\omega_0 t) \cdot \cos(2\omega_0 t) dt = 0$$

รูปที่ 5-5 การหาค่า a_2 ของ $f(t)$



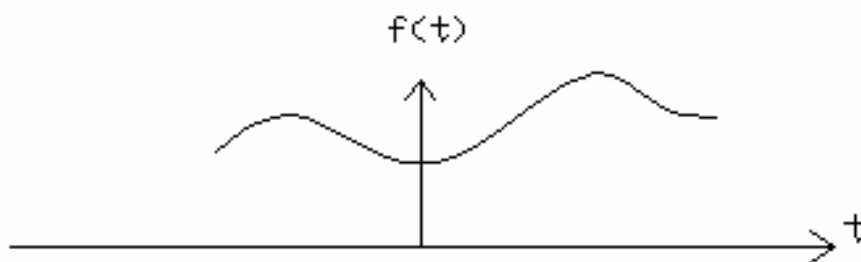
$$b_2 = \frac{1}{T} \int_0^T \sin(\omega_0 t) \cdot \sin(2\omega_0 t) dt = 0$$

รูปที่ 5-6 การหาค่า b_2 ของ $f(t)$

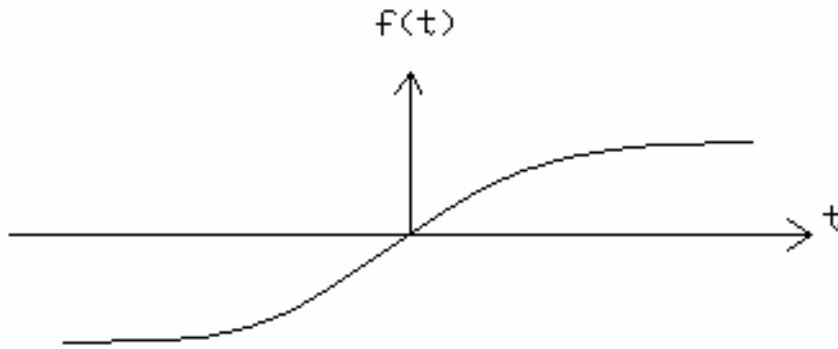
จากผลการคำนวณเบื้องต้นโดยใช้กราฟแสดงให้เห็นว่าความถี่ที่ตรงกันเท่านั้น จึงจะมีค่า Harmonic ออกมา นอกนั้นจะมีค่าเป็นศูนย์ทั้งหมดตามที่ได้แสดงในรูปที่ 5-2 ถึงรูปที่ 5-6 ด้วยเหตุนี้เองจึงทำให้ Fourier Harmonic สามารถบ่งชี้ได้ว่าในคลื่นที่นำมา ตรวจสอบมีส่วนประกอบของความถี่ใดบ้างได้

Even function and Odd function

สมการที่มีคาบเวลาส่วนมากจะสามารถแยกประเภทได้ 2 แบบคือ Even function (ฟังก์ชันคู่) และ Odd function (ฟังก์ชันคี่) ซึ่งแต่ละ function เมื่อนำมาคำนวณหา Fourier series จะได้ลักษณะที่พิเศษดังแสดงในรูปที่ 5-7



(a) Even function $b_n = 0, a_n = \dots$



(b) Odd function $a_n = 0, b_n = \dots$

รูปที่ 5-7 Even and Odd function

ตัวอย่างการคำนวณ

การคำนวณ Fourier Harmonic ของ $\sin(\omega t)$, $\omega = \frac{2\pi}{T}, T = 1$

1. เนื่องจากเป็น Odd function ทำให้

$$a_n = 0$$

2. เหลือเฉพาะ Odd function

$$b_2 = \frac{1}{T} \int_0^T \sin(\omega_0 t) \cdot \sin(2\omega_0 t) dt$$

จาก $\sin(a) \times \sin(b) = \frac{1}{2} [\cos(a+b) - \cos(a-b)]$

$$b_n = - \int_0^T \cos((n+1)\omega_0 t) - \cos((n-1)\omega_0 t) dt$$

$$- b_n = \int_0^T \cos((n+1)\omega_0 t) dt - \int_0^T \cos((n-1)\omega_0 t) dt$$

เพราะว่า

$$\int_0^T \cos((n+1)\omega_0 t) dt = 0$$

ดังนั้น

$$- b = - \int_0^T 1 dt$$

$$= -1$$

THD (Total Harmonic Distortion Factor)

THD (Total Harmonic Distortion Factor) เป็นการคำนวณที่ใช้ประเมินว่ารูปคลื่นนั้นมี Harmonic มากน้อยเพียงไร บางครั้งพูดกันง่าย ๆ ว่ารูปคลื่นที่นำมาคำนวณใกล้เคียงรูป sine wave มากน้อยเพียงไร กล่าวคือ THD มีค่าน้อยเพียงไรก็ใกล้เคียงรูป sine wave เท่านั้น นิยามของ THD แสดงโดยสมการข้างล่าง

$$THD = \frac{\sqrt{N_3^2 + \dots + N_{2l-1}^2}}{\sqrt{N_1^2 + N_3^2 + \dots + N_{2l-1}^2}} \times 100[\%] \quad (5-2)$$

$N_{1,3,5,\dots}$: Fourier Harmonic

Note

ค่า l ขึ้นอยู่กับความถี่สูงสุดที่ทำการคำนวณเช่น 2 [kHz], $l = 40$

โดยส่วนมากการคำนวณรูปคลื่นเกี่ยวกับงานสาขาอิเล็กทรอนิกส์กำลังจะทำให้รูปคลื่นเป็น Odd Function เช่น sin-wave ซึ่งจะทำให้ค่า $a_n = 0$ ทั้งหมดและ $b_n = 0$ ขณะที่ $n=2,4,6,\dots$ จึงทำให้ง่ายต่อการคำนวณ

ในบางครั้งที่ไม่สามารถทำให้คลื่นกลายเป็น Odd function ได้ทำให้เหลือส่วนที่เป็น Even function เหลืออยู่จะต้องรวม Odd function และ Even function เข้าด้วยกันโดยใช้สมการที่(5-3)

$$N_i = \sqrt{a_i^2 + b_i^2} \quad (5-2)$$

ตัวอย่างการคำนวณ THD

เมื่อให้ $f(t) = \sin(\omega t)$

หา Fourier series ได้ดังนี้

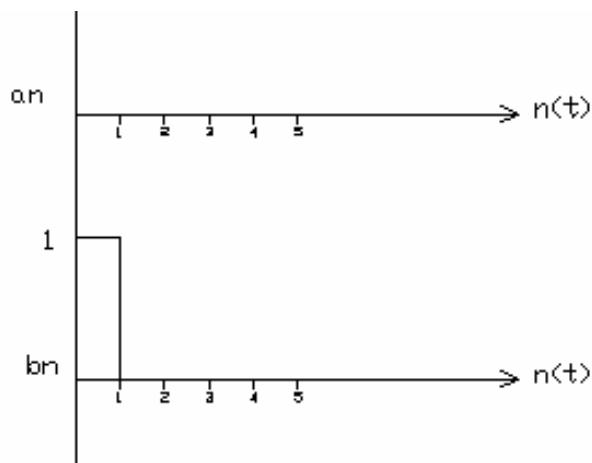
$$a_0 = 0$$

$$a_1 = a_2 = a_3 = a_4 \dots a_\infty = 0$$

$$b_1 = DC = 1$$

$$b_2 = b_3 = b_4 = b_5 \dots b_\infty = 0$$

เมื่อนำค่า a_n และ b_n มาเรียงกันตามค่าความถี่ทำให้สามารถเขียน Fourier spectrum ได้ดังแสดงในรูปที่ 5-8



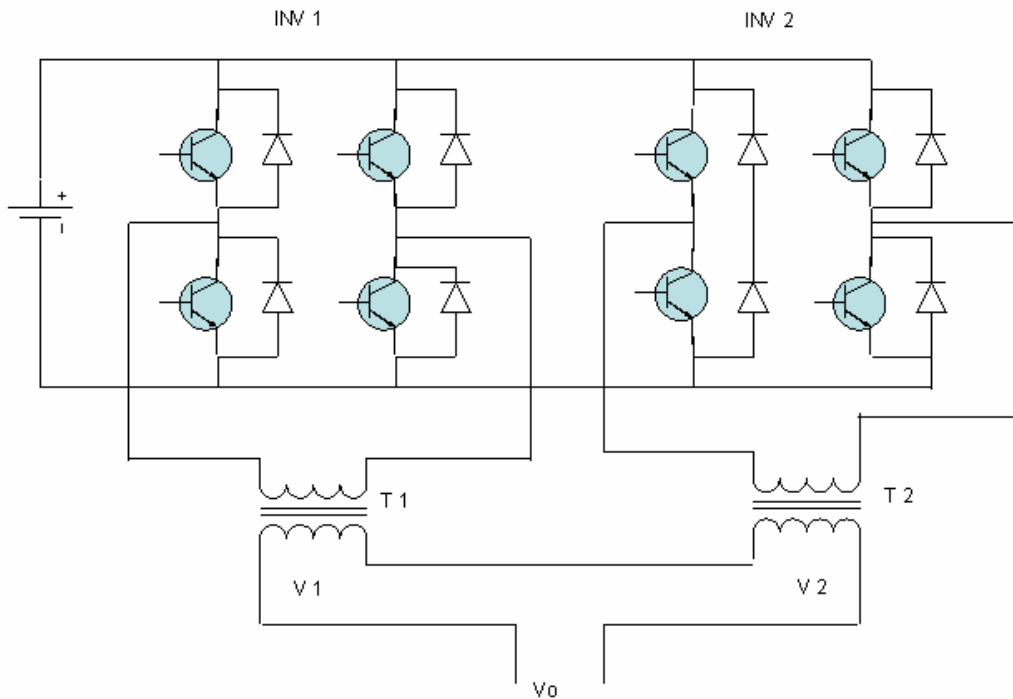
รูปที่ 5-8 Fourier Spectrum ของ sine wave

จากนั้นนำ Fourier Spectrum มาคำนวณหาค่า THD จะได้

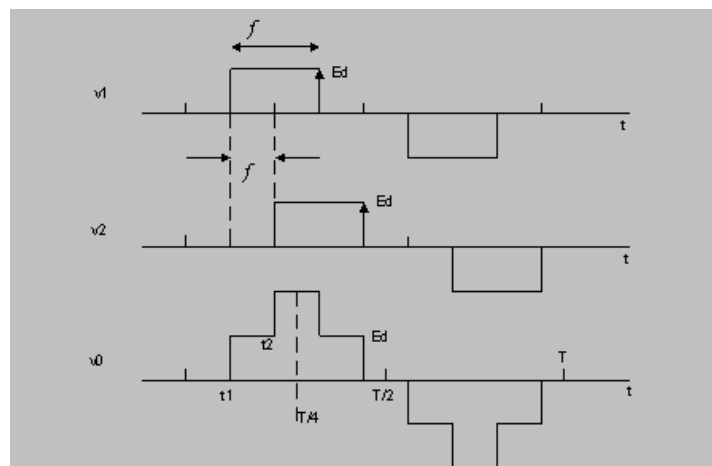
$$THD = \frac{\sqrt{0 + \dots + 0}}{\sqrt{1^2 + 0 + \dots + 0}} \times 100[\%] = 0[\%]$$

5.2) Multi-step Inverter

เป็นการใช้ Inverter ตั้งแต่ 2 ตัวขึ้นไปเพื่อที่จะทำให้แรงดัน Output มีรูปคลื่นที่เหมือน sine wave มากขึ้นและเป็นการลด Harmonic รวมทั้งลดค่า THD ให้ต่ำลง



รูปที่ 5-9 Multi-step inverter (2 ตัว)



รูปที่ 5-10 แรงดัน Output ของ Multi-step inverter (2 ตัว)

การคำนวณ Harmonic แรงดัน Output ของ Multi-step inverter

จากรูปที่ 5-10 ทำให้สามารถคำนวณได้ดังนี้

1. Odd Function

$$a_n = 0$$

$$b_n = 1, 3, 5, 7, 9, \dots$$

2. การคำนวณหา b_n

$$b_n = 4 \int_0^{\frac{T}{4}} f(t) \sin(n\omega_0 t) dt$$

$$f(t) = \begin{cases} 0 & ; 0 \leq t < t_1 \\ Ed & ; t_1 \leq t < t_2 \\ 2Ed & ; t_2 \leq t < \frac{T}{4} \end{cases}$$

$$b_n = \frac{8}{T} \int_0^{t_1} 0 \sin(n\omega_0 t) dt + \int_{t_1}^{t_2} Ed \sin(n\omega_0 t) dt + \int_{t_2}^{\frac{T}{4}} 2Ed \sin(n\omega_0 t) dt$$

ดังนั้น

$$b_n = \frac{8}{T} \int_{t_1}^{t_2} Ed \sin(n\omega_0 t) dt + 2Ed \int_{t_2}^{\frac{T}{4}} \sin(n\omega_0 t) dt$$

answer

โปรแกรม Simulation

```
%%% multi step INV 2 Full-Bridge phase control.
clear;
N=10000;Nhar=100;
t1=fix(30/90*N/4);
v90=[zeros(1,t1),ones(1,N/4-t1)];
v1=[v90,v90(N/4:-1:1),-v90,-v90(N/4:-1:1)];

phase=30;
inx=1;
for inx=1:180

    phase=inx;
    shf=fix(phase/360*N);
    v2=[v1(N-shf:N),v1(1:N-shf-1)];

    vo=v1+v2;
    ttab=[1:N]/N*20e-3;

    har=abs(fft(vo))/N*2;
    fund=har(2);

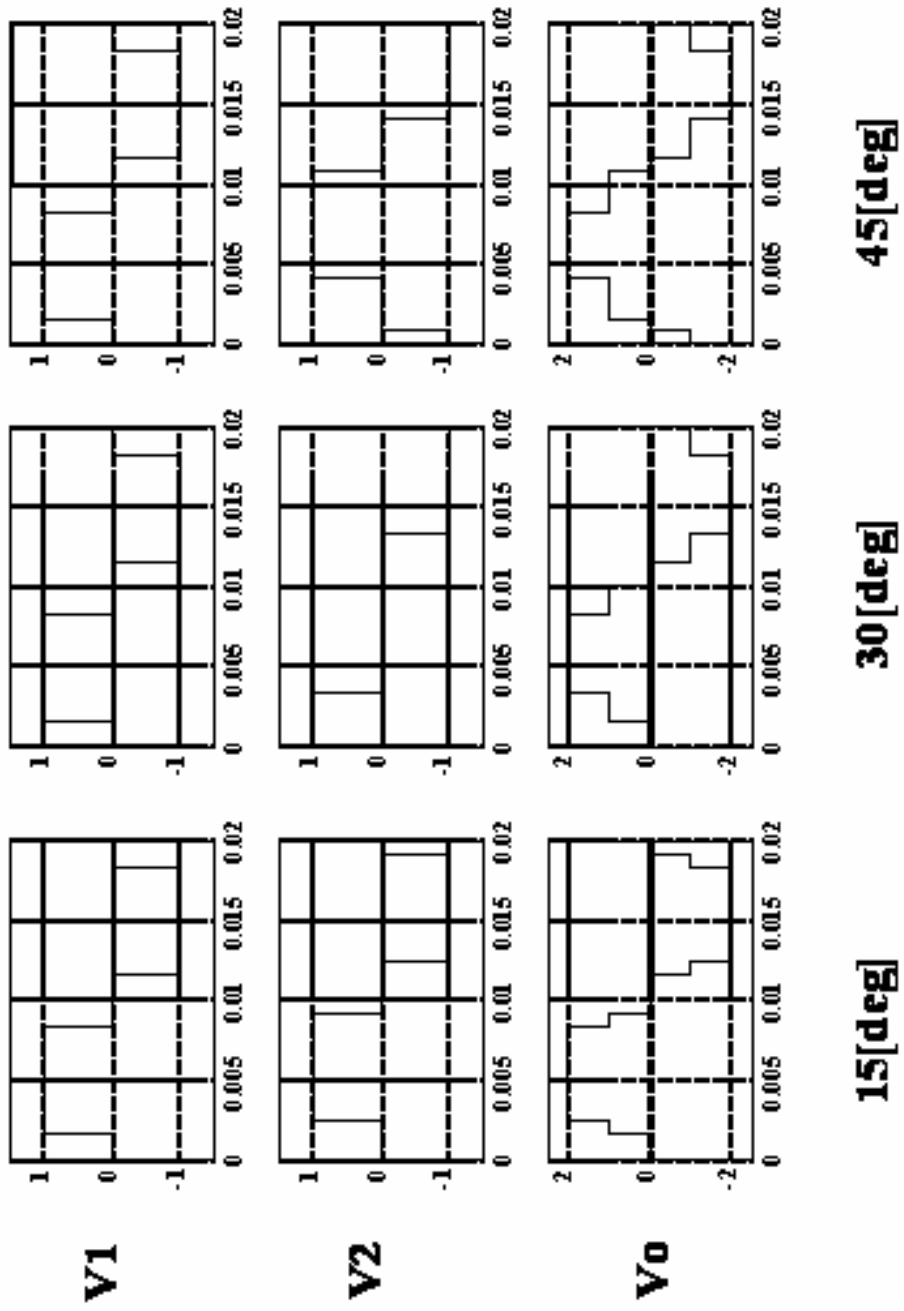
    thdhar=har(1:Nhar);
    thd=sqrt(sum(thdhar(4:Nhar).^2))/sqrt(sum(thdhar(1:Nhar).^2))*100;

    phasetab(inx)=phase
    fundtab(inx)=fund;
    thdtab(inx)=thd;
end

figure(2);clf;
subplot(2,1,1);plot(phasetaf,fundtab);grid on;
subplot(2,1,2);plot(phasetaf,thdtab);grid on;

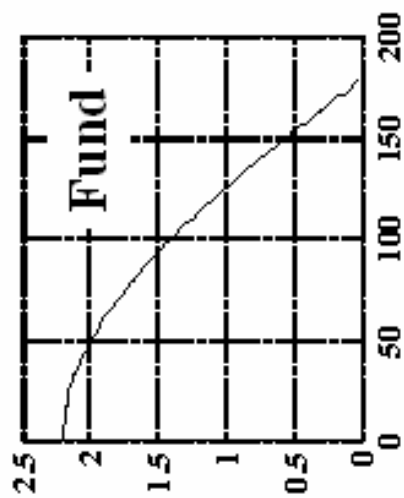
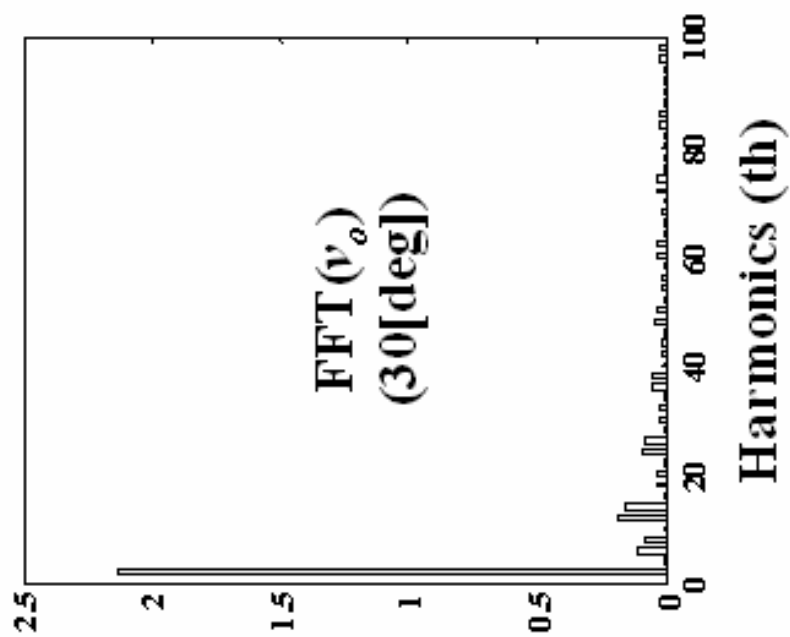
figure(1);clf;
subplot(3,1,1);plot(ttab,v1);axis([0 20e-3 -1.5 1.5]);grid on;
subplot(3,1,2);plot(ttab,v2);axis([0 20e-3 -1.5 1.5]);grid on;
subplot(3,1,3);plot(ttab,vo);axis([0 20e-3 -2.5 2.5]);grid on;
```

Multi-step INV

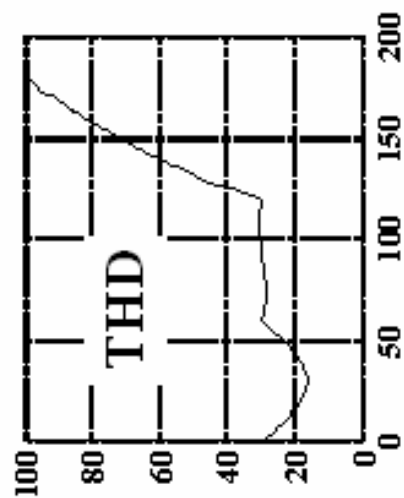


Multi-step INV

FFT calculation



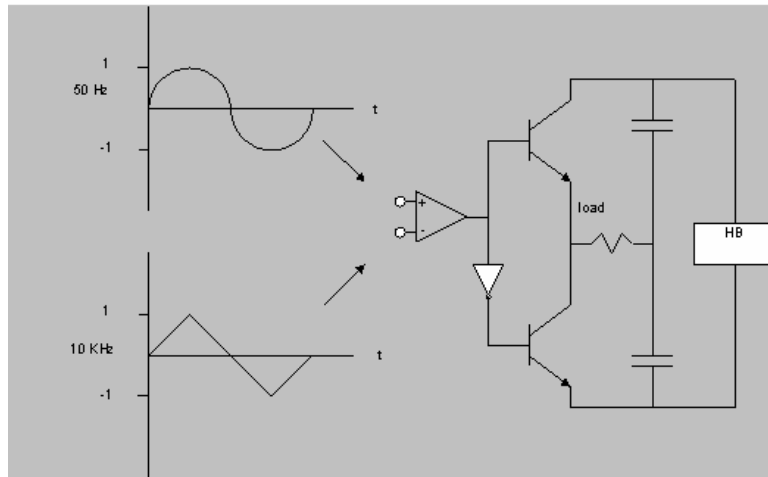
phase



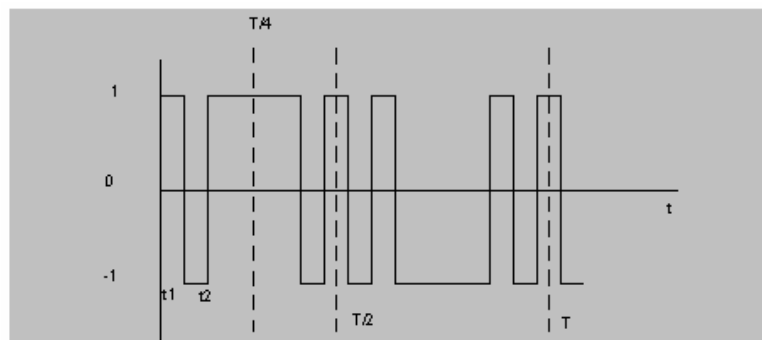
phase

5.3) PWM Inverter

PWM Inverter เป็นที่นิยมมากที่สุดในการใช้เป็นเครื่องมือเปลี่ยนไฟ DC เป็นไฟ AC เนื่องจากมีโครงสร้างที่ง่ายและสามารถออกแบบควบคุมได้ง่ายเช่นกัน รูปที่5-11 แสดง PWM Inverter แบบHalf Bridge โดยใช้ อุปกรณ์ Switching 2 ตัว



(a) PWM Generator Circuit (HB INV)



(b) Voltage Output

รูปที่5-11 PWM Inverter (Half Bridge)

การคำนวณ Harmonic PWM Inverter (Half Bridge)

จากรูปที่รูปที่5-11

1. Odd Function

$$a_n = 0$$

$$b_n = 1, 3, 5, 7, 9, \dots$$

2. การคำนวณ b_n

$$b_n = 4 \int_0^{\frac{T}{4}} f(t) \sin(n\omega_0 t) dt$$

$$f(t) = \begin{cases} 1 & ; [0, t_1], [t_2, \frac{T}{4}] \\ -1 & ; [t_1, t_2] \end{cases}$$

$$b_n = \frac{8}{T} \int_0^{t_1} 1 \sin(n\omega_0 t) dt + \int_{t_2}^{\frac{T}{4}} \sin(n\omega_0 t) dt + (-1) \int_{t_1}^{t_2} \sin(n\omega_0 t) dt$$

โดยที่

$$n = 1, 3, 5, 7, \dots$$

answer

โปรแกรม Simulation

%%% PWM HB.

```

clear;

A=1.0;
fs=10e3;fo=50;
N=50000;Nhar=100;Nhar2=N/2;

ttab=[1/fo/N:1/fo/N:1/fo];
w=2*pi*fo;

inx=1;
for A=0:0.01:1.3
    vs=A*sin(w*ttab);
    tri=abs(sawtooth(w*ttab*fs/fo))*2-1;

    pwm=sign(vs-tri);
    har=abs(fft(pwm))/N*2;
    fund=har(2);

    thdhar=har(1:Nhar);
    thd=sqrt(sum(thdhar(4:Nhar).^2))/sqrt(sum(thdhar(1:Nhar).^2))*100;

    thdhar2=har(1:Nhar2);
    thd2=sqrt(sum(thdhar2(4:Nhar2).^2))/sqrt(sum(thdhar2(1:Nhar2).^2))*100;

    Atab(inx)=A;
    fundtab(inx)=fund;
    thdtab(inx)=thd;
    thd2tab(inx)=thd2;
    inx=inx+1;
end

figure(2);clf;
subplot(2,1,1);plot(Atab,fundtab);grid on;
subplot(2,1,2);plot(Atab,thdtab);hold on;grid on;
plot(Atab,thd2tab,'r');

break;

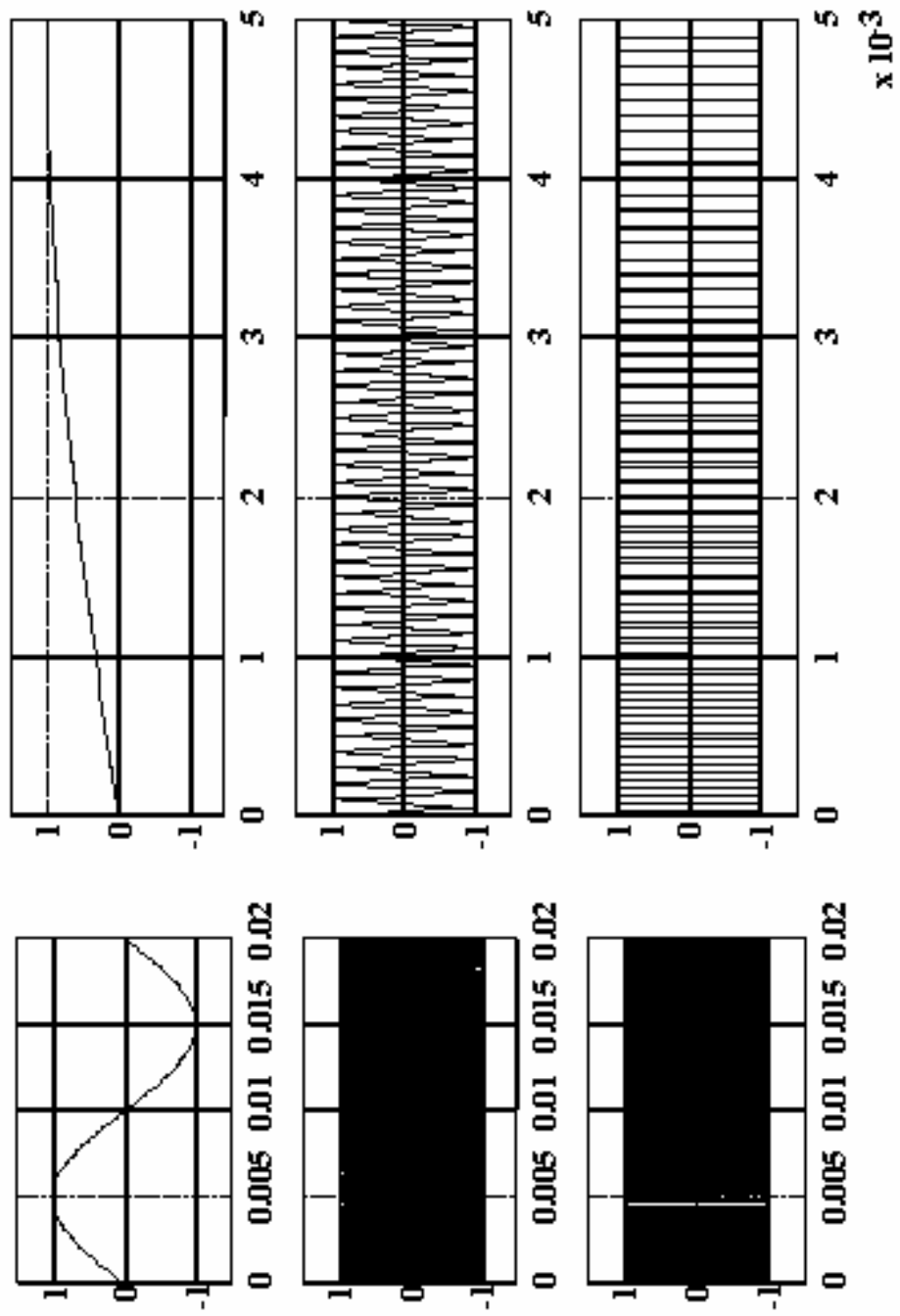
figure(1);clf;
subplot(3,1,1);plot(ttab,v1);axis([0 20e-3 -1.5 1.5]);grid on;
subplot(3,1,2);plot(ttab,v2);axis([0 20e-3 -1.5 1.5]);grid on;
subplot(3,1,3);plot(ttab,vo);axis([0 20e-3 -2.5 2.5]);grid on;

figure(1);clf
subplot(3,1,1);plot(ttab,vs);axis([0 1/4*20e-3 -1.5 1.5]);grid on;
subplot(3,1,2);plot(ttab,tri);axis([0 1/4*20e-3 -1.5 1.5]);grid on;
subplot(3,1,3);plot(ttab,pwm);axis([0 1/4*20e-3 -1.5 1.5]);grid on;

figure(2);clf
stairs(Vpwm);axis([-10 225 0 1.5]);grid on;

