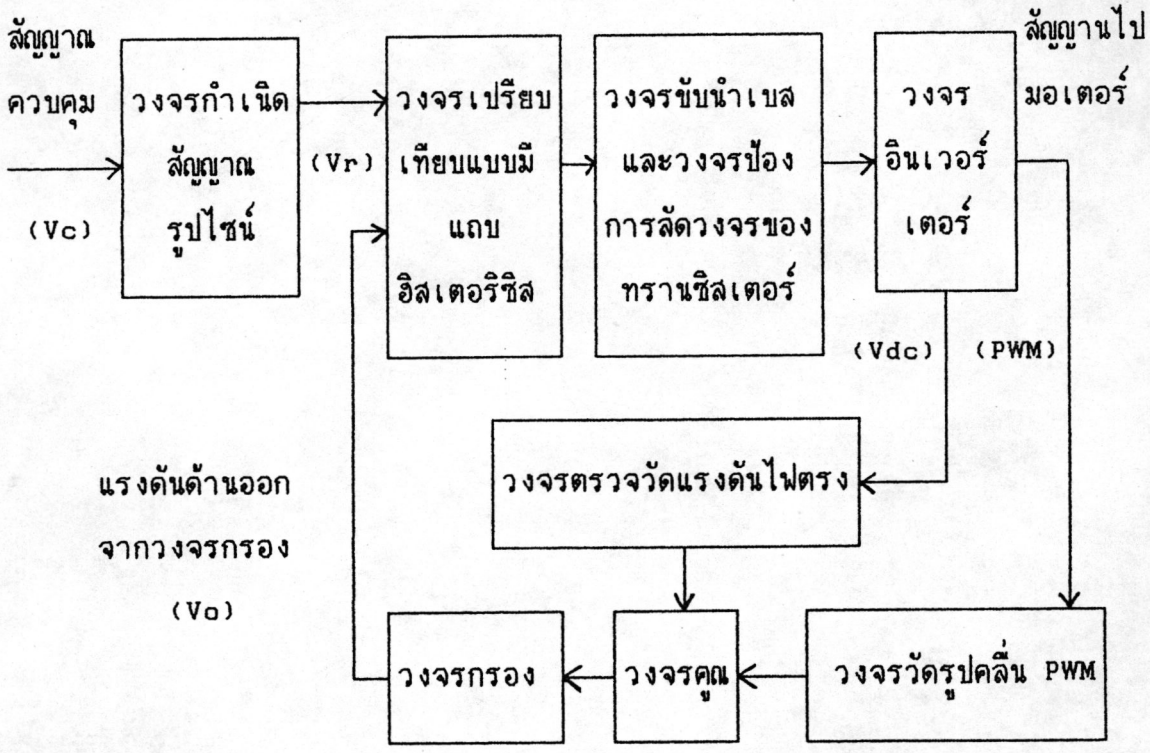
พลสมุทกลาพ สถาบันวิทยบริการ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

บทที่ 3

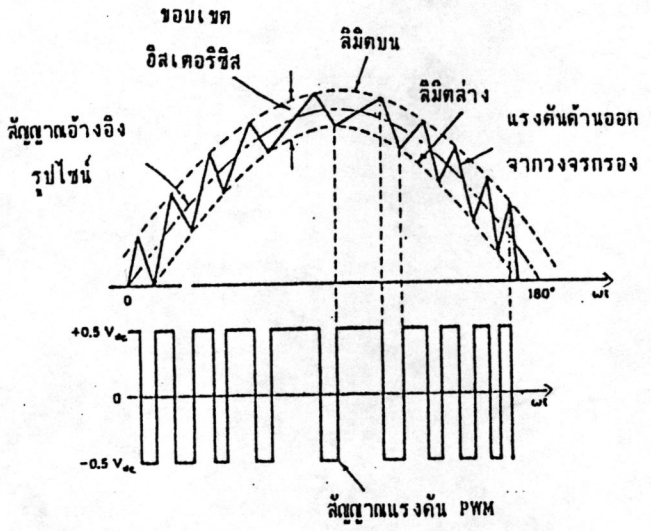
ภาควงจรควบคุมแรงดัน

1. หลักการวงจรควบคุมแรงดัน

วงจรควบคุมแรงดันแบบนี้ใช้หลักการป้อนกลับของแรงดันขาออกของอินเวอร์เตอร์ และนำมาผ่านวงจรกรองผ่านต่ำ(low-pass filter) เพื่อขจัดฮาร์มอนิกส์ที่ไม่ต้องการออกไป และเพื่อนำสัญญาณที่ผ่านวงจรกรองนี้ มาเปรียบเทียบ(แบบมีแถบฮีสเตอริซิส) กับสัญญาณอ้างอิงรูปไซน์ ผลของการเปรียบเทียบได้เป็นสัญญาณแบบมอดูเลตความกว้างของพัลส์(pulse-width modulation,PWM) ของสัญญาณรูปไซน์ สัญญาณ PWM นี้สามารถนำไปควบคุมการตัดต่อสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์ โดยที่สัญญาณ PWM นี้มีองค์ประกอบหลักมูลของแรงดัน ที่มีค่าคงที่ตามแรงดันอ้างอิง ดังนั้น เราจึงสามารถคงค่าองค์ประกอบหลักมูลของแรงดันด้านออกของอินเวอร์เตอร์ ให้มีค่าคงที่ได้ตามแรงอันอ้างอิงรูปไซน์ หลักการดังกล่าวสามารถเขียนเป็นแผนภาพบล็อก ดังภาพที่ 3.1



(ก)



(ข)

ภาพที่ 3.1 ก) แสดงแผนภาพบล็อกของวงจรควบคุมแรงดัน

ข) รูปบน คือ สัญญาณอ้างอิง และแรงดันป้อนกลับผ่านวงจรกรอง
รูปล่าง คือ สัญญาณ PWM ที่ได้จากการเปรียบเทียบสัญญาณ Vr กับ Vo

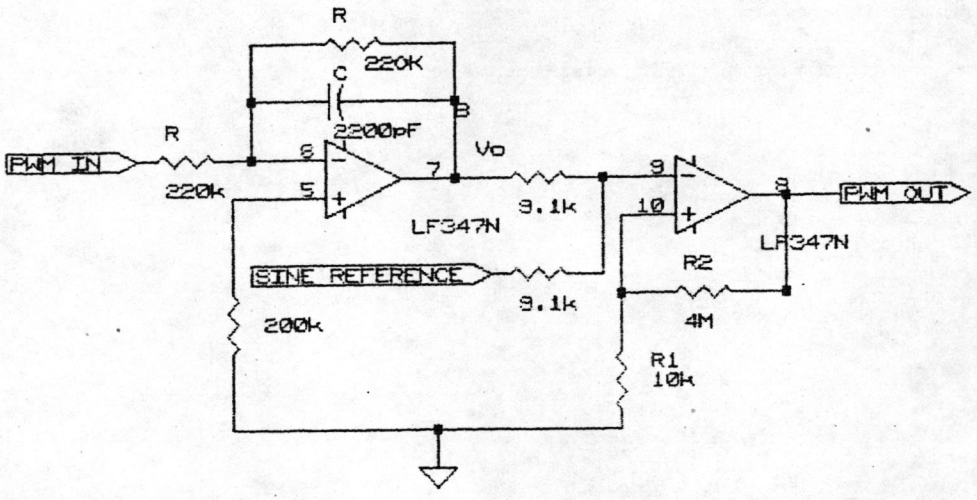
2. <u>การออกแบบวงจรกรอง</u>

เราวัดแรงดันด้านออกของอินเวอร์เตอร์ด้วยวงจรตรวจวัดรูปคลื่น PWM แรงดันด้านออกของวงจรตรวจวัดเป็นแรงดัน PWM ที่มีแอมพลิจูดคงตัว จึงต้องนำไปคูณกับแรงดันที่ได้จากการตรวจวัดแรงดัน V_{dc} ของอินเวอร์เตอร์ แรงดันด้านออกของสัญญาณคูณ จึงเหมือนกับแรงดันขาออกของอินเวอร์เตอร์แต่มีขนาดเล็กลง ให้ V_{dc}' เป็นแอมพลิจูดของสัญญาณ PWM ที่ด้านเข้าของวงจรกรองผ่านต่ำ ให้ V_o เป็นแรงดันออกของวงจรกรองผ่านต่ำ ดังแสดงในภาพที่ 3.2 (ก) กระแสผ่านความต้านทาน R ไปสู่ตัวเก็บประจุ C มีค่าโดยประมาณเท่ากับ V_{dc}'/R ดังนั้น ความลาดชัน (slope) ของแรงดัน Vo จะเท่ากับ [8]

$$d(Vo)/dt = - V_{dc}'/ RC \qquad (3.1)$$

ถ้าแรงดันด้านเข้าของวงจรกรอง เท่ากับ Vdc ความลาดชัน Vo จะเป็นลบ เมื่อเปรียบเทียบ Vo กับแรงดันอ้างอิงรูปไซน์ โดยใช้วงจรเปรียบเทียบซึ่งมี

