

บทที่ 4

การออกแบบ



ในบทนี้จะกล่าวถึงการออกแบบส่วนที่สำคัญ 3 หัวข้อใหญ่ ๆ คือ หัวข้อแรกเกี่ยวกับการออกแบบวงจรจุกชนวน หัวข้อที่ 2 เกี่ยวกับการออกแบบวงจรโหลค หัวข้อที่ 3 เกี่ยวกับการออกแบบวงจรควบคุมการเริ่มทำงาน

4.1 วงจรจุกชนวน

วงจรจุกชนวนมีหน้าที่สร้างสัญญาณพัลส์เพื่อจุกชนวนเอสซีอาร์ในวงจรอินเวอร์ทเทอร์ให้ทำงานสัมพันธ์กัน ถึงแม้วาคาเพาเวอร์แฟคเตอร์ของโหลคจะเปลี่ยนแปลง สัญญาณจุกชนวนนี้ก็ปรับช่วงระยะเวลาจุกชนวนให้เหมาะสมด้วย ดังนั้นหลักการออกแบบวงจรเป็นไปตามหลักการที่กล่าวไว้ในหัวข้อ 2.3.3 และผังการทำงานก็เป็นไปตามรูป 2.8 ซึ่งแบ่งส่วนการทำงานออกเป็นสามส่วน คือ ส่วนแรกเป็นวงจรกำเนิดสัญญาณไฟฟ้าควบคุมความถี่ด้วยระดัศักคา เรียกว่า Voltage Controlled Oscillator (VCO) ส่วนที่สองเป็นวงจรจ่ายสัญญาณจุกชนวน เรียกว่า Pulse distributor and firing circuit ส่วนที่สาม เป็นวงจรป้อนกลับ

คุณสมบัติทางเทคนิคของวงจรจุกชนวนซึ่งกำหนดได้จากคุณสมบัติของ เอสซีอาร์ และช่วงใช้งานของวงจรอินเวอร์ทเทอร์ได้ดังนี้คือ

สัญญาณออก	4 สัญญาณแบบกราวนไม่รวม	
ความถี่ของสัญญาณจุกชนวน	1000 - 8000	Hz
ศักดาของสัญญาณจุกชนวน	0.8	V.
กระแสของสัญญาณจุกชนวน	500	μ A.



4.1.1 วงจรกำเนิดสัญญาณไฟฟ้าควบคุมความถี่ด้วยระดับสัปดาห์

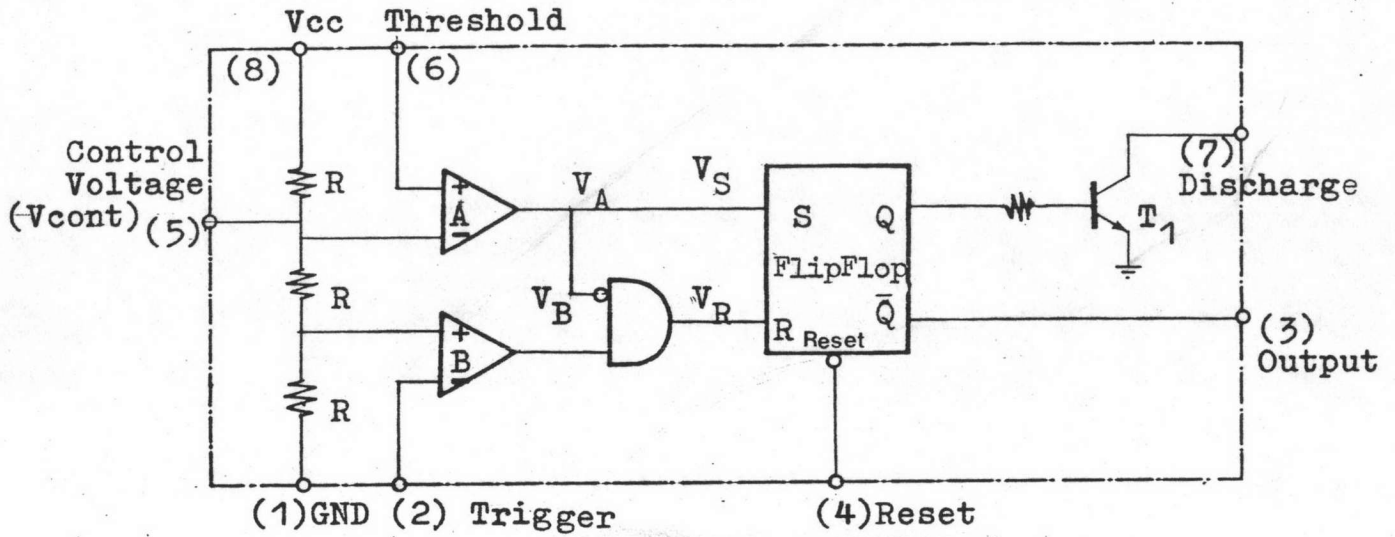
(Voltage Controlled Oscillator)

เพื่อให้งานทำงานสมบูรณ์ คือ สามารถสร้างสัญญาณไฟฟ้าที่ควบคุมความถี่ได้ ด้วยระดับสัปดาห์และรูปคลื่นที่ได้ สามารถนำไปใช้ในวงจรจ่ายสัญญาณจุดชนวนได้สะดวก คือ มีคาบเวลาของรูปคลื่นช่วงที่เป็นบวกเท่ากับช่วงที่เป็นลบ ดังนั้น การออกแบบวงจรมี 2 ส่วน คือ ส่วนแรกนำ IC เบอร์ 555 (ครายละเอียดในภาคผนวก) มาต่อเป็นวงจรมกำเนิดสัญญาณไฟฟ้าที่ควบคุมความถี่ได้ ด้วยระดับสัปดาห์ และใช้ J-K Flip Flop มาเป็นตัวลดความถี่ลงครึ่งหนึ่ง เพื่อให้สัญญาณออก มีคาบเวลาช่วงบวกและลบเท่ากัน การออกแบบในแต่ละส่วนมีดังนี้

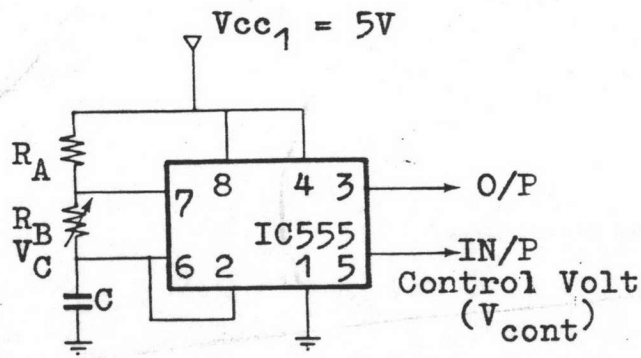
4.1.1.1 วงจรกำเนิดสัญญาณไฟฟ้าควบคุมความถี่ด้วยระดับสัปดาห์จากไอซีเบอร์ 555

รูป 4.1 (ก) แสดงถึงวงจรสมมูลของไอซีเบอร์ 555 และรูป 4.1 (ข) แสดงถึงการต่อวงจรเพื่อนำไอซีเบอร์ 555 มาต่อเป็นออสซิลเลเตอร์ที่ใช้สัปดาห์ไฟฟ้าควบคุมความถี่