```

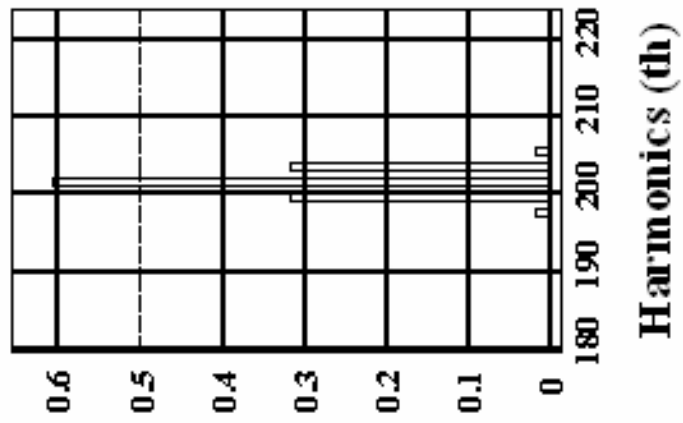
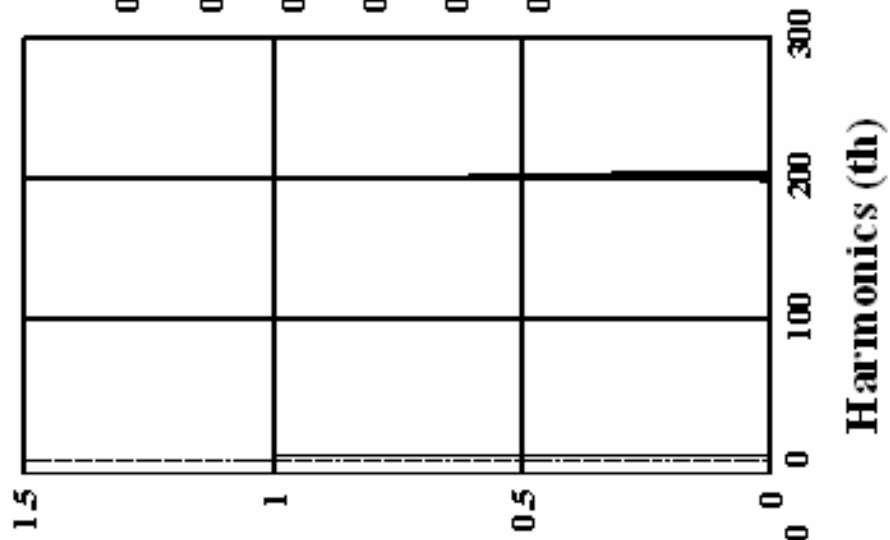
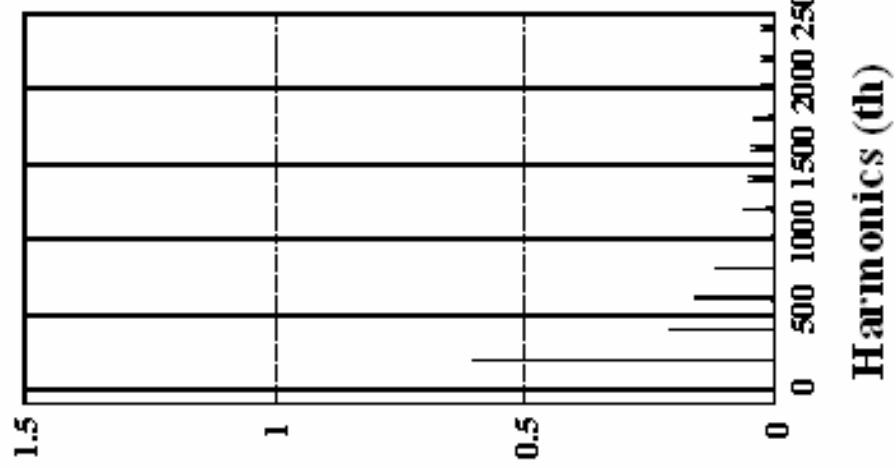
PWM Half Bridge INV



PWM Half Bridge INV

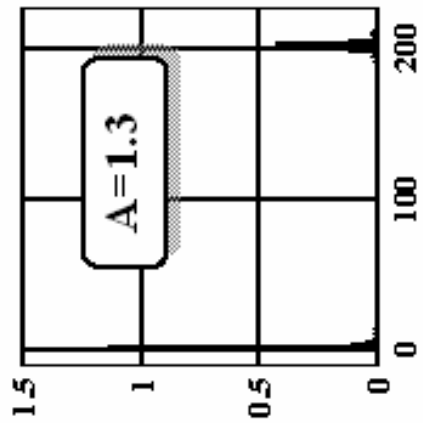
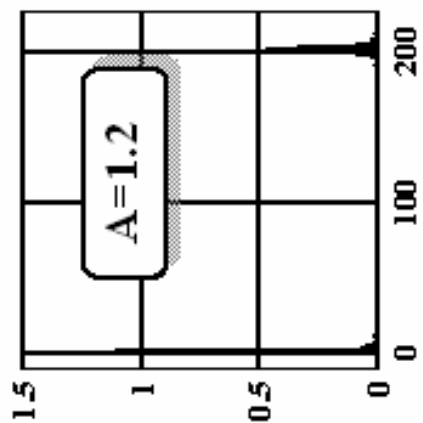
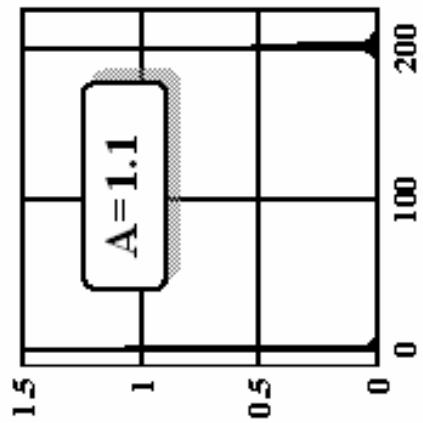
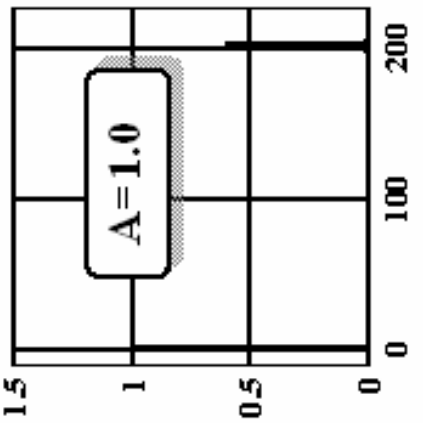
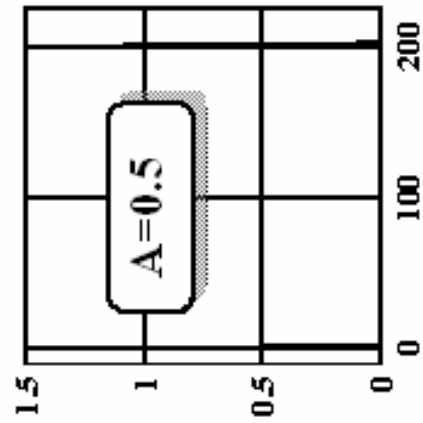
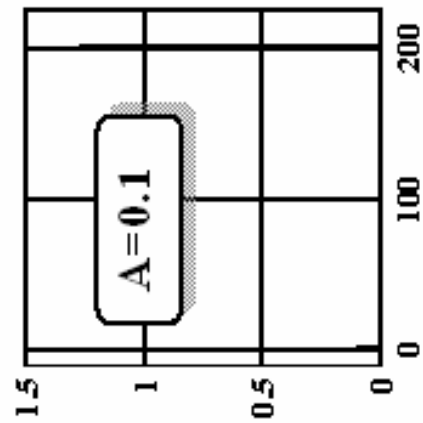
FFT calculation

A=1.0



PWM Half Bridge INV

FFT calculation



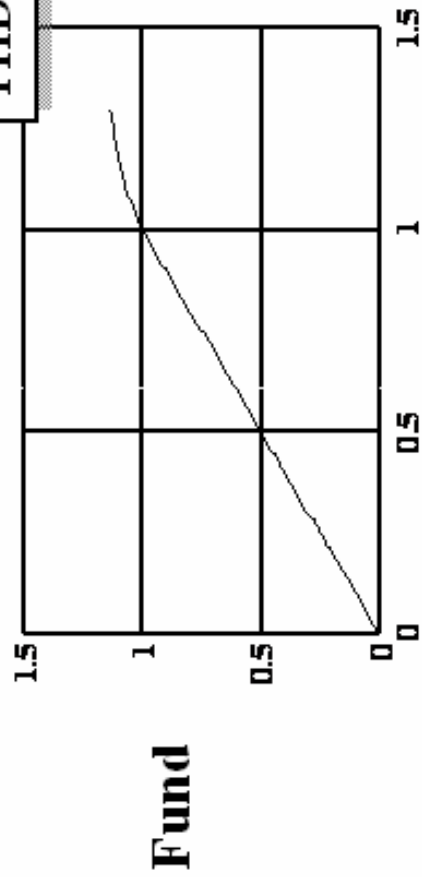
Harmonics (th)

Harmonics (th)

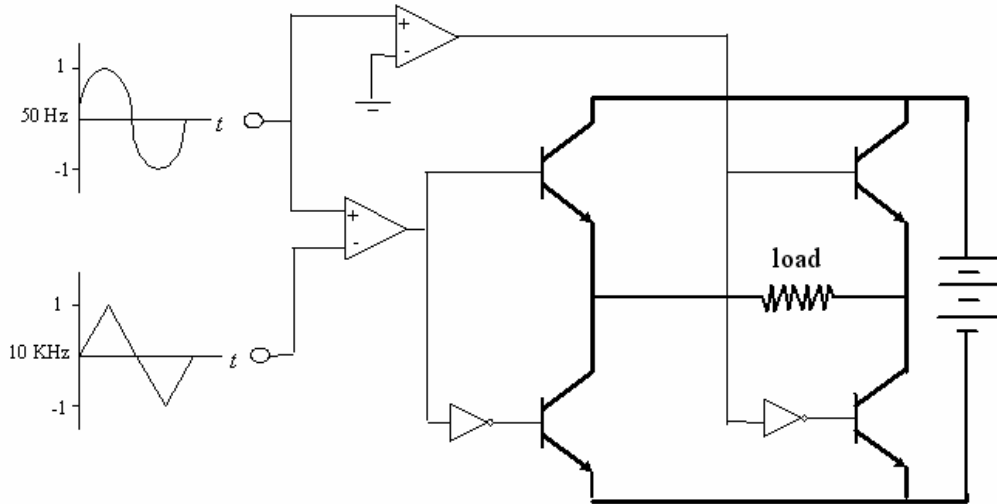
Harmonics (th)

PWM Half Bridge INV

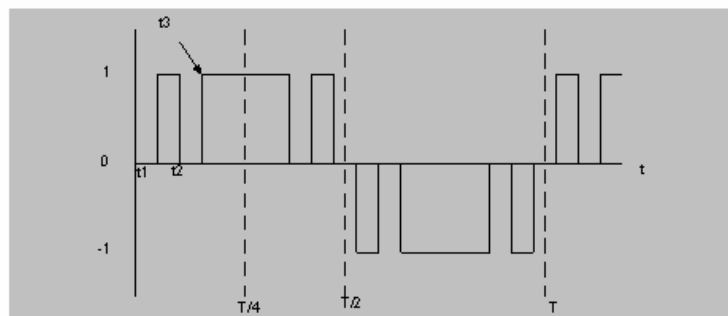
Fundamental and THD calculation



รูปที่ 5-12 แสดง PWM Inverter แบบ Full Bridge การใช้งานของวงจรนี้จะใช้กับ Load ที่ใหญ่กว่าแบบ Half Bridge เนื่องจากใช้ SW ถึง 4 ตัวทำให้จ่ายกระแสได้มากกว่า



(a) PWM Inverter แบบ Full Bridge



(b) Output Voltage wave form

รูปที่ 5-12 PWM Inverter (Full Bridge)

การคำนวณ Harmonic PWM Inverter (Full Bridge)

จากรูปที่ 5-12 จะได้ว่า

1. Odd Function

$$a_n = 0$$

$$b_n = 1, 3, 5, 7, 9, \dots$$

2. การคำนวณ b_n

$$b_n = 4 \int_0^{\frac{T}{4}} f(t) \sin(n\omega_0 t) dt$$

$$f(t) = \begin{cases} 1; [t_1, t_2], [t_3, \frac{T}{4}] \\ 0; [0, t_1], [t_2, t_3] \end{cases}$$

$$b_n = \frac{8}{T} \int_{t_1}^{t_2} \sin(n\omega_0 t) dt + \int_{t_3}^{t_4} \sin(n\omega_0 t) dt$$

โดยที่

$$n = 1, 3, 5, 7, \dots$$

answer

โปรแกรม Simulation

```
%%% PWM FB.
clear;
A=0.5;
fs=10e3;fo=50;
N=50000;Nhar=100;Nhar2=N-10;
ttab=[1/fo/N:1/fo/N:1/fo];
w=2*pi*fo;

inx=1;
%for A=0:0.01:1.3
vs=A*sin(w*ttab);
tri=abs(sawtooth(w*ttab*fs/fo))*2-1;

v1=(sign(vs-tri)+1)/2;
v2=(sign(-vs-tri)+1)/2;
pwm=v1-v2;

har=abs(fft(pwm))/N*2;
fund=har(2)

thdhar=har(1:Nhar);
thd=sqrt(sum(thdhar(4:Nhar).^2))/sqrt(sum(thdhar(1:Nhar).^2))*100;

thdhar2=har(1:Nhar2);
thd2=sqrt(sum(thdhar2(4:Nhar2).^2))/sqrt(sum(thdhar2(1:Nhar2).^2))*100;

Atab(inx)=A;
fundtab(inx)=fund;
thdtab(inx)=thd;
thd2tab(inx)=thd2;
inx=inx+1;
%end

figure(2);clf;
subplot(2,1,1);plot(Atab,fundtab);grid on;
subplot(2,1,2);plot(Atab,thdtab);hold on;grid on;
plot(Atab,thd2tab,'r');

figure(2);clf
stairs(thdhar2);axis([-10 500 0 1.5]);grid on;

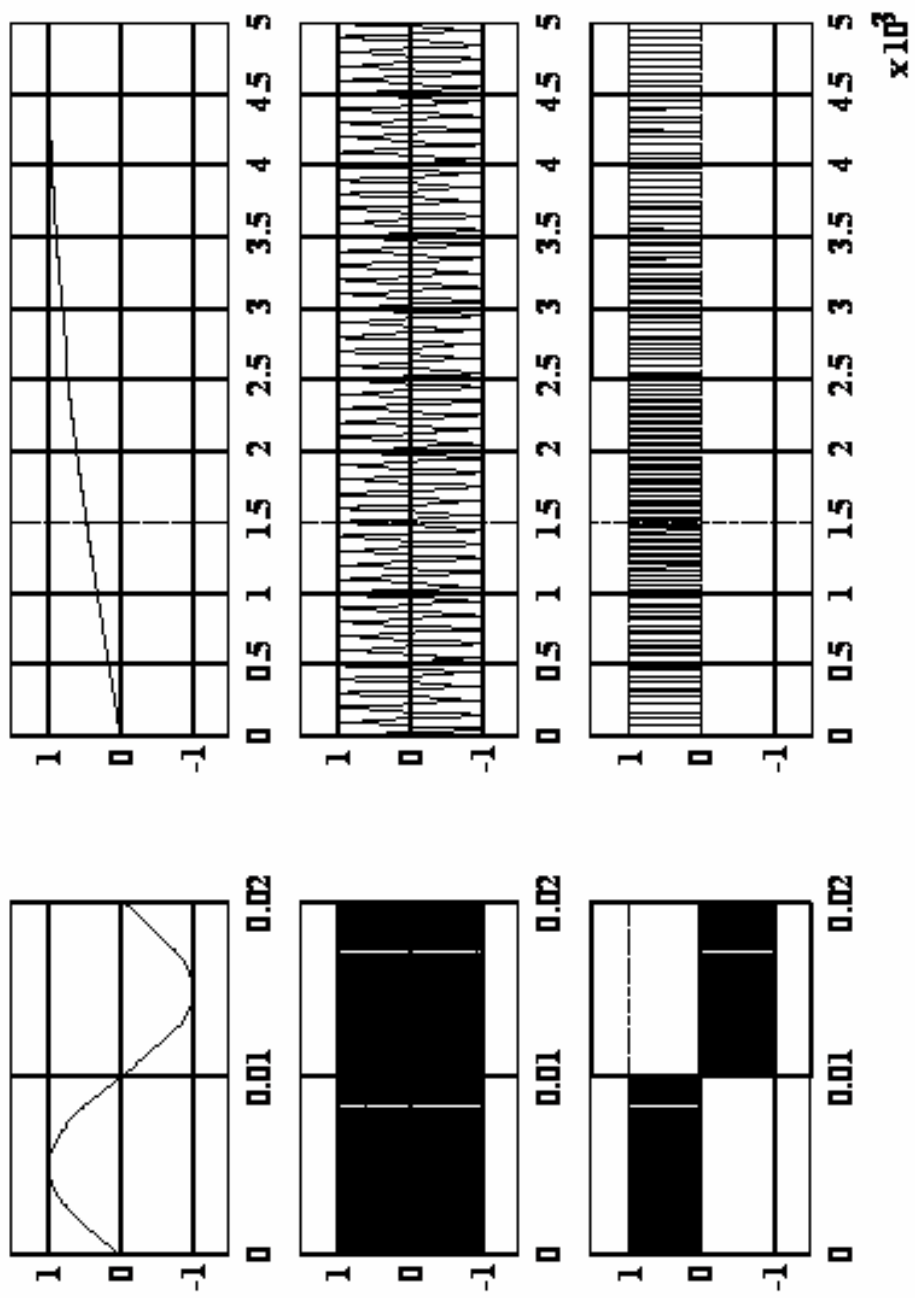
figure(1);clf;
subplot(3,1,1);plot(ttab,vs);axis([0 20e-3 -1.5 1.5]);grid on;
subplot(3,1,2);plot(ttab,tri);axis([0 20e-3 -1.5 1.5]);grid on;
subplot(3,1,3);plot(ttab,pwm);axis([0 20e-3 -1.5 1.5]);grid on;

break;

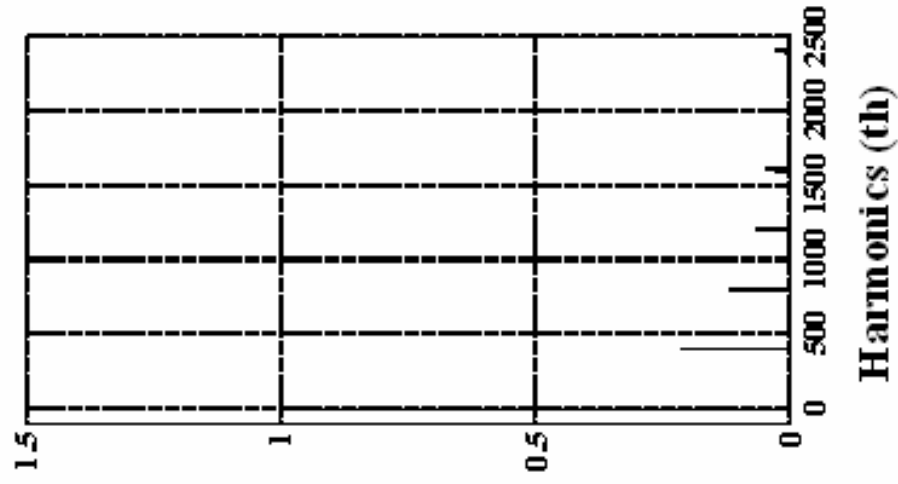
figure(1);clf
subplot(3,1,1);plot(ttab,vs);axis([0 1/4*20e-3 -1.5 1.5]);grid on;
subplot(3,1,2);plot(ttab,tri);axis([0 1/4*20e-3 -1.5 1.5]);grid on;
subplot(3,1,3);plot(ttab,pwm);axis([0 1/4*20e-3 -1.5 1.5]);grid on;

figure(2);clf
stairs(Vpwm);axis([-10 225 0 1.5]);grid on;
```

PWM Full Bridge INV

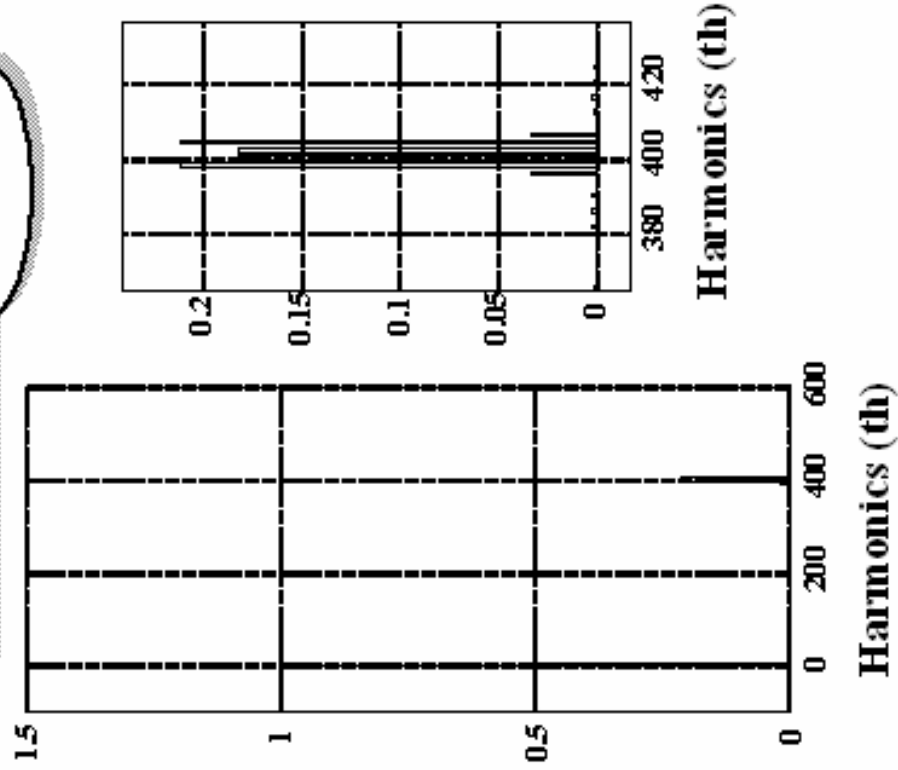


PWM Full Bridge INV



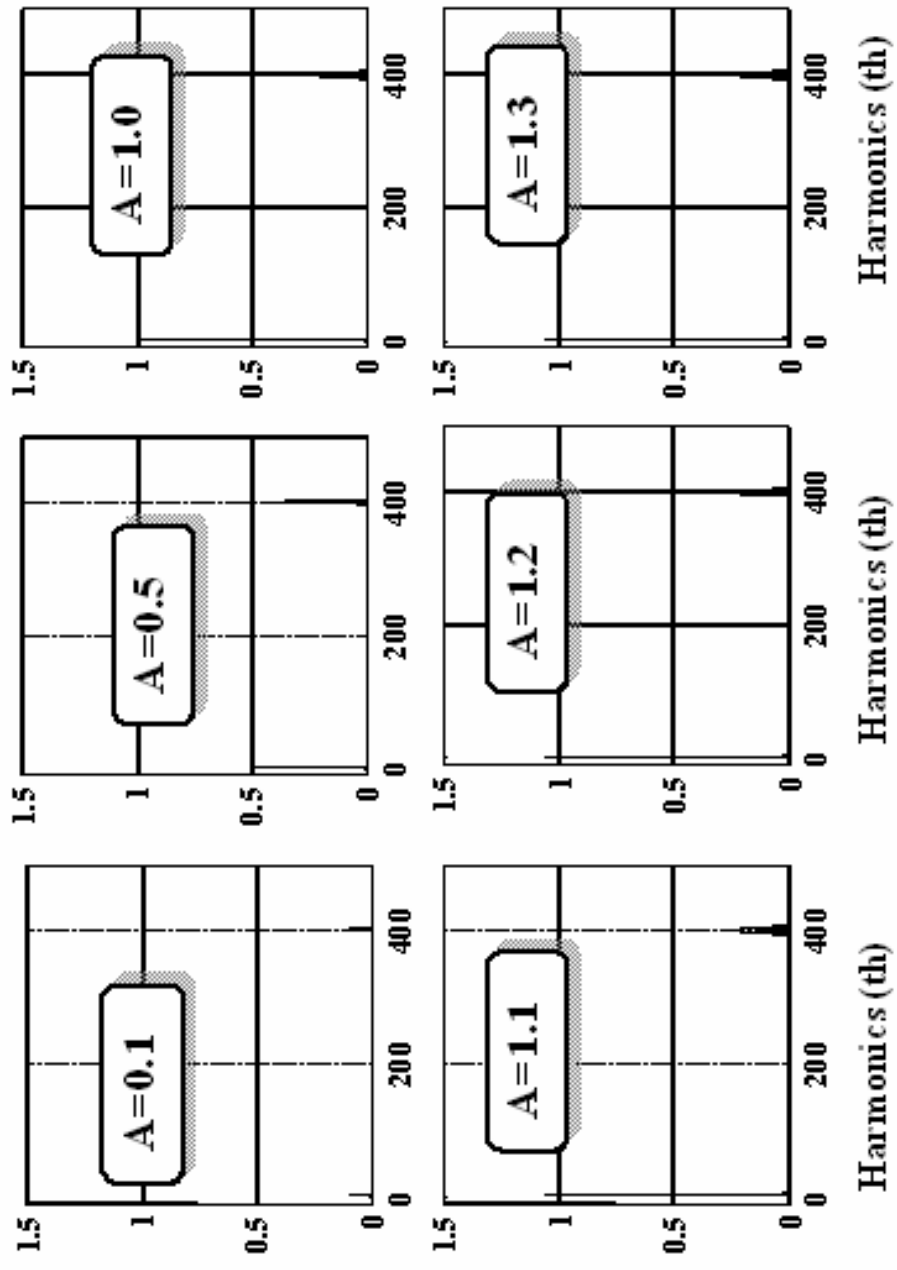
FFT calculation

A=1.0



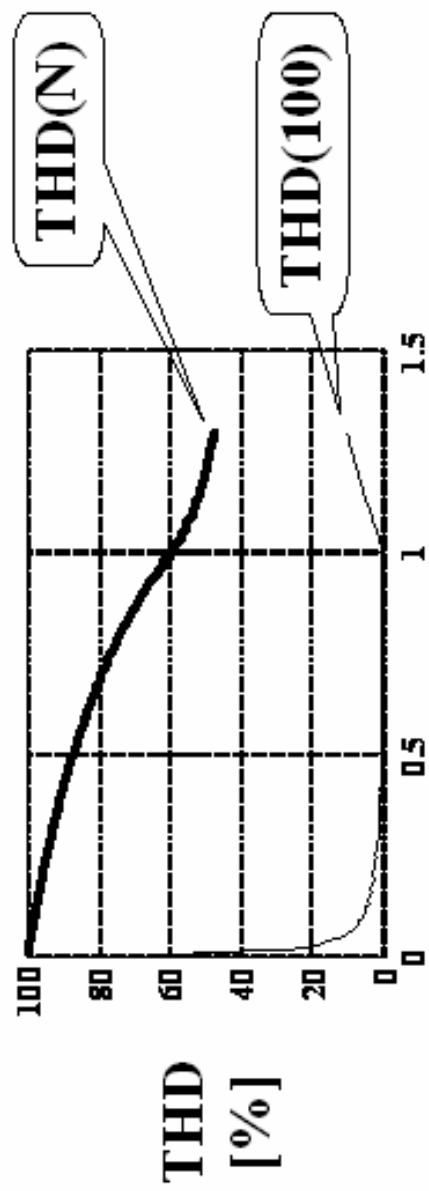
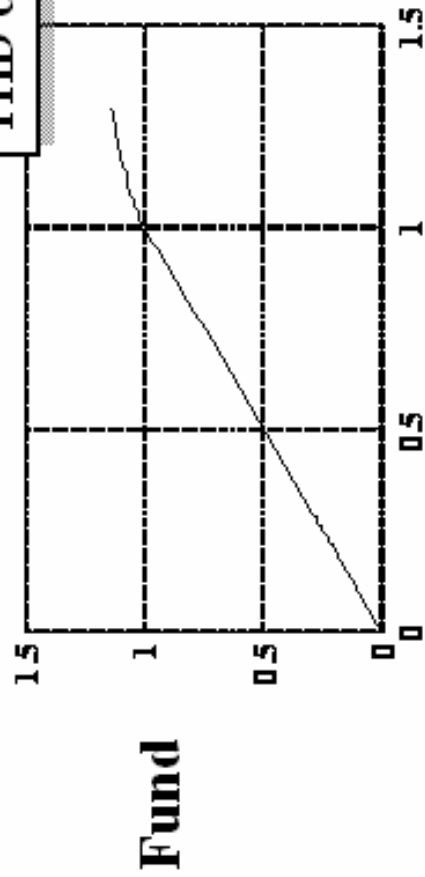
PWM Half Bridge INV