ฮีสเตอริซิสเท่ากับ ΔV เมื่อ V_o มากกว่าแรงดันอ้างอิงประมาณ $\Delta V/2$ แรงดันด้านออกของวงจรเปรียบเทียบก็จะเปลี่ยนระดับ ดังแสดงในภาพที่ 3.1(ข)



ภาพที่ 3.2 วงจร RC กรองผ่านต่ำ (RC-low-pass filter)
ที่ต่อกับ วงจรเปรียบเทียบแบบมีฮีสเตอริซิส

สมการ(3.1)เขียนใหม่ได้เป็น สมการ (3.2)[8]

$$\Delta V = (- Vdc'/RC) \times \Delta T \qquad (3.2)$$

กำหนดให้ : Vdc' = 10V และแรงดันฮีสเตอริซิสเป็น 0.5% หรือ ΔV = 0.05 V

: ช่วงเวลาการระหว่างการสวิตช์ (ΔT) = 0.5 ms

แทนค่าลงในสมการ (3.2) จะได้ค่าของผลคูณระหว่าง RC เลือก R เท่ากับ 220k และคำนวณค่า C ได้เท่ากับ 2200pF ในการออกแบบวงจรเปรียบเทียบแรงดันแบบมีฮีสเตอริซิส เราคำนวณค่าความต้านทานจากค่าของ ΔV ตามสมการ(3.3) ดูภาพที่ 3.2 (ข)

$$\Delta V = 2\,(V_{supply} - 2)\left[\frac{R1}{R1 + R2}\right] \qquad (3.3)$$

โดยที่ V_{supply} คือ แรงดันของแหล่งจ่ายไฟตรงของออปแอมป์ เท่ากับ $\pm$12 V และ V_{supply} - 2 คือ ค่าโดยประมาณของแรงดันด้านออกเลือกค่า R1 เท่ากับ 10kΩ ได้ R2 เท่ากับ 4.0 MΩ จากรูปที่ 3.2 วงจรความต้านทาน R ควรมีค่าประมาณเท่ากับ R1//R2 เท่ากับ 9.1 kΩ แต่อย่างไรก็ตามในการขับนำทรานซิสเตอร์ยังต้องเผื่อเวลาหน่วง (delay time) และเวลาที่ใช้ในการนำและหยุดนำ (turn on time และ turn off time) ของทรานซิสเตอร์ที่ใช้เป็นสวิตช์ ดังนั้นเวลา Δ T ประมาณ 0.5 ms + delay time + ton + toff

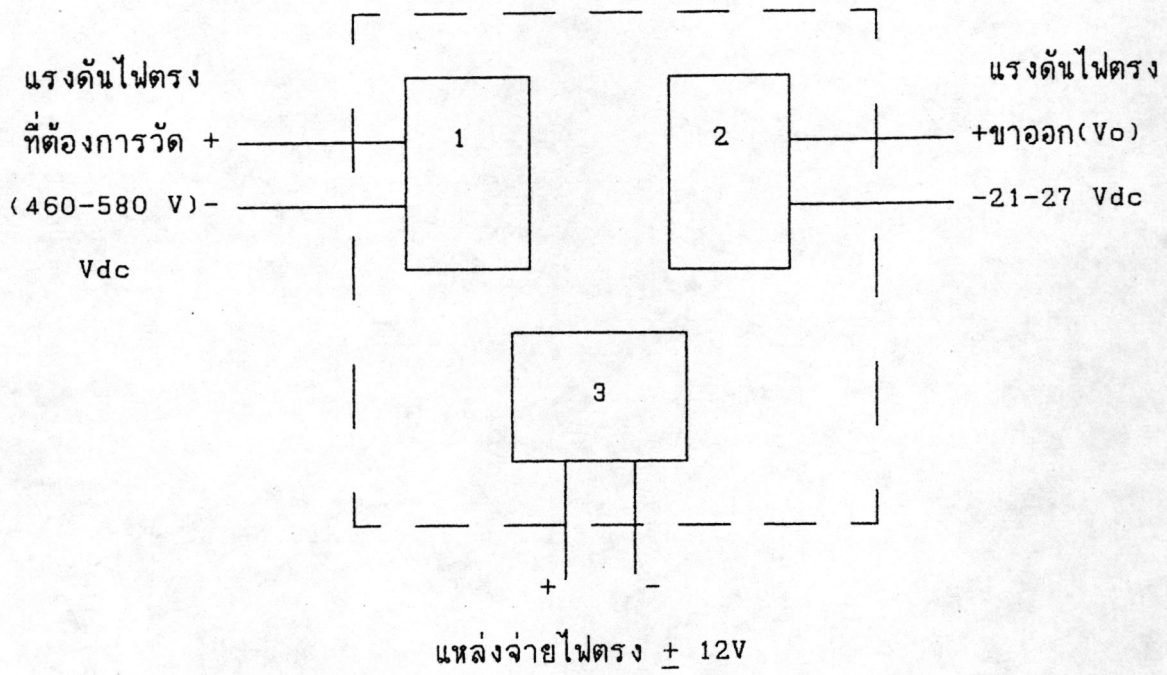
$$\Delta T = 0.5 + 0.03 + 0.008 + 0.02 \quad \text{ms}$$

$$= 0.558 \text{ ms}$$

เมื่อทำการทดลองจึงมีผลทำให้ R และ C บางวงจรเปลี่ยนแปลงไปบ้างเนื่องจากเวลาหน่วง(delay time)ของวงจรและทรานซิสเตอร์

3. การออกแบบวงจรตรวจวัดแรงดันไฟตรง

การตรวจวัดแรงดันใช้หลักการเบื้องต้น คือ จะต้องมีความเป็นเชิงเส้น (linearity) และมีการแยกโดด(isolation) ของสัญญาณเข้าและสัญญาณออก เพื่อใช้งานในการวัดระดับแรงไฟตรงดังแสดงในแผนภาพบล็อกในภาพที่ 3.3 แรงดันไฟตรงขาออก Vo นี้จะนำไปคูณกับสัญญาณ PWMก่อนที่จะป้อนเข้าวงจรกรองดังแสดงในภาพที่ 3.1 (ก) เนื่องจากสัญญาณไฟตรงที่จะทำการวัดมีช่วงระหว่าง 460-580 โวลต์ และต้องการแรงดันขาออกอยู่ในช่วง 21-27 โวลต์ ซึ่งจำเป็นต้องใช้วงจรขยายที่มีความเป็นเชิงเส้น และ ประหยัดพลังงาน จึงเลือกหลักการขยายแบบสวิตชิง(switching amplifier)ชนิดวงจร flyback โดยใช้แรงดันไฟที่วัดได้ไปทำการควบคุมวัฏจักรงาน (duty cycle) ซึ่งจะเป็นตามสมการ(3.4)[8]

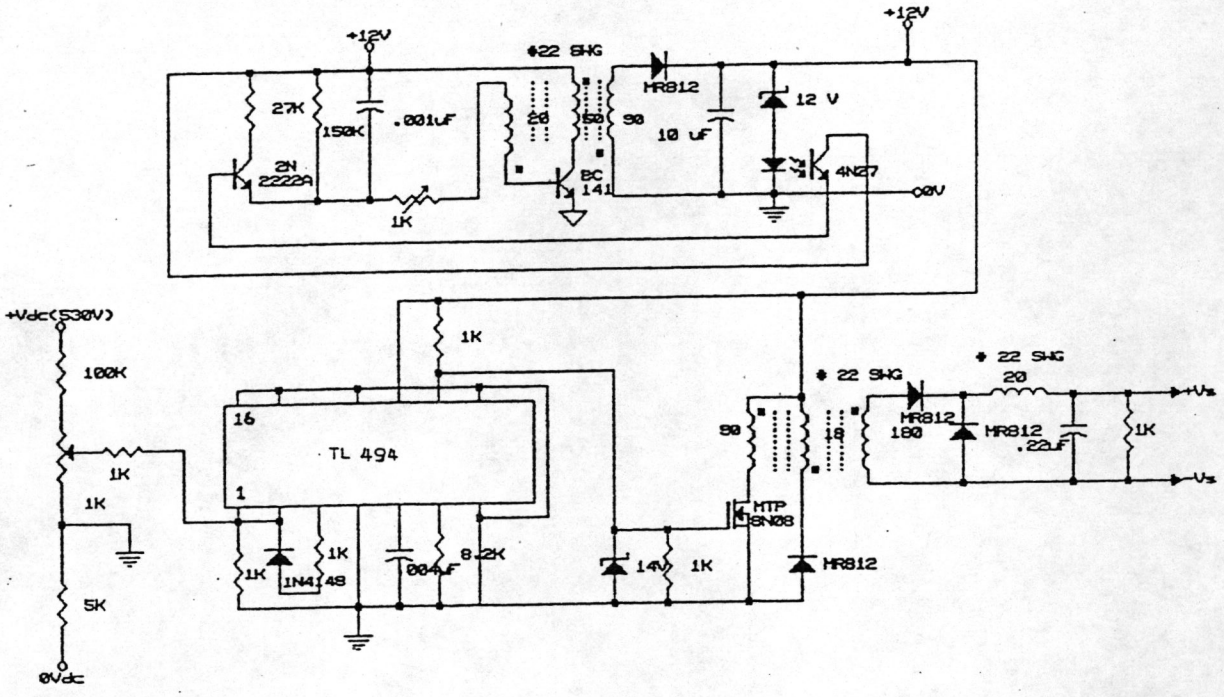


ภาพที่ 3.3 แสดงแผนภาพบล็อกของวงจรตรวจวัดระดับแรงดันไฟตรง
(1) และ (2) คือ วงจรแปลงผันไฟตรงเป็นไฟตรง
(3) คือ วงจรแหล่งจ่ายไฟที่มีการแยกโดด