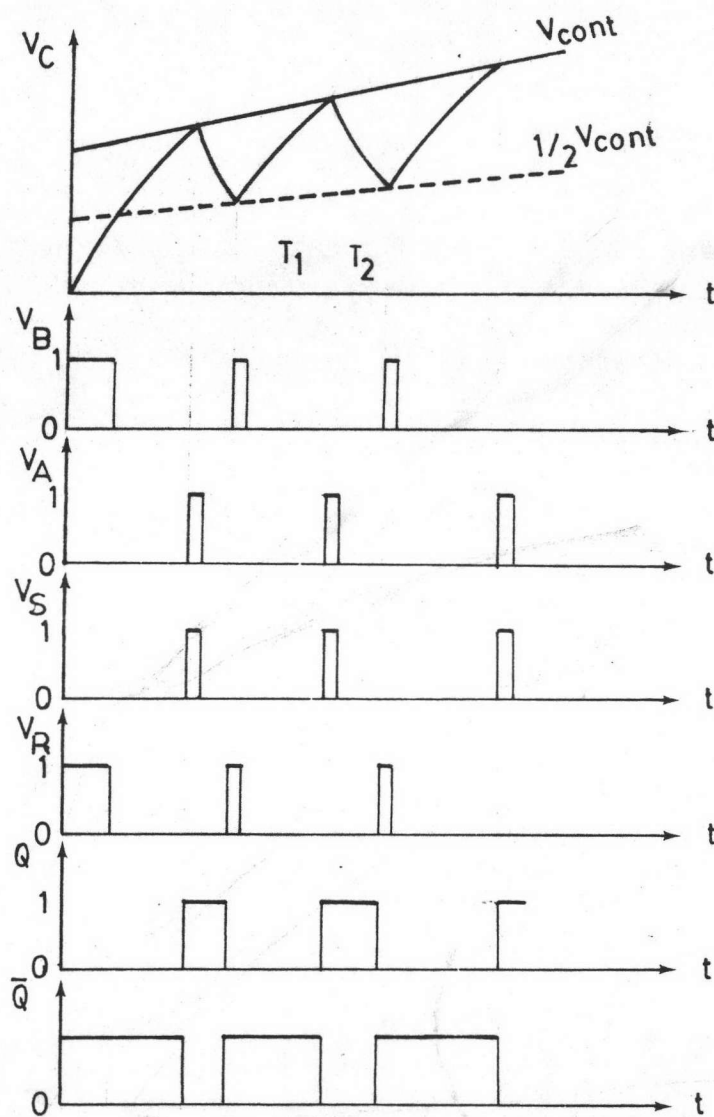
การทำงานของวงจรรูป 4.1 มีดังต่อไปนี้ เมื่อเปิดวงจร C ยังไม่มีประจุ $V_C = 0$ เนื่องจากขั้ว V_C ต่อกับขั้ว Trigger ทำให้ขาลบของ Comparator B มีสัปดาห์ไฟฟ้าค่ากว่าขาบวกซึ่งมีค่าสัปดาห์ไฟฟ้าเท่ากับ $\frac{1}{2} V_{cont}$ สัปดาห์ไฟฟ้าขาออกของ Comparator B จึงมีค่าเป็น "1" ขณะเดียวกันขา Threshold (6) ต่อกับ V_C เช่นเดียวกัน ซึ่งทำให้ขาบวกของ Comparator A มีค่าเป็นลบเมื่อเทียบกับขาลบ ทำให้สัปดาห์ไฟฟ้าขาออกของ Comparator A เป็น "0" เงื่อนไขนี้จะได้ $S = "0"$ และ $R = "1"$ ที่ Flip Flop นั้น คือ Flip Flop ถูก reset Q เป็น "0" ทรานซิสเตอร์ T_1 ไม่นำกระแส ทำให้กระแสไหลจาก V_{CC} ผ่าน R_A, R_B และ C จะสะสมประจุควยค่าคงตัวของเวลา $(R_A + R_B) C$ เมื่อ V_C เพิ่มขึ้นมากกว่า $\frac{1}{2} V_{cont}$ แตนน้อยกว่า V_{cont} ขาออกของ Comparator B เป็น "0" ขาออกของ Comparator A เป็น "0" ทำให้ S เป็น "0" และ R เป็น "0" Q ก็ยังเป็น "0" อยู่ ตัวเก็บประจุก็จะสะสมประจุต่อไป เมื่อสัปดาห์ไฟฟ้า V_C มากกว่า V_{cont} ขาออกของ Comparator B เป็น "0" และ A เป็น "1" ทำให้ S เป็น "1" และ R เป็น "0" ทำให้ Flip Flop เปลี่ยน



รูป 4.1 (ก) วงจรสมมุติของ ไอซี เบอร์ 555



รูป 4.1 (ข) แสดงถึงการนำไอซี เบอร์ 555 มาใช้เป็นวงจรกำเนิดสัญญาณไฟฟ้าควบคุมความถี่ของสัญญาณโคควบระดับคัทคา



รูป 4.2 รูปคลื่นตามทฤษฎีแสดงการทำงานของวงจรกำเนิดสัญญาณไฟฟ้าควบคุม
ความถี่ได้ควยระดับสกัดจาก ไอซี เบอร์ 555

state คือ Q เป็น "1" ทราชนิสเตอร์ T_1 จะนำกระแส ทำให้ C คายประจุผ่าน R_B ด้วยค่าคงตัวของเวลา $R_B C$ เมื่อศักดาไฟฟ้าของ C ลดลงมาน้อยกว่า V_{cont} แต่มากกว่า $\frac{1}{2} V_{cont}$ ที่ขาออกของ Comparator B จะได้เป็น "0" และ A ได้เป็น "0" ซึ่งทำให้ S เป็น "0" และ R เป็น "0" ซึ่งยังทำให้ Q ยังเป็น "1" อยู่ T_1 ก็ยังนำกระแส ตัวเก็บประจุ C_1 ก็ยังคงคายประจุอยู่ เมื่อศักดาไฟฟ้า v_C ลดต่ำกว่า $\frac{1}{2} V_{cont}$ เราจะได้ขาออกของ Comparator B เป็น "1" และ A เป็น "0" เราจะได้ S เป็น "0" และ R เป็น "1" จะได้ Q เป็น "0" ทราชนิสเตอร์ T_1 จะหยุดนำกระแสตัวเก็บประจุ C จะเก็บประจุใหม่ ลักษณะการทำงานทั้งหมดนี้ ได้แสดงไว้ในรูป 4.2

พิจารณารูปในช่วง Steady state การสะสมประจุเริ่มจาก $\frac{1}{2} V_{cont}$ จนถึง V_{CC} ด้วยค่าคงตัวของเวลา $(R_A + R_B) C$ แต่เนื่องจากวงจรที่คอมมีการควบคุมด้วยศักดา V_{cont} ทำให้การสะสมประจุของ C ได้ถึงค่า $v_C = V_{cont}$ เท่านั้น เวลาเลยจากช่วงนี้เป็นช่วงการคายประจุ ดังนั้นจากสมการสะสมประจุในช่วงเวลา $t=0$ ถึง $t = T_1$

$$v_C = \frac{1}{2} V_{cont} + (V_{CC} - \frac{1}{2} V_{cont}) (1 - e^{-t/(R_A + R_B)C}) \quad , 0 \leq t \leq T_1$$

ที่เวลา T_1 $v_C = V_{cont}$ ดังนั้น

$$\begin{aligned} V_{cont} &= \frac{1}{2} V_{cont} + (V_{CC} - \frac{1}{2} V_{cont}) (1 - e^{-T_1/(R_A + R_B)C}) \\ \frac{V_{cont}}{2V_{CC} - V_{cont}} &= 1 - e^{-T_1/(R_A + R_B)C} \\ e^{-T_1/(R_A + R_B)C} &= 1 - \frac{V_{cont}}{2V_{CC} - V_{cont}} \end{aligned}$$

$$T_1 = - (R_A + R_B) C \ln \left[1 - \frac{V_{cont}}{2V_{CC} - V_{cont}} \right]$$

ทำนองเดียวกันในช่วงคายประจุ T_2 เกิดการคายประจุจาก $V_C = V_{cont}$ จนถึง $v_C = 0$ สมการคายประจุจึงเป็น

$$v_C = V_{cont} e^{-t/R_B C}$$

$$T_2 = T_2 \cdot V_C = \frac{1}{2} V_{cont}$$

$$\begin{aligned} \text{ดังนั้น } \frac{1}{2} V_{cont} &= V_{cont} e^{-T_2/R_B C} \\ T_2 &= R_B C \ln 2 \end{aligned}$$

ดังนั้นคาบของสัญญาณออกของวงจร IC 555 จะเป็น

$$T = T_1 + T_2 = R_B C \ln 2 - (R_A + R_B) C \ln \left[1 - \frac{V_{cont}}{2V_{CC} - V_{cont}} \right]$$