FFT calculation



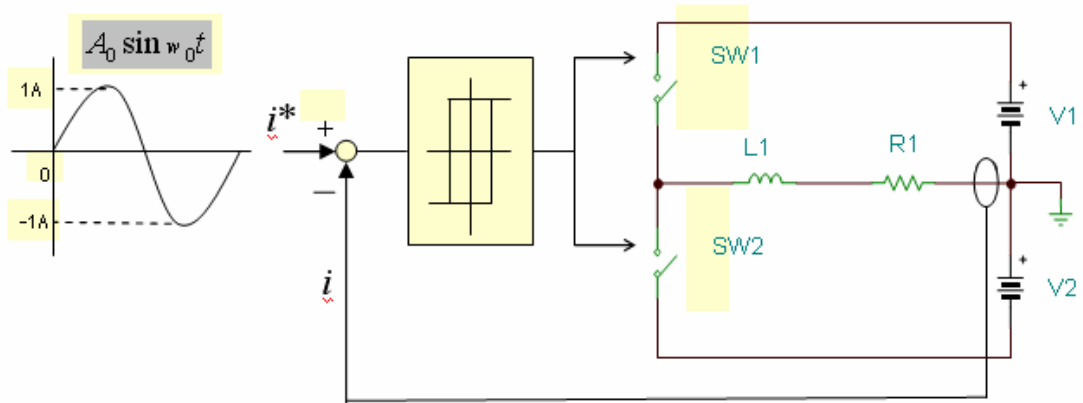
PWM Full Bridge INV

Fundamental and THD calculation

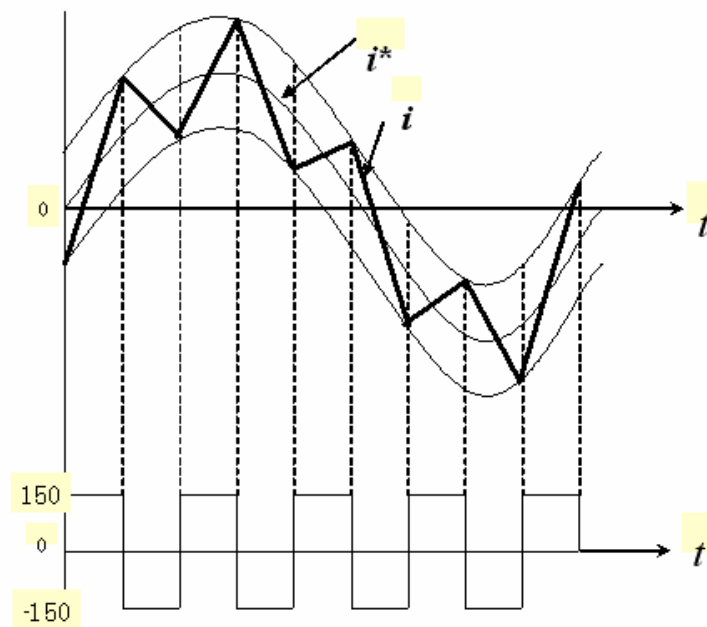


5.4) Current Regulated (Current Control)

วงจรนี้เป็นวงจรที่ควบคุมการไหลของกระแสใน Load ซึ่งแรงดันและความถี่จะขึ้น อยู่กับสภาวะของ Load โดยจะมีการ Feed Back กระแสของ Load (i) เข้ามาที่ตัวควบคุมและจะปรับ pattern switching ให้กระแสของ Load มีค่าเท่ากับกระแสคำสั่ง (i^*)



(a) Current Regulate Generator Circuit



(b) Current and Voltage wave form

รูปที่ 5-13 วงจร Current Regulate

การหาค่า Fourier series จาก data

Data ของวงจรนี้ส่วนมากจะไม่สามารถแยกหรือเลือก Phase data ให้เป็น Odd function อย่างเดียวได้หรือบางครั้งหาคาบเวลาไม่ได้ เมื่อพบเหตุการณ์แบบนี้ต้องหาทั้ง Odd function และ Even function แล้วจึงนำมาหาค่า Fourier series จึงจะได้ Harmonic ที่ถูกต้อง โดยมีวิธีการดังนี้

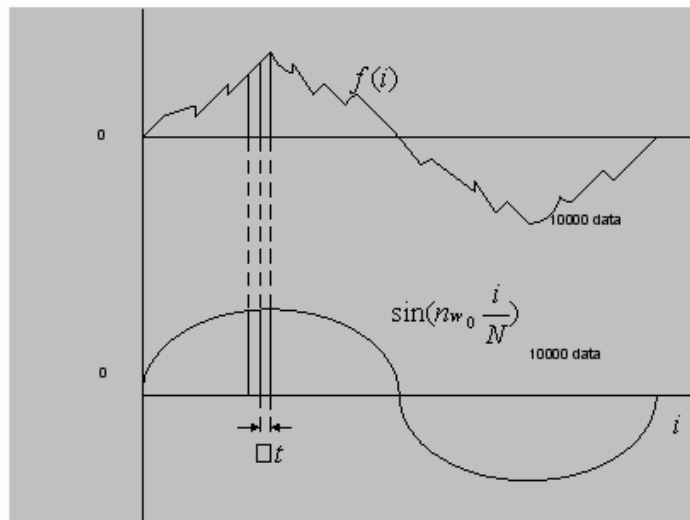
1) Odd function (หาส่วนเฉพาะ Odd function)

$$b_n = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \sin(n\omega_0 t) dt$$

เมื่อมี data $f(t)$ น $f(i)$ จากตาราง data (1 cycle)

$$b_n = \frac{2}{N} \sum_{i=1}^N f(i) \sin \left(n\omega_0 \frac{i}{N} \right)$$

2) Odd function + Even function



$$a_n = \frac{2}{N} \sum_{i=1}^N f(i) \cos \left(n\omega_0 \frac{i}{N} \right)$$

นำ Odd และ Even function มารวมกัน ได้ดังนี้

$$c_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2}$$

answer

โปรแกรม Simulation

```
%% Current mode modulation use tolerance band comparator.
clear;
%% Paramaters
Ro=100;L=300e-3;
%%% initalizaiton (start)
dt=5e-6;tend=1*20e-3;
di=0.1; %%% tolerance band
vdc=150;A=0.5;Nhar=2500;
w=2*pi/20e-3;
vd=0;vro=0;iro=0;vl=0;t=0;i0=0;
%%% program.
inx2=1;
for A=0.05:0.05:1
    inx=1;out=1;
    for t=0:dt:tend
        icom=A*(sin(w*t)); %%% current command.

        ie=icom-iro; %%% comparator with tolerance band.
        if ie > di
            out=1;
        else
            if ie < -di
                out=-1;
            else
                out=out;
            end
        end
        end

        vs=out*vdc; %%% INV output voltage.
        iro=iro+(vs-vro)/L*dt;
        vro=iro*Ro;
        vl=vs-vd-vro;

        %%% data save
        icomtab(inx)=icom;
        vstab(inx)=vs;
        ietab(inx)=ie;
        itab(inx)=iro;
        ttab(inx)=t;
        inx=inx+1;

        pnt=rem(inx,3000);
        if pnt == 0
            disp(sprintf(['t and tend = %f %f'],t,tend));
        end
    end
end

N=length(ttab);
vhar=abs(fft(vstab))/N*2;
ihar=abs(fft(itab))/N*2;

fundv=vhar(2)
fundi=ihar(2)

thdvhar=vhar(1:Nhar);
thdv=sqrt(sum(thdvhar(4:Nhar).^2))/sqrt(sum(thdvhar(1:Nhar).^2))*100;
```

```

thdihar=ihar(1:Nhar);
thdi=sqrt(sum(thdihar(4:Nhar).^2))/sqrt(sum(thdihar(1:Nhar).^2))*100;

Atab(inx2)=A;
fundvtab(inx2)=fundv;
funditab(inx2)=fundi;
thdvtab(inx2)=thdv;
thditab(inx2)=thdi;
inx2=inx2+1;

end

%%% data plot
figure(1);clf;
subplot(3,1,1);grid on;hold on;
plot(ttab,icomtab);
plot(ttab,itab,'g');

subplot(3,1,2);grid on;hold on;
plot(ttab,ietab);

subplot(3,1,3);grid on;hold on;
plot(ttab,vstab);

figure(2);clf;
subplot(2,1,1);grid on;hold on;
plot(Atab,thdvtab);
axis([0 1 0 100]);

subplot(2,1,2);grid on;hold on;
plot(Atab,thditab);
axis([0 1 0 100]);

figure(3);clf;
subplot(2,1,1);grid on;hold on;
plot(Atab,fundvtab);
%axis([0 1 0 100]);

subplot(2,1,2);grid on;hold on;
plot(Atab,funditab);
%axis([0 1 0 100]);

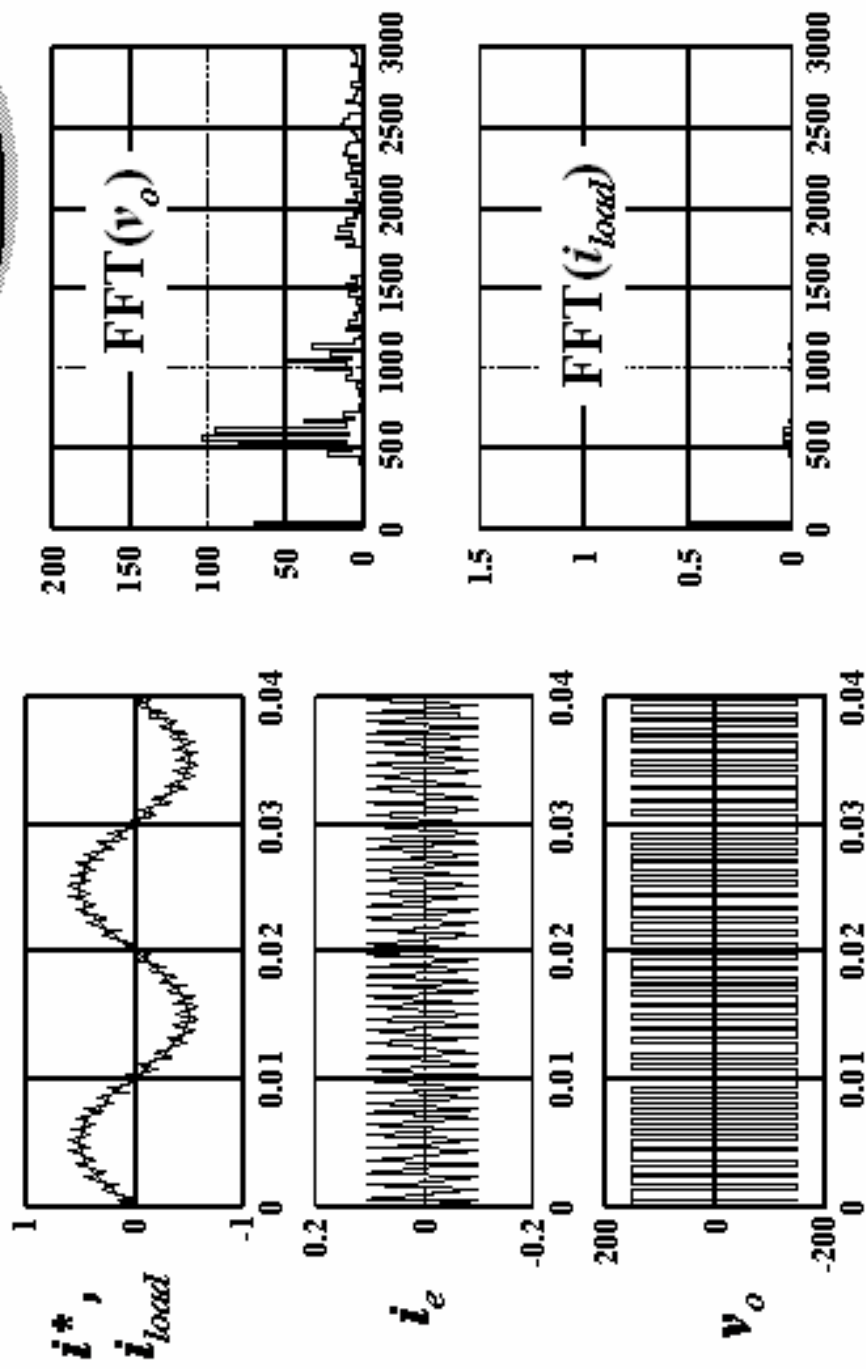
break;
figure(2);clf;
N=length(ttab);
vhar=abs(fft(vstab))/N*2;
ihar=abs(fft(itab))/N*2;

subplot(2,1,1);grid on;hold on;
stairs(ttab./(tend)*N/2*50,vhar);
axis([0 3000 0 200]);

subplot(2,1,2);grid on;hold on;
stairs(ttab./(tend)*N/2*50,ihar);
axis([0 3000 0 1.5]);

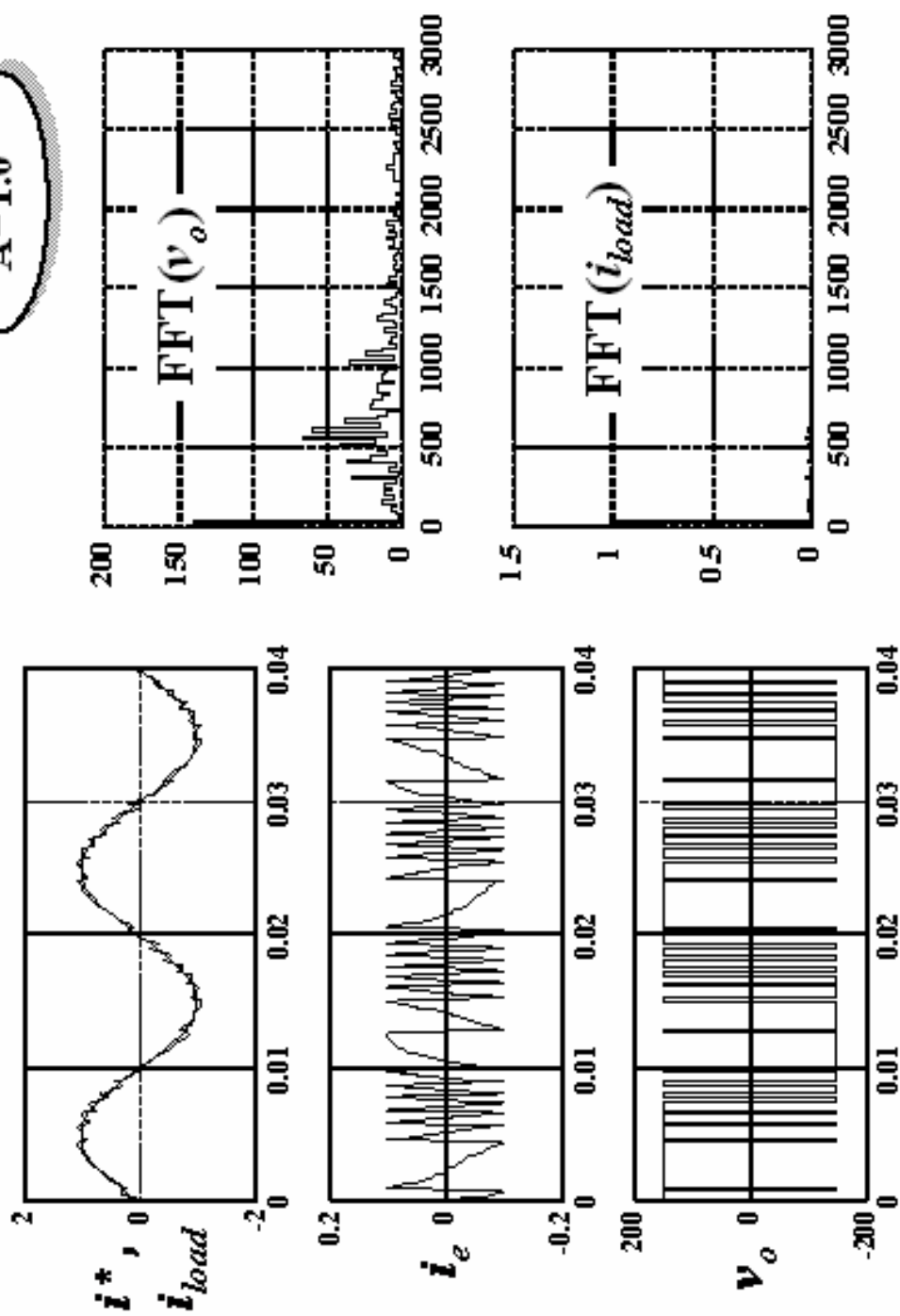
```

Current mode modulation A=0.5



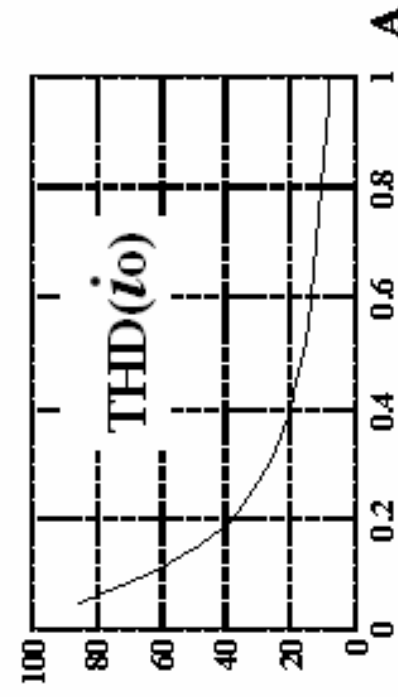
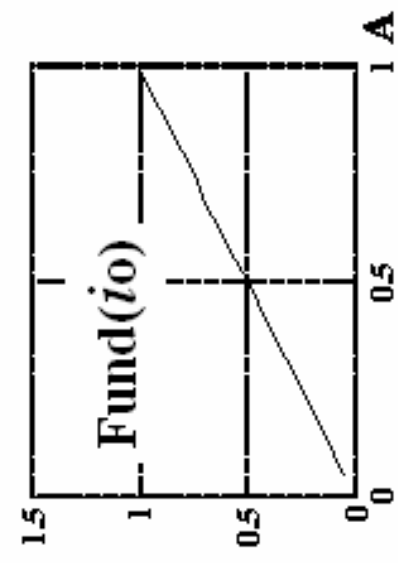
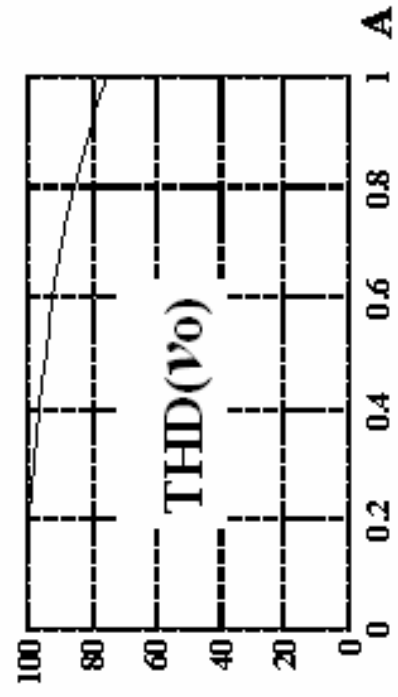
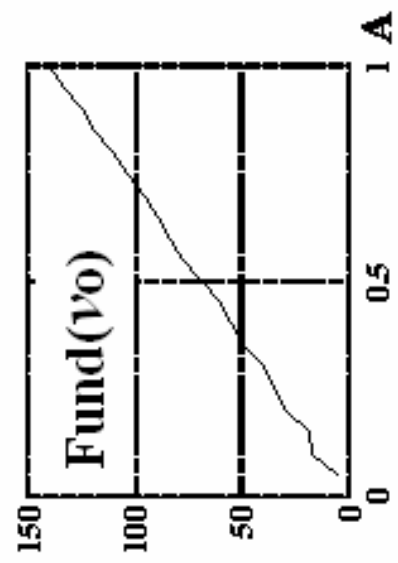
Current mode modulation

$A=1.0$



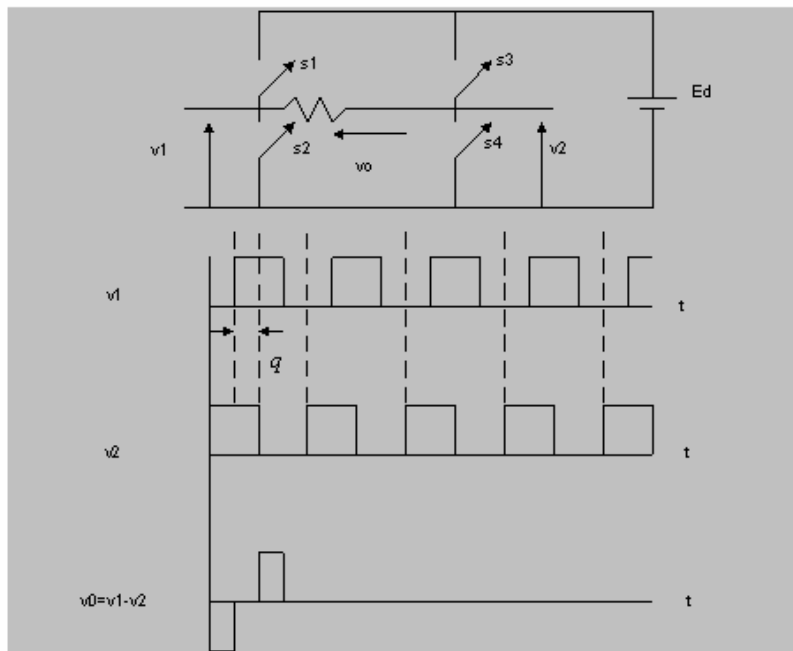
Current mode modulation

Fundamental and THD calculation



5.5) Phase Modulation Inverter (Idea)

รูปที่5-14 แสดงวงจร Phase Modulation Inverter วงจรนี้ส่วนมากจะใช้กับ ความถี่สูงโดยเฉพาะ Load ที่มีวงจร resonant เช่น Induction Heater, Electronic Ballast เป็นต้น



รูปที่5-14 หลักการของ Phase Modulation Inverter

ข้อดี

- 1) วงจร Drive power switch ใช้งานความถี่สูงได้
- 2) Power ที่อยู่กับ load ขึ้นกับ q (มุมต่างของ Phase)

ข้อเสีย

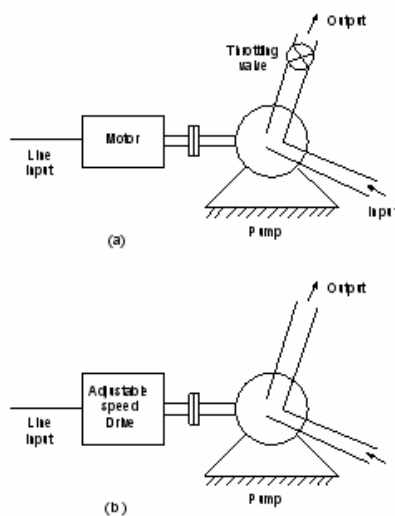
- 1) เปลี่ยนความถี่ไม่ได้ (ความถี่ $v_0 = f_s$)

บทที่ 6 Motor Drive

ในงานอุตสาหกรรมส่วนใหญ่พบว่ามอเตอร์เหนี่ยวนำ (Induction motor) ชนิดโรเตอร์กรงกระรอก (squirrel-cage rotor) มีใช้อย่างแพร่หลายเพราะเป็นมอเตอร์ที่มีราคาต่ำ โครงสร้างง่าย แข็งแรง และทนทาน เพียงแค่ป้อนแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ 3 เฟส ก็ทำให้มอเตอร์หมุนด้วยความเร็วที่ค่อนข้างคงที่ได้ อย่างไรก็ตาม เรายังสามารถเปลี่ยนความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำได้โดยใช้อินเวอร์เตอร์ (Inverter) เป็นตัวจ่ายพลังงานให้ เนื้อหาของบทนี้จะรวบรวมพฤติกรรมของมอเตอร์เหนี่ยวนำในสภาวะการใช้งานแบบต่างๆ และแสดงหลักการควบคุมความเร็ว/แรงบิดของมอเตอร์เหนี่ยวนำรวมทั้งมอเตอร์ประเภทอื่นๆ ไว้ด้วย การควบคุมมอเตอร์ให้ถูกต้องกับสภาวะการใช้งานจะทำให้ประหยัดพลังงานไฟฟ้ามากยิ่งขึ้น โดยเฉพาะในสภาวะที่โหลดมีการเปลี่ยนแปลง

การขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามารถจำแนกได้ 2 ประเภทดังนี้

1. การขับเคลื่อนแบบปรับความเร็ว (Adjustable-speed drives) การใช้งานของการขับเคลื่อนแบบนี้ เป็นการควบคุมความเร็วของพัดลม คอมเพรสเซอร์ ปั๊ม โบรเวอร์ และอื่นๆ
2. การขับเคลื่อนแบบความเร็วคงที่ (Constant-speed drives) เช่น การลำเรียงของบนสายพานลำเรียงที่ต้องการความเร็วคงที่ในการลำเรียงวัตถุดิบ



รูปที่ 6-1 ลักษณะการทำงานของปั๊มหอยโข่ง (Centrifugal pump)

รูปที่ 6-1(a) เป็นตัวอย่างการขับเคลื่อนแบบความเร็วคงที่ (Constant-speed drive) ของมอเตอร์กับปั๊มหอยโข่งโดยมอเตอร์ปั๊มจะหมุนที่ความเร็วค่อนข้างคงที่และทำให้อัตราการไหลคงที่ และหากต้องการลดอัตราการไหลเราสามารถทำได้โดยใช้ Throttling valve เป็นตัวปรับอัตราการไหลได้ แต่จะทำให้เกิดการสูญเสียพลังงาน อย่างไรก็ตาม เราสามารถที่จะหลีกเลี่ยงการสูญเสียนี้ได้โดยการถอด Throttling valve นี้ออกและใช้การขับเคลื่อนมอเตอร์ที่สามารถควบคุมความเร็วของมอเตอร์เป็นตัวปรับอัตราการไหลแทน

จากรูปที่ 6-1(b) เป็นตัวอย่างการขับเคลื่อนแบบปรับความเร็ว (Adjustable-speed drive) เมื่อลดกำลังงานขาเข้าลงโดยการลดความเร็วของมอเตอร์ลงก็จะทำให้อัตราการไหลลดลงด้วย ซึ่งกำลังที่ลดลงสามารถคำนวณได้

$$\text{Torque} = k_1(\text{Speed})^2 \quad (6-1)$$

ดังนั้นกำลังที่ปั๊มต้องการจากมอเตอร์

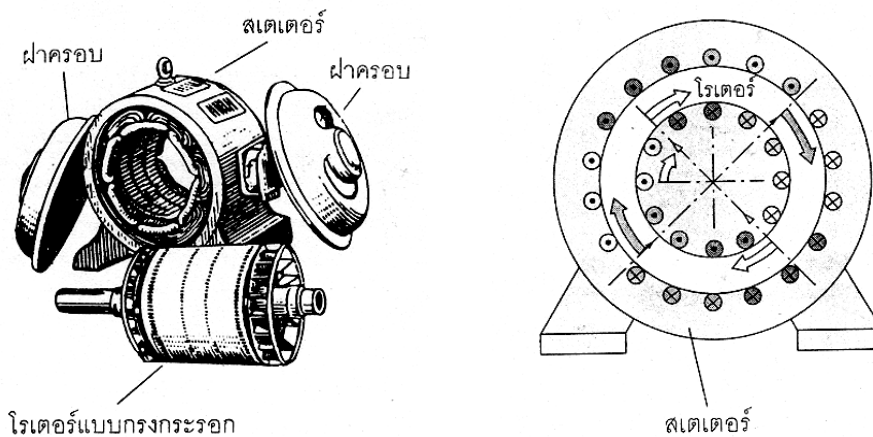
$$\text{Power} = \text{Speed} \times \text{Torque} = k_2(\text{speed})^3 \quad (6-2)$$