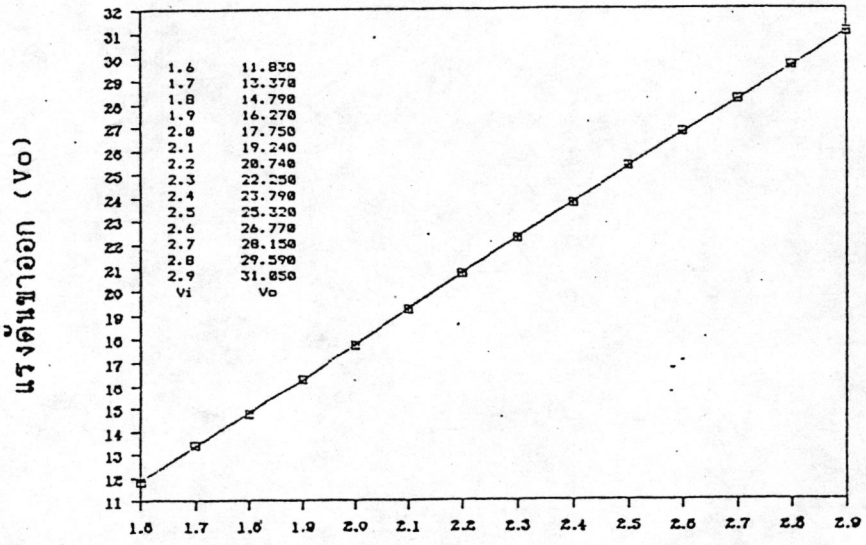
$$Vo = n\ D\ Vs \qquad (3.4)$$

โดยที่ n คือ จำนวนรอบของหม้อแปลง
D คือ วัฏจักรงาน (duty cycle)
Vs คือ แรงดันไฟตรงที่จ่ายให้กับวงจรซึ่งได้จากวงจรแหล่งจ่ายไฟตรงดัง

แผนภาพบล็อกของวงจรแสดงอยู่ในภาพที่ 3.3 หลักการดังกล่าวจึงได้มาเป็นวงจรดังแสดง ในภาพที่ 3.4 โดยใช้ IC เบอร์ TL494 ควบคุมการสวิตช์ ภาพที่ 3.5 แสดงลักษณะของวงจรตรวจวัด



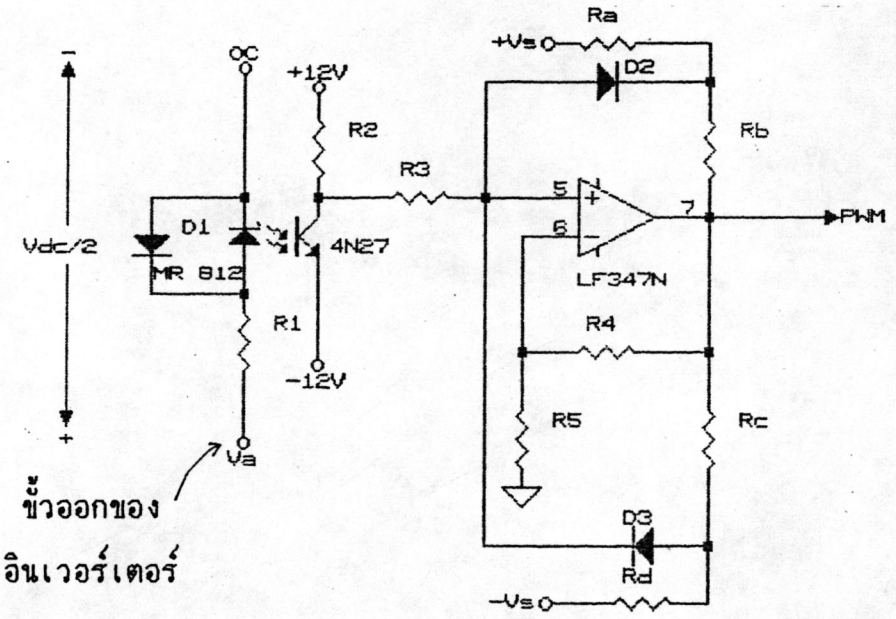
ภาพที่ 3.4 แสดงวงจรตรวจวัดระดับแรงดันไฟตรง



ภาพที่ 3.5 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันไฟตรง
ที่ทำการวัดผ่านตัวต้านทานแบ่งแรงดันกับแรงดันขาออก

4. วงจรวัดการเปลี่ยนแปลงระดับของแรงดันขาออกของอินเวอร์เตอร์

การวัดแรงดันขาออกของอินเวอร์เตอร์แบ่งออกเป็น 2 ส่วน คือ วัดการเปลี่ยนแปลงระดับซึ่งจะให้รูปคลื่น PWM เหมือนกันแต่มีแอมพลิจูดคงตัว และวัดขนาดของแรงดันด้านออกซึ่งได้แก่แรงดันไฟตรงด้านเข้านั่นเองแล้วนำไปคูณกัน(ดูภาพที่ 3.1ก) การวัดการเปลี่ยนแปลงของระดับแรงดันขาออก ทำได้โดยออปโตคัปเปลอร์ วงจรพื้นฐานแสดงในภาพที่ 3.6



ภาพที่ 3.6 วงจรตรวจวัดการเปลี่ยนแปลงระดับของแรงดันออกของอินเวอร์เตอร์

เราคำนวณหาความต้านทาน R1 ของภาพที่ 3.6 ดังนี้ เนื่องจากกระแสที่ไหลผ่านไดโอดของออปโตคัปเปลอร์ที่เพียงพอจะทำให้ทรานซิสเตอร์ทำงานในส่วนของสภาวะอิ่มตัวเท่ากับ 10mA ดังนั้น ตัวต้านทาน R1 เท่ากับ (Vdc/2)/10mA เท่ากับ 26.5 kΩ ขนาดเท่ากับ $(10\ mA)^2 \times 26.5\ k\Omega = 2.65$ วัตต์

จุด OC คือ จุดกึ่งกลางของตัวเก็บประจุขาออกของวงจรเรียงกระแส(ดูภาพที่ 2.1) ซึ่งเป็นจุดอ้างอิงในการสวิตช์ของทรานซิสเตอร์(ในวงจรอินเวอร์เตอร์)