โดยจัดรูปของสมการของ \ln ใหม่

$$T = R_B C \ln 2 - (R_A + R_B) C \ln \left[1 - \frac{1}{(2V_{CC}/V_{cont}) - 1} \right]$$

$$0 < V_{cont} < V_{CC} \dots \dots \dots (4.1)$$

จะเห็นว่าเมื่อ V_{cont} เพิ่มขึ้น T ยิ่งเพิ่มความถี่ของวงจร IC 555 ก็จะลดลงจากสมการ (4.1) ในทางปฏิบัติจะใช้ได้เฉพาะค่า V_{cont} เพียงช่วงหนึ่งเท่านั้น เช่น ขณะ $V_{cont} = 0$ สมการจะได้ $T = R_B C \ln 2$ แต่ในทางปฏิบัติ $T = \infty$ เนื่องจากวงจรจะไม่เกิด Oscillation ในการออกแบบ จึงใช้ V_{cont} ค่าต่ำสุดค่าหนึ่งซึ่งมากกว่า 0 V. เพื่อควบคุมให้วงจรทำงานที่ความถี่สูงสุดที่ต้องการ

จากขอมูลการวัดเวลาหยุดหน้ากระแส กำหนดความถี่สูงสุดของวงจร 8 KHz ดังนั้นวงจร IC555 จะต้องกำเนิดความถี่ของสัญญาณได้เป็น 2 เท่าของค่านี้คือ 16 KHz V_{CC} ที่ใช้งาน = 5V. การออกแบบอาจใช้สมการ (4.1) โดยเลือกค่าตัวแปร 3 ตัวจากค่าตัวแปรที่เหลืออีก 4 ตัว คือ R_A , R_B , C และ V_{cont} ที่ความถี่สูงสุด เนื่องจากสมการนี้ยุ่งยากพอสมควรและใช้ได้เฉพาะช่วง V_{cont} บางช่วงดังกล่าวข้างต้น ประกอบกับในที่นี้จะใช้ความต้านทานปรับค่าได้สำหรับ R_A เพื่อใช้ปรับค่าความถี่ของวงจรตั้งแต่ 2 ถึง 16KHz ดังนั้นค่าต่าง ๆ ที่จะใช้จึงได้จากการทดลองจริง ๆ ส่วนค่าความต้านทานและตัวเก็บประจุที่ใช้ในการเริ่มทดลองโดยประมาณหาได้จากกราฟรูปที่ 6 ซึ่งแสดงการออกแบบค่าความต้านทานและตัวเก็บประจุสำหรับวงจร Oscillator ที่ความถี่ต่าง ๆ ในข้อมูลของไอซีเบอร์ LM555 (ภาคผนวก ก) ในช่วง 2 ถึง 16 KHz ค่า C อยู่ในช่วงประมาณ 0.001 ถึง 0.1 μF จึงเลือกใช้ค่า C ในอันดับ 0.01 μF ค่า R_A

และ R_B ในอันดับ 100 K Ohm

จากการทดลองที่สร้างขึ้น ค่าของความต้านทานและตัวเก็บประจุที่ใช้
ดังนี้ คือ

$$C = 0.04 \mu F \text{ (0.02 2 ตัวขนานกัน)}$$

$$R_A = 1 \text{ K Ohm.}$$

ส่วนค่า R_B ประกอบด้วยความต้านทานปรับค่าได้ขนาด 2 M Ohm. อัน-
กรมกับความต้านทานปรับค่าได้ 5 K Ohm. และอันกรมกับความต้านทานคงที่ค่าหนึ่ง
โดยความต้านทานปรับค่าได้ขนาด 2 M Ohm. ทำหน้าที่ปรับความถี่ในช่วงขยาย
ส่วนความต้านทานปรับค่าได้ R_B ใช้ปรับความถี่ในช่วงละเอียด ส่วนค่าความต้าน
ทานคงที่ ยังสามารถเลือกค่าได้โดยใช้สวิทช์เลือก เพื่อกำหนดความถี่สูงสุด ที่จะใช้
งานได้เป็นช่วง ๆ ตามขอมูลในตารางที่ 2 เหตุที่ต้องตั้งค่า R_B สูงๆ เช่นนี้ ก็
เพื่อความสะดวกในการใช้งานในช่วงความถี่ต่าง ๆ และสะดวกในการตั้งความถี่ใน
ขณะทำการทดสอบ

ส่วนความสัมพันธ์ระหว่างค่าที่ใช้ควบคุมกับความถี่ของวงจรได้แสดงไว้
ในตารางที่ 3

ความต้านทาน R_B (หน่วย K Ohm)	ความถี่ที่ได้จากวงจรไอซี 555 (หน่วย KHz)
330	2.6
120	3.2
8.90	5.2
5.60	6.6
4.20	8.2
3.20	10.0
2.70	12.0
1.30	14.0
0.39	16.0

ตารางที่ 2 แสดงถึงช่วงความถี่ที่ได้จากการทดสอบเมื่อใช้ค่าความต้านทาน R_B ต่าง ๆ

หมายเหตุ ค่าความถี่นี้เป็นความถี่ในขณะที่ $V_{cont} = 3 V$.

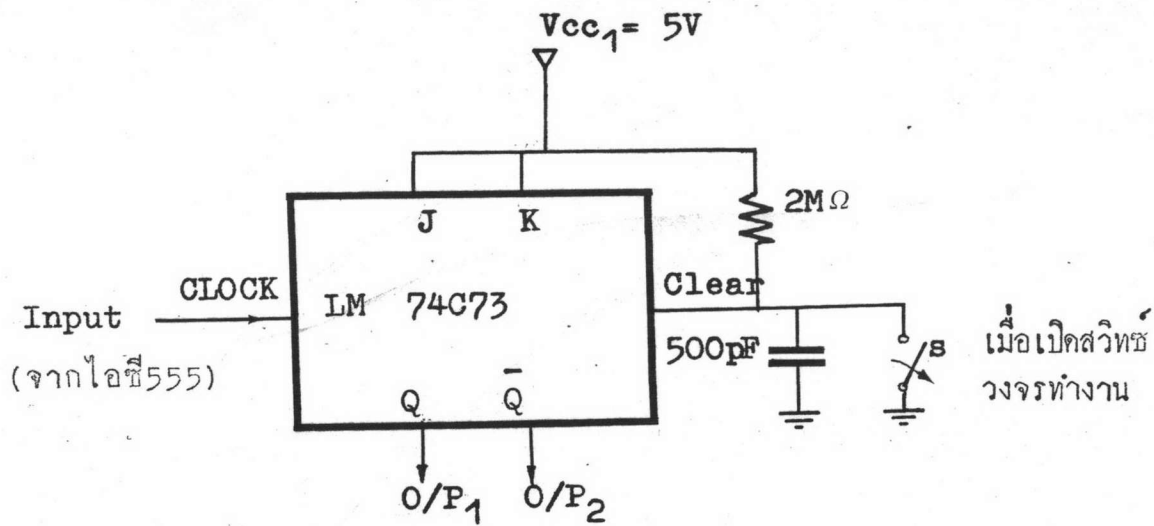
ศักดาไฟฟ้าที่ใช้ควบคุม (V.)	ความถี่ที่ได้ (Hz)
5.0	3800
4.5	4200
4.0	6700
3.5	8300
3.0	10000
2.5	11800
2	12300
1.5	15200
1	15200

ตารางที่ 3 แสดงถึงความสัมพันธ์ของความถี่ที่ได้จากการทดสอบกับศักดาไฟฟ้าที่ใช้ในการควบคุม

หมายเหตุ ค่าความถี่นี้เป็นความถี่ขณะที่ $R_B = 3.2 K Ohm$.

4.1.1.2 วงจรลคครั้งความถี่

เนื่องจากช่วงเวลาค้างครั้งแรก และครั้งคาบหลังของรูปคลื่นที่ได้จากวงจรไอซี เบอร์ 555 นั้น ไม่เท่ากัน ทำให้ลำบากในการผลิตสัญญาณจุกจนวนสำหรับจุกจนวนเอสซีอาร์ สองชุดให้มีช่วงเวลาเท่า ๆ กันคั้งนั้น จึงต้องนำรูปคลื่นที่ได้มาหารความถี่ลงครึ่งหนึ่งก่อน เพื่อให้ง่ายสำหรับการออกแบบ การใช้ J-K FlipFlop จะสะดวกมาก J-K FlipFlop ที่นำมาใช้เป็น ไอซี เบอร์ LM 74C73 (ดูรายละเอียดภาคผนวก ก.)