โดย k_1 และ k_2 เป็นค่าคงที่

จากสมการที่(6-2) จะเห็นได้ว่ากำลังที่ต้องการของมอเตอร์จะแปรผันตามความเร็วยกกำลังสาม เมื่อเปรียบเทียบการควบคุมอัตราไหลโดยใช้ Throttling valve และการควบคุมโดยปรับค่าความเร็วของปั๊มจะเห็นได้ว่าการควบคุมความเร็วของปั๊มจะเป็นการประหยัดพลังงานกว่าเนื่องจากไม่ต้องเสียพลังงานให้กับ Throttling valve ในการควบคุมอัตราการไหล

6.1 ทฤษฎีการทำงานของมอเตอร์เหนี่ยวนำ

โครงสร้างของมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟสแบบโรเตอร์กรงกระรอกประกอบด้วยสเตเตอร์ (Stator) ซึ่งมีขดลวด 3 เฟสพันอยู่บนร่องของสเตเตอร์โดยวางเรียงห่างกันทำมุม 120° และส่วนประกอบที่สำคัญอีกอย่างหนึ่งคือโรเตอร์ (Rotor) แบบกรงกระรอกที่ประกอบด้วยแท่งตัวนำวางเรียงกันโดยคั่นกลางด้วยฉนวนและที่ปลายทั้งสองข้างจะเชื่อมเข้าด้วยกันกับวงแหวนทำให้มีรูปร่างคล้ายกับกรงกระรอกซึ่งเป็นโครงสร้างที่ง่ายและมีราคาต่ำ



รูปที่ 6-2 ลักษณะของมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบโรเตอร์กรงกระรอก 3 เฟส 2 ขั้วแม่เหล็ก

เมื่อจ่ายสัญญาณรูปไซน์เวฟสมมูล 3 เฟสที่มีความถี่ $f = \frac{\omega}{2\pi}$ ให้กับสเตเตอร์ กระแสที่เกิดขึ้นจะอยู่ในสถานะสมมูลทำให้เกิดสนามแม่เหล็ก B_{ag} กระจายออกมาในช่องว่างอากาศ (air gap) ซึ่งมีขนาดที่คงที่และหมุนรอบโรเตอร์ด้วยความเร็วที่คงที่ เรียกว่าความเร็วซิงโครนัส (synchronous speed) ω_s มีหน่วยเป็นเรเดียนต่อวินาที ความเร็วซิงโครนัสของมอเตอร์สามารถหาได้จาก

$$\omega_s = \frac{2\pi / (\rho/2)}{1/f} = \frac{2}{\rho} (2\pi f) = \frac{2}{\rho} \omega \quad (6-3)$$

โดยที่ p คือจำนวนขั้วของมอเตอร์

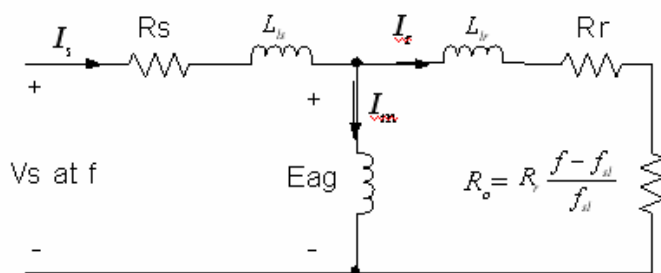
ที่ความถี่ f ซึ่งเป็นความถี่ของแรงดันและกระแสที่จ่ายให้กับสเตเตอร์เราสามารถคำนวณหาความเร็วซิงโครนัสในหน่วยของรอบ/นาทีได้จาก

$$n_s = 60 \times \frac{\omega_s}{2\pi} = \frac{120}{p} f \quad (6-4)$$

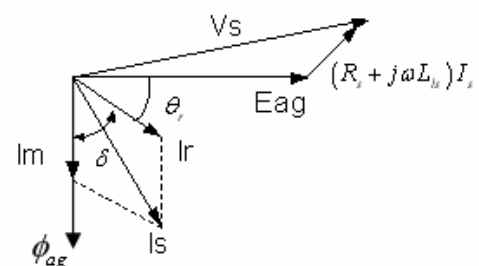
วงจรมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำ

รูปที่ 6-3 แสดงวงจรมีอนและ Phase diagram ของมอเตอร์เหนี่ยวนำ เฟสโวลเตจ V_s จะทำให้กระแสสเตเตอร์ I_s ไหลในวงจรของขดลวดสเตเตอร์ที่ความถี่ f จากนั้น I_s จะสร้างสนามแม่เหล็กในช่องว่างอากาศ ϕ_{ag} (ช่องว่างระหว่างสเตเตอร์และโรเตอร์ หรือ Air gap) และ ϕ_{ag} นี้จะหมุนรอบโรเตอร์โดยมีความเร็วเท่ากับความเร็วซิงโครนัส เมื่อ ϕ_{ag} หมุนรอบตัวโรเตอร์จะเหนี่ยวนำให้เกิดแรงดัน E_{ag} ซึ่งเป็นแรงดันที่เกิดจากการสะสมพลังงานในรูปของสนามแม่เหล็กที่ Air gap แรงดัน E_{ag} นี้เองที่ทำให้กระแสลุดของวงจรโรเตอร์ (I_r) ไหล

จากรูปที่ 6-3(a) จะเห็นได้ว่ากระแส I_r ขึ้นอยู่กับค่า R_o ซึ่งเป็นตัวชี้การใช้พลังงานไฟฟ้าของมอเตอร์และเปลี่ยนพลังงานไฟฟ้าเป็นพลังงานกลของระบบมอเตอร์เหนี่ยวนำ ค่า R_o จะเปลี่ยนแปลงไปตามความถี่สลิป f_{sl} (f_{sl} จะอธิบายในภายหลัง) ซึ่งความถี่สลิปจะมีค่าตั้งแต่ $0 - f$ ดังนั้นค่า R_o จะมีค่าตั้งแต่ $0 - \infty$ ต่อไปนี้จะแสดงหลักการออกแบบวงจรมีอนของมอเตอร์เหนี่ยวนำ



(a) Equivalent circuit



(b) Phasor diagram

รูปที่ 6-3 Per phase representation

- เมื่อ V_s คือ เฟสโวลเตจ (เท่ากับแรงดัน $V_{LL}/\sqrt{3}$)
 E_{ag} คือ Air gap voltage
 R_s คือ ค่าความต้านทานขดลวดสเตเตอร์
 L_{ls} คือ Leakage inductance ของขดลวดสเตเตอร์
 I_m คือ Magnetizing current
 I_s คือ Stator current
 N_s คือ จำนวนรอบของขดลวดสเตเตอร์
 L_m คือ Magnetizing inductance

เมื่อพิจารณาโครงสร้างและวงจร Magnetic ของมอเตอร์เหนี่ยวนำจะได้

$$N_s \phi_{ag} = L_m i_m \quad (6-5)$$

จากกฎของฟาราเดย์ จะได้ว่า

$$e_{ag} = N_s \frac{d\phi_{ag}}{dt} \quad (6-6)$$

เมื่อแทน ฟลักซ์ที่เกิดที่ขดลวดสเตเตอร์ $\phi_{ag}(t) = \phi_{ag} \sin \omega t$ ในสมการที่(6-6) จะได้

$$e_{ag} = N_s \omega \phi_{ag} \cos \omega t \quad (6-7)$$

เมื่อคิดเป็นค่า rms จะได้ว่า

$$E_{ag} = k_3 f \phi_{ag} \quad (6-8)$$

โดยที่ k_3 คือค่าคงที่

แรงบิด (Torque) ของมอเตอร์เหนี่ยวนำเกิดจากการดูดและผลักกันระหว่างสนามแม่เหล็กในช่องอากาศกับสนามแม่เหล็กย้อนกลับที่เกิดจากกระแสโรเตอร์ ถ้าโรเตอร์หมุนที่ความเร็วเชิงโคโรนัสจะไม่ทำให้เกิดการเคลื่อนที่สัมพัทธ์ระหว่าง ϕ_{ag} กับโรเตอร์ เป็นผลให้ไม่เกิดการเหนี่ยวนำแรงเคลื่อนที่โรเตอร์และกระแสจะไม่ไหลในวงจรรโรเตอร์ จึงไม่มีแรงบิดที่เกิดจากการดูดและผลักทางสนามแม่เหล็กทำให้ตัวโรเตอร์ไม่มีแรงบิด แต่ที่ความเร็วอื่นการหมุนของโรเตอร์ (Rotor speed; ω_r) จะเกิดขึ้นและมีทิศทางเดียวกับทิศทางการหมุนของสนามแม่เหล็ก ความเร็วที่แตกต่างกันของความเร็วเชิงโคโรนัส ω_s กับความเร็วโรเตอร์ ω_r จะเรียกว่าความเร็วสลลิป (slip speed ; ω_{sl})

$$\omega_{sl} = \omega_s - \omega_r \quad (6-9)$$

ความเร็วสลลิปถ้าทำการนอร์มอลไลซ์ด้วยความเร็วเชิงโคโรนัสจะเรียกว่า “ สลิป” s โดยมีนิยามดังนี้

$$Slip = \frac{\text{slipspeed}}{\text{synchronousspeed}} = \frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_s} \quad (6-10)$$

ถ้า $s = 0$ หมายถึงไม่มีสลลิป ความเร็วโรเตอร์เท่ากับความเร็วเชิงโคโรนัส ($\omega_s = \omega_r$) จะไม่เกิดการเหนี่ยวนำ หมุนตัวเปล่าไม่มีโหลด แต่ถ้า $s = 1$ ความเร็วโรเตอร์เท่ากับศูนย์ ($\omega_r = 0$) มอเตอร์หยุดนิ่งไม่หมุน ดังนั้น ความเร็วของฟลักในช่องอากาศของมอเตอร์คำนวณได้จาก

$$\text{slipspeed } \omega_{sl} = \omega_s - \omega_r = S\omega_s \quad (6-11)$$

จากกฎของฟาราเดย์ แรงดันเหนี่ยวนำในวงจรรโรเตอร์ที่ความถี่สลลิป (slip frequency ; f_{sl}) ซึ่งเป็นสัดส่วนกับความเร็วสลลิป

$$f_{SL} = \frac{\omega_{SL}}{\omega_S} f = Sf \quad (6-12)$$

ขนาดแรงดัน E_r ของความถี่สลิปจะเหนี่ยวนำที่ตัวนำในโรเตอร์ซึ่งจะเหมือนกับการเหนี่ยวนำแรงดันที่สเตเตอร์การแพร่กระจายของฟลักแม่เหล็กในช่องอากาศจะหมุนด้วยความเร็ว สลิป ω_{SL} ดังนั้นการเหนี่ยวนำสนามแม่เหล็ก E_r ที่ตัวนำบนโรเตอร์สามารถหาได้โดยแทนค่าความถี่ f ในสมการที่(6-8)ด้วยความถี่ f_{SL}

$$E_r = k_3 f_{SL} \phi_{ag} \quad (6-13)$$

ด้วยเหตุที่ขดลวดโรเตอร์กรงกระรอกถูกลัดวงจรด้วยวงแหวน การเหนี่ยวนำแรงดันที่ความถี่สลิปจะก่อผลให้เกิดกระแสโรเตอร์ I_r ที่ความถี่สลิป f_{SL}

$$E_r = R_r I_r + j2\pi f_{SL} L_{Lr} I_r \quad (6-14)$$

เมื่อ R_r คือ Resistance ของโรเตอร์
 L_{Lr} คือ Leakage inductance ของโรเตอร์

กระแสที่เกิดขึ้นจะผลิตสนามแม่เหล็กที่หมุน โรเตอร์ด้วยความเร็วสลิป ผลของ ϕ_{ag} และสนามที่เกิดจากกระแสโรเตอร์จะทำให้เกิดแรงหมุนสนามแม่เหล็กไฟฟ้า การสูญเสียที่เกิดขึ้นในความต้านทานขดลวดโรเตอร์คือ

$$P_r = 3R_r I_r^2 \quad (6-15)$$

คูณทั้งสองข้างของสมการที่(6-14) ด้วย f / f_{SL} และใช้สมการที่(6-8)และ(6-13)จะได้

$$E_{ag} = \frac{f}{f_{SL}} E_r = f \frac{R_r}{f_{SL}} I_r + j2\pi f L_{Lr} I_r \quad (6-16)$$

จากรูปที่ 6-3(a), $f \frac{R_r}{f_{sl}}$ จะแทนค่าผลบวกของ R_r และ $R_r \left(\frac{f - f_{sl}}{f_{sl}} \right)$ ในสมการที่ (6-16) จากนั้นคูณทั้งสองข้างของสมการที่ (6-16) ด้วย I_r^* และจะได้ส่วนของจำนวนจริง $real(E_r I_r^*)$, พลังงานที่ช่องว่างอากาศเรียกว่า air gap power P_{ag} หาได้จาก

$$P_{ag} = 3 \frac{f}{f_{sl}} R_r I_r^2 \quad (6-17)$$

จากสมการที่ (6-17) และ (6-15)

$$P_{ag} = 3 \left(\frac{f}{f_{sl}} \right) \cdot R_r \cdot I_r^2 \quad \text{และ} \quad P_r = 3 R_r \cdot I_r^2$$

Electromechanical Power, P_{em} สามารถแสดงได้ดังนี้

$$\begin{aligned} P_{em} &= P_{ag} - P_r \\ &= 3 \frac{f}{f_{sl}} R_r \cdot I_r^2 - 3 R_r \cdot I_r^2 \\ &= 3 R_r \cdot \left(\frac{f}{f_{sl}} - 1 \right) \cdot I_r^2 \\ &= 3 R_r \cdot \left(\frac{f - f_{sl}}{f_{sl}} \right) \cdot I_r^2 \end{aligned} \quad (6-18a)$$

และ

$$\begin{aligned} T_{em} &= \frac{P_{em}}{\omega_r} \\ &= \frac{3 R_r \cdot \left(\frac{f - f_{sl}}{f_{sl}} \right) \cdot I_r^2}{\omega_r} \end{aligned} \quad (6-18b)$$

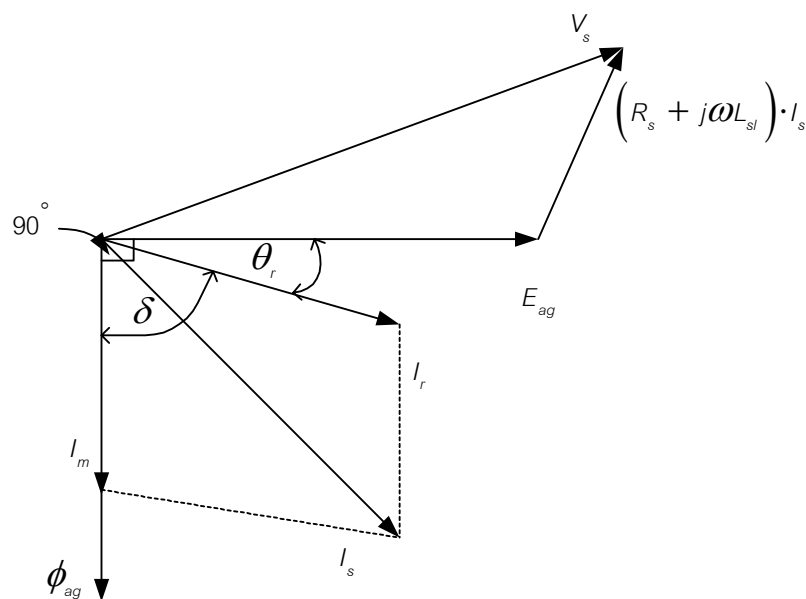
จากสมการที่(6-9), (6-17), (6-18a) และ (6-18b) จะได้

$$T_{em} = \frac{P_{ag}}{\omega_s} = \frac{3 \left(\frac{f}{f_{sl}} \right) \cdot R_r \cdot I_r^2}{\omega_s} \quad (6-18c)$$

T_{em} คือ Electromagnetic Torque

จากวงจร Equivalent รูปที่6-3(a) พบว่าการสูญเสียเนื่องจากความต้านทานของ Rotor และ electromechanical power per phase ที่แสดงด้วยอัตราของความต้านทาน $f(R_r / f_{sl})$ ในสมการที่(6-16)จะถูกแสดงเป็น R_r และ $R_r (f - f_{sl}) / f_{sl}$ กระแสรวม I_s ที่เกิดขึ้นที่ Stator คือ ผลรวมของ Magnetizing current, I_m และ กระแสที่ Rotor, I_r (ในที่นี้ I_r คือส่วน ประกอบของ I_s ที่ไม่รวม ampere-turn ที่เกิดจากกระแส rotor จริง

$$I_s = I_m + I_r \quad (6-19)$$



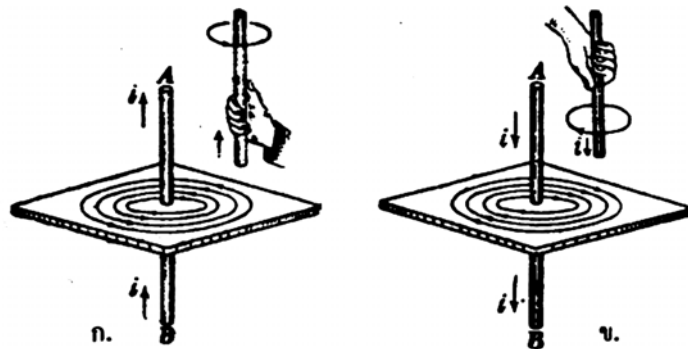
รูปที่ 6-4 Phase diagram ของ แรงดันและ กระแสของ Stator

Phase diagram ของ แรงดันและ กระแสของ Stator ที่แสดงในรูปที่ 6-4, magnetizing current (I_m) ซึ่งทำให้เกิด ϕ_{ag} ที่มุมล้าหลังแรงดันของ air gap (E_{ag}) เป็นมุม 90° ส่วน กระแสของ Rotor (I_r) ทำให้เกิด Electromagnetic torque จะล้าหลังแรงดันของ air gap (E_{ag}) เป็นมุม power factor θ_r ของวงจร Rotor

$$\theta_r = \tan^{-1} \frac{2\pi f_{sl} L_{lr}}{R_r} = \tan^{-1} \frac{2\pi L_{lr}}{R_r f / f_{sl}} \quad (6-20)$$

[[ทบทวนความรู้เก่า]]

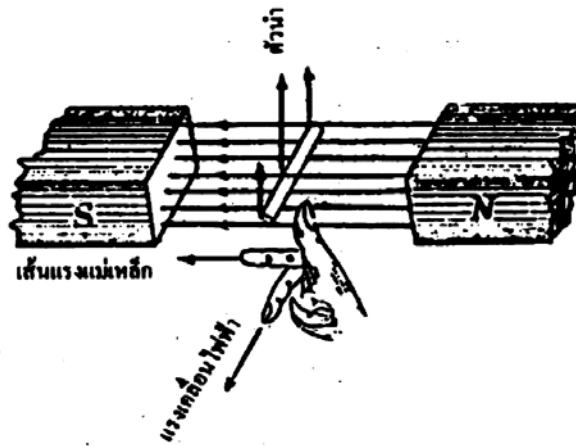
จากทฤษฎี Electromagnetic พบว่าสนามแม่เหล็กประกอบด้วยเส้นแรง (line of force) ที่มีลักษณะเป็นวงกลมล้อมรอบด้วยตัวนำ เส้นแรงแม่เหล็กที่ล้อมรอบตัวนำนี้จะ มีศูนย์กลางอยู่ที่จุดศูนย์กลางของตัวนำด้วย ทิศทางของสนามแม่เหล็กที่เกิดขึ้นสามารถที่จะหาได้โดยใช้กฎมือขวากำรอบตัวนำให้หัวแม่มือชี้ไปตามทิศทางของกระแสไฟไหล ส่วนนิ้วที่เหลือกำรอบตัวนำจะแสดงถึงทิศทางการเคลื่อนที่ของเส้นแรงแม่เหล็กรอบตัวนำนั้น



รูปที่ 6-5 แสดงวิธีหาทิศทางการเคลื่อนที่ของเส้นแรงแม่เหล็กรอบตัวนำโดยใช้กฎมือขวา

เป็นที่ทราบกันแล้วว่า เมื่อมีกระแสไฟไหลผ่านตัวนำจะเกิดสนามแม่เหล็กขึ้นมา รอบๆตัวนำทันที ส่วนการหาทิศทางของแรงเคลื่อนและกระแสไฟฟ้าเหนี่ยวนำทิศทางของกระแสไฟฟ้าเหนี่ยวนำทิศทางของเส้นแรงแม่เหล็กเคลื่อนที่และทิศทางของตัวนำเคลื่อนที่จะมีความสัมพันธ์กัน ซึ่งทิศทางของกระแสไฟฟ้าเหนี่ยวนำจะสามารถหาได้

โดยกฎมือขวาของเฟรมมิ่ง (Fleming's Right Hand Rule) หรือกฎของเลนซ์ (Lenz's Law)



รูปที่ 6-6 การหาทิศทางของกระแสไฟฟ้าเหนี่ยวนำ

จากทฤษฎีที่ได้กล่าวมาแล้วนั้น สามารถหาค่าลึงทางไฟฟ้าได้ดังนี้

$$T_{em} = k_4 \phi_{ag} I_r \sin \delta \quad (6-21)$$

โดยที่

$$\delta = 90^\circ + \theta_r \quad (6-22)$$

δ คือ Torque angle ระหว่าง magnetizing current (I_m) ซึ่งทำให้เกิด ϕ_{ag} และ กระแสของ Rotor (I_r) ซึ่งแทนสนามแม่เหล็กของ Rotor แรงดันต่อ phase ที่จ่ายให้ Stator, V_s มีค่าเท่ากับ

$$V_s = E_{ag} + (R_s + j2\pi f L_{ls}) I_s \quad (6-23)$$

ในการออกแบบ Induction motor โดยทั่วแล้วจะทำให้ f_{sl} มีค่าต่ำ (4[%]) ขณะที่ทำงานกับโหลดปกติ จึงทำให้สร้างควมสัมพันธ์ได้ดังนี้

$$2\pi f_{sl} L_{lr} \ll R_r \quad (6-24)$$

ดังนั้นสมการที่(6-20), $\theta_r = \tan^{-1}\left(\frac{2\pi f_{sl} L_{lr}}{R_r}\right) = \tan^{-1}\left(\frac{2\pi f_{sl} L_{lr}}{R_r f / f_{sl}}\right)$ จะมีค่าใกล้เคียงศูนย์และ
จากสมการที่(6-22) $\delta = 90^\circ + \theta_r$ จะเท่ากับ 90° ด้วยเหตุนี้ในสมการที่ (6-21) จะ
ได้

$$T_{em} \cong k_4 \phi_{ag} I_r \sin \delta \cong k_4 \phi_{ag} I_r \quad (6-25)$$

จากสมการที่(6-13), $E_r = k_3 f_{sl} \phi_{ag}$ และสมการที่(6-14), $E_r = R_r I_r + j2\pi f_{sl} L_{lr} I_r$ จะ
ประมาณ โดยการใช้สมการที่(6-24)ได้ว่า

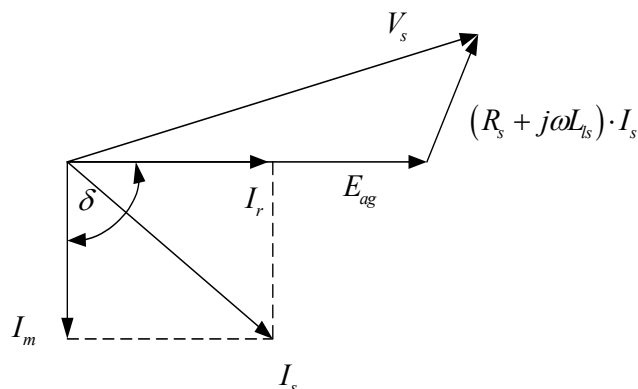
$$\begin{aligned} R_r I_r + j2\pi f_{sl} L_{lr} I_r &= k_3 f_{sl} \phi_{ag} \\ I_r &= k_5 \phi_{ag} f_{sl} \end{aligned} \quad (6-26)$$

แทนค่าสมการที่(6-26)ในสมการที่(6-25)ได้ว่า

$$T_{em} = k_4 \phi_{ag} (k_5 \phi_{ag} f_{sl}) = k_6 \phi_{ag}^2 f_{sl} \quad (6-27)$$

จากสมการที่(6-24) และ (6-19)

$$I_s = \sqrt{I_m^2 + I_r^2} \quad \text{เนื่องจากมุม } \theta_r \cong 0 \quad (6-28)$$



รูปที่ 6-7 Vector เมื่อ $\theta_r \cong 0$

และในสมการที่(6-23)

$$V_s \approx E_{ag} + (R_s + j2\pi fL_s)I_s \approx E_{ag} \quad (6-29)$$

แทนสมการที่(6-8), $E_{ag} = k_3 f \phi_{ag}$ ในสมการที่ (6-29) จะได้ว่า

$$V_s = k_3 \phi_{ag} f \quad (6-30)$$

จากสมการที่(6-15) และ (6-18a), อัตราส่วนของ power loss ใน Rotor กับ electromechanical output power P_{em} เป็นดังนี้

$$\%P_r = \frac{P_r}{P_{em}} = \frac{f_{sl}}{f - f_{sl}} \quad (6-31)$$

ข้อสังเกตที่สำคัญจากความสัมพันธ์ข้างต้น

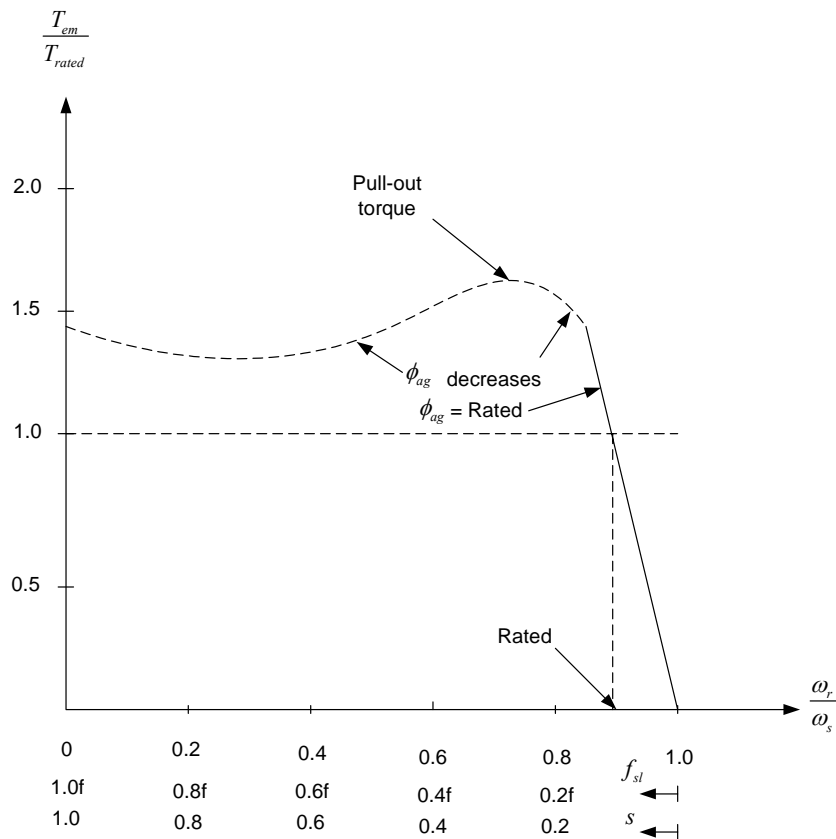
1. Synchronous Speed (ω_s) สามารถเปลี่ยนแปลงได้โดยการปรับค่าความถี่ f ของ supplied voltage V_s
2. P_r [%] (Percentage of power loss) จะมีค่าน้อยเมื่อ f_{sl} มีค่าน้อย ดังนั้น ในสถานะ Steady state, f_{sl} ไม่ควรมีค่าเกิน Rated
3. เมื่อ f_{sl} มีค่าน้อยแล้ว Slip, s จะมีค่าน้อย และ motor speed (ω_s) จะเปลี่ยนแปลงเกือบเป็นเส้นตรงกับความถี่ f
4. Torque จะเท่ากับ Rated torque ที่ความถี่ใดๆ ได้เมื่อ ϕ_{ag} จะต้องมีค่าเท่ากับ Rated และ V_s จะต้องเปลี่ยนแปลงเป็นสัดส่วนกับ f
5. การที่จะไม่ให้ I_s (Motor current) เกินค่า Rated นั้น ในสถานะ Steady State ค่า f_{sl} จะต้องไม่เกิน Rated เนื่องจาก I_r เป็นสัดส่วนโดยตรงกับ f_{sl}

สมการข้างต้นสามารถสรุปได้ดังนี้

1. $\omega_s = k_7 f$
2. $s = \frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_s}$
3. $f_{sl} = sf$
4. $\%P_r = \frac{P_r}{P_{em}} = \frac{f_{sl}}{f - f_{sl}}$
5. $V_s \cong k_3 \phi_{ag} f$
6. $I_r \cong k_5 \phi_{ag} f_{sl}$
7. $T_{em} \cong k_6 \phi_{ag}^2 f_{sl}$
8. $I_m = k_8 \phi_{ag}$
9. $I_s \cong \sqrt{I_m^2 + I_r^2}$