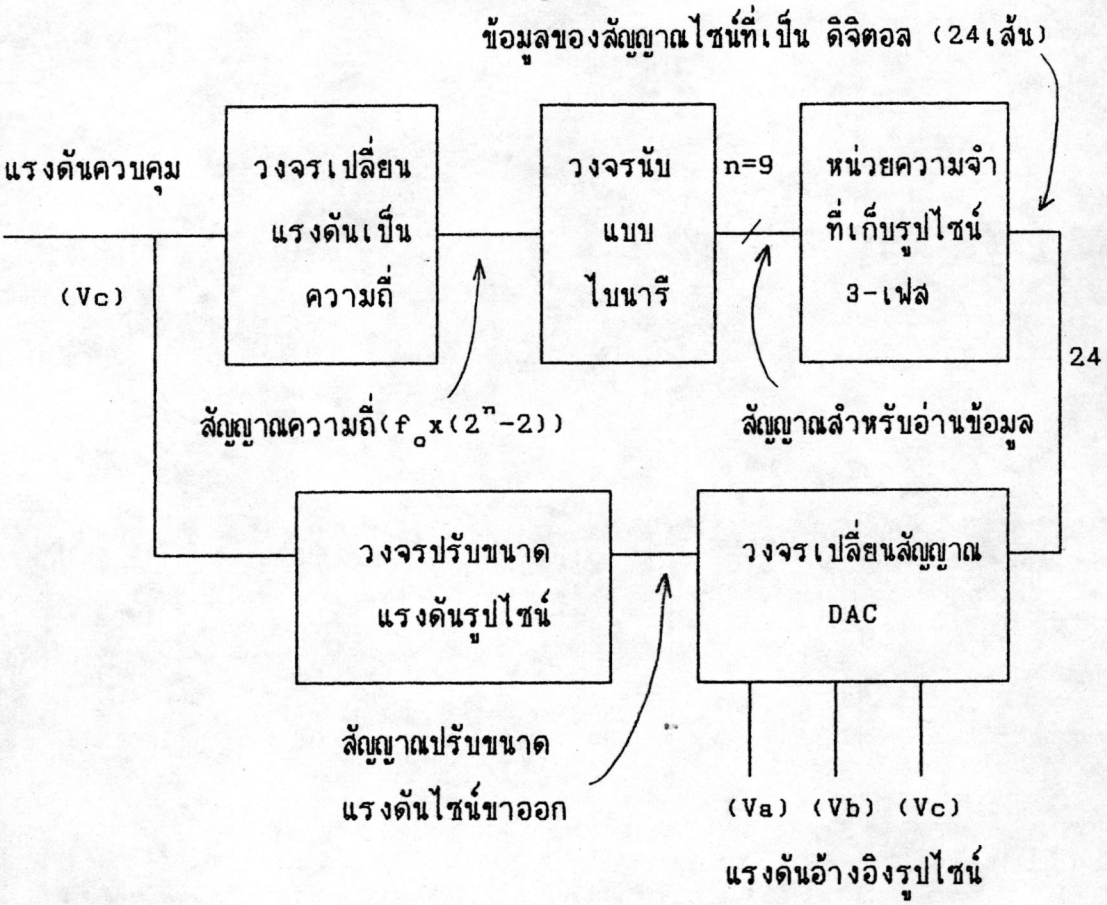
ไดโอด D1 มีไว้สำหรับป้องกันแรงดันย้อนที่ส่งให้กับออปโตคัปเปลอร์ ซึ่งเป็นชนิดเร็วเบอร์ MR 812 ความต้านทาน R2 ควรมีค่าสูงพอที่จะทำให้กระแสไหลผ่านทรานซิสเตอร์ โดยไม่ทำให้ทรานซิสเตอร์ (ในออปโตคัปเปลอร์) เกิดอิ่มตัวเกินไป เลือกให้มีขนาดเท่ากับ 2 Vs / Ic =2.4 kΩ เลือก R4 และ R5 ให้แถบอิสเตอร์ริซิส มีค่าประมาณ 0.01 โวลต์ จากสมการ (3.3) จะได้ R4 เท่ากับ 2.4 MΩ และ R5 เท่ากับ 1 kΩ Ra, Rb, Rc และ Rd คำนวณได้จากสมการ (3.5)[8]

$$Vo^{+} = \left| Vs^{-} \right| Rc / Rd \qquad (3.5)$$

ให้ Vo^{+} = 10 V, Vs^{-} = 12 V, Rc = 10kΩ Rd = 12 kΩ

ในทำนองเดียวกัน Ra = 12 kΩ และ Rb = 10 kΩ จากภาพที่ 3.6 R3 >> Rc ฉะนั้น เลือก R3 เท่ากับ 1.5 MΩ

5. <u>วงจรสร้างสัญญาณอ้างอิงรูปไซน์</u>



ภาพที่ 3.7 โครงสร้างวงจรกำเนิดสัญญาณอ้างอิงรูปไซน์

วงจรสร้างสัญญาณอ้างอิงมีโครงสร้าง ดังแสดงในภาพที่ 3.7 ซึ่งสามารถควบคุมได้ทั้งแรงดันและความถี่พร้อม ๆ กันโดยให้อัตราส่วนของขนาดแรงดันต่อความถี่คงที่ตามต้องการได้

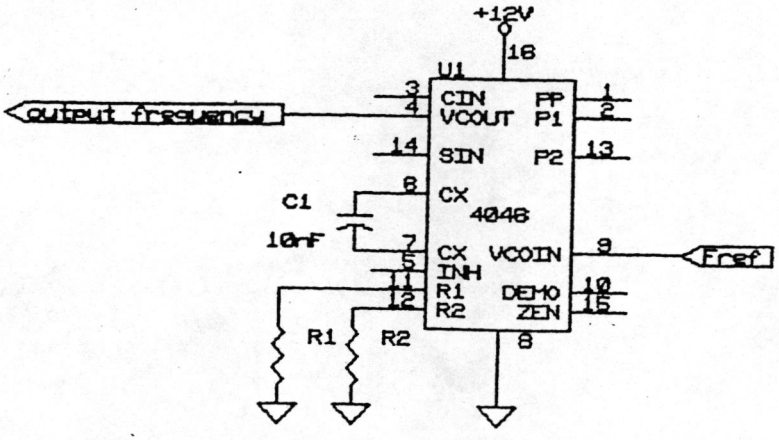
หลักการของวงจรมีดังนี้ คือ แรงดันควบคุม (Vc) จะถูกแยกหน้าที่การทำงานเป็น 2 ส่วน คือ ส่วนที่ควบคุมความถี่ และส่วนที่ควบคุมขนาดแรงดัน

5.1 วงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นความถี่

ส่วนที่ควบคุมความถี่ ประกอบด้วยวงจรที่ทำหน้าที่เปลี่ยนแรงดันเป็นความถี่, วงจรนับแบบไบนารีที่ทำหน้าที่เปลี่ยนสัญญาณความถี่เป็นสัญญาณไบนารีขนาด 8 บิต เพื่อเป็นสัญญาณที่กำหนดแอดเดรสของหน่วยความจำ ROM ซึ่งเก็บรูปคลื่นไซน์ที่ถูกเก็บไว้แบบดิจิตอล หลังจากที่ได้ข้อมูลรูปคลื่นไซน์ในแบบดิจิตอลขนาด 8 บิตต่อเฟส แล้วก็จะนำข้อมูลนี้ไปผ่านวงจรเปลี่ยนสัญญาณจากดิจิตอลเป็นอนาล็อกวงจรนี้จะต้องมีแรงดันควบคุมขนาดซึ่งจะได้จากวงจรอีกส่วนหนึ่ง คือ ส่วนที่ควบคุมขนาดแรงดัน ประกอบด้วยวงจรปรับขนาดของแรงดันรูปไซน์ เพื่อให้อัตราส่วนของแรงดันต่อความถี่เหมาะสม ดังนั้น เราจึงสามารถควบคุมทั้งขนาดและความถี่ของสัญญาณอ้างอิงรูปไซน์ทั้ง 3 เฟส ได้พร้อมกันจากสัญญาณควบคุม(Vc)

เลือกใช้ไอซีเบอร์ 4046 ซึ่งทำหน้าที่เป็นวงจรกำเนิดความถี่ไปตามแรงดันที่มาควบคุมเรียกว่า voltage control oscillator (VCO) สำหรับความถี่ของวงจรคำนวณได้จากย่านของความถี่ขาออกของสัญญาณรูปไซน์ คือ 5-50 Hz ดังนั้นความถี่ที่ถูกสร้างขึ้นอยู่ในช่วง $5 \times (2^n - 2)$ หรือ 2550 Hz ถึง $50 \times (2^n - 2)$ หรือ 25500 Hz โดยที่ n เท่ากับ 9 วงจร VCO แสดงในภาพที่ 3.8

สมการของวงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นความถี่ โดยใช้ ภาควงจร VCO ของไอซี 4046 เป็นดังนี้

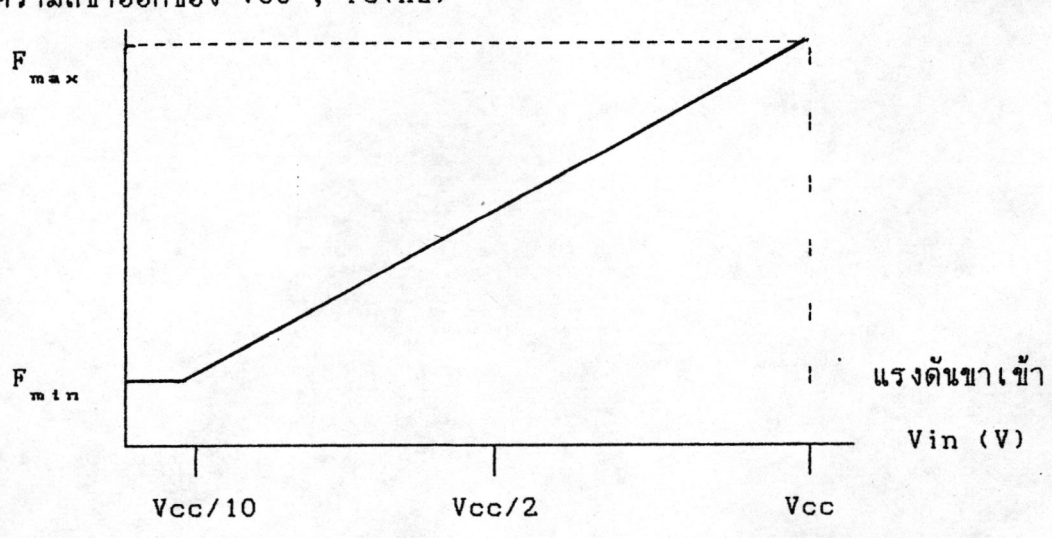


ภาพที่ 3.8 วงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นความถี่โดยใช้ไอซี 4046