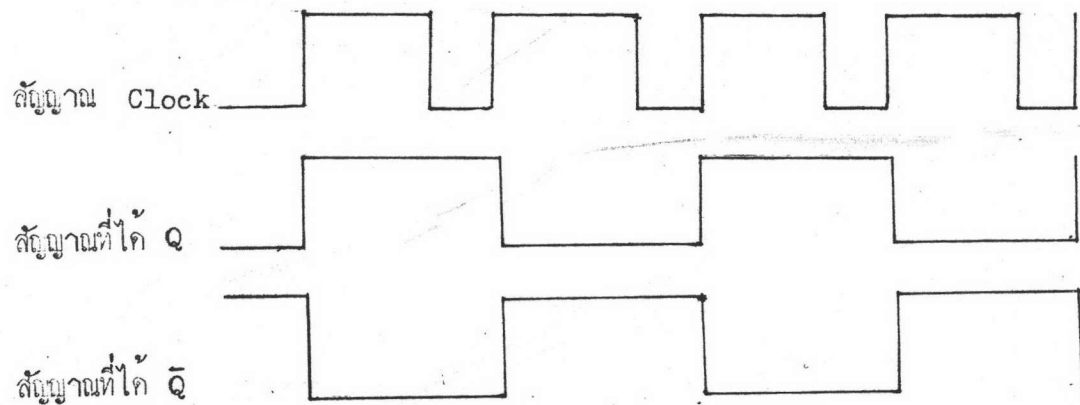


รูป 4.3 แสดงการนำไอซีเบอร์ 7473 มาต่อเป็นวงจรหาร 2 ความถี่

ทั้งนี้ เนื่องจากการทำงานของ J-K FlipFlop มีดังนี้คือ

เมื่อ	$J = 0, K = 0$	สัญญาณเข้าที่ขา	Clock	เปลี่ยนจาก 0 เป็น 1	ค่า Q ที่ไควยังเป็น Q
	$J = 0, K = 1$	"	"	"	0
	$J = 1, K = 0$	"	"	"	1
	$J = 1, K = 1$	"	"	"	\bar{Q}

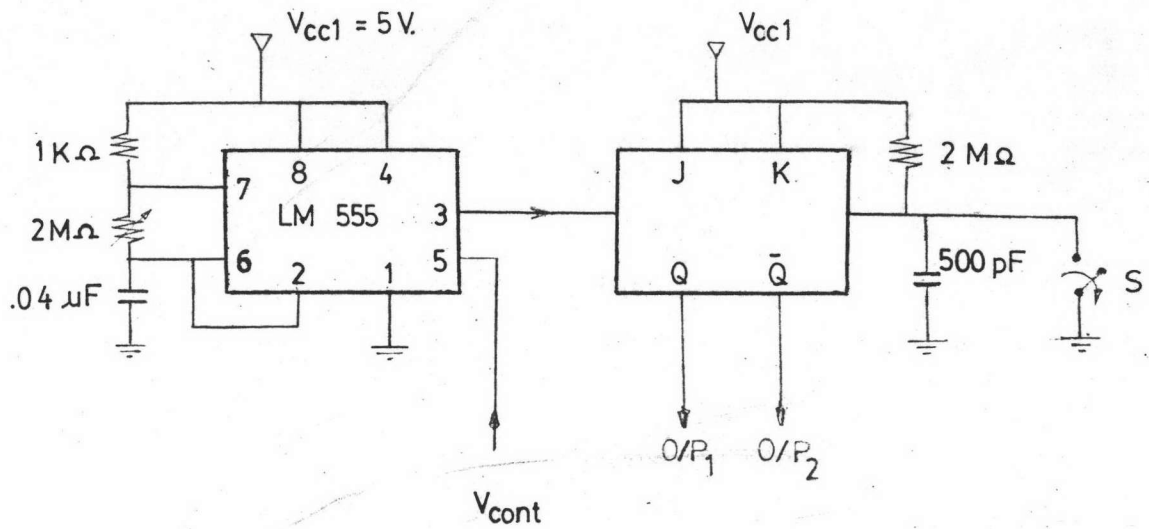
จะเห็นได้ว่า เมื่อ $J = 1, K = 1$ เมื่อสัญญาณ Clock เปลี่ยนจาก 0 เป็น 1 ค่าที่ออกมาจากขา Q เปลี่ยนไปเป็นตรงข้ามเสมอ แต่เมื่อสัญญาณ Clock เปลี่ยนจาก 1 เป็น 0 สัญญาณที่ออกมาจากขา Q ยังไม่เปลี่ยน ดังนั้น ความถี่ของรูปคลื่นที่ไควจะลดลงครึ่งหนึ่ง ดังแสดงไว้ในรูป 4.4



รูป 4.4 แสดงรูปคลื่นที่ไควจากการทำงานของวงจร 2 ตามทฤษฎี

ส่วนสวิตช์ S ทำหน้าที่เปิดหรือปิด สัญญาณไฟฟ้าออกมาจากวงจร เมื่อสวิตช์ S อยู่ในตำแหน่งเปิด (Open) สักคาไฟฟ้าที่ขา Clear จะเท่ากับ Vcc ซึ่งทำให้ไม่มีสัญญาณไฟฟ้าออกมาจากวงจร ส่วนเมื่อปิดสวิตช์ S สักคาไฟฟ้าที่ขา Clear = 0 สัญญาณไฟฟ้าก็จะออกมาจากวงจร ส่วนความต้านทาน 2 MOhm และตัวเก็บประจุ 500 pF ทำหน้าที่ลดสัญญาณรบกวน เนื่องจากผิวสัมผัส

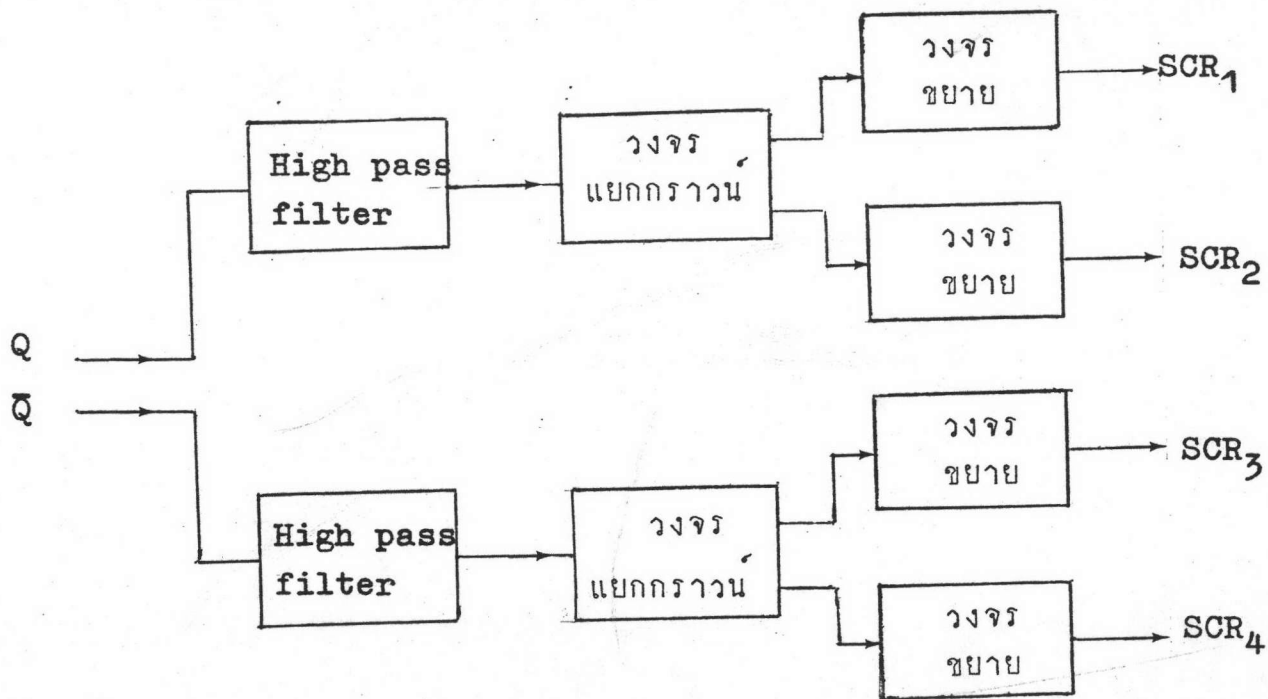
เมื่อนำวงจรของกำเนิดสัญญาณไฟฟ้าควบคุมความถี่ด้วยระดับศักดาจากไอซี 555 มาต่อ
รวมกับวงจรลatches ความถี่ก็จะได้ออกวงจรกำเนิดสัญญาณไฟฟ้าควบคุมความถี่ด้วยระดับศักดาที่สมบูรณ์
ดังแสดงไว้ในรูป 4.5