กราฟแสดงการทำงานในสภาวะต่างๆ

การคำนวณข้างต้นแสดงให้เห็นแรงดันและกระแสของมอเตอร์ขณะที่ทำงานในช่วงเชิงเส้น แต่ความเป็นจริงแล้วมอเตอร์จะมีการอิ่มตัวของแกนด้วยจึงทำให้แรงดันและกระแสที่จุดต่างๆของมอเตอร์จึงไม่สามารถคำนวณได้จากสูตรข้างต้น ต่อไปนี้จะแสดงให้เห็นการทำงานของมอเตอร์ในสภาวะต่างๆซึ่งเป็นข้อมูลจากการทดลองจริง



รูปที่ 6-8 ลักษณะของ Induction Motor ที่ Rated Frequency และ Rated Voltage

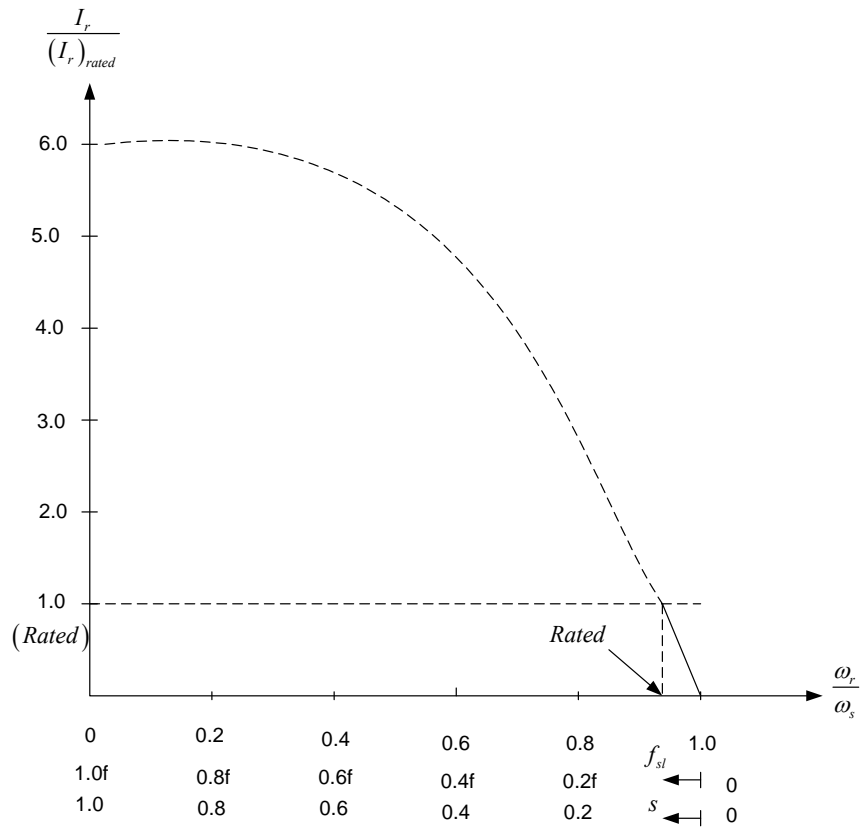
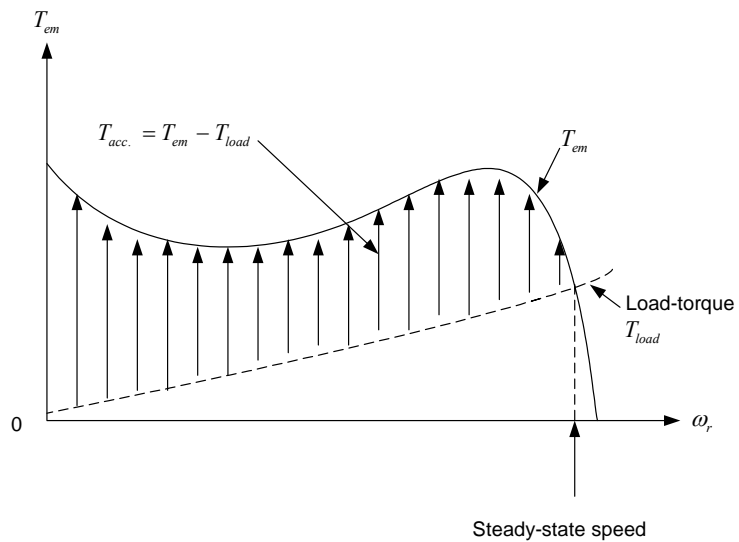


Figure 6-9 Plot of I_r versus f_{sl} when V_s and f are constant at rated



รูปที่ 6-10 Motor start-up when V_s and f are constant at rated

จากรูปที่ 6-8 และรูปที่ 6-9 พบว่า ที่ f_{sl} ต่ำๆ, T_{em} และ I_r จะเปลี่ยนแปลงอย่างเป็นเส้นตรงเมื่อ f_{sl} เพิ่มขึ้น แต่เมื่อ f_{sl} เพิ่มขึ้นอีก T_{em} และ I_r จะไม่เพิ่มขึ้นอย่างเป็นเส้นตรงตามเดิม เนื่องจาก

1. Rotor circuit Inductive reactance มีค่าน้อยเมื่อเทียบกับ R_r ดังสมการที่
(6-14) $E_r = R_r I_r + j2\pi f_{sl} L_r I_r$
2. เมื่อ θ_r มีค่ามากทำให้ δ เลื่อนออกจากมุม 90° ซึ่งเป็นค่ามุมที่มีประสิทธิภาพสูงสุด
3. เมื่อ I_r มีค่ามากทำให้ I_s มีค่ามากตามไปด้วยซึ่งจะทำให้มี Voltage ที่ตกคร่อม Stator winding มีค่าสูงตาม และทำให้ ϕ_{ag} ลดลง (supply input V_s คงที่)

โดยทั่วไปแล้ว Induction motor drives ที่กล่าวถึงในบทนี้จะให้ f_{sl} มีค่าน้อยๆ ดังนั้น ส่วนที่เป็นเส้นประจะไม่ถูกกล่าวถึง อย่างไรก็ตามถ้า induction motor ถูกสตาร์ทด้วยแหล่งจ่ายที่เป็น line voltage ที่ไม่มี power electronic controller จะดึงกระแสประมาณ 6-8 เท่าของ rated current ตอนสตาร์ท motor

6.2 การควบคุมแบบ Scalar ของมอเตอร์เหนี่ยวนำ

ในหัวข้อนี้จะแสดงวิธีการควบคุมแบบ Scalar Control Methods ซึ่งจะมีการควบคุมอยู่หลายวิธี ในแต่ละวิธีจะอธิบายหลักการโดยอาศัยทฤษฎีการทำงานของมอเตอร์เหนี่ยวนำและการใช้ระบบควบคุมเข้ามาประกอบ ตัวอย่างที่ได้นำมานี้จะใช้ Voltage-fed inverters, Current-fed inverters และ slip power recovery control ซึ่งเมื่อใช้ระบบของ Scalar control แล้วเราจะควบคุมเฉพาะขนาดของตัวแปรและการป้อนกลับสัญญาณที่เป็นไฟฟ้ากระแสตรง (DC) เท่านั้น ดังนั้นการควบคุมแบบนี้จึงถือว่าเป็นระบบการควบคุมที่ง่ายและได้ผลคืออีกระบบหนึ่ง

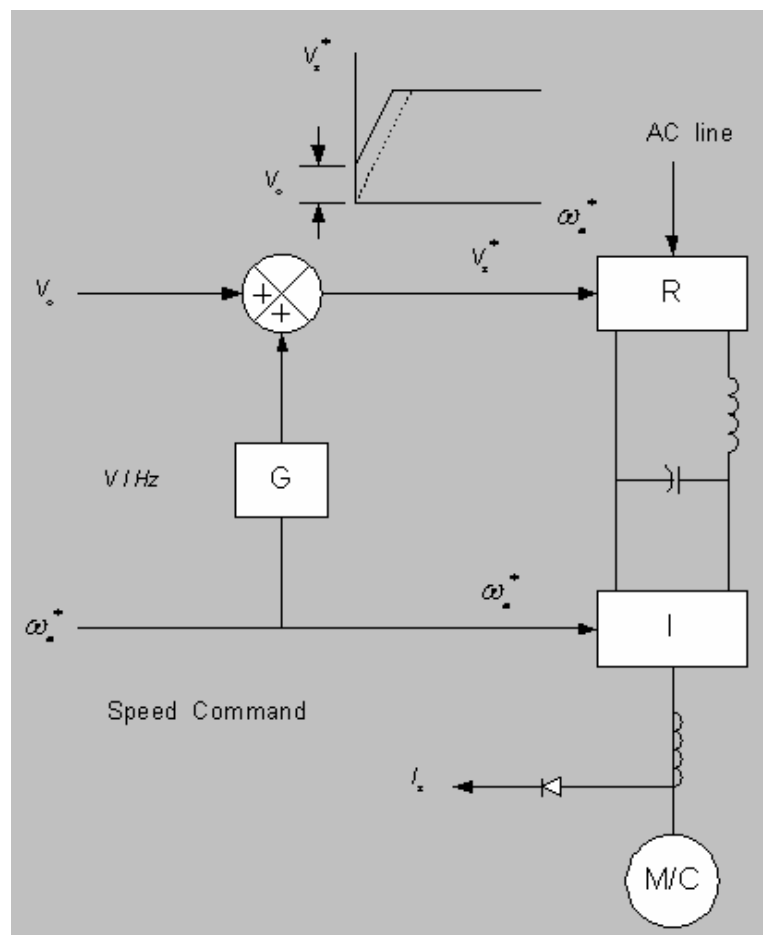
การควบคุมแบบ v/f constant

Volts/hertz constant control เป็นวิธีที่นิยมใช้สำหรับการควบคุม Induction motor คือการควบคุมความเร็วแบบ open-loop volts/hertz ดังแสดงในรูปที่ 6-11 วงจรกำลังประ กอบไปด้วยวงจรเรียงกระแสแบบควบคุมเฟส (phase-controlled rectifier) โดยจะมีแหล่ง จ่ายไฟฟ้ากระแสสลับ (AC) 1 เฟส หรือ 3 เฟสป้อนเข้าไป, วงจรกรองกระแสแบบ LC filter และ six step inverter ความถี่ ω_e^* คือ ตัวแปรอ้างอิงและมันมีค่าใกล้เคียงกับความเร็วมอเตอร์เพราะทำงานที่ความถี่ slip ต่ำ ๆ

การควบคุมแบบ Volts/hertz จะใช้กระแสอ้างอิง (rectifier voltage command) V_s^* ที่สร้างขึ้นแล้วผ่านอัตราขยาย Volts/Hertz ของ G การทำงานแบบนี้จะทำให้ Air gap flux ของมอเตอร์ ψ_m มีค่าประมาณเท่ากับอัตราส่วนของ V_s / ω_e ดังนั้นแรงบิดต่อกระแสทางด้าน stator มีค่าสูงสุดซึ่งคล้ายกับเครื่องจักรกลไฟฟ้ากระแสตรง (dc machine) เมื่อความถี่เข้ามาใกล้ศูนย์ความเร็วของมอเตอร์เข้าใกล้ศูนย์เช่นกัน แรงดันทางด้านขดลวดสเตเตอร์ (stator) จะถูกลู่เข้าสู่ศูนย์เพราะมันจะตกคร่อมความต้านทานของ stator เกือบหมด ดังนั้นแรงดันช่วย V_o จึงถูกเพิ่มเข้ามาเพื่อให้มีค่าสูงเกินความต้านทานของ stator เพื่อให้สนามแม่เหล็กของช่องอากาศ air gap flux (ψ_m) และ torque เดิมพิกิด

ถ้า load torque เพิ่มขึ้นค่าของ slip จะเพิ่มขึ้นจนถึงสมมูลที่ทำให้แรงบิดมอเตอร์ (developed torque) เท่ากับแรงบิดของโหลด load torque

เมื่อเพิ่มความเร็วอ้างอิงเกินความถี่พื้นฐานของมอเตอร์ Rectifier voltage จะเข้าสู่สภาวะอิ่มตัวและ มอเตอร์จะทำงานในช่วงการลดค่าสนามแม่เหล็ก (field weakening) ซึ่ง แรงบิดมอเตอร์ (developed torque) จะลดลงในขณะที่กระแสทางด้านขดลวดสเตเตอร์ (Stator) เท่าเดิม การควบคุมแรงดันแบบ open-loop นี้การกระเพื่อมของแหล่งจ่ายไฟกระแสสลับ (AC) และความต้านทานตกคร่อมเป็นเหตุให้ air gap flux กระเพื่อมได้ซึ่งการกระเพื่อมนี้สามารถป้องกันได้จากการทำการควบคุมแรงดันแบบ close-loop ในวงจร rectifier

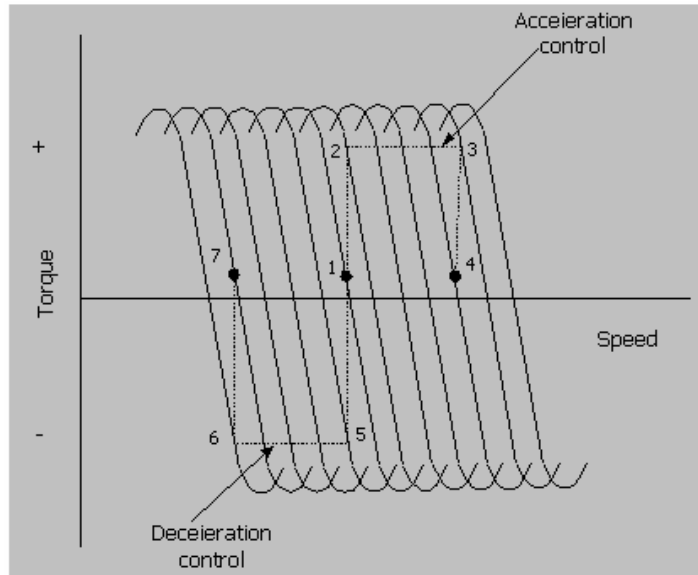


รูปที่ 6-11 Open loop volts/hertz control

ในรูปที่ 6-12 แสดงลักษณะคุณสมบัติของการเร่งและการหน่วงความเร็วขณะทำงานที่สภาวะคงตัว (จุดที่ 1) ถ้าเพิ่มความเร็วอ้างอิง ω^* ขึ้นเป็นขั้นๆ slip จะเกินแรงบิดสูงสุด (breakdown torque) และมอเตอร์จะไม่มีเสถียรภาพ ในทางเดียวกันระบบจะไม่มีเสถียรภาพถ้าลดความเร็วอ้างอิงลงเป็นขั้นๆ ดังนั้นระหว่างที่มีการเร่ง (Acceleration) และการหน่วงความเร็ว (Deceleration) จะต้องปรับความถี่อ้างอิงให้สอดคล้องกับความถี่เพื่อไม่ให้ค่า slip เกินแรงบิดสูงสุด (breakdown torque) การควบคุมแบบปรับขีดจำกัดกระแสช่วยให้การเร่งและการหน่วงความเร็วเป็นไปได้ดังรูปที่ 6-12

สำหรับการเพิ่มความถี่อ้างอิงแบบเป็นขั้นๆ (step-up) slip จะมีค่าเพิ่มขึ้นและกระแสเตเตอร์ (I_s) จะเพิ่มขึ้นจนถึงขีดจำกัด ซึ่งสอดคล้องกับการเปลี่ยนแปลงจากจุด 1 ไปยังจุดที่ 2 ในกราฟคุณสมบัติ torque-speed ต่อจากนั้นความถี่จะเพิ่มในอัตราคงที่เพื่อให้แรงบิดคงที่ตลอดช่วงที่ 2 ถึง 3 ระหว่างจุด 3 และ 4 กระแสจะลดลงต่ำกว่าขีดจำกัดและถึงสภาวะสมดุลของแรงบิดในจุดที่ 4 ซึ่ง slip มีค่าต่ำลง

สำหรับการลดความถี่อ้างอิงแบบเป็นขั้นๆ (Step-down) การเปลี่ยนจุดทำงานเป็นไปตามเส้นทางจากจุด 1-5-6-7 ดังรูปที่ 6-12 ระหว่างที่การหน่วงความเร็วความถี่สเตเตอร์จะลดลงต่ำกว่าความเร็วมอเตอร์และพลังงานไฟฟ้าจากมอเตอร์จะถูกป้อนเข้าสู่ DC link ทำให้แรงดัน DC link เพิ่มขึ้น ถ้าตัวเรียงกระแสไม่สามารถรับกระแสป้อนกลับได้จำเป็นต้องมีตัวต้านทานต่อกับสวิทช์ที่ทำหน้าที่เป็นวงจรสับเพื่อรับพลังงานเบรกแบบไดนามิกและเป็นการควบคุมแรงดัน DC link ไม่ให้สูงเกินไป

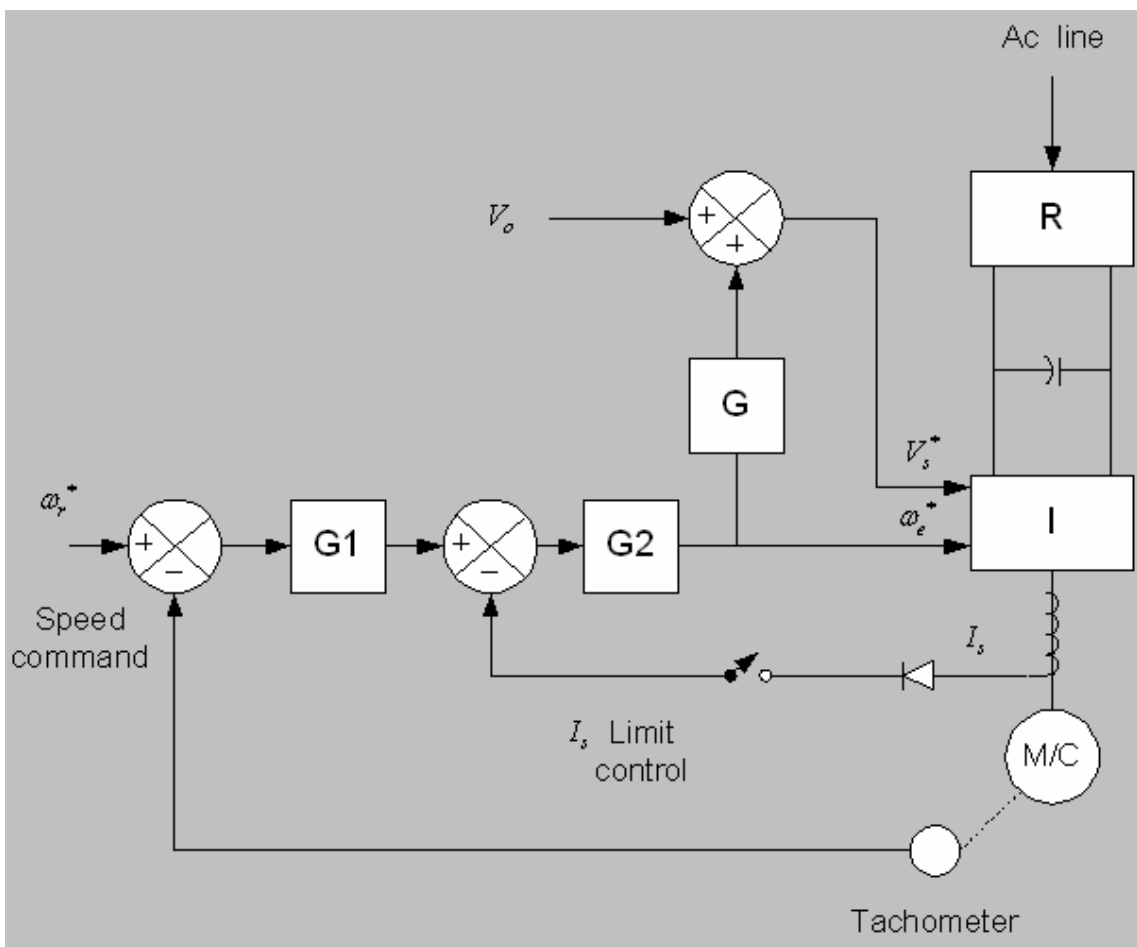


รูปที่6-12 acceleration and deceleration characteristics

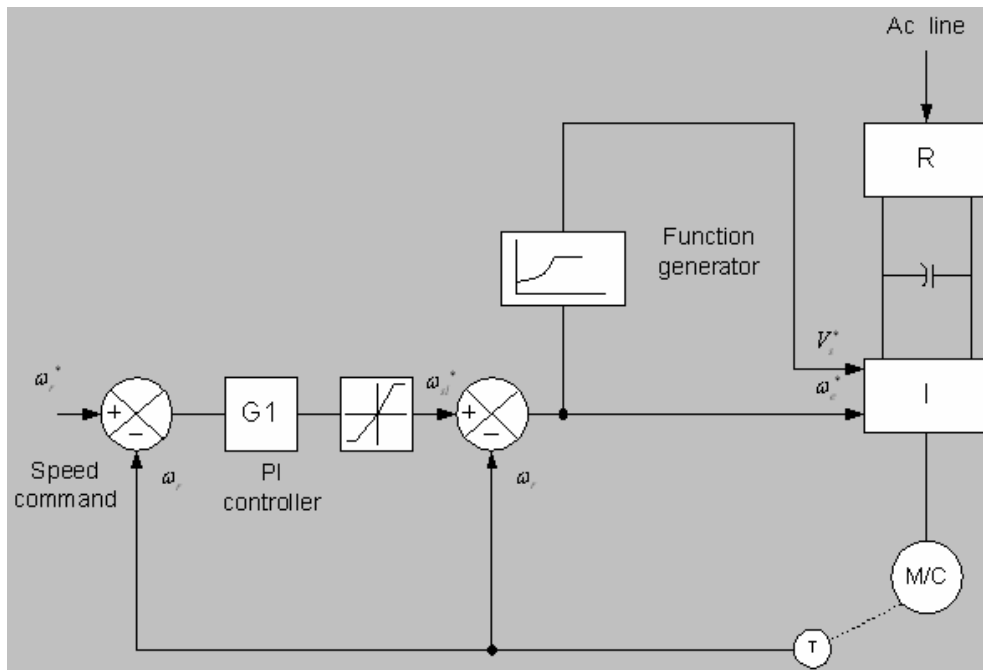
ในการควบคุมแบบ Open loop นี้ความเร็วมีแนวโน้มเปลี่ยนแปลงตาม load torque และการกระเพื่อมของแหล่งจ่ายไฟกระแสสลับ ถ้าการควบคุมแบบ open loop นี้ทำให้ความเร็วมีการกระเพื่อมจนยอมรับไม่ได้ ก็สามารถควบคุมแบบ closed-loop speed control ดังแสดงในรูปที่6-13 ได้เช่นกัน ค่า error ของลูปสัญญาณความเร็วจะเป็นสัญญาณควบคุมความถี่ PWM inverter โดยผ่าน current-limit controller ดังแสดงในรูปการควบคุม volts/hertz อีกวิธีหนึ่งคือการควบคุมสลลิป (slip regulation) ดังแสดงในรูปที่6-14 error ที่เกิดจาก loop ที่ควบคุมความเร็วจะสร้างสลลิปอ้างอิง (slip command) ω_{sl}^* โดยผ่าน PI controller และ limiter ค่า slip อ้างอิงจะรวมกับ speed signal ω_r เพื่อสร้าง ความถี่อ้างอิง (frequency command ω_e^*) ความถี่อ้างอิงจะสร้างแรงดันอ้างอิง (voltage command V_s^*) โดยผ่าน volts/hertz function generator ซึ่งรวมเข้าด้วยกันกับการชดเชยแรงดันที่ความถี่ต่ำไว้ด้วยเนื่องจาก slip แปรผันตามแรงบิดมอเตอร์ (developed torque) ดังนั้นอาจจะพูดได้ว่าเราสามารถควบคุม torque ภายใต้การควบคุม

ของ loop ความเร็วได้ซึ่งต่างกับวิธีก่อนที่ torque limit control สามารถหาได้โดยอ้อม จาก stator current limit control ข้อดีของวิธีการนี้คือไม่ต้องใช้ตัว sensor กระแสราคาแพงแต่ใช้สัญญาณความเร็วในการควบคุมทั้ง 2 loop

ในการเปลี่ยนแปลงความเร็วอ้างอิงแบบ Step up มอเตอร์จะเร่งความเร็วอย่างอิสระ โดย slip ถูกจำกัดโดย torque สูงสุดและที่สภาวะคงตัว slip จะขึ้นอยู่กับ load torque ถ้าความเร็วอ้างอิง (ω_r^*) ลดลง ค่า slip กลายเป็นค่าลบและมอเตอร์จะอยู่ในสภาวะ breaking mode ซึ่งได้อธิบายไว้ในตอนแรกแล้ว



รูปที่ 6-13 Closed-loop volts/hertz speed control

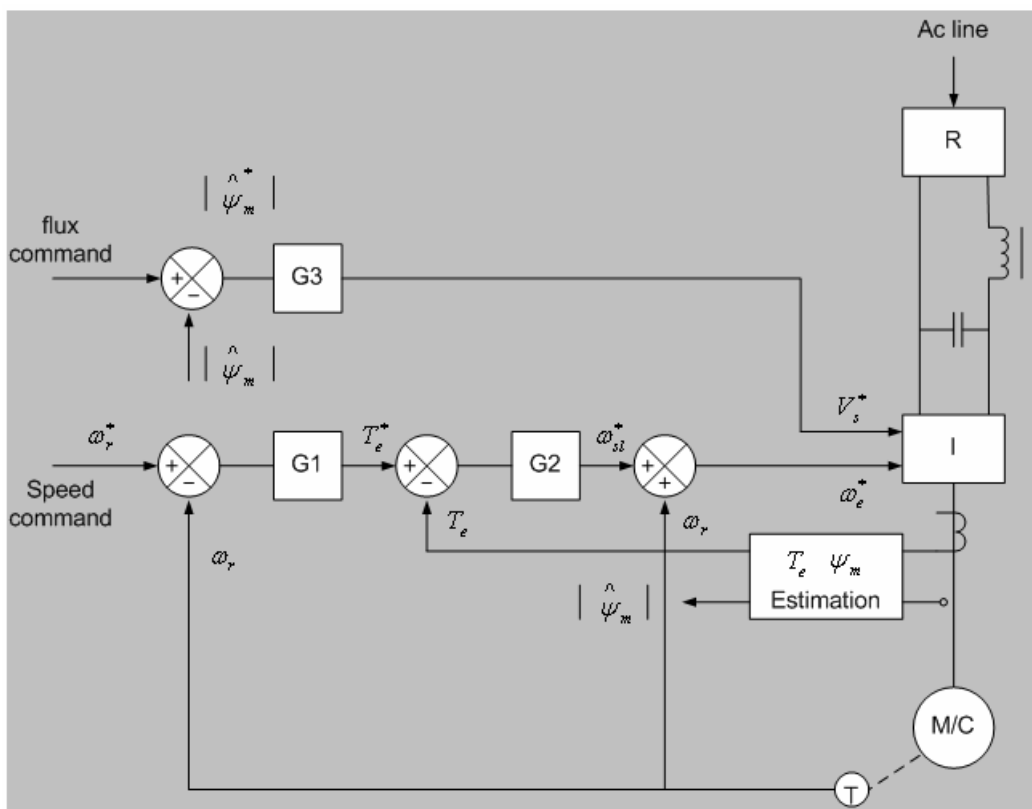


รูปที่6-14 Constant volts/hertz speed control with slip regulation

หากควบคุม Slip ให้คงที่ได้ error ที่เกิดจากลูปความเร็วอาจจะใช้ควบคุมเพียงแค่แรงดัน output ของ inverter อย่างเดียว การเปลี่ยนแปลงในรูปอัตราส่วน volts/hertz อาจเป็นเหตุให้ air gap flux และ torque เปลี่ยนแปลงตามไปด้วยที่ light-load การลด air gap flux จะช่วยทำให้ efficiency ดีขึ้นเพราะเป็นการลดการสูญเสียในแกน (core loss) กับ copper loss ลงแต่ข้อเสียของมันก็คือการตอบสนองของ flux จะช้าลง ทำให้มอเตอร์ไม่มีเสถียรภาพ (unstable) เมื่อมีการเพิ่มขึ้นของ load torque แบบทันทีทันใด

การควบคุม Torque และ Flux

ดังได้กล่าวไปแล้วว่าข้อเสียของ Volt/hertz control คือ air gap flux เกิดการเลื่อน ทำให้กระแสเตเตอร์เปลี่ยนแปลงได้ ถ้าเราไม่สามารถทำให้ volt/hertz ratio มีค่าคงที่ได้ ฟลักแม่เหล็กอาจมีค่าต่ำหรือสูงจนเกิดการอิ่มตัว รวมทั้งค่าพารามิเตอร์ในวงจรสเตเตอร์อาจเปลี่ยนแปลงเนื่องจากอุณหภูมิและการอิ่มตัวก็ทำให้เกิดการเลื่อนใน air gap flux ได้เช่นกัน ถ้าลด air gap flux ลงค่าสลิป (ω_{sl}) ต้องมีค่าเพิ่มขึ้นหากต้องการแรงบิดเท่าเดิม ซึ่งมีผลต่อแรงบิดสูงสุดของมอเตอร์และ transient response ก็จะช้าลงไปอีก