ความถี่ต่ำสุดของวงจร (f_{min}) = 1/ [R2 (C1 + 32 pF)] (3.6)

ความถี่สูงสุดของวงจร (f_{max}) = 1/ [R1 (C1 + 32 pF)] (3.7)

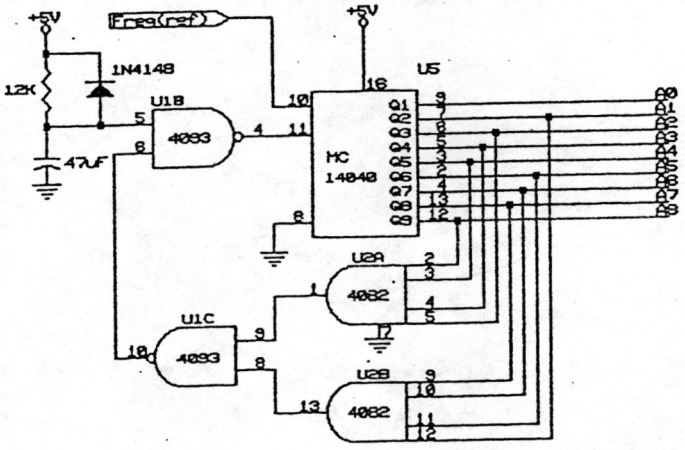
ดังนั้นความถี่ต่ำสุดเท่ากับ 510 x 5 = 2550 เฮิรตซ์เลือก C1 เท่ากับ 10 nF, ฉะนั้น จะได้ R1 = 81kΩ และความถี่สูงสุดเท่ากับ 510 x 50 =25500 เฮิรตซ์ ฉะนั้นจะได้ R2 เท่ากับ 79 kΩ จากข้อมูลของผู้ผลิต กำหนดให้แรงดันที่ความถี่ต่ำสุด (Vmin) เท่ากับ 1.2 โวลต์ และแรงดันที่ความถี่สูงสุด (Vmax) เท่ากับ 12 โวลต์ ดังภาพที่ 3.9



ภาพที่ 3.9 กราฟความสัมพันธ์ระหว่าง fo กับ Vin ของวงจร VCO

5.2 วงจรนับแบบไบนารี

เลือกไอซีเบอร์ 4040 เป็นวงจรนับซึ่งทำหน้าที่ นับจำนวนรูปคลื่นความถี่(fo) จากวงจร VCO เพื่อเปลี่ยนเป็นข้อมูลแบบไบนารี เนื่องจากจำนวนข้อมูลที่ถูกเก็บไว้ในหน่วยความจำมีค่าที่ใช้เท่ากับ 510 ค่า ซึ่งหมายถึง ข้อมูลอันดับที่ 00H ถึง 1FEH ดังนั้นวงจรนับจึงเริ่มเปลี่ยนค่าของขั้วขาออก(b0 ถึง b7) จาก 00H จนถึงค่า FEH และเมื่อค่าข้อมูลใน ROM มีค่าเป็น 1FFH วงจรจะถูก RESETให้ขั้วขาออก b0-b7 มีค่า 00H แล้วก็จะเริ่มทำการนับใหม่อีกครั้ง วงจรนับแสดงในภาพที่ 3.10



ภาพที่ 3.10 วงจรนับแบบไบนารี(binary counter)เริ่มนับจาก 00H ถึง FEH

5.3 หน่วยความจำ ROM สำหรับเก็บรูปคลื่นไซน์

รูปคลื่นไซน์ถูกเก็บไว้เป็นข้อมูลในแบบดิจิตอลที่เก็บไว้ขนาด 2^9-2 หรือ 510 ไบต์ โดยเริ่มเก็บตั้งแต่แอดเดรส 00H จนถึง 1FEH เพราะต้องการให้หารด้วยเลข 3 ลงตัว เพื่อสะดวกต่อการแยกข้อมูลของแต่ละเฟส ซึ่งในแต่ละหน่วยของความจำ (byte) จะบันทึกข้อมูลของรูปไซน์ทุก 1.412 องศา

ข้อมูลที่ใช้ในการบันทึกได้มาจากสมการ ดังต่อไปนี้

แรงดันของเฟส A, $Va = 256/2 \times (1 + \sin(2\pi\theta / 510))$ (3.8)

โดยที่ $0 < \theta < 255$ ในทำนองเดียวกัน

$$Vb = 256/2 \times (1 + \sin(2\pi(\theta + 170)/ 510)) \quad (3.9)$$

$$Vc = 256/2 \times (1 + \sin(2\pi(\theta + 340) / 510)) \quad (3.10)$$

แรงดันที่คำนวณได้จะถูกเก็บลงในหน่วยความจำในแบบดิจิตอล เพื่อนำไปบันทึกลงใน ROM ซึ่งเป็นไอซีเบอร์ 2716 ดังแสดงในโปรแกรม ต่อไปนี้

โปรแกรมสำหรับคำนวณค่าของสัญญาณรูปไซน์ โดยใช้ภาษาเบสิก

```
10  DEF     SEG     =   & H 3000
20  FOR     N = 0   TO 2
30  ADDRESS =  N * 510
40  FOR     X = 0   TO  510
50  Q    = 2 * F * X/510 + 170 * N
60  Y    = 128 * (1 + sin Q)
70  PRINT  ADDRESS,  Y
80  POKE   ADDRESS,  Y
90  ADDRESS  =  ADDRESS + 1
100 NEXT  X
110 NEXT  N
120 END
```

ผลลัพธ์นำไปเก็บไว้ที่แอดเดรสของเครื่องคอมพิวเตอร์ เพื่อรอการนำข้อมูลไปทำการบันทึกลงใน ROM ซึ่งเป็นไอซี 2716 โดยผ่านทางเครื่องบันทึกข้อมูล ดังนี้ : สำหรับแรงดันในเฟส A, Va เริ่มต้นตั้งแต่ 3000 H - 31FFH

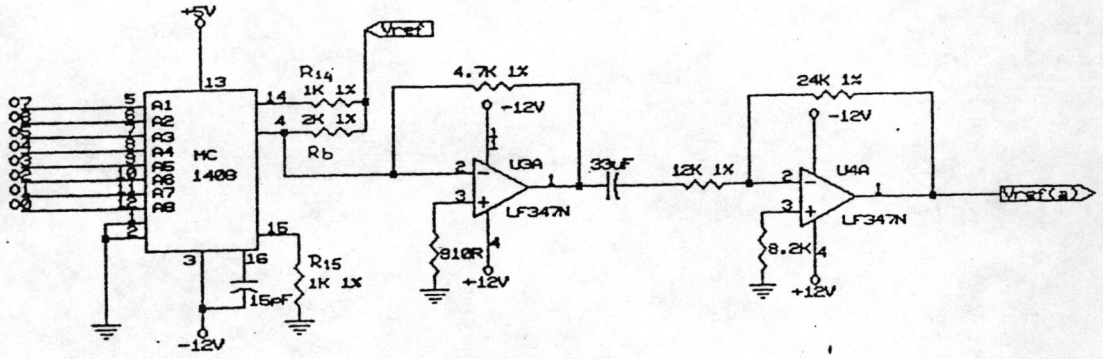
: สำหรับแรงดันในเฟส B, Vb เริ่มต้นตั้งแต่ 3200 H - 32FFH

: สำหรับแรงดันในเฟส C, Vc เริ่มต้นตั้งแต่ 3300 H - 33FFH

5.4 วงจรเปลี่ยนสัญญาณดิจิตอลเป็นอนาล็อก

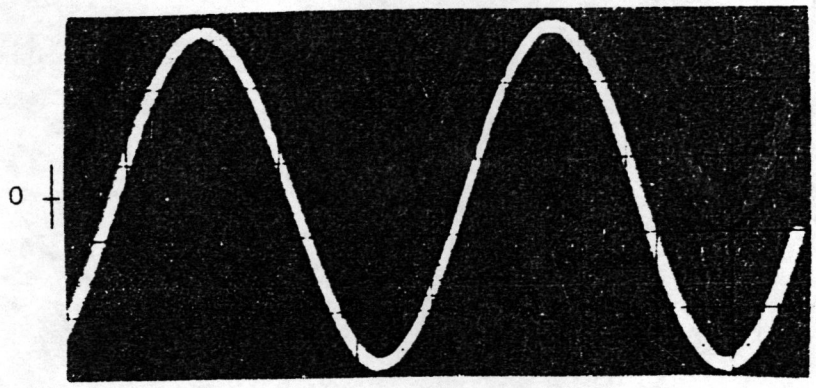
เลือกใช้ DAC ซึ่งเป็น IC เบอร์ MC 1408 การเปลี่ยนข้อมูลไปเป็นอนาล็อกจะเป็นไปตามสมการ (3.6) จากวงจรในภาพที่ 3.11

$$Vo = \frac{Vref}{R14}(RO)\left[\frac{A1}{2} + \frac{A2}{4} + \frac{A3}{8} + \frac{A4}{16} + \frac{A5}{32} + \frac{A6}{64} + \frac{A7}{128} + \frac{A8}{256}\right] - \frac{Vref}{Rb}(RO) \quad (3.11)$$