รูป 4.5 แสดงถึงวงจรกำเนิดสัญญาณไฟฟ้าควบคุมความถี่ด้วยระดับ
ศักดาไฟฟ้าที่สมบูรณ์

4.1.2 วงจรจ่ายสัญญาณจุดชนวน (Pulse distributor and firing circuit)

วงจรมีหน้าที่ที่เปลี่ยนสัญญาณจาก VCO ซึ่งเป็นรูปคลื่นสี่เหลี่ยมมาเป็นสัญญาณรูปพัลส์ และจ่ายสัญญาณนี้ไปจุดชนวนเอสซีอาร์ในวงจรอินเวอร์ทเทอร์ทั้งสี่ตัว โดยที่สัญญาณจุดชนวนทั้งสี่สัญญาณจะต้องมีกราวด์ (Ground) แยกจากกัน ทั้งนี้เพราะ กราวด์ของเอสซีอาร์ทั้งสี่ตัวไม่ได้้อยู่ร่วมกัน และแยกต่างหากจากกราวด์ของแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงคังดั้มของวงจรแสดงไว้ในรูป 4.6



รูป 4.6 ผังของวงจรจ่ายสัญญาณจุดชนวน

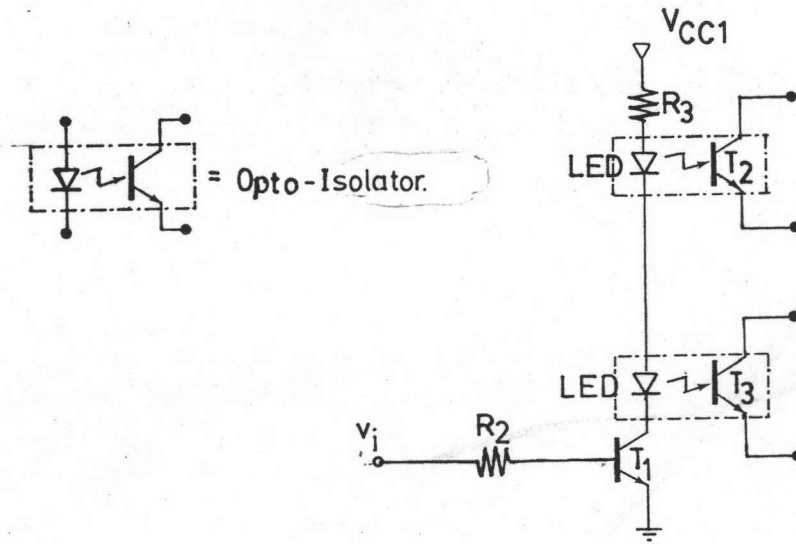
สัญญาณเข้าของวงจรในรูป 4.6 ได้มาจากภาคสุดท้ายของวงจร VCO ซึ่งเป็นวงจรแบบ J-K FlipFlop มีขาออกเป็น Q และ \bar{Q} สัญญาณจาก Q และ \bar{Q} จะแยกมาวางกระจายสัญญาณจุดชนวนสองชุด ซึ่งแต่ละชุดแบ่งเป็นวงจรรย่อยไปสามส่วนคือ

- ส่วนแรก เป็นวงจร High pass filter ทำหน้าที่ลดความกว้างของรูปคลื่นสี่เหลี่ยมที่ได้จาก Q หรือ \bar{Q} ให้แคบลง (เป็นรูปพัลส์) คือ เหลือความกว้างที่เพียงพอสำหรับการจุดชนวนเท่านั้น
- ส่วนที่สอง เป็นวงจรแยกกราวน ทำหน้าที่แยกสัญญาณพัลส์ที่ได้จาก High pass filter ออกเป็นสองสัญญาณ และทั้งสองสัญญาณแยกกราวนออกจากกัน
- ส่วนที่สาม เป็นวงจรขยาย ทำหน้าที่ขยายสัญญาณที่ได้จากวงจรแยกกราวน ให้ได้ขนาดคักคา และกระแสของสัญญาณที่พอเหมาะสำหรับจุดชนวนเอสซีอาร์

รายละเอียดและการออกแบบวงจร เหล่านี้จะได้อธิบายต่อไป โดยจะเริ่มจากวงจรแยกกราวนก่อน เพราะมีผลกระทบต่อการออกแบบวงจร High pass filter

4.1.2.1 วงจรแยกกราวน

วงจรแยกกราวนของสัญญาณใช้ Opto-Isolator เป็นตัวแยก เหตุที่ใช้ Opto แทน หมอแปลงแบบแกนเฟอร์ไรท์ เพราะช่วงความถี่ใช้งานกว้างตั้งแต่ 1000 ถึง 8000 Hz ซึ่ง Opto ให้สัญญาณออกรูปพัลส์มีความสูง (Amplitude) เท่ากันตลอดช่วงความถี่ ต่างกับหมอแปลงซึ่งที่ความถี่ค่าใดค่าหนึ่ง ความสูงของสัญญาณออกรูปพัลส์ค่ามาก เมื่อเทียบกับที่ความถี่สูง รูป 4.7 แสดงถึงวงจรแยกกราวนที่ได้ออกแบบไว้



รูป 4.7 แสดงถึงวงจรแยกกราวน

จากรูป T_1 เป็นทรานซิสเตอร์แบบ npn เบอร์ BC 337 ต่อแบบ อิมิตเตอร์ร่วม มีหน้าที่ขยายกำลังของพัลส์ เพื่อให้กระแสที่ไหลผ่าน LED ของ Opto ทั้งสองตัวได้ตามขนาดที่ต้องการ ในขณะที่ทรานซิสเตอร์ T_1 จะทำหน้าที่กันพัลส์ ที่เป็นลบด้วย

การทำงานของวงจรมีดังนี้ คือ เมื่อมีพัลส์บวกเข้าที่เบสของทรานซิสเตอร์ T_1 ทำให้ทรานซิสเตอร์ T_1 นำกระแสตามสัญญาณพัลส์นั้น กระแสก็จะไหลจาก V_{CC1} ผ่าน R_3 ผ่าน LED ของ Opto ทั้งสองตัว เข้าคอลเล็กเตอร์ของทรานซิสเตอร์ตาม สัญญาณพัลส์ เมื่อมีกระแสผ่าน LED ของ Opto LED นี้ส่งสัญญาณแสงตามสัญญาณพัลส์ ทรานซิสเตอร์ไวแสง T_2, T_3 ใน Opto ก็นำกระแส ทำให้มีสัญญาณพัลส์ออกที่หัวของทรานซิสเตอร์ เนื่องจากวงจรทางภาคเข้าและภาคออกของ Opto - Isolator แยกอิสระจากกัน เพียงแต่ส่งผ่านพลังงานทางคลื่นแสง วงจรทางภาคออกจึงแยกเป็นอิสระจาก

แหล่งจ่ายไฟตรงที่จ่ายให้วงจรภาคคน (V_{CC1}) ตามต้องการสามารถให้วงจรภาคจ่ายไฟตรงที่สร้างขึ้นใหม่อีกชุดหนึ่งมาต่อกับวงจรภาคออกของ Opto Isolator ซึ่งจะไต่กล่าวถึงในตอนต่อไป