รูปที่6-15 Speed control with independent torque and flux control

Torque loop ที่เพิ่มเข้าไปภายใน speed loop ทำให้การตอบสนองของ speed loop เร็วขึ้นและมีเสถียรภาพมากขึ้น Speed regulator G1 (ตัวควบคุมความเร็ว) อาจเป็น PI

เพื่อให้ steady-state speed error (ความคลาดเคลื่อนของความเร็วในภาวะคงตัว) มีค่าเท่ากับศูนย์ ส่วน Torque regulator G2 (ตัวควบคุมแรงบิด) จะเป็นตัวขยายอีกทีหนึ่งแต่ต้องมี limiter เพื่อป้องกันไม่ให้เกิดแรงบิดเกินค่าสูงสุด

Flux control loop ทำหน้าที่ควบคุม feedback flux ให้มีค่าเท่ากับ command flux โดยจ่ายในรูปแบบของ voltage command ให้แก่ PWM inverter, flux control loop นี้จะแก้ ปัญหาการเลื่อนของฟลักแม่เหล็ก แต่การที่จะได้สัญญาณของฟลักแม่เหล็กที่ถูกต้องนั้นเป็นเรื่องยากเพราะการวัดฟลักแม่เหล็กนั้นจะต้องติดตั้ง hall effect sensor ในช่องว่างอากาศของมอเตอร์ แต่ปัญหาก็คือ hall sensor output เลื่อนตามการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิซึ่งยากที่จะชดเชยได้ แต่ก็มีอีกทางเลือกหนึ่งคือติดตั้ง coil flux ในช่องว่างอากาศ แรงดันเหนี่ยวนำของ coil flux จะถูกอินทิเกรตเพื่อหาขนาดของฟลัก แต่ทว่าวิธีนี้ไม่เป็นที่นิยมในการออกแบบเพราะมีความยุ่งยากในการออกแบบโครงสร้าง สัญญาณของแรงบิดและสัญญาณของฟลักแม่เหล็ก ได้จากแรงดันและกระแสของมอเตอร์โดยใช้ สมการ

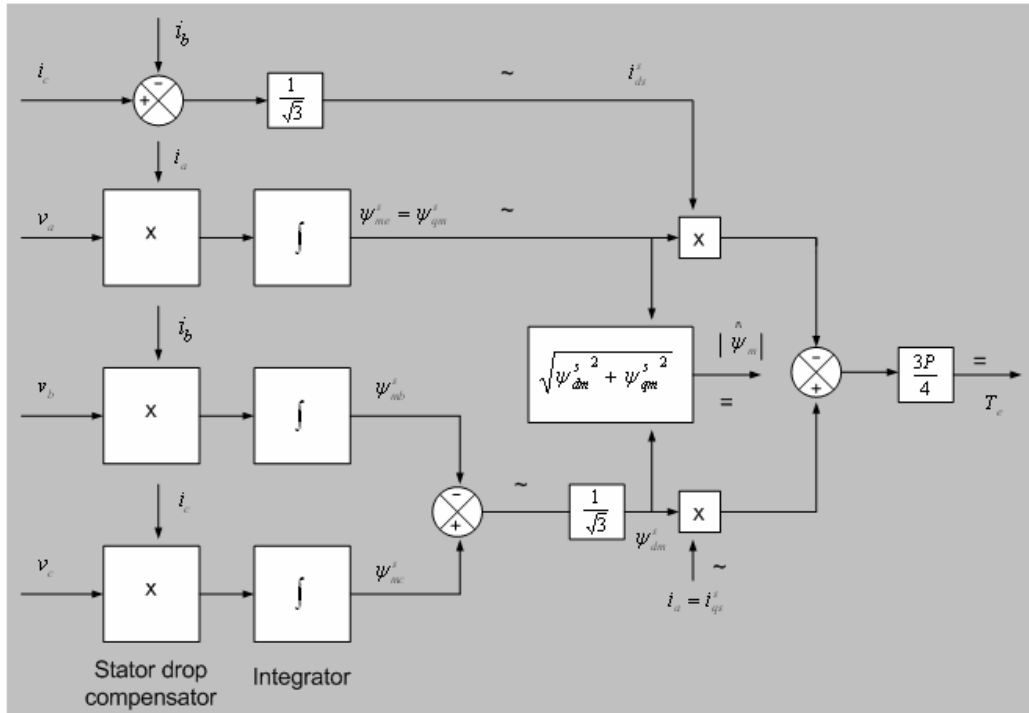
$$T_e = \frac{3}{2} \left(\frac{P}{2} \right) (\psi_{dm}^s i_{qs}^s - \psi_{qm}^s i_{ds}^s) \quad (6-32)$$

$$\left| \hat{\psi}_m \right| = \sqrt{(\psi_{dm}^s)^2 + (\psi_{qm}^s)^2} \quad (6-33)$$

สมการข้างบนนี้สามารถหาแรงดันเฟสของมอเตอร์ได้โดยการนำแรงดันของสเตเตอร์ไปหักลบแรงดันเฟสของมอเตอร์จะได้แรงดันในช่องว่างอากาศ และ air gap flux สามารถหาได้โดยการอินทิเกรตแรงดันในช่องว่างอากาศ โดยทั่วไปถ้าความเร็วของมอเตอร์ไม่ต่ำกว่า 10 % ของค่าพิกัด (การชดเชยแรงดันตกคร่อมในอิมพีแดนซ์ของสเตเตอร์สามารถละได้ เพื่อการคำนวณที่ถูกต้องในขอบเขตที่ยอมรับได้) สัญญาณ $\left| \hat{\psi}_m \right|$ (ฟลักแม่เหล็ก) และ T_e (แรงบิด) จะมี harmonic ripple ปะปนอยู่มากและจำเป็นต้องใช้ filter เพื่อแยกออก

วิธีการควบคุมในรูปแบบที่ 6-16 ทำงานได้ทั้งในย่านแรงบิดคงที่และย่านสนามแม่เหล็กลดลงตลอดทั้งช่วงที่ทำงานเป็นมอเตอร์และเครื่องกำเนิดไฟฟ้าและระบบยังสามารถเริ่มหมุนด้วย Full load torque ขณะที่เร่งด้วยแรงบิดสูงสุดค่าสลิป (ω_{sl}^*) ยังคงมีค่าอยู่ที่ค่า

บวก และความถี่ (ω_e) จะเพิ่มขึ้นเป็นสัดส่วนกับความเร็วซึ่ง ω_e ที่เพิ่มขึ้นมีผลที่จะทำ ให้ฟลักแม่เหล็กลดลง แต่ลูบที่ควบคุมฟลักแม่เหล็กจะทำหน้าที่เพิ่มแรงดันเพื่อให้ฟลักแม่เหล็กมีค่าคงที่



รูปที่6-16 Estimation of torque and air gap flux signals

แต่ถ้าความเร็วที่เพิ่มขึ้นเกิน Base speed, inverter จะมีรูปคลื่นเป็นสี่เหลี่ยมทำให้ฟลักแม่เหล็กลดลงจึงทำให้ไม่สามารถควบคุมฟลักได้ ดังนั้นช่วงการทำงานในย่านนี้จึงควรทำการจำกัดค่าสลิป

6.3 Synchronous Motor Drive

ปัจจุบัน Synchronous motor ได้นำมาใช้ในงานเกี่ยวกับ servo drives เช่น อุปกรณ์คอมพิวเตอร์ หุ่นยนต์ และ ตัวขับแบบปรับความเร็วได้ (Adjustable-speed drives) เช่น load-proportional capacity-modulated heat pumps พัดลมขนาดใหญ่ compressors กำลั้งต่ำๆ Synchronous motor มีโครงสร้างใหญ่ๆอยู่2แบบ แบบที่หนึ่งคือ

permanent-magnet synchronous motors ซึ่งมีแม่เหล็กถาวรฝังอยู่ในตัวโรเตอร์ดังแสดง
 ในรูปที่ 6-17a บ่อยครั้งเรียกมอเตอร์แบบนี้ว่า Brushless dc motor และแบบที่สองคือ
 electronically commutated motors หรือ wound rotor field แสดงในรูปที่ 6-17b แบบนี้จะ
 มีขดลวดถาวรพันอยู่ที่ตัวโรเตอร์แล้วจ่ายพลังงานไฟฟ้าจากภายนอกมาทำให้โรเตอร์
 สร้างสนามแม่เหล็ก

ทฤษฎีการทำงานของ Synchronous Motor

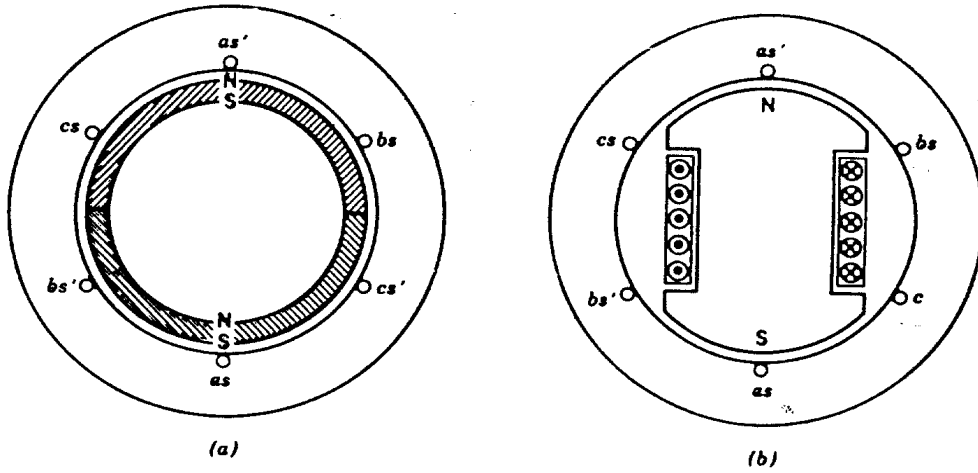
ขดลวดบนโรเตอร์จะสร้าง ϕ_f ใน air gap และฟลักซ์นี้จะหมุนด้วยความเร็ว
 synchronous speed ซึ่งเป็นความเร็วเดียวกับความเร็วโรเตอร์ (rotor speed) ϕ_{fa} จะไหล
 ตัดผ่านขดลวด stator ของแต่ละเฟส ยกตัวอย่างเช่นในเฟส a ฟลักซ์จะเปลี่ยนแปลงตาม
 ช่วงเวลาเป็นรูปสัญญาณ sine ดังสมการ

$$f_{fa}(t) = f_f \sin \omega t \quad (6-34)$$

$$\omega = 2p f = \frac{P}{2} \omega_s \quad (6-35)$$

เมื่อ p คือจำนวน pole ของ motor ให้ N_s คือ รอบของขดลวด stator per phase ค่า emf ใน
 เฟส a หาได้จาก

$$e_{fa}(t) = N_s f_f \cos \omega t \quad (6-36)$$



(a) permanent-magnet rotor (two poles) (b) salient-pole wound rotor (two poles)

รูปที่ 6-17 โครงสร้างของซิงโครนัสมอเตอร์

แรงดันเหนี่ยวนำในขดลวด Stator เมื่อคิดเป็นค่า rms จะได้

$$E_{fa} = \frac{w N_s}{\sqrt{2}} f_f \quad (6-37)$$

Phase ของแรงดันและกระแสแทนด้วยค่า rms, flux Phasor แทนด้วยค่า peak e_{fa} และ ϕ_{fa} แทนด้วยค่า Phase ที่ $\omega_t = 0$ เมื่อ $E_{fa} = E_{fa}$ คือ Phase อ้างอิงแสดงในรูปที่ 6-17a และสมการที่ (6-34)

$$f_{fa} = -j f_f \quad (6-38)$$

จากสมการที่ (6-36) ถึงสมการที่ (6-38) และรูปที่ 6-17a

$$E_{fa} = j \frac{w N_s}{\sqrt{2}} f_{fa} \quad (6-39)$$

ในการขับ Synchronous motor จะจ่ายกระแสสมดุลสามเฟสเข้าที่ stator ความถี่ควบคุมโดยความถี่ f ที่ได้จากสมการที่ (6-35)

$$f = \frac{P}{4p} \omega_s \quad (6-40)$$

กระแสที่ไหลในขดลวด Stator จะสร้างฟลักซ์ใน air gap ซึ่งสัมพันธ์กับ synchronous speed ส่วนแอมพลิจูดของฟลักซ์จะเป็นสัดส่วนโดยตรงกับกระแส stator กล่าวคือ ฟลักซ์ $\phi_{sa}(t)$ ที่เกิดในเฟส a ถูกสร้างโดยกระแส stator $i_a(t)$, และ $\phi_{sa}(t)$ จะเป็นสัดส่วนโดยตรงกับกระแส $i_a(t)$ ในเฟส a ดังสมการข้างล่าง

$$N_{f_{sa}}(t) = L_a i_a(t) \quad (6-41)$$

Armature inductance L_a มีค่า 3/2 เท่า ของ self-inductance ในเฟส a แรงดันเหนี่ยวนำในเฟส a จะขึ้นกับ $\phi_{sa}(t)$ ซึ่งสามารถหาแรงดันเหนี่ยวนำได้ดังนี้

$$e_{sa}(t) = N_s \frac{d\phi_{sa}}{dt} = L_a \frac{di_a}{dt} \quad (6-42)$$

ให้กระแสใน Stator เฟส a คือ

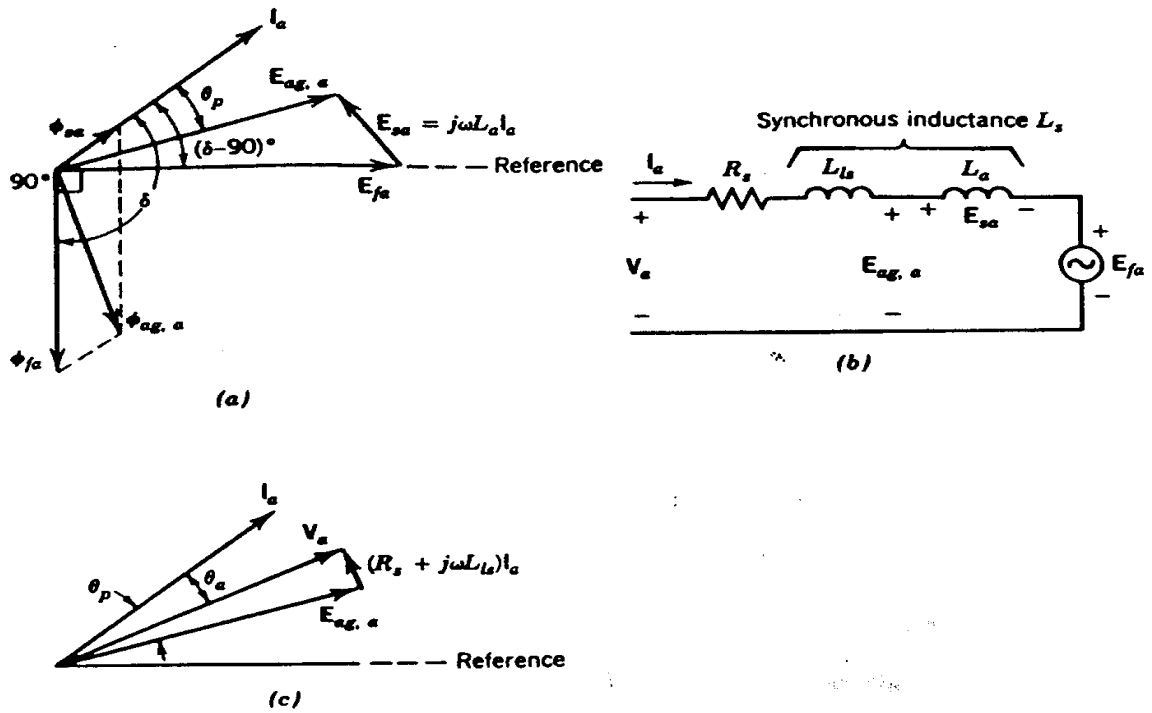
$$i_{sa}(t) = \sqrt{2} I_a \sin(\omega t + \delta) \quad (6-43)$$

ดังนั้น

$$e_{sa}(t) = \sqrt{2} \omega L_a I_a \cos(\omega t + \delta) \quad (6-44)$$

จากสมการที่(6-43) ค่า δ คือ Torque angle i_a และ e_{sa} แสดงในรูปที่6-18a เมื่อ $\omega_l = 0$

$$I_a = I_a e^{j(\delta - p/2)} \quad (6-45)$$



รูปที่ 6-18 แสดง (a) Phase diagram; (b) equivalent circuit; (c) terminal voltage

ในการทำงานเดียวกันสมการที่(6-42) จะได้ว่า

$$E_{sa} = j\omega L_a I_a = \omega L_a I_a e^{+j\delta} \quad (6-46)$$

ผลของฟลักซ์แอร์เก็บใน Stator เฟส a คือผลรวมของ $\phi_{fa}(t)$ และ $\phi_{sa}(t)$

$$f_{ag,a}(t) = f_{fa}(t) + f_{sa}(t) \quad (6-47)$$

จากรูปที่ 6-18a Phase diagram จะได้ว่า

$$f_{ag,a} = f_{fa} + f_{sa} \quad (6-48)$$

Air gap voltage $e_{ag,a}(t)$ ซึ่งเป็นผลของ air gap flux ในเฟส a จะหาได้จาก

$$e_{ag,a}(t) = N_s \frac{df_{ag,a}}{dt} = e_{fa}(t) + e_{sa}(t) \quad (6-49)$$

จากสมการที่(6-6), (6-5) และ (6-11) รวมกับสมการที่(6-8) และ (6-5) ได้

$$E_{ag,a} = E_{fa} + E_{sa} = E_{fa} + j\omega L_a I_a \quad (6-50)$$

จากวงจรสมมูลของ Synchronous motor รูปที่6-18b, เมื่อให้ R_s และ L_s คือ stator winding resistance และ leakage inductance ดังนั้นแรงดันที่ตกคร่อม R_s และ L_s รวมกัน จึงเป็นแรงดันของเฟส a ดังสมการข้างล่าง

$$V_a = E_{ag,a} + (R_a + j\omega L_s)I_a \quad (6-51)$$

Phase diagram จากสมการที่(6-51) แสดงในรูปที่6-18c, เมื่อ ϕ_a คือมุมระหว่างกระแสและแรงดันจากวงจรสมมูลรูปที่6-18b และ Phase diagram รูปที่6-18a ค่า electromagnetic torque (T_{em}) หาได้จากการเปลี่ยน กำลังงานไฟฟ้าเป็น mechanical power (P_{em})

$$P_{em} = 3E_{fa}I_a \cos(d - \frac{1}{2}p) \quad (6-52)$$

และ

$$T_{em} = \frac{P_{em}}{\omega_s} \quad (6-53)$$

จากสมการที่(6-52), (6-53) และสมการที่(6-37)

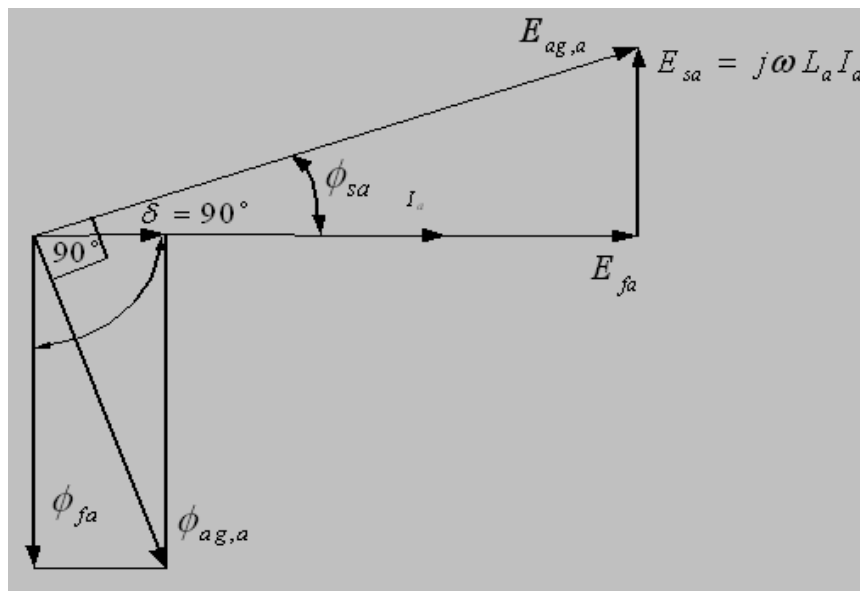
$$T_{em} = K_f I_a \sin d \quad (6-54)$$

เมื่อ d คือมุมระหว่าง ϕ_{fa} และ I_a เรียกว่ามุมของแรงบิด และ K_f คือค่าคงที่

จาก Phasor diagram ในรูปที่6-18c, มุมของกระแส I_a จะนำหน้าแรงดัน V_a ซึ่งเป็นความต้องการให้ทำงานแบบ leading power factor ถ้า synchronous motor ถูกจ่ายกระแสโดย Inverter Thyristor ซึ่งกระแสที่ผ่าน Inverter Thyristor จะถูกเปลี่ยนทิศทางโดย synchronous motor voltages มุมของแรงบิด (Torque angle) δ จะเท่ากับ 90 องศา ซึ่งเป็นผลมาจากการ decoupling ของฟลัก ϕ_f และกระแส stator ซึ่งเป็นสิ่งสำคัญในการขับเคลื่อนแบบ servo drives เมื่อ δ มีมุมเท่ากับ 90 องศา จะทำให้ field flux ϕ_f คงที่และแอมพลิจูดของกระแสเฟส stator เท่ากับกระแส I_s ดังนั้นสมการที่(6-54) สามารถเขียนใหม่เป็น

$$T_{em} = k_T I_s \quad (6-55)$$

เมื่อให้ k_T คือค่าแรงบิดของมอเตอร์ดังแสดงในรูปที่6-19 และ δ เท่ากับ 90 องศา กระแส I_a จะต้องนำหน้าฟลัก ϕ_{fa} (ซึ่งเป็นวิธีการขับเคลื่อนมอเตอร์แบบ servo drive) กระแส I_a จะต้องมีค่าวกสูงสุดเมื่อ $\omega_t = 90$ องศา, จาก Phasor diagram ก่อนที่ฟลัก ϕ_{fa} จะมีค่าเป็นบวกสูงสุดกระแส I_a จะต้องเป็น lagging power factor ด้วยเหตุนี้เองการควบคุมของ inverter จำเป็นต้องมี self-controlled switches



รูปที่6-19 เฟสเซอร์ไดอะแกรมเมื่อ $d = 90^\circ$

การขับ Synchronous Motor โดยใช้ Sine wave

Air gap flux และแรงดันเหนี่ยวนำในขดลวด stator ของ motor จะมีรูปร่างคล้ายสัญญาณ sine อย่างไรก็ตามของแรงบิด δ จะต้องมิมุมเท่ากับ 90 องศา ในการควบคุมแบบ synchronous servo drive ตำแหน่งของ rotor สามารถวัดได้โดยใช้ position sensor ดังแสดงในรูปที่ 6-20 จากรูปที่ 6-20 จะเห็นได้ว่า position sensor เป็นโครงสร้างของมอเตอร์แบบสองขั้ว เมื่อมุม $q = 0$ กระแส I_a จะมีค่าเป็นบวก และเขียนเป็นสมการได้

$$i_a(t) = I_s \cos[\theta(t)] \quad (6-56)$$

เมื่อขนาดของกระแส I_s ได้มาจากสมการที่ (6-55) ซึ่งเกิดจาก mechanical angle θ เราก็สามารถเปลี่ยนเป็น electrical angle θ_e ได้ดังสมการ

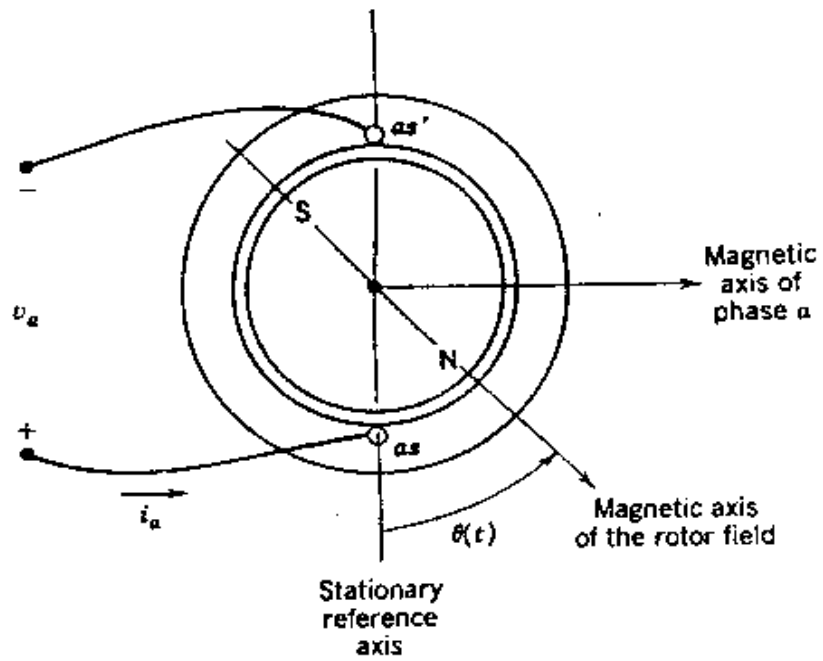
$$q_e(t) = \frac{p}{2} q(t) \quad (6-57)$$

ถ้าเราใช้สมการที่ (6-56), (6-57) กระแส $i_a(t)$ และกระแส $i_b(t)$ จะล่าหลังเป็นมุม 120 องศา และ 240 องศาตามลำดับ

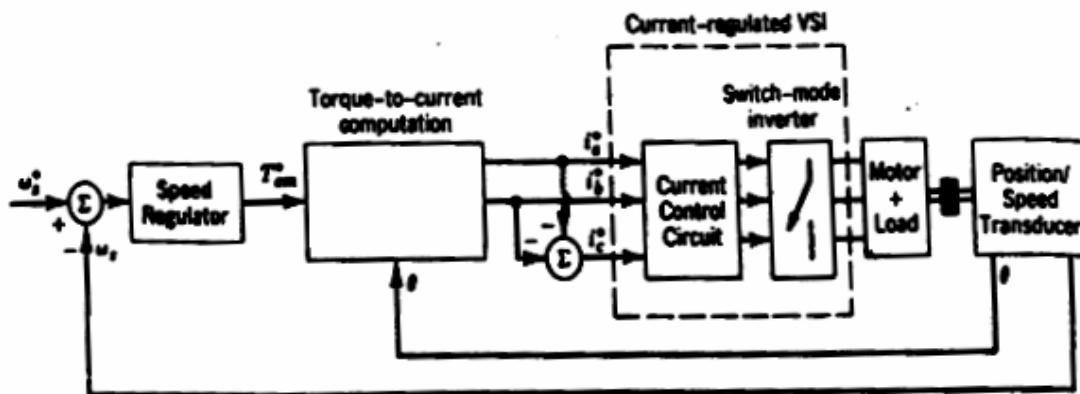
$$i_a(t) = I_s \cos[\theta_e(t)] \quad (6-58ก)$$

$$i_b(t) = I_s \cos[\theta_e(t) - 120^\circ] \quad (6-58ข)$$

$$i_c(t) = I_s \cos[\theta_e(t) - 240^\circ] \quad (6-58ค)$$



รูปที่6-20 การวัดตำแหน่งของโรเตอร์ θ ที่เวลา t



รูปที่6-21 Synchronous motor servo drive

ความถี่ของกระแส Stator จะ lock หรือ synchronized กับตำแหน่งของ rotor ซึ่งจะมีการวัดอย่างต่อเนื่องของแรงบิด (δ) จะคงที่ที่มุม 90 องศา ถ้าเราบังคับแรงบิด โดย load torque ที่ zero speed เราจะได้ค่าของ load จากการเคลื่อนที่จากตำแหน่งที่มุม δ เป็นค่าคงที่ ซึ่งจะใช้ในการขับเคลื่อนแบบ servo, synchronous servomotor drive จะเกิดแรงบิดโดยการจ่ายกระแสเข้าไปใน stator โดยสมการที่(6-58)

จากรูปที่6-21 แสดงบล็อกไดอะแกรมของ Synchronous servomotor drive โดยสัญญาณ sine และนอกจากนั้น Absolute position sensor จะเป็นตัวตรวจ absolute rotor filed ซึ่งเป็นการวัดตำแหน่ง rotor filed ทางกล ซึ่งเรารู้ได้จากแกนของกราฟ ดังแสดงในรูปที่6-20 ซึ่งเก็บค่าของ cosine ใน ROM เราต้องการ function ของ cosine เป็นตัวสร้างกระแส 2 เฟสจากกระแส 3 เฟส ตัวอย่างเช่นกระแสเฟส a และ b ของกระแส stator I_s จะถูกคำนวณจาก torque-speed จากสมการที่(6-55) กระแสอ้างอิง I_a และ I_b จะถูกกำหนดจากเฟส a และ b, $I_c = -I_a - I_b$ จากสายทั้งสามเส้นของมอเตอร์ ทำให้เราจะได้กระแสของมอเตอร์เท่ากับกระแสอ้างอิง โดย current-regulate voltage source inverter