ภาพที่ 3.11 วงจร เปลี่ยนสัญญาณดิจิตอลเป็นอนาล็อก

จากข้อมูลของวงจรในภาพที่ 3.11 Rb = 2(R14), R15 = R14 (R14,R15 และ Rb คือ ตัวต้านทาน ที่ต่อกับขา 14,15 และ 4 ตามลำดับ) เลือก R14 = 1kΩ จะได้ Rb = 2 kΩ และ R15 = 1kΩ โดยที่ Ro = 2.4 kΩ



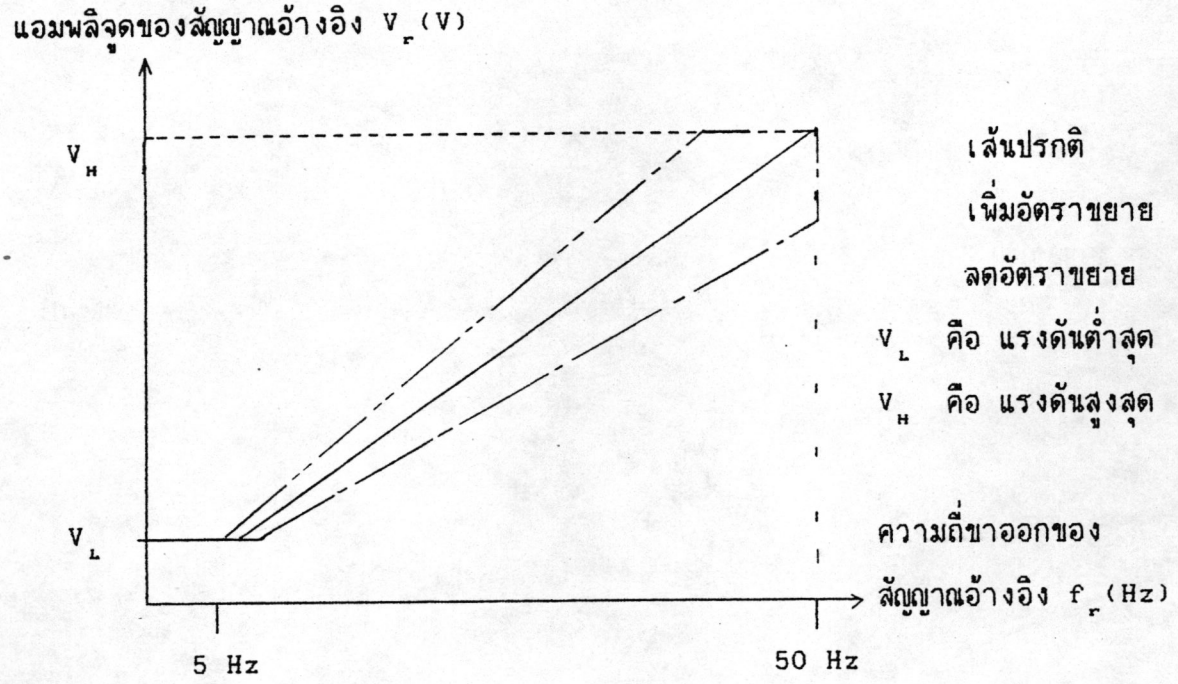
:สเกลแรงดัน 2 V/DIV :สเกลเวลา 5 ms/DIV

ภาพที่ 3.12 ภาพถ่ายของสัญญาณรูปไซน์ที่ออกจากวงจร DAC

เรากำจัดองค์ประกอบของไฟตรงของสัญญาณแรงดันรูปไซน์ โดยใส่ตัวเก็บประจุ C1 ในวงจรดังภาพที่ 3.11 นอกจากนี้สัญญาณยังถูกขยาย โดยใช้ออปแอมป์ เพิ่มขึ้นอีก 1 ตัวเรากำหนดให้อัตราขยายปกติเป็น 2 เท่า โดยเลือกให้ R1 เท่ากับ 12 kΩ และ R2 = 24 kΩ โดยที่ R3 = R1//R2 = 8.2 kΩ

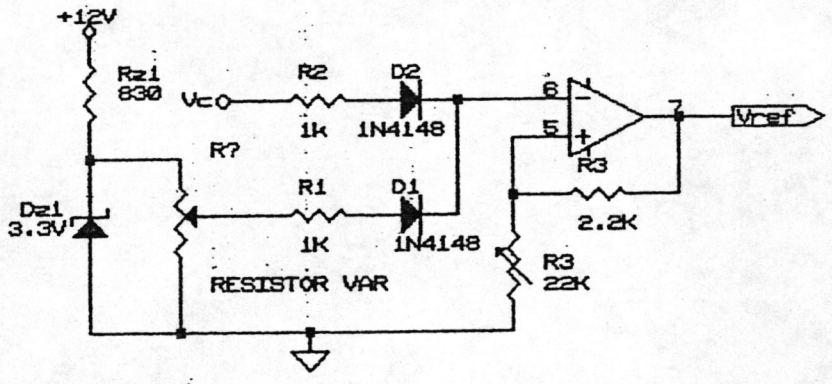
5.5 วงจรชดเชยขนาดแรงดันอ้างอิงรูปไซน์ที่ความถี่ต่ำ

วงจรนี้อยู่บล็อก "วงจรปรับขนาดแรงดันรูปไซน์" ของภาพที่ 3.7 สัญญาณที่ใช้ในการควบคุมความเร็วของมอเตอร์ที่ต้องการก็คือทำให้อัตราส่วนของแรงดันและความถี่ที่ขั้วมอเตอร์หรือทางด้านออกของอินเวอร์เตอร์ มีค่าคงที่ (Constant V/f) ดังนั้นสัญญาณควบคุมจึงจำเป็นต้องมีอัตราส่วนของแรงดันต่อความถี่คงที่เช่นกัน เมื่อความถี่ต่ำลงแรงดันก็จะต่ำลงด้วยเช่นกัน ที่แรงดันต่ำนี่เองจะเกิดผลเนื่องมาจากแรงดันตกคร่อมอิมพิแดนซ์ภายในตัวมอเตอร์ ซึ่งผลอันนี้ทำให้ฟลักในช่องอากาศ มีค่าลดลงตามสมการ(1.5) จะเห็นได้ว่าแรงบิดจะลดลงเพราะเป็นปฏิภาคกับกำลังสองของฟลักแม่เหล็กในช่องอากาศดังนั้นเราจึงต้องสร้างวงจรที่สามารถชดเชยผลของอิมพิแดนซ์ในตัวมอเตอร์ โดยวิธีเพิ่มแรงดันที่ความถี่ต่ำ ดังแสดงในภาพที่ 3.13



ภาพที่ 3.13 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันกับความถี่ของสัญญาณอ้างอิงรูปไซน์เมื่อผ่านวงจรชดเชยขนาดแรงดันที่ความถี่ต่ำ

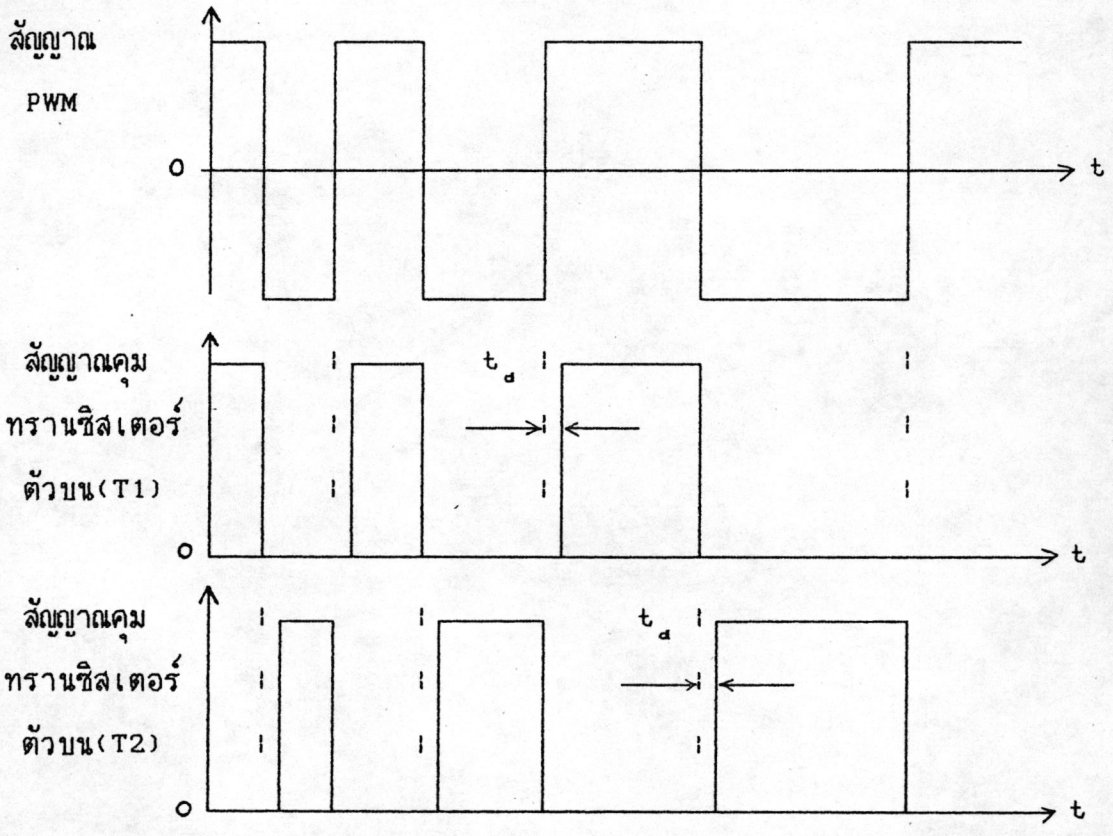
เราสามารถปรับขนาดของแรงดัน ให้มีค่าต่ำสุดที่เหมาะสมกับมอเตอร์ที่ใช้เพื่อที่จะทำให้มอเตอร์สามารถเริ่มเดินเครื่องได้ที่ความถี่ต่ำสุด (5 Hz)วงจรดังกล่าวแสดงในภาพที่ 3.14