การคำนวณหาค่าความต้านทานต่าง ๆ ในวงจรรูป 4.7 มีดังนี้
 R_2 คือความต้านทานใช้กำหนดกระแสสูงสุดที่ไหลผ่าน LED เมื่อมีสัญญาณพัลส์ จะได้สมการ

$$R_2 = (V_{CC1} - V_{CE1 \text{ sat}} - 2 V_{LED}) / I_{LED}$$

ในวงจรที่ออกแบบใช้ $V_{CC1} = 5 \text{ V}$ โดยให้ค่า $V_{CE1 \text{ sat}} = 0.2 \text{ V}$.
 และจากข้อมูลของ opto-isolator ในภาคผนวก V_{LED} ขณะนำกระแสเท่ากับ 1.25 V . ออกแบบให้ $I_{LED} = 10 \text{ mA}$ คำนวณค่า R_2 ได้

$$\begin{aligned} R_2 &= (5 - 0.2 - 2 \times 1.25) \text{ V} / 10 \text{ mA} \\ &= 230 \text{ Ohm} \end{aligned}$$

เมื่อมีสัญญาณพัลส์ T_1 อยู่ในช่วงอิมพัลส์ h_{FE} มีค่าน้อยกำหนดให้ $h_{FE} = 5$

$$\begin{aligned} I_{BE1 \text{ sat}} &= I_C / h_{FE} \\ &= 10 \text{ mA} / 5 \\ &= 2 \text{ mA} \end{aligned}$$

ความต้านทาน R_1 ใช้กำหนดขนาดกระแสสูงสุดที่ไหลผ่านเบสจะได้อสมการ

$$\begin{aligned} R_1 &= (V_{\text{pulse}} - V_{BE1 \text{ Sat}}) / I_{BE1 \text{ sat}} \\ &= (5 - 0.7) \text{ V} / 2 \text{ mA} = 2.2 \text{ KOhm} \end{aligned}$$

เนื่องจากวงจรภาคนี้เป็นโพลดีโกล์ให้แก่วงจร High pass filter ซึ่งจะไต่กล่าวถึงในตอนต่อไป จึงจำเป็นต้องรู้ค่าความต้านทานภาคเข้าของวงจรมี ซึ่งจะประมาณค่าความต้านทานภาคเข้าของทรานซิสเตอร์ระหว่างขาเบสและอิมิตเตอร์ดังนี้

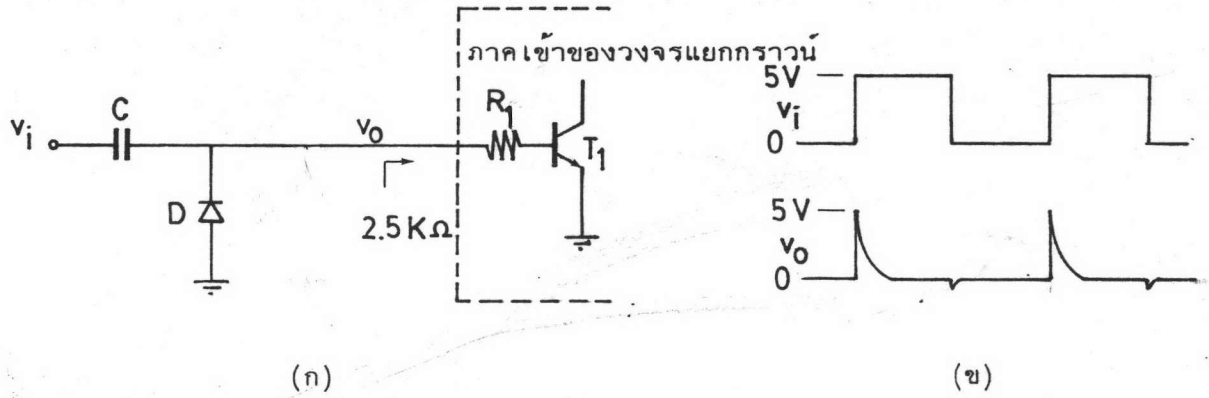
$$\begin{aligned} R_{BE} &= V_{BE} / I_{BE} \\ &= 0.7 \text{ V} / 2 \text{ mA} \\ &= 350 \text{ Ohm} \end{aligned}$$



ดังนั้นความต้านทานขาเซารวมของวงจรภาคนี้ประมาณ $2.2 + 0.35 = 2.55 \text{ KOhm}$

4.1.2.2 วงจร High pass filter

ประกอบด้วยวงจร R - C แบบพื้นฐาน โดยมีส่วนที่เพิ่มขึ้นมาคือ ไดโอด D ทำหน้าที่ป้องกันไม่ให้อยตอเบส-อิมิตเตอร์ของวงจรแยกกราวนที่กล่าวถึงในตอนก่อนเสียหาย โดย ไดโอด D จะจำกัดแรงดันกลับไม่ให้เกิน $- 0.6 \text{ V}$ วงจรและรูปคลื่นทางเข้าและทางออกของวงจรแสดงในรูป 4.8



รูป 4.8 (ก) วงจร High pass filter

(ข) รูปคลื่นสัญญาณขาเข้าและขาออก

เนื่องจากสัญญาณเข้า v_i ซึ่งมาจาก Flip Flop ที่ทำหน้าที่หารความถี่จุดชนวนในหลอดครึ่งหนึ่ง เป็นสัญญาณรูปคลื่นสี่เหลี่ยม แต่เราต้องการจุดชนวนเฉพาะที่ขอบคานขึ้นของสัญญาณ v_i นี้เท่านั้น วงจร High pass filter จึงต้องมี ความถี่ตัด (Cut-off frequency) สูงพอที่จะยอมให้พัลส์ v_o ที่ออกมาแคบมากเมื่อเทียบกับครึ่งคาบเวลาของสัญญาณขาเข้า v_i ดังนั้นที่เวลาตรงกับขอบคานขึ้น

ของสัญญาณขาเข้า ถือได้ว่าไม่มีประจุอยู่ใน C เลย ดังนั้นสมการของศักดาขาออก ในช่วงนี้เป็นไปตามสมการ

$$v_o = v_i e^{-t/RC} \dots\dots\dots(4.2)$$

โดยที่ R เท่ากับความต้านทานภาคเข้าของวงจรมัลติเพล็กซ์รูป 4.8 (ก)

เนื่องจากความถี่สูงสุดของวงจรมัลติเพล็กซ์เท่ากับ 8000 Hz เวลาครึ่งคาบของสัญญาณเข้า = $1/(8000 \times 2) = 62.5 \text{ usec}$ ภายในเวลาช่วงนี้ต้องการให้สัญญาณออก v_o ลดลงไปจนใกล้เคียงศูนย์โดยให้เหลือเพียง 1% ของ v_i ดังนั้นโดยการแทนค่า $v_o/v_i = 1/100$ และ $t = 62.5 \text{ usec}$ ในสมการ (4.2) จะได้

$$\frac{1}{100} = e^{-(62.5 \times 10^{-6})/RC}$$
$$RC = \frac{62.5 \times 10^{-6}}{\ln 100} = 1.3571 \times 10^{-5}$$

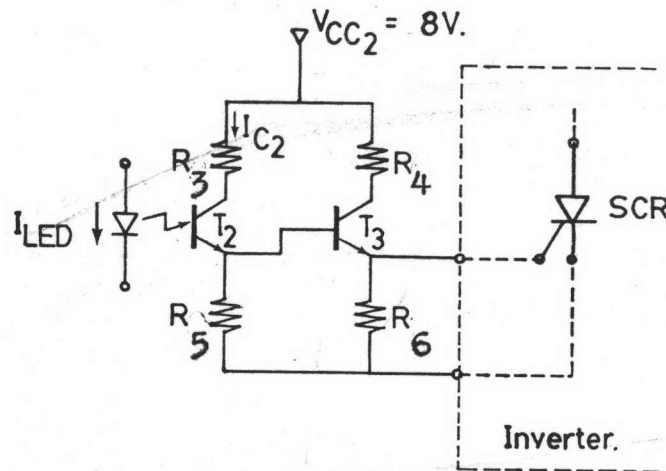
โดยใช้เวลา $R = 2.55 \text{ KOhm}$ จึงกล่าวคำนวณค่า C ได้

$$C = 5300 \text{ pF}$$

เพื่อให้แน่ใจว่าสัญญาณรูปพัลส์ในขณะเวลาผ่านไปครึ่งคาบมีค่าต่ำพอคือไม่ให้มีผลต่อการหยดหน้ากระแสของเฮสซีอาร์คิเค็ม ดังนั้นจึงใช้ค่าความเก็บประจุค่าต่ำกว่านี้มาก คือ ใช้ค่า $C_p = 330 \text{ pF}$