6.4 Vector Control

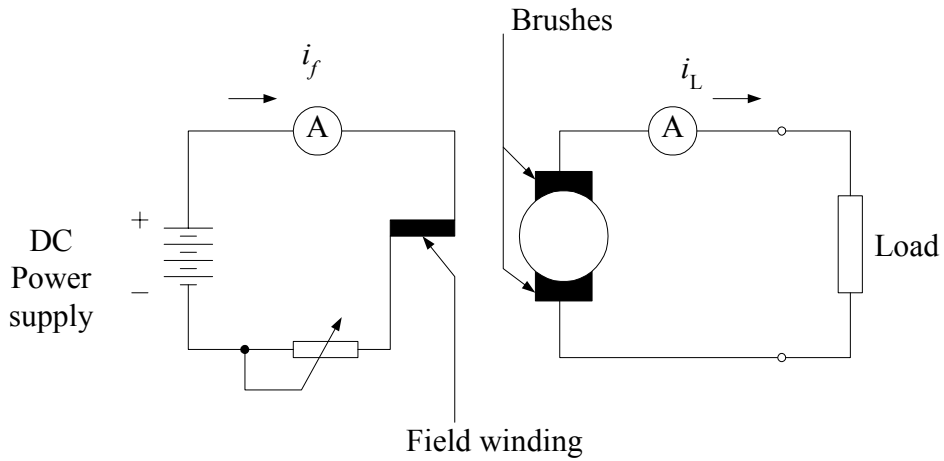
การควบคุมอินดักชันมอเตอร์โดยระบบเกลาาร์ของอินเวอร์เตอร์แบบ voltage-fed และ current-fed ได้มีการวิเคราะห์กันมานานแล้ว ซึ่งมีข้อสรุปง่ายๆคือ แรงดัน กระแส และความถี่เป็นตัวแปรพื้นฐานในการควบคุมอินดักชันมอเตอร์ ยกตัวอย่างเช่น ในส่วนของ voltage-fed drive แรงบิดและฟลักซ์ที่อยู่ใน air gap เป็นตัวที่ใช้ในการหาค่าของแรงดันและความถี่ ซึ่งแรงบิดและฟลักซ์นี้จะส่งผลให้อินดักชันมอเตอร์มีการตอบสนองที่ช้าลง ถ้าหากต้องการเพิ่มแรงบิดโดยการเพิ่มความถี่ ฟลักซ์จะพองตัวน้อยลงแต่จะถูกทดแทนโดยลูปควบคุมฟลักซ์ที่เกิดขึ้นอย่างช้าๆไปรวมกับแรงดัน ค่าฟลักซ์ที่เกิดขึ้นชั่วขณะนี้จะไปลดค่าแรงบิดด้วยสลิปและยึดค่าเวลาตอบสนองออกไป ค่าเวลาที่ยึดออกไปนี้จะเท่ากับค่าที่ใช้ในระบบ current-fed drive

ทฤษฎีของ Vector ที่นำมาควบคุมมอเตอร์

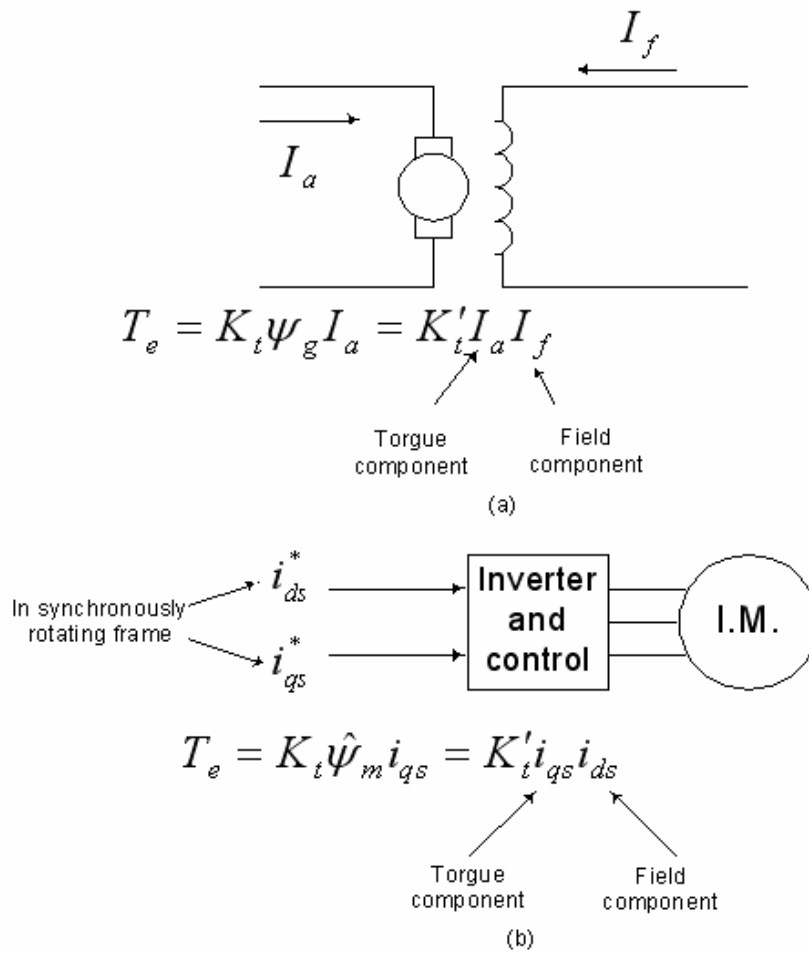
การกำหนดค่าที่เกิดขึ้นก่อนนี้สามารถทดแทนได้โดยใช้วิธีควบคุมแบบเวกเตอร์ (Vector control method) หรือวิธี field-oriented control method ซึ่งสามารถนำไปใช้ได้ทั้ง อินดักชันมอเตอร์ และ ซิงโครนัสมอเตอร์ ในที่นี้เราจะกล่าวถึงแต่วิธีควบคุมแบบเวกเตอร์ การควบคุมเครื่องกลไฟฟ้ากระแสสลับมีวิธีการคล้ายกับเครื่องกลไฟฟ้ากระแสตรงแบบกระตุ้นแยก (separately excited dc machine) ซึ่งสามารถอธิบายได้ดังรูปที่ 6-22 การทำงานของเครื่องกลไฟฟ้ากระแสตรงแบบแยกกระตุ้น คือ ฟลักซ์คอล์ยของเครื่องกำเนิดชนิดนี้ จะถูกกระตุ้นให้มีอำนาจแม่เหล็กโดยการใช้แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงจากภายนอกเป็นตัวกระตุ้นในระบบเครื่องกลไฟฟ้ากระแสตรงที่มีการลดค่ากระแสอาร์เมเจอร์และการอิมิตัวของสนามแม่เหล็ก เราหาค่าแรงบิดได้จาก

$$T_e = K' I_a I_f \quad (6-59)$$

เมื่อ I_a คือ กระแสอาร์เมเจอร์หรือกระแสที่เกิดจากแรงบิด
 I_f คือ กระแสฟิลด์ หรือ กระแสที่เกิดจากฟลักซ์



รูปที่6-22 เครื่องกลไฟฟ้ากระแสตรงแบบกระตุ้นแยก (Separately excited DC machine)



รูปที่6-23 อินดัคชั่นมอเตอร์และเครื่องกล DC ในรูปของ Vector control

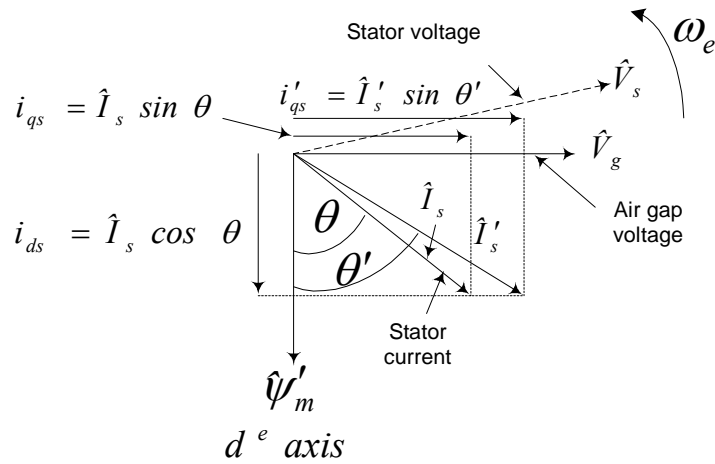
ในเครื่องกลไฟฟ้ากระแสตรงจะกำหนดค่า I_a และ I_f ให้ทำมุมตั้งฉากกันตามทิศทางของเวกเตอร์ โดยสภาวะปกติจะกำหนดให้กระแสฟิลด์ (I_f) มีค่าคงที่ ส่วนอัตราส่วนของฟลักซ์และแรงบิดจะเปลี่ยนแปลงตามค่ากระแสอาร์เมเจอร์ เมื่อกระแสฟิลด์หรือการตอบสนองของฟลักซ์ไม่ขึ้นกับค่ากระแสอาร์เมเจอร์แรงบิดก็จะมีค่ามากต่อไปทั้งในการทำงานแบบสภาวะ transient และสภาวะ steady-state โหมมของการควบคุมแบบนี้สามารถนำไปใช้กับอินดักชันมอเตอร์ได้ในรูปที่ 6-23(b) จะแสดงรูปของอินดักชันมอเตอร์ต่อกับอินเวอร์เตอร์และวงจรควบคุม โดยมี i_{ds}^* และ i_{qs}^* ควบคุมทางด้านอินพุท กระแส i_{ds}^* คือส่วนประกอบทางด้านแกนตรง (direct axis) และกระแส i_{qs}^* คือส่วนประกอบทางด้านแกนตั้งฉากของกระแสทางสเตเตอร์ ซึ่งกระแสทั้งคู่จะจัดให้อยู่ใน synchronously rotating reference frame ในการควบคุมแบบเวกเตอร์นั้น กระแส i_{ds} จะมีลักษณะที่เหมือนกับกระแสฟิลด์ (I_f) และกระแส i_{qs} จะมีลักษณะที่เหมือนกระแสอาร์เมเจอร์ (I_a) ของเครื่องกลไฟฟ้ากระแสตรง ดังนั้นแรงบิดจะหาได้จาก

$$T_e = K_t |\hat{\psi}| i_{qs} = K_t' i_{qs} i_{ds} \quad (6-60)$$

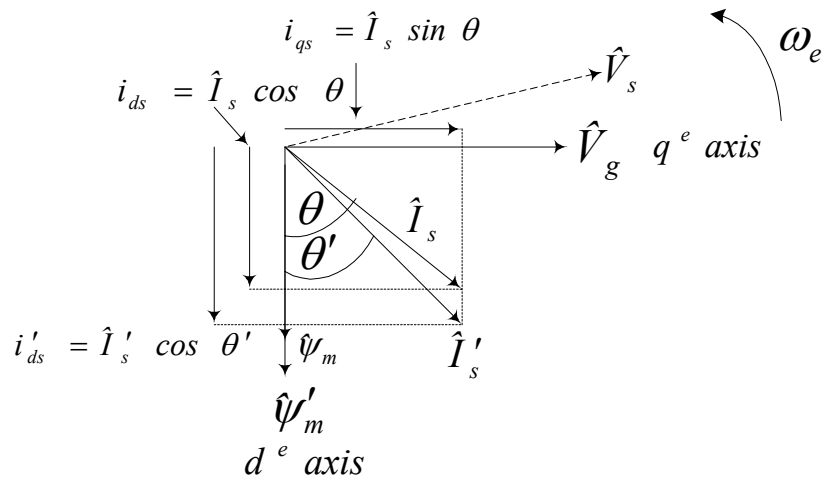
พื้นฐานในการควบคุมคือการนำกระแส i_{ds} และ i_{qs} มาสร้างให้อยู่ในรูปของเวกเตอร์ ซึ่งหลักการของการควบคุมเวกเตอร์จะอธิบายในรูปที่ 6-24 โดยนำเฟสเซอร์ไคอะแกรม มาช่วยในการหมุนแบบ ซิงโครนัส Synchronously rotating $d^e - q^e$ reference frame หลักการง่ายๆคือเราจะไม่สนใจค่า leakage inductance ของโรเตอร์ เฟสเซอร์ไคอะแกรมจะวาดค่าแรงดัน \hat{V}_g ให้อยู่บนแกนเดียวกับ แกน q^e กระแสสเตเตอร์จะล้าหลังแรงดัน \hat{V}_g เท่ากับ $(90-\theta)^\circ$, $i_{qs} = \hat{I}_s \sin \theta$ จะมีเฟสตรงกันกับ \hat{V}_g และ $i_{ds} = \hat{I}_s \cos \theta$ จะอยู่ในมุมตั้งฉากกับ \hat{V}_g กระแส i_{qs} คือค่าแอกทีฟหรือส่วนประกอบของแรงบิดของกระแสสเตเตอร์และค่ากำลังแอกทีฟที่ตกคร่อมกับ air gap คือ $\hat{V}_g i_{qs}$ ส่วน กระแส i_{ds} คือค่ารีแอกทีฟหรือส่วนประกอบของฟิลด์มีผลต่อฟลักซ์ของ air gap (ψ_m) ของกระแสสเตเตอร์และค่ากำลังรีแอกทีฟที่ตกคร่อม air gap คือ $\hat{V}_g i_{ds}$ จากเฟสเซอร์ไคอะแกรม ค่าแรงบิดตกคร่อม air gap ที่ปรับปรุงแล้วหาได้จาก

$$T_e = K_t |\hat{\psi}| i_{qs} = K_t' i_{qs} i_{ds}$$

เมื่อ กระแส i_{ds} และ i_{qs} แสดงดังรูปที่ 6-24 สมการของแรงบิดก็จะเหมือนกับในเครื่องกลไฟฟ้ากระแสตรง ในสภาวะปกติกระแส i_{ds} จะมีค่าคงที่และแรงบิดจะเปลี่ยนแปลงตามค่าของ i_{qs} ที่มีการเปลี่ยนแปลง



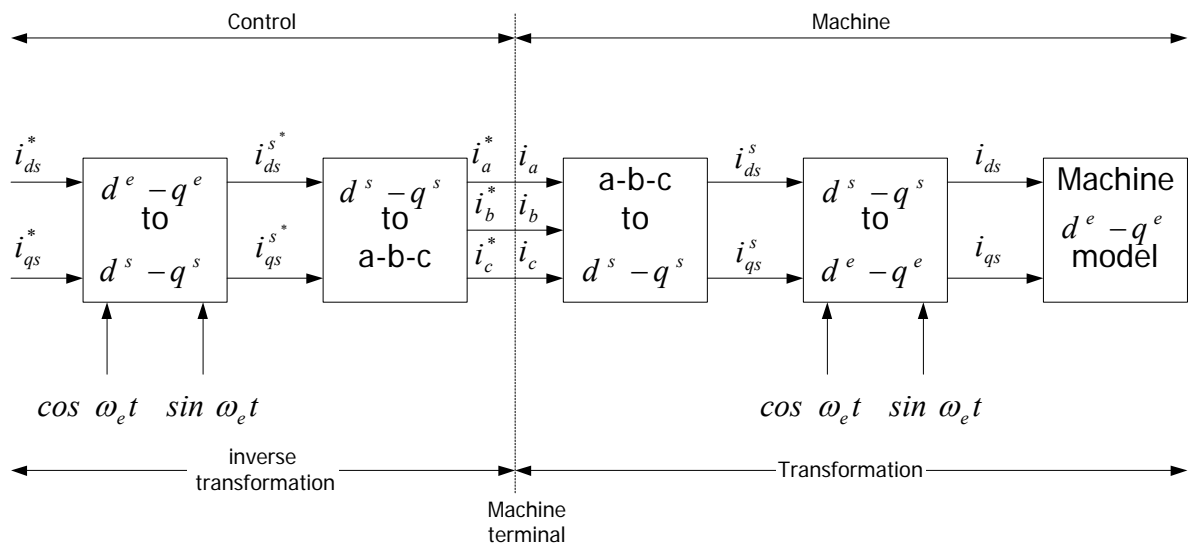
(a) Increase of Torque Component



(b) Increase of Field Component

รูปที่ 6-24 เฟสเซอร์ไดอะแกรมในการควบคุมเวกเตอร์แบบทางตรง

การหาค่าต่างๆโดยวิธีเวกเตอร์คอนโทรลโดยใช้โมเดลทางแมชชีนจะอธิบายโดยใช้รูปที่6-25 เราจะไม่พิจารณาถึงอินเวอร์เตอร์แต่จะสมมติว่ามันได้กำหนดเฟสของกระแสในทางอุดมคติคือ i_a, i_b และ i_c โดยมี controller สร้างคลื่นอ้างอิงขึ้นมา โมเดลของเครื่อง กจะอยู่ทางขวามือ เฟสของกระแส i_a, i_b และ i_c จะถูกแปลงเป็น i_{ds}^s และ i_{qs}^s โดยการแปลงจาก 3 เฟสเป็น 2 เฟส จากนั้นจะถูกเปลี่ยนไปเป็น synchronously rotating reference frame ด้วย unit vector $\cos\omega_e t$ และ $\sin\omega_e t$ ก่อนที่จะถูกเปลี่ยนเป็น โมเดลทางเครื่องกลดังรูป ตัวควบคุมจะสร้าง stage ของการแปลงกลับขึ้นมา 2 ส่วน แล้ว i_{ds}^* และ i_{qs}^* จะถูกจัดให้อยู่ในรูปตัวแปรของทางด้านเครื่องกล i_{ds} และ i_{qs} ค่าเวกเตอร์ขนาดหนึ่งหน่วยจะเป็นตัวบอกว่า i_{ds} อยู่ในแกนเดียวกันกับเฟสของ ψ_m และ i_{qs} อยู่แกนเดียวกับเฟสของ \hat{v}_g จะสังเกตว่าในส่วนของการแปลงไปและการแปลงกลับจะไม่รวมเข้าเป็นรูปเดียวกันกับไดนามิกอื่น ดังนั้นการตอบสนองของ i_{ds} และ i_{qs} จะเกิดขึ้นชั่วขณะ

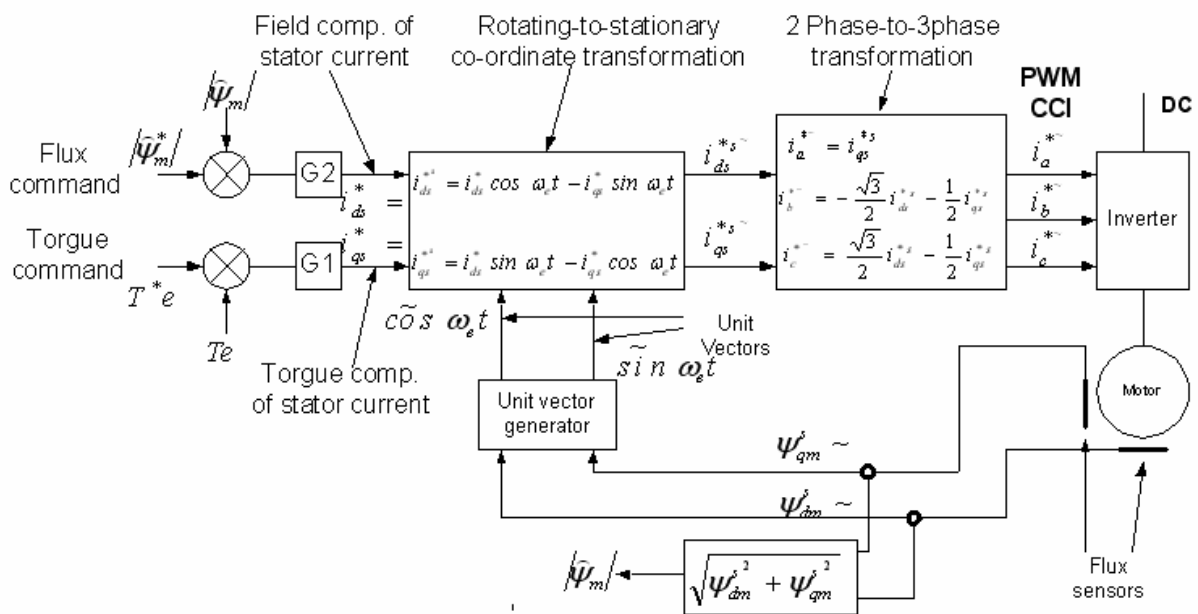


รูปที่6-25 การหาค่าต่างๆโดยวิธีเวกเตอร์คอนโทรล โดยใช้โมเดลทางแมชชีน

โดยทั่วไปในการควบคุมแบบเวกเตอร์มีอยู่ 2 วิธี วิธีแรกเรียกว่าวิธีการตรง (direct method) ส่วนอีกวิธีเรียกว่าวิธีการทางอ้อม (indirect method) ทั้งสองวิธีจะกล่าวถึงการเกิดสัญญาณ $\cos\omega_e t$ และ $\sin\omega_e t$ ซึ่งเป็น unit vector

การควบคุม Vector ทางตรง

ในรูปที่6-26 เป็นบล็อกไดอะแกรมพื้นฐานของวิธีการควบคุมเวกเตอร์ทางตรง สำหรับอินเวอร์เตอร์ที่มีการควบคุมกระแสด้วย PWM ค่าของตัวแปรสำหรับควบคุม i_{ds}^* และ i_{qs}^* (ซึ่งเป็นปริมาณ DC) จะถูกส่งเข้าไป stationary reference frame โดยใช้สัญญาณ $\cos \omega_e t$ และ $\sin \omega_e t$ ที่เกิดจากสัญญาณของฟลักซ์ สัญญาณที่ได้จาก stationary frame จะเปลี่ยนไปเป็นเฟสของกระแสเพื่อควบคุมอินเวอร์เตอร์ รูปของการควบคุมฟลักซ์จะถูกเพิ่มเข้าไปเพื่อให้มีการควบคุมฟลักซ์ที่ถูกต้องมากขึ้น กระแส i_{qs}^* หาได้จากรูปของการควบคุมแรงบิดซึ่งอาจจะมีรูปควบคุมความเร็วจากภายนอกด้วยถ้าต้องการ โดย i_{qs}^* จะมีค่าเป็นลบถ้าแรงบิดเป็นลบส่งผลให้ทิศทางของเฟสกระแส i_{qs} เปลี่ยนทิศไปในตรงข้าม ดังรูปที่6-24



รูปที่6-26 เวกเตอร์คอนโทรลแบบทางตรงของวงจร Voltage-fed inverter

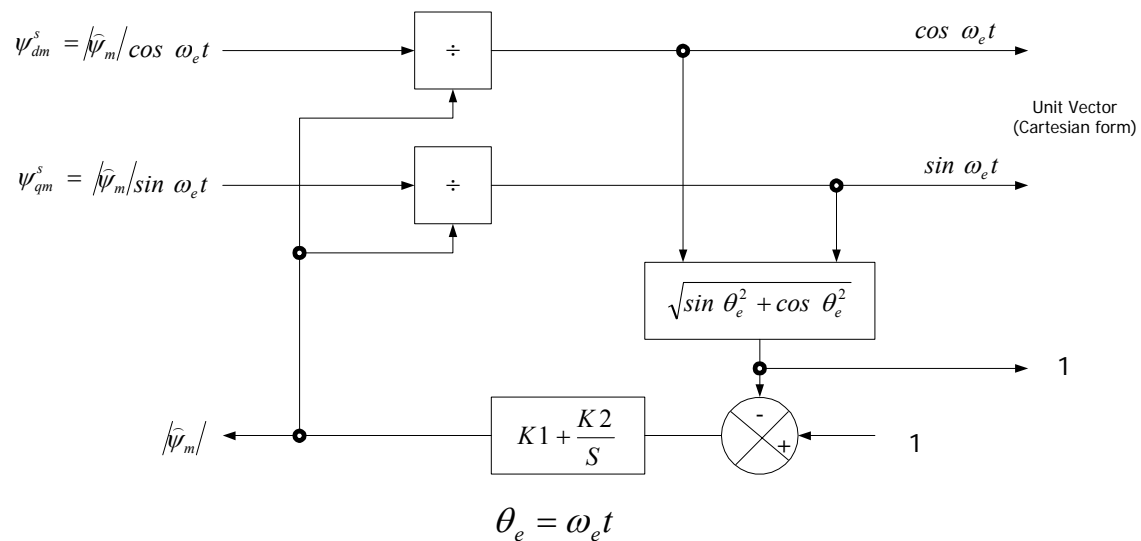
วิธีควบคุมเวกเตอร์ทางตรงจะขึ้นอยู่กับการสร้างสัญญาณ unit vector จากฟลักซ์ของ air gap ซึ่ง ψ_{dm}^s และ ψ_{qm}^s วัดได้ตรงๆหรือประมาณค่าจากแรงดันสเตเตอร์และสัญญาณของกระแส โดยค่ากระแส i_{ds} และ i_{qs} จะอยู่ในแนวเดียวกับเฟรมของการหมุนแกน d^e และแกน q^e โดยเฉพาะการใช้ unit vector เราจะเขียนความสัมพันธ์ได้ดังนี้

$$|\widehat{\psi}_m| = \sqrt{\psi_{dm}^2 + \psi_{qm}^2} = \sqrt{(\psi_{dm}^s)^2 + (\psi_{qm}^s)^2} \quad (6-61)$$

$$\psi_{dm}^s = |\widehat{\psi}_m| \cos \omega_e t \quad (6-62)$$

$$\psi_{qm}^s = |\widehat{\psi}_m| \sin \omega_e t \quad (6-63)$$

สมการที่(6-62) และสมการที่(6-63) ซึ่งให้เราเห็นว่า $\cos \omega_e t$ และ $\sin \omega_e t$ เป็นเฟสร่วมระหว่าง ψ_{dm}^s และ ψ_{qm}^s ตามลำดับ การวิเคราะห์หาค่า unit vector จาก ψ_{dm}^s และ ψ_{qm}^s โดยวิธีควบคุมแบบป้อนกลับ (feedback control) แสดงดังรูปที่6-27



รูปที่6-27 การปรับแต่งค่า Unit vectors

ในขณะนี้เราได้พิจารณาวิธีการควบคุมเวกเตอร์จากการพิจารณาค่า Leakage inductance ของ rotor การพิจารณาฟลักซ์ของโรเตอร์จะต้องพิจารณาทั้งทางวิธีควบคุมด้านเวกเตอร์และสเกลลาร์ มากกว่าการพิจารณาฟลักซ์ใน air gap การควบคุมเวกเตอร์จากฟลักซ์ใน air gap อาจทำให้เกิดปัญหาสถานะเสถียรภาพที่ไม่พึงปรารถนา ฟลักซ์จาก air gap จะสามารถทดแทนค่ารั่วไหลจากโรเตอร์ตามสมการ

$$\psi_{qr}^s = L_m i_{qs}^2 + L_r i_{qr}^2 \quad (6-64)$$

$$\psi_{qm}^s = L_m i_{qs}^s + L_r i_{qr}^s \quad (6-65)$$

กำจัด i_{qs}^s จากสมการที่(6-64) ดังนั้น

$$\psi_{qr}^s = \frac{L_r}{L_m} \psi_{qm}^2 - L_r i_{qs}^2 \quad (6-66)$$

ในการทำงานเดียวกัน เราจะได้ Equivalent circuit จากแกน d^e

$$\psi_{dr}^s = \frac{L_r}{L_m} \psi_{dm}^2 - L_r i_{ds}^2 \quad (6-67)$$

การวิเคราะห์ฟลักซ์จากโรเตอร์ จากสมการที่(6-66) และสมการที่(6-67) จะแสดงดังรูปที่ 6-28 ค่า ψ_r และค่า Unit vector หาได้จาก