ภาพที่ 3.14 วงจรชดเชยขนาดแรงดันอ้างอิงรูปไซน์ที่ความถี่ต่ำ

6. วงจรป้องกันการลัดวงจรผ่านสวิตช์

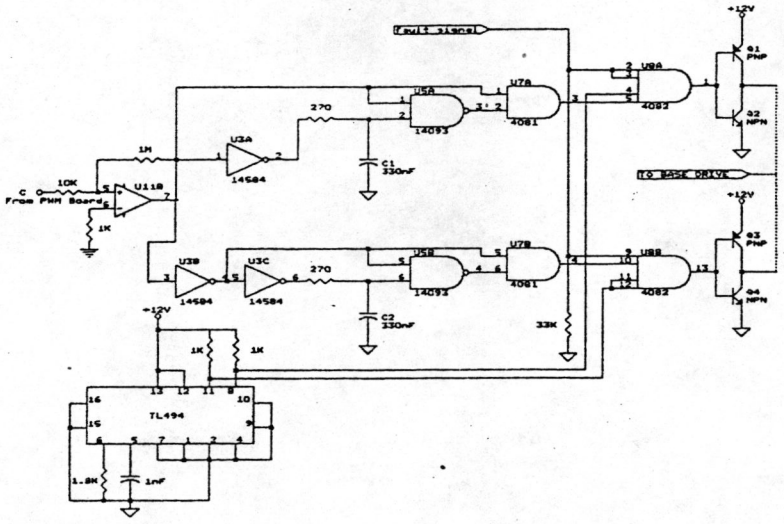
เมื่อเราได้สัญญาณ PMW แล้ว จะต้องนำมาหน่วงเวลาเพื่อให้เราสามารถควบคุมการทำงานของทรานซิสเตอร์ในวงจรอินเวอร์เตอร์ได้อย่างถูกต้อง จากภาพที่ 2.1 ทรานซิสเตอร์ตัวบน คือ T1, T3 และ T5 ทรานซิสเตอร์ตัวล่าง คือ T2, T4 และ T6 ข้อสำคัญของการควบคุมการทำงานก็คือทรานซิสเตอร์ทั้งตัวบนและตัวล่าง ในแต่ละกิ่งของวงจรจะต้องทำงานไม่พร้อมกัน เพื่อไม่ให้เกิดการลัดวงจร (shoot through) ผ่านทรานซิสเตอร์ทั้ง 2 หลักการทำงานของการป้องกันการลัดวงจรผ่านสวิตซ์แสดงในภาพที่ 3.15



t_d คือเวลาหน่วง(delay time)ของสัญญาณคุมทรานซิสเตอร์(เท่ากับ 30 ms)

ภาพที่ 3.15 แสดงสัญญาณที่ใช้ควบคุมการทำงานของทรานซิสเตอร์ตัวบน (T1) และทรานซิสเตอร์ตัวล่าง (T2)ของภาพที่ 2.1 และสัญญาณ PWM

สัญญาณ PWM ที่ออกมาจากวงจรเปรียบเทียบในภาพที่ 3.6 นำมาผ่านวงจรในภาพที่ 3.16 เพื่อทำการเปลี่ยนสัญญาณ PWM เป็นสัญญาณสำหรับควบคุมการทำงานของทรจนซิสเตอร์ และป้องกันการลัดวงจรผ่านทรานซิสเตอร์ที่เป็นสวิตช์ ดังแสดงในภาพที่ 3.16 ซีกบวกของสัญญาณ PWM จะใช้ควบคุมการทำงานของทรานซิสเตอร์ตัวบน และซีกลบของสัญญาณ PWM ก็จะใช้ควบคุมทรานซิสเตอร์ตัวล่างของวงจรในภาพที่ 2.1 การตัดต่อสัญญาณของทรานซิสเตอร์แต่ละตัวจะอ้างอิงกับจุดกึ่งกลางของตัวเก็บประจุขาออกของวงจรเรียงกระแส(จุด OC) ดูภาพที่ 2.1 ซึ่งเป็นจุดอ้างอิงในการวัดสัญญาณป้อนกลับ

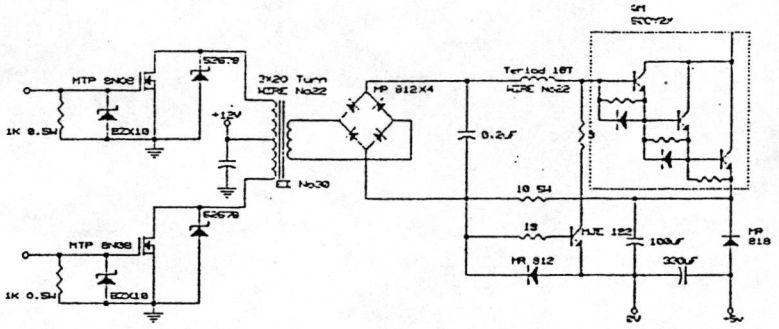


ภาพที่ 3.16 วงจรหน่วงเวลาการนำกระแสของทรานซิสเตอร์ที่ใช้เป็นสวิตช์

การสร้างสัญญาณขับนำทรานซิสเตอร์จะต้องพิจารณา เวลาเริ่มนำกระแส (turn on time) และเวลาหยุดนำกระแส (turn off time) ของทรานซิสเตอร์ที่ใช้เป็นสวิตช์ในวงจรอินเวอร์เตอร์ เนื่องจากเวลาในการเริ่มนำกระแสของทรานซิสเตอร์ โดยทั่วไปมีค่าน้อยกว่าเวลาในการหยุดนำกระแส ดังนั้น เราจึงต้องหน่วงเวลาในการเริ่มนำกระแสของทรานซิสเตอร์ให้มากกว่าเวลาหยุดนำกระแสของทรานซิสเตอร์ สำหรับทรานซิสเตอร์ที่ใช้ในวงจรอินเวอร์เตอร์ คือ เบอร์ QM 50DY 2H มีเวลาหยุดนำกระแส 18 us ดังนั้นเวลาที่ใช้ในการหน่วง (delay time, td) สัญญาณขับนำทรานซิสเตอร์กำหนดให้เพื่อความปลอดภัย เท่ากับ 30 us วงจรหน่วงแสดงในภาพที่ 3.16

7. วงจรขับนำเบสของทรานซิสเตอร์ที่เป็นสวิตช์

การขับนำทรานซิสเตอร์ที่ต่อแบบบริดจ์ของวงจรอินเวอร์เตอร์ ดังภาพที่ 2.1 จำเป็นต้องให้วงจรขับนำเบสมีการแยกโดด (isolation) ระหว่างทรานซิสเตอร์แต่ละตัว ดังนั้น การขับนำเบสของทรานซิสเตอร์ จึงต้องใช้หม้อแปลงเป็นตัวส่งผ่านสัญญาณไฟฟ้าจากวงจรกระตุ้นไปยังวงจรขับนำเบส ข้อได้เปรียบของวงจรขับนำที่ใช้หม้อแปลงก็คือสามารถใช้แหล่งจากไฟตรงเพียงชุดเดียว และจากการทดลองพบว่า วงจรขับนำเบสของทรานซิสเตอร์กำลังที่มีแรงดันคร่อมทรานซิสเตอร์สูงเกินกว่า 350 โวลต์สามารถใช้หม้อแปลงเป็นตัวส่งผ่านสัญญาณขับนำเบสได้ดีข้อเสียก็คือหม้อแปลงที่ใช้นี้ไม่สามารถเปลี่ยนแปลงวัฏจักรงาน (duty cycle) ตลอดย่านความถี่ซึ่งเป็นผลมาจากความสมดุลย์ของคูณแรงดันกับเวลา (volt-sec balance) มิฉะนั้นหม้อแปลงจะอิ่มตัว (saturate) ได้[11] แต่เราก็มีทางแก้ไขได้โดยการแทรกความถี่สูงเป็นพาหะเข้าไปในสัญญาณที่ต้องการส่งผ่านหม้อแปลง เพื่อขับนำทรานซิสเตอร์ ความถี่หลักที่ส่งผ่านหม้อโดยเฉลี่ยเท่ากับ 2 kHzเราเลือกใช้ความถี่พาหะเท่ากับ 50 kHz หรือ 25เท่า