4.1.2.3 วงจรขยายสัญญาณจุดชนวน

วงจรมีทรานซิสเตอร์ภายนอกอีกหนึ่งตัวต่อกับทรานซิสเตอร์ภาคออกของ Opto isolator เป็นวงจร Emitter follower เพื่อขยายพัลส์ของกระแสที่ได้จากการส่งผ่านทางคลื่นแสงจาก LED ทางภาคเข้าของ Opto isolator ให้มีขนาดสูงพอที่จะจุดชนวน เอสซีอาร์ วงจรมี 1 ชุดสำหรับ เอสซีอาร์แต่ละตัว ดังนั้นจึงต้องใช้ทั้งหมด 4 ชุด แต่ละชุดใช้วงจรจ่ายแรงดันไฟตรงพิเศษที่เป็นอิสระต่อกันและเป็นอิสระกับแหล่งจ่ายไฟตรงทุกชุดที่มีอยู่ รูป 4.9 แสดงวงจรขยายสัญญาณจุดชนวน 1 ชุด



รูป 4.9 แสดงถึงวงจรขยายสัญญาณจุดชนวน

การทำงานของวงจรมีดังนี้ คือ

เมื่อทรานซิสเตอร์ T_2 รับสัญญาณพัลส์จาก LED จะทำให้เกิดกระแสคอลเล็กเตอร์ ประมาณ 15 % ของกระแสใน LED (ตามข้อมูลของ Opto isolator ในภาคผนวก) กระแสนี้บางส่วนจะไหลเข้าเบสของทรานซิสเตอร์ T_3 ทำให้ทราน-

ซิสเตอร์ T_3 นำกระแส จะเกิดกระแสไหลจาก V_{CC2} ผ่าน R_4 เข้าคอลเล็กเตอร์ และออกจากอิมิตเตอร์ ส่วนหนึ่งแยกไปจุดขนวนเอสซีอาร์ และอีกส่วนไหลผ่าน R_6 ลงกราวด์ ศักคาคร่อม R_6 ก็จะเป็นรูปพัลส์ตามกระแสที่ผ่าน LED

การคำนวณหาค่าความต้านทานต่าง ๆ ในวงจรรูป 4.9 ได้ดังนี้ ขณะมีพัลส์กระแสในคอลเล็กเตอร์ T_2

$$\begin{aligned} I_{C2} &= 0.15 I_{LED} \\ &= 0.15 \times 10 \text{ mA} = 1.5 \text{ mA}. \end{aligned}$$

เนื่องจาก I_{B3} มีค่าน้อยจนละเลยได้ จากวงจรสามารถเขียนสมการได้

$$I_{C2}(R_3+R_5) = V_{CC2} - V_{CE2} \dots\dots\dots(4.3)$$

ต้องการให้ T_2 อิมิตัว จึงให้ค่า $V_{CE2} = V_{CE2 \text{ sat}} = 0.2 \text{ V}$ เมื่อแน่ใจว่า T_2 อิมิตัวจริง ๆ ในการคำนวณใช้ค่า $I_{C2} = 1 \text{ mA}$. โดยให้เหตุผลว่า แม้กระแส I_{C2} จะลดลงเหลือเพียง 1 mA T_2 ก็ยังคงอิมิตัวอยู่ โดยแทนค่า V_{CE2} และ I_{C2} ดังกล่าว และแทนค่า $V_{CC2} = 8 \text{ V}$. ลงในสมการ (4.3) จะได้

$$R_3+R_5 = 7.8 \text{ K Ohm}.$$

เนื่องจากต้องการศักคาไฟฟ้าจุดขนวนเกท เอสซีอาร์ ประมาณ 1 V . ดังนั้นศักคาไฟฟ้าที่อิมิตเตอร์ของ T_2

$$\begin{aligned} &= 1 + V_{BE3 \text{ sat}} \\ &= 1 + 0.7 \text{ V}. \\ &= 1.7 \text{ V}. \end{aligned}$$

$$\text{จะได้ } I_{C2} R_5 = 1.7 \text{ V}.$$

$$1 \text{ mA} \times R_5 = 1.7 \text{ V}.$$

$$R_5 = 1.7 \text{ K Ohm}$$

โดยใช้ค่ามาตรฐานสำหรับความต้านทานเลือก $R_5 = 1.8 \text{ K Ohm}$

$$R_3 = 7.8 - 1.8 \text{ K Ohm}$$

$$= 6.0 \text{ K Ohm}$$

ใช้ค่ามาตรฐานของความต้านทาน $R_3 = 6.2 \text{ K Ohm}$

เอสซีอาร์ต้องการกระแสไปจุดขนวนเกท 0.5 mA เพื่อป้องกันไม่ให้เกิด Loading Effect จากเกทของเอสซีอาร์ ดังนั้นกระแสผ่าน R_6 จะต้องมีมากกว่า 0.5 mA มาก จึงเลือกค่ากระแสผ่าน $R_6 = 5 \text{ mA}$ และศักดาเกทเท่ากับ 1 V .

$$\text{จะได้ } R_6 = \frac{1 \text{ V}}{5 \text{ mA}}$$

$$R_6 = 200 \text{ Ohm}$$

เลือกใช้ค่ามาตรฐาน $R_6 = 220 \text{ Ohm}$

จากวงจรทางคอลเล็กเตอร์ของ T_3 สามารถเขียนสมการ

$$(R_4 + R_6) I_{C3} = V_{CC2} - V_{CE3 \text{ sat}}$$

โดยการแทนค่า $V_{CC2} = 8 \text{ V}$, $V_{CE3 \text{ sat}} = 0.2 \text{ V}$, $I_{C3} =$ กระแสที่ไหลผ่าน R_6 คือ $5 \text{ mA} +$ กระแส เกทของ เอสซีอาร์ $0.5 \text{ mA} = 5.5 \text{ mA}$ และค่า $R_6 = 220 \text{ Ohm}$ ดังกล่าว จะได้

$$R_4 = \frac{(8 - 0.2) \text{ V} - 220 \text{ Ohm}}{5.5 \text{ mA}} = 1198 \text{ Ohm}$$

เลือกใช้ค่ามาตรฐานความต้านทาน $R_4 = 1200 \text{ Ohm}$

ทรานซิสเตอร์ T_3 เป็นทรานซิสเตอร์แบบ NPN เบอร์ BC 337 มี h_{FE} ประมาณ 100 กระแสที่ไหลผ่านขาเบสของ $T_3 = \frac{5 \text{ mA}}{100} = 50 \mu\text{A}$ ซึ่งจะเห็นว่ามันน้อยมากเมื่อเทียบกับกระแสผ่าน R_5 จริงตามที่โคสมมติในสมการ (4.3)

เมื่อนำวงจรทั้งหลายมาต่อรวมกันเป็นวงจรจ่ายสัญญาณจุดขนวนที่สมบูรณ์จะได้วงจรดังแสดงไว้ในรูป 4.10 และเมื่อทำการทดสอบวงจรปรากฏว่า ค่าความ