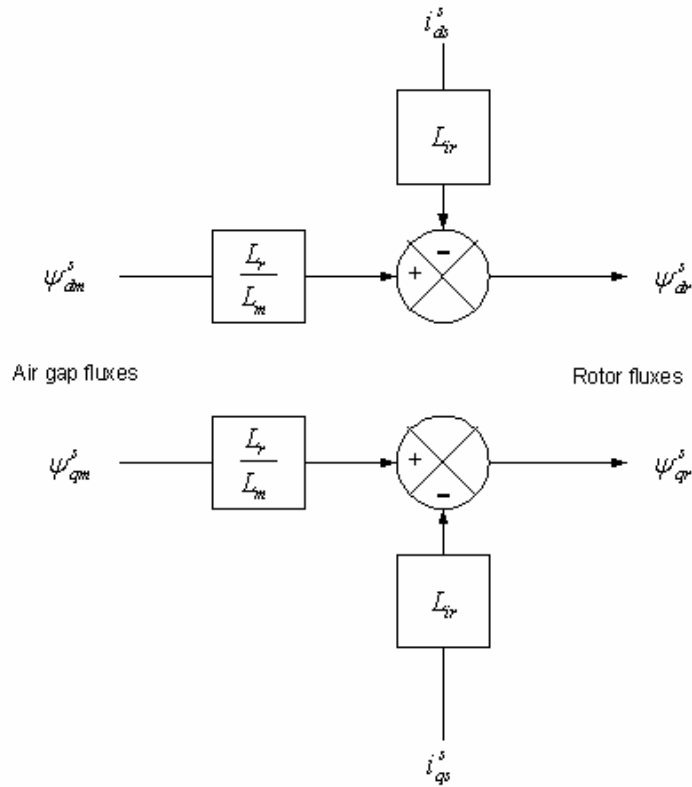
$$|\widehat{\psi}_r| = \sqrt{\psi_{dr}^2 + \psi_{rm}^2} = \sqrt{(\psi_{rm}^s)^2 + (\psi_{rm}^s)^2} \quad (6-68)$$

$$\cos \omega_e t = \frac{\psi_{dr}^s}{|\psi_r|} \quad (6-69)$$

$$\sin \omega_e t = \frac{\psi_{qr}^s}{|\psi_r|} \quad (6-70)$$

วิธีการควบคุมเวกเตอร์โดยวิธีทางตรงนี้สามารถประยุกต์ให้เร็วกว่าธรรมดาถึง 10% ของความเร็วพื้นฐานเพราะความยากในการปรับแต่งสัญญาณฟลักซ์ให้เที่ยงตรงที่ความเร็วต่ำ ในความเป็นจริงสัญญาณฟลักซ์จะหาได้จากการรวมแรงดันเฟสแต่จะสามารถใช้ได้เฉพาะในย่านความเร็วสูงเท่านั้น จากผลที่ออกมาแม้ว่าจะได้ค่าสัญญาณ

พลาซึ่เล็ก ๆ ที่ความเร็วสูงจะทำให้แย่งเหมือนกับความเร็วถูกลง ในการประยุกต์ใช้ เพื่อขับเคลื่อนเซอร์โวลระบบขับเคลื่อนจะต้องทำงานที่ความเร็วเริ่มต้นที่ศูนย์และมีการตอบสนองต่อระบบที่ดีที่สุด



รูปที่6-28 การปรับแต่งค่าของพลาซึ่

ในย่านความเร็วต่ำค่าของพลาซึ่สามารถปรับให้เที่ยงตรงได้โดยใช้ความเร็วและ สัญญาณของกระแสเตเตอร์ สมการของโรเตอร์บนแกน q^s (axis stationary frame) ของวงจร equivalent circuit จะได้

$$\frac{d\psi_{qr}^s}{dt} + i_{qr}^s R_r - \omega_r \psi_{dr}^s = 0 \quad (6-71)$$

จากนั้นรวมเทอม $(L_m R_r / L_r) i_{dr}^s$ เข้าไปทั้งสองข้างของสมการ เราจะได้

$$\frac{d\psi_{qr}^s}{dt} + \frac{R_r}{L_r} (L_m i_{qs}^s + L_r i_{qr}^s) - \omega_r \psi_{dr}^s = \frac{L_m R_r}{L_r} i_{qs}^s \quad (6-72)$$

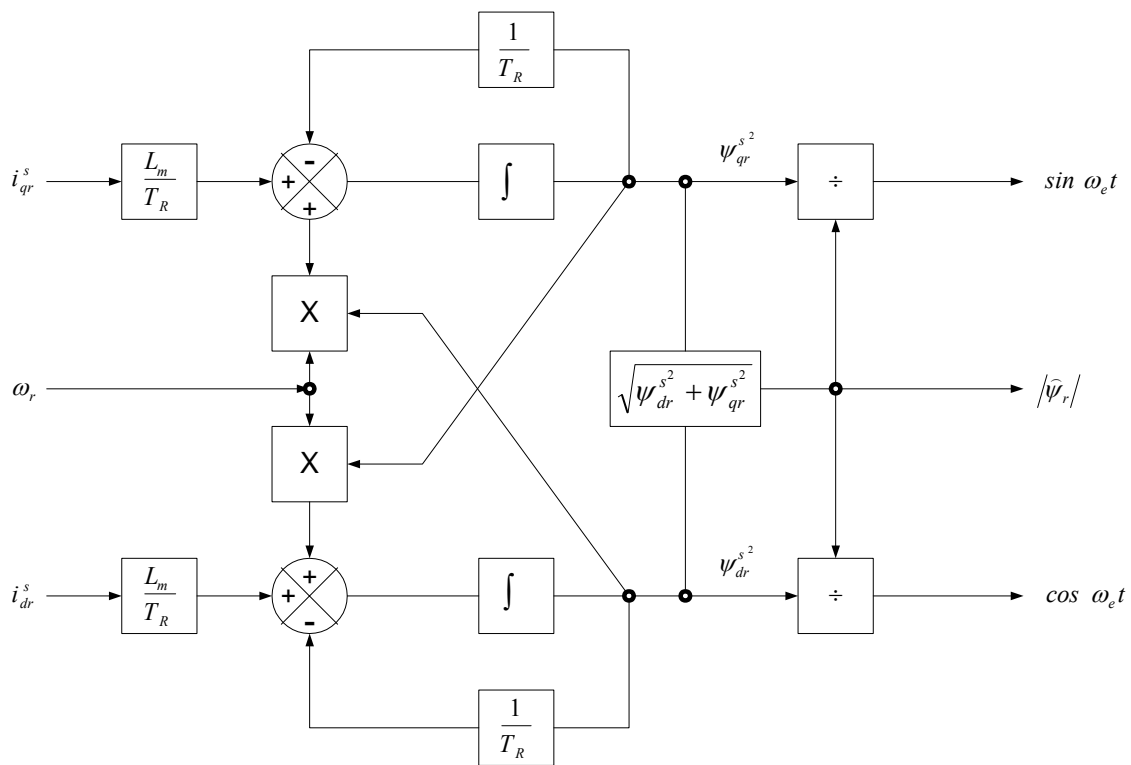
นำไปลบกับสมการที่(6-71) แล้วจัดให้อยู่ในรูปอย่างง่ายจะได้

$$\frac{d\psi_{qr}^s}{dt} = \frac{L_m}{T_R} i_{qs}^s + \omega_r \psi_{dr}^s - \frac{1}{T_R} \psi_{qr}^s \quad (6-73)$$

ในทำนองเดียวกันสมการของ d^s (axis stationary frame) ของวงจร equivalent circuit จะได้

$$\frac{d\psi_{dr}^s}{dt} = \frac{L_m}{T_R} i_{ds}^s + \omega_r \psi_{qr}^s - \frac{1}{T_R} \psi_{dr}^s \quad (6-74)$$

เมื่อ $T_R = L_r / R_r$ คือค่าคงที่ของวงจร โรเตอร์ สมการที่(6-73) และสมการที่(6-74) จะให้ค่าฟังก์ชันเหมือนฟังก์ชันของกระแสและความเร็วสเตเตอร์ และไดอะแกรมการ simulation ที่ใช้ประมาณค่าเป็นดังรูปที่6-29



รูปที่6-29 ไคอะแกรมการ Simulation กระแสและความเร็วสเตรเตอร์

ในด้านซ้ายของรูปที่6-29 สัญญาณ i_{ds}^s และ i_{qs}^s ถูกสร้างจากสัญญาณของกระแสเฟส โดยการแปลงสัญญาณ 3 เฟส เป็น 2 เฟส การสร้างสัญญาณฟลักซ์ทางด้านโรเตอร์ $|\hat{\psi}_r|$ และสัญญาณ unit vector จะแสดงอยู่ทางด้านขวา วิธีการประมาณค่าของฟลักซ์จะใช้ย่านความเร็วตั้งแต่ 0 – maximum อย่างไรก็ตามจะสังเกตเห็นว่าการประมาณค่านี้จะขึ้นอยู่กับค่าพารามิเตอร์ของเครื่องกลด้วยได้แก่ การเปลี่ยนแปลงค่าของความต้านทานโรเตอร์ โดยเฉพาะการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิที่เหมาะสมและผลกระทบบนพื้นผิว ผลการเปลี่ยนแปลงของพารามิเตอร์จะไม่สำคัญเท่ากับการทำงานของเครื่องกลที่ความเร็วสูง ความเพี้ยนทางฮาร์มอนิกของสัญญาณจะส่งผลให้เกิดปัญหาในการควบคุมเวกเตอร์ทางตรง การต่อวงจร filter จะทำให้ความถี่เกิดการเลื่อนเฟสไปและทำให้ผลของการคัปปลิงสัญญาณแยกลง

การควบคุม Vector ทางอ้อม

ที่ผ่านมามีวิธีควบคุมเวกเตอร์แบบทางตรง (Direct method of vector control) นั้นเป็นการวิเคราะห์ของ unit vector ซึ่งขึ้นอยู่กับ machine ที่นำมาต่อ แต่วิธีควบคุมเวกเตอร์แบบทางอ้อมจะไม่ขึ้นอยู่กับ machine และไม่เกิดการรบกวนขึ้นด้วย

รูปที่ 6-30 เป็นการอธิบายหลักการควบคุมเวกเตอร์แบบทางอ้อม โดยใช้เฟสเซอร์ไคอะแกรม แกน d_s - q_s จะถูกกำหนดที่ stator ส่วนแกน d_e - q_e จะหมุนด้วยความเร็วเชิงมุม ω_e ดังที่แสดงให้เห็น ที่เวลาใดๆ แกน q^e (ทางไฟฟ้า) จะมีมุม θ_e กับแกน q^s มุม θ_e เกิดขึ้นจากผลรวมของมุมโรเตอร์ θ_r และมุมสลิป θ_{sl} เมื่อ $\theta_e = \omega_e t$, $\theta_r = \omega_r t$ และ $\theta_e = \omega_{sl} t$ ฟลักซ์ของโรเตอร์ \hat{y}_r ประกอบด้วยฟลักซ์ Air gap และฟลักซ์ rotor leakage วางในแนวแกน d^e สำหรับการควบคุมแบบ Decoupling stator flux component ของกระแส i_{ds} และ torque component ของกระแส i_{qs} วางในแนวแกน d_e และ q_e ตามลำดับ เราสามารถเขียนสมการจาก rotating frame ในรูปของ d_e - q_e equivalent circuit ได้ดังนี้

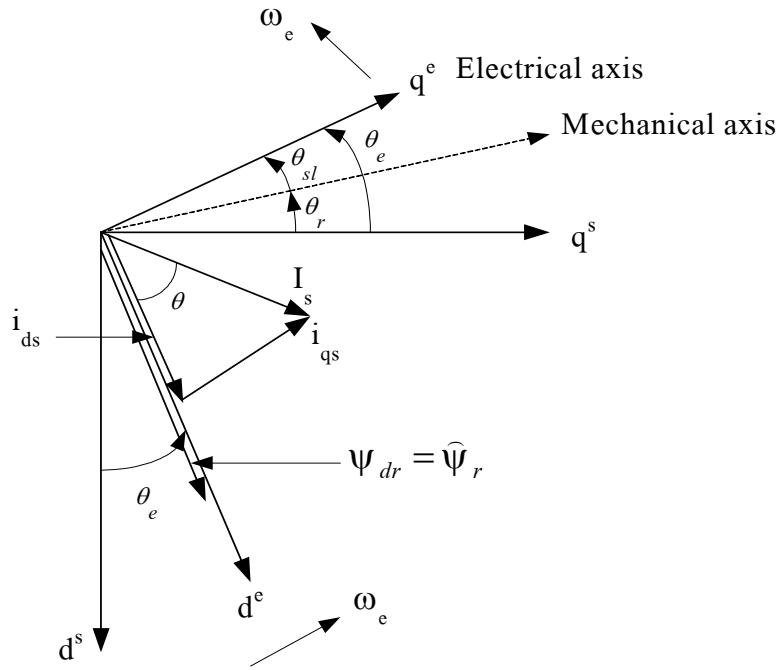
$$\frac{dy_{qr}}{dt} + R_r i_{qr} + (\omega_e - \omega_r) y_{dr} = 0 \quad (6-75)$$

$$\frac{dy_{dr}}{dt} + R_r i_{dr} - (\omega_e - \omega_r) y_{qr} = 0 \quad (6-76)$$

และ

$$y_{qr} = L_r i_{qr} + L_m i_{qs} \quad (6-77)$$

$$y_{dr} = L_r i_{dr} + L_m i_{ds} \quad (6-78)$$



รูปที่ 6-30 เฟสเซอร์ไดอะแกรมของการควบคุมเวกเตอร์

จากสมการที่(6-77) และสมการที่(6-78)

$$i_{qr} = \frac{1}{L_r} y_{qr} - \frac{L_m}{L_r} i_{qs} \quad (6-79)$$

$$i_{dr} = \frac{1}{L_r} y_{dr} - \frac{L_m}{L_r} i_{ds} \quad (6-80)$$

กระแสโรเตอร์จากสมการที่(6-75) และสมการที่(6-76) สามารถแทนค่าโดยใช้สมการที่ (6-79) และสมการที่(6-80)

$$\frac{dy_{qr}}{dt} + \frac{R_r}{L_r} y_{qr} - \frac{L_m}{L_r} R_r i_{qs} + w_{sl} y_{dr} = 0 \quad (6-81)$$

$$\frac{dy_{dr}}{dt} + \frac{R_r}{L_r} y_{dr} - \frac{L_m}{L_r} R_r i_{ds} + w_{sl} y_{qr} = 0 \quad (6-82)$$

เมื่อ $w_{sl} = \omega_e - \omega_r$

ถ้าสำหรับระบบ Decoupling control อธิบายได้ดังนี้

$$y_{qr} = \frac{dy_{qr}}{dt} = 0$$

$$y_{dr} = \hat{y}_r = \text{constant} \quad \text{และ} \quad \frac{dy_{dr}}{dt} = 0$$

แทนในสมการที่(6-81) และสมการที่(6-82) ทำให้ได้รูปที่ง่าย

$$w_{sl} = \frac{L_m \hat{y}_r R_r}{y_r L_r} i_{qs} \quad (6-83)$$

$$\frac{L_r}{R_r} \frac{dy_r}{dt} + y_r = L_m i_{ds} \quad (6-84)$$

แรงบิด (Torque) ในรูปฟังก์ชันของฟลักซ์โรเตอร์และกระแสสเตเตอร์เขียนได้โดยใช้ฟลักซ์สเตเตอร์ linkage ดังนี้

$$y_{qr} = L_m i_{qr} + L_s i_{qs} \quad (6-85)$$

$$y_{dr} = L_m i_{qr} + L_s i_{ds} \quad (6-86)$$

แทนค่าสมการที่(6-85) และ(6-86) ลงในสมการที่(6-77) และ(6-78) ได้

$$y_{qs} = \frac{L_m}{L_r} L_s - \frac{L_m^2}{L_r} i_{qs} + \frac{L_m}{L_r} y_{qr} \quad (6-87)$$

$$y_{ds} = \frac{L_m}{L_r} L_s - \frac{L_m^2}{L_r} i_{ds} + \frac{L_m}{L_r} y_{dr} \quad (6-88)$$

สมการของแรงบิดในรูปฟังก์ชันกระแสเดเตอร์และฟลักซ์เดเตอร์ คือ

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{P_m}{2} (i_{qs}^y i_{ds}^y - i_{ds}^y i_{qs}^y) \quad (6-89)$$

สมการที่(6-87) และ(6-88) สามารถแทนลงในสมการที่(6-89) ได้เพื่อกำจัดฟลักซ์เดเตอร์ออกไป

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{P_m L_m}{2 L_r} (i_{qs}^y i_{ds}^y - i_{ds}^y i_{qs}^y) \quad (6-90)$$

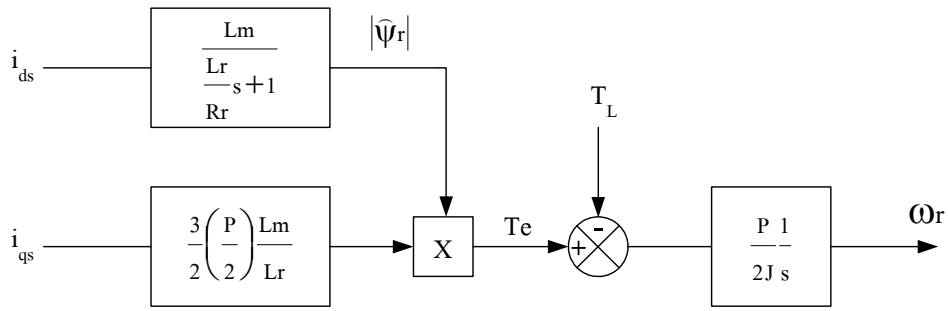
แทน $y_{qr} = 0$ และ $y_{dr} = y_r$ ดังนั้นสมการของแรงบิดเป็น

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{P_m L_m}{2 L_r} (i_{qs}^y \hat{y}_r) \quad (6-91)$$

จากสมการด้านบนเขียนรวมกันกับสมการ Mechanical ได้

$$\frac{2}{P} j \frac{d w_r}{dt} = T_e - T_L \quad (6-92)$$

โมเดลของเครื่องกล (Machine) ในการควบคุมแบบ decoupling อธิบายได้ดังรูปที่6-31 อินเวอร์เตอร์จะเป็นตัวควบคุมกระแส (Current controlled) และจะไม่สนใจการ delay ระหว่างกระแสอ้างอิง (command current) และกระแสตอบสนอง (response current) การเปลี่ยนแปลงการตอบสนองของแรงบิด T_e ขึ้นอยู่กับกระแส i_{qs} แต่ก็จะมีผลตอบสนอง delay จากกระแส i_{ds} หากเปรียบเทียบโมเดลจะเห็นว่ามิลักษณะคล้ายกับเครื่องกลไฟฟ้ากระแสตรงแบบกระตุ้นแยก (separately excited dc machine)



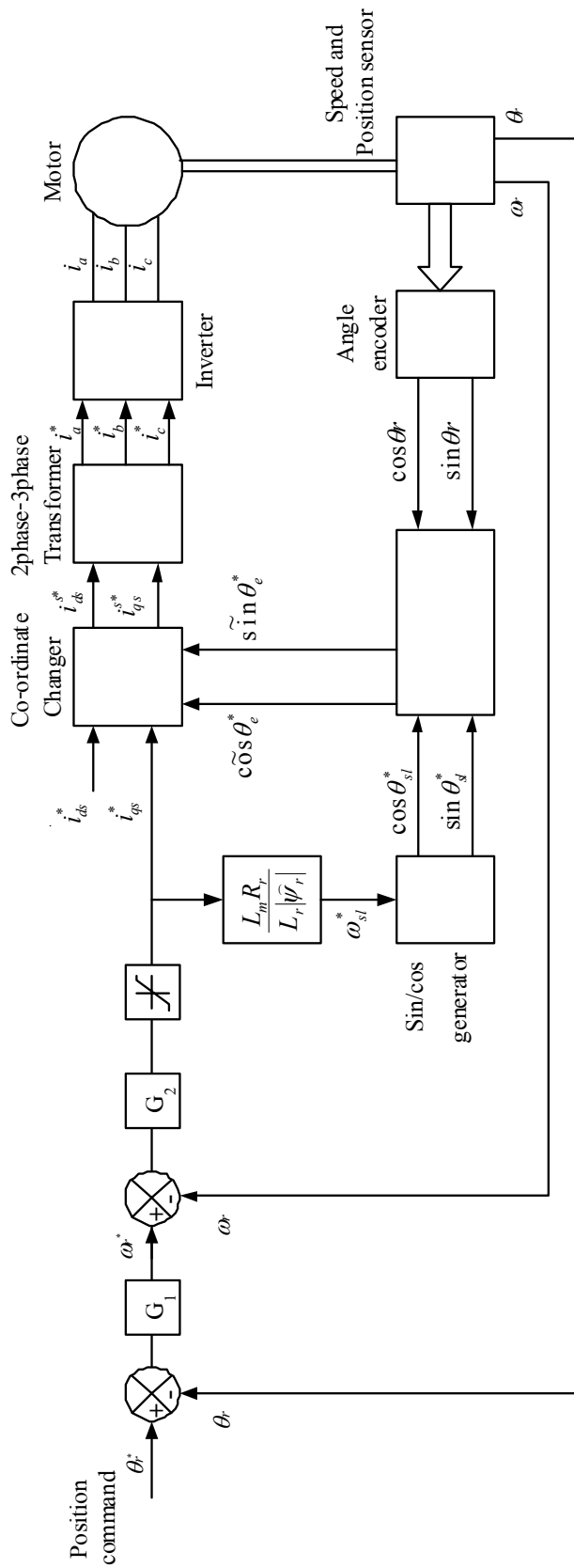
รูปที่6-31 บล็อกไดอะแกรมของเครื่องกลที่ควบคุมแบบ Decoupling

การควบคุมเวกเตอร์ทางอ้อมมีความสำคัญมากเพราะต้องใช้สมการที่(6-87) และ (6-88) ในการอธิบาย รูปที่6-32 แสดงระบบ position servo ที่ใช้การควบคุมเวกเตอร์ทางอ้อม flux component ของกระแส i_{ds}^* ที่ทำให้เกิดฟลักซ์โรเตอร์ $|\hat{\psi}_r|$ อธิบายได้จากสมการที่(6-85) ส่วน Torque component ของกระแส i_{qs}^* ได้มาจาก-loop การควบคุมความเร็ว (speed control loop) ค่าที่ถูกกำหนดไว้ของสลิป (*sl) จะสัมพันธ์กันกับกระแส i_{qs}^* ดังสมการที่(6-83) มุมของเวกเตอร์สลิป $\sin q_{sl}^*$ และ $\cos q_{sl}^*$ ของแกนไฟฟ้า (electrical axis) ที่เกี่ยวข้องกับแกนโรเตอร์เครื่องกล (rotor-mechanical axis) เกิดจากการป้อนสัญญาณ *sl ผ่าน VCO, counter, และ Rom based ของตัวกำเนิด SIN/COS ส่วนเวกเตอร์ของ rotor position $\cos \theta_r$ และ $\sin \theta_r$ หาได้จาก angle encoder นำมารวมกันกับเวกเตอร์สลิปก็จะได้สัญญาณ $\cos \theta_e$ และ $\sin \theta_e$ ดังสมการ

$$\cos q_e^* = \cos(q_r + q_{sl}^*) = \cos q_r \cos q_{sl}^* - \sin q_r \sin q_{sl}^* \quad (6-93)$$

$$\sin q_e^* = \sin(q_r + q_{sl}^*) = \sin q_r \cos q_{sl}^* + \cos q_r \sin q_{sl}^* \quad (6-94)$$

Figure 6-32 Position servo systems with indirect vector control

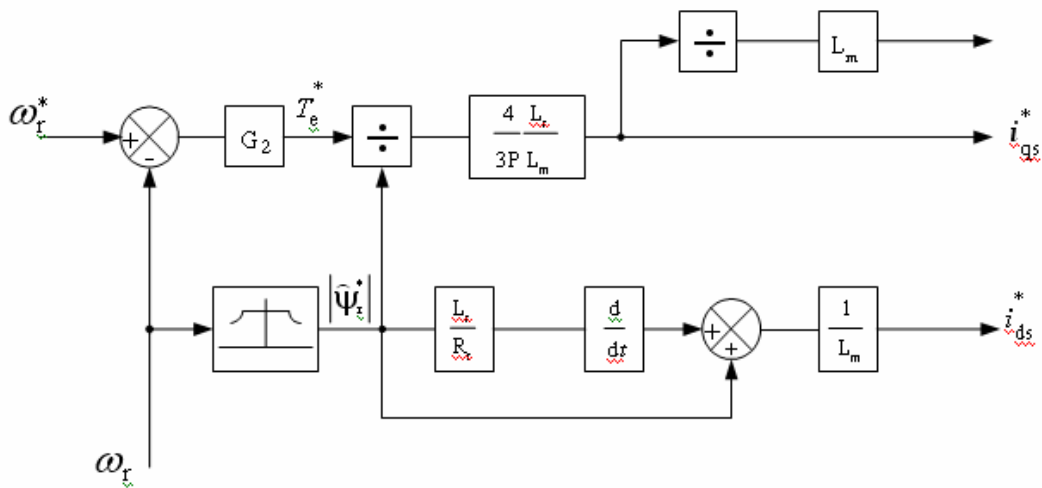


การคำนวณหา Coordinate changer และการแปลง 2 phase/3 phase เหมือนกันกับรูปที่ 6-24 มุมสลิปและเวกเตอร์ rotor position จะไม่เกี่ยวข้องกันในลักษณะคาทีเซียน (Cartesian) ดังจะแสดงให้เห็น สลิปและสัญญาณความเร็วของโรเตอร์ (rotor speed signal) สามารถรวมในทิศทางเดียวกันได้และสัญญาณ $\cos\theta_e$ และ $\sin\theta_e$ สามารถสังเคราะห์ได้โดย VCO, counter และตัวกำเนิดรูปคลื่น SIN/COS ในกรณีนี้ลักษณะทางกายภาพของมอเตอร์จะไม่ได้ค่าสนามแม่เหล็กที่ทุกตำแหน่งและ θ_r ที่แท้จริง

รูปที่ 6-31 สามารถปรับปรุงไปสู่การควบคุมในแบบ Field weakening region ได้ดังแสดงในรูปที่ 6-32 ที่ความเร็วพื้นฐาน (base speed) เครื่องกลต้องควบคุม $|\hat{y}_r|$ ให้คงที่ ซึ่งจะเหมือนกันกับการควบคุมในรูปที่ 6-31 แต่ถ้าที่ความเร็วพื้นฐาน $|\hat{y}_r|$ ลดลงไปเป็นสัดส่วนกับความเร็วระบบขับเคลื่อนก็จะไม่เป็นลักษณะของการควบคุมเวกเตอร์ (หมายเหตุ: การเริ่มต้นควบคุมฟลักจะควบคุมแบบลูปเปิด)

วิธีควบคุมเวกเตอร์ทางอ้อมระบบขับเคลื่อนสามารถควบคุมได้ทั้ง 4 quadrant เหมือนวิธีทางตรง และความเร็วสามารถควบคุมได้จากศูนย์จนถึงค่าสูงสุดสัญญาณ rotor position ก็ได้มาจากวิธีการนี้เช่นกัน ตัวควบคุมจะขึ้นอยู่กับพารามิเตอร์ของเครื่องกลและใน ideal decoupling ตัวควบคุมพารามิเตอร์จะค่อยๆ track พารามิเตอร์ของเครื่องกลด้วยซึ่งทำให้สำเร็จได้ยาก พารามิเตอร์หลักที่ใช้ในการพิจารณาคือความต้านทานโรเตอร์ (rotor resistance) โดยใช้การวิเคราะห์ด้วยวิธีการต่างๆที่ผ่านมา เช่น การควบคุมแบบ decoupling

จากที่ได้กล่าวมาทั้งสองวิธี ทั้งวิธีตรงและวิธีอ้อม การควบคุมเฟสกระแสชั่วขณะจะใช้ในอินเวอร์เตอร์ที่ความเร็วต่ำ emf ของเครื่องกลย้อนกลับมีค่าต่ำทำให้ตัวควบคุมกระแส track ได้ดี แต่ที่ความเร็วสูงตัวควบคุมกระแสจะเกิดการอิมตัวของอุปกรณ์เพราะเกิด emf ย้อนกลับมีค่าสูง ในกรณีนี้ขนาดกระแส command จะมีค่าต่ำและเฟสจะผิดเพี้ยนไปจาก command ปัญหาของขนาดและเฟสที่ผิดพลาดนี้แก้ไขได้โดยใช้บล็อกไดอะแกรมดังรูปที่ 6-33 เฟสของกระแสเครื่องกลจะถูกเปลี่ยนเป็น synchronously rotating frame โดยผ่านตัว compensator PI เพื่อสร้างเป็น v_{ds}^* และ v_{qs}^* ดังที่แสดงให้เห็นในรูปแรงดัน command เหล่านี้ก็จะถูกแปลงไปสู่ stationary frame ส่วนตัว rotating frame ก็จะถูกป้อนกลับคืนไปที่ตัวควบคุม



รูปที่6-33 Control block diagram to extend operation field weakening region

ถ้าเฟสกระแสชั่วขณะมีความสำคัญรูปที่6-33 สามารถนำไปใช้ได้เมื่อแรงดัน command เปลี่ยนตามกระแส command หลักการควบคุมกระแสเป็นที่น่าพอใจทั้งในย่านของ unsaturated และ saturate ของตัวควบคุมกระแสชั่วขณะ ในช่วงความเร็วต่ำเอาต์พุตของตัว compensator จะ track ใน loop command แต่ใน partial saturation ของตัวควบคุมกระแสชั่วขณะเอาต์พุตจะมีค่าสูงซึ่งทำให้ลูป error มีค่าสูงแต่ก็สามารถบังคับให้เป็นศูนย์ด้วยตัวอินทิเกรตได้เช่นกัน

หนังสืออ้างอิง

1. B.K. Bose, "Power Electronics and AC Drives", Prentice-Hall, Englewood Cliffs, New Jersey, U.S.A.
2. NED MOHAN, TORE M. UNDELAND, WILLIAM P. ROBBINS, "Power Electronics Converters Applications and Design", JOHN WILEY & SONS, INC.
3. RICHARD VALENTINE, "Motor Control Electronics Handbook", MCGRAW-HILL Companies