ภาพที่ 3.17 วงจรขับนำเบสของทรานซิสเตอร์

เราเลือกใช้วงจรขับนำเบสของทรานซิสเตอร์ ดังแสดงในภาพที่ 3.17 ซึ่งประกอบด้วย ส่วนวงจรแปลงผันไฟตรงเป็นไฟตรงแบบ push-pull,วงจรกรองความถี่ และวงจรดึงประจุออกจากเบสของทรานซิสเตอร์

การออกแบบและเลือกใช้อุปกรณ์ สำหรับวงจรขับนำเบส สวิตช์ S1 และ S2 จำเป็นต้องเป็นสวิตช์ที่สามารถตัดต่อวงจรได้รวดเร็วมี turn on และ turn off time ต่ำกว่า 10% ของความถี่ในการสวิตช์ ทนแรงดันได้มากกว่า 48 โวลต์ (2 เท่าของแรงดันคร่อมสวิตช์) และทนกระแสได้มากกว่า 3 แอมป์ (3 เท่าของกระแสสูงสุด) ดังนั้นจึงเลือกใช้ทรานซิสเตอร์ชนิด MOSFET เบอร์ MTP 8N08 ซึ่งมี tonเท่ากับ 170 ns และ toff เท่ากับ 110 ns (10% ของคาบเวลา ในการสวิตช์ เท่ากับ 2,000 ns), ทนขนาดแรงดันได้ 80 โวลต์, ทนกระแสสูงสุดได้ 8 แอมป์ (เป็นขนาดที่ได้จากการทดลอง)

จากการทดลองพบว่าการใช้วงจร push-pull จะเหมาะสมมากที่สุด เพราะมี rise time และ fall time ของสัญญาณแรงดันคร่อม เบสและอิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ที่เป็นสวิตช์ต่ำที่สุด เมื่อเปรียบเทียบกับวงจร flyback และ forward การเลือกขนาดของหม้อแปลงจะได้มาจากการทดลองและการคำนวณ ดังนี้

พิจารณาหม้อแปลงสามารถส่งผ่านกำลังได้ (P) 10 W มีกำลังสูญเสีย (Pcu) 0.1 W ค่าความหนาแน่นของสนามแม่เหล็กสูงสุด (Bmax) เท่ากับ 0.15 เทสลา (Tesla) ความถี่ (fs) เท่ากับ 50 kHz และ ความต้านทานจำเพาะ(ρ) เท่ากับ 1.724×10^{-8} Ω m ดังนั้นจากสมการ (3.12) จะได้ค่าคงตัว kg [12] ดังนี้

$$Kg = \rho / Pcu \left(P / (2\ Bm\ fs) \right)^2 \qquad (3.12)$$

แทนค่าลงในสมการ (3.12)

$$Kg = \frac{1,724 \times 10^{-8}}{0.1} \left[\frac{10}{2 \times 0.15 \times 50 \times 10^{3}} \right]^{2}$$

$$= 7.66 \times 10^{-14} \quad m^{5}$$

ดังนั้นหม้อแปลงที่ใช้ควรมีขนาด $Kg > 7.66 \times 10^{-14}$ m^{5} จากการทดลองพบว่าขนาดแกนที่เหมาะสมควรเป็นแกนชนิดFerrite ขนาดE-I 25ที่มีพื้นที่หน้าตัดของแกน (S) เท่ากับ 0.43×10^{-4} m^{2}, พื้นที่สำหรับพันขดลวดตัวนำ(W) เท่ากับ 0.266×10^{-4} m^{2} และความยาวต่อรอบ(t) เท่ากับ 3.56×10^{-2} m จะได้จำนวนรอบต่ำสุด ดังสมการ(3.13)[12]

$$N_{1} = V/(4\ Bm\ S\ fs) \qquad (3.13)$$

$$= 12/(4 \times 0.15 \times 0.43 \times 10^{-4} \times 50 \times 10^{3})$$

$$= 9.3 \quad \text{รอบ}$$

หรือจำนวนรอบต่ำสุด ประมานเท่ากับ10 รอบ ขนาดของตัวนำที่ใช้หาได้จาก สมการ (3.6)[12]

$$Aw = k\ W\ /\ (3\ N_{1}) \qquad (3.6)$$

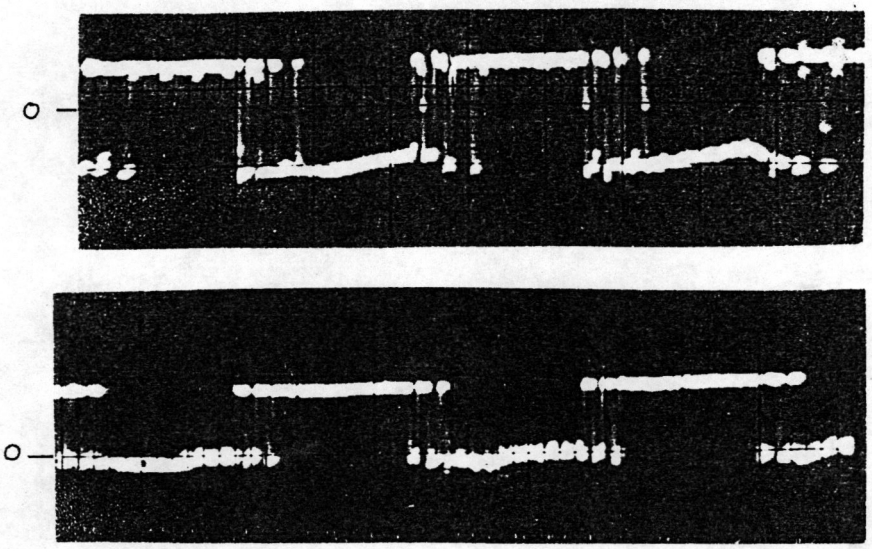
$$= 0.3 \times 104201\ /\ (3 \times 10)$$

$$= 1042.01 \quad \text{cmil}$$

หรือเลือกลวดขนาด เบอร์ 21 SWG

พิจารณาไดโอดที่ใช้ในวงจรทั้งหมด จะต้องมีคุณสมบัติที่สำคัญก็คือต้องมีเวลาฟื้นตัว (recovery time)มีค่าต่ำกว่า 100 ns จึงเลือกไดโอดในตระกูล fast recovery เบอร์ MR 812 ทนแรงดันย้อนกลับได้ 100 โวลต์ และกระแสอาร์เอ็มเอสได้ 1 แอมป์

พิจารณาทรานซิสเตอร์ Q1 คุณสมบัติที่สำคัญของทรานซิสเตอร์ตัวนี้กล่าวคือ จะต้องมีเวลาในการ เริ่มนำกระแสต่ำและทนกระแสสูงสุดได้ไม่ต่ำกว่า 5 แอมป์ (ค่านี้ได้มาจากการทดลอง) ดังนั้นจึงเลือกใช้ทรานซิสเตอร์ เบอร์ MJE 182 ที่สามารถทนกระแสสูงสุดได้ 5 แอมป์ และแรงดัน Vceo ได้ 50 โวลต์ เวลาในการนำกระแส (ton) เท่ากับ 47 ns เวลาในการหยุดนำกระแส (toff) เท่ากับ 250 ns พิจารณาเลือกขนาดและค่าของ R1 เนื่องจากกระแสเบสปกติของทรานซิสเตอร์ Ib เท่ากับ 0.5 แอมป์ และต้องการให้แรงดันย้อนกลับมีค่าประมาณ 6 โวลต์ ดังนั้น R1 ควรมีค่าเท่ากับ (6/0.5 = 12) โอห์ม ขนาด 5 วัตต์ ภาพที่ 3.18 แสดงรูปคลื่นที่ได้จากวงจรขับนำเบส



:สเกล 2 V/DIV

(ก)

:สเกล 0.5 A/DIV

(ข)

:สเกลของเวลา 5 ms/DIV

ภาพที่ 3.18 รูปถ่ายสัญญาณของกระแสและแรงดันที่ขั้วเบสและอิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ ในวงจรอินเวอร์เตอร์

(ก) รูปของแรงดัน (Vbe)

(ข) สัญญาณกระแส (Ib)