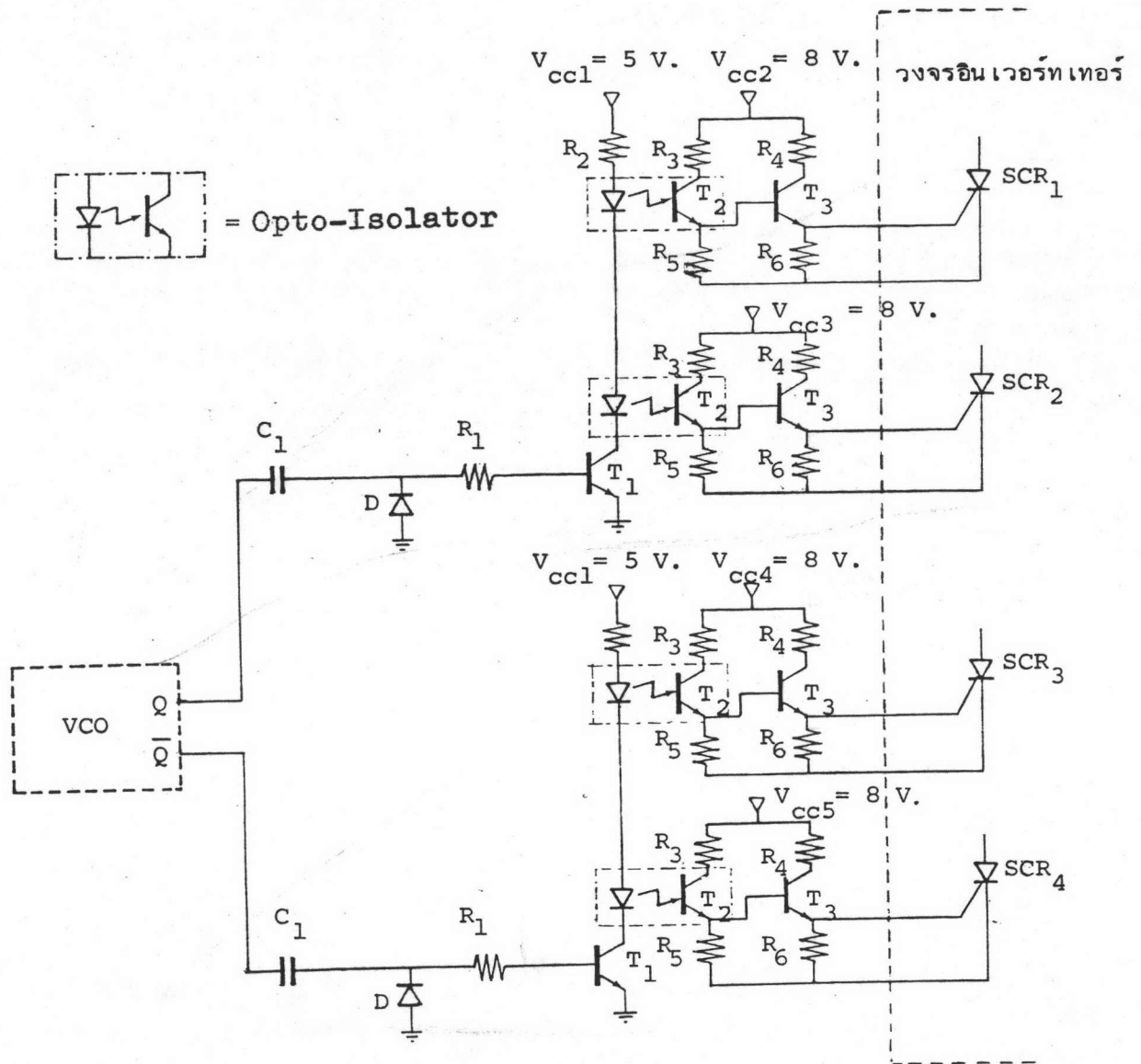
ค่าทานและตัวเก็บประจุที่ใช้เปลี่ยนไป (เพื่อให้รูปคลื่นที่ได้จากสัญญาณจุดชนวนเหมาะสม)

เป็น

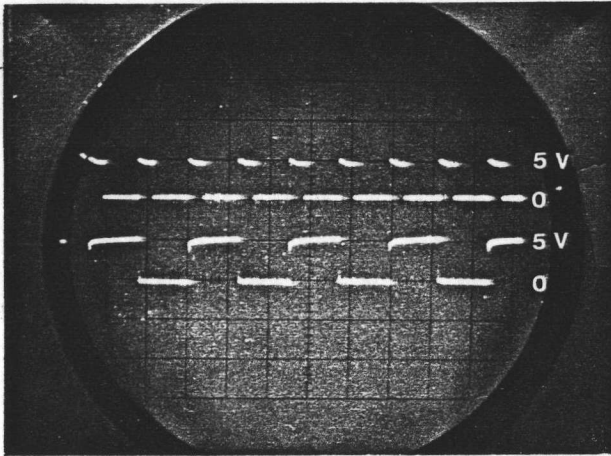
$C_1 = 330 \text{ pF}$	$R_1 = 2 \text{ K Ohm}$
$R_2 = 150 \text{ Ohm}$	$R_3 = 6.2 \text{ K Ohm}$
$R_4 = 1.2 \text{ K Ohm}$	$R_5 = 1.8 \text{ K Ohm}$
$R_6 = 270 \text{ K Ohm}$	

ซึ่งค่าส่วนใหญ่ใกล้เคียงกับที่คำนวณไว้

ส่วนรูปคลื่นที่ได้จากการทดสอบวงจรได้แสดงไว้ในรูป 4.11 จะเห็นว่า ช่วง
 กว้างของสัญญาณพัลส์ที่ได้จาก High pass filter นั้นแคบมาก แต่เมื่อผ่านวงจร
 ของ Opto และทรานซิสเตอร์แล้วทำให้ความกว้างของพัลส์เพิ่มขึ้นมาก ทั้งนี้เนื่องจาก
 ผลของ Storage time ของทรานซิสเตอร์และ Opto



รูป 4.10 วงจรถ่ายสัญญาณจุดขนวน

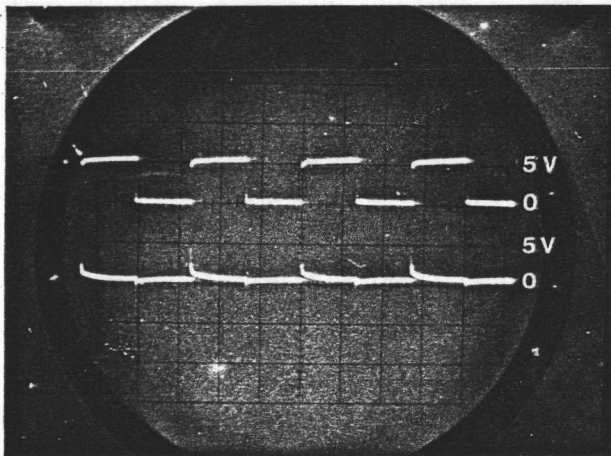


รูป 4.11 แสดงรูปคลื่นที่ได้จากวงจรจุกชนวน

รูป 4.11 (ก)

บน รูปคลื่นจากวงจรกำเนิดสัญญาณไฟฟ้าควบคุม
ความถี่ได้ควยระดับตัดคาจากไอซีเบอร์ 555

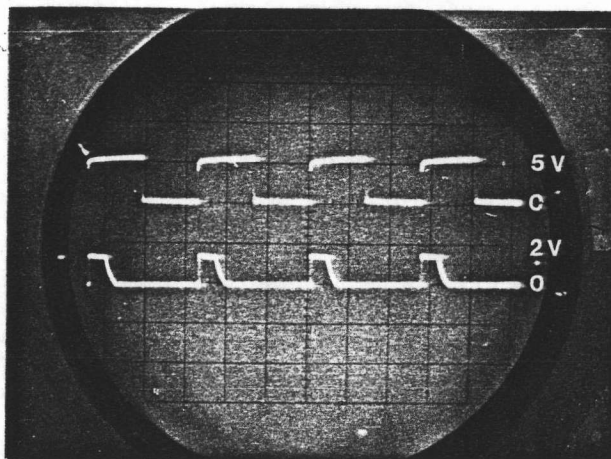
ล่าง รูปคลื่นจากวงจรลดครึ่งความถี่



รูป 4.11 (ข)

บน รูปคลื่นจากวงจรลดครึ่งความถี่

ล่าง รูปคลื่นจากวงจร High pass filter



รูป 4.11 (ค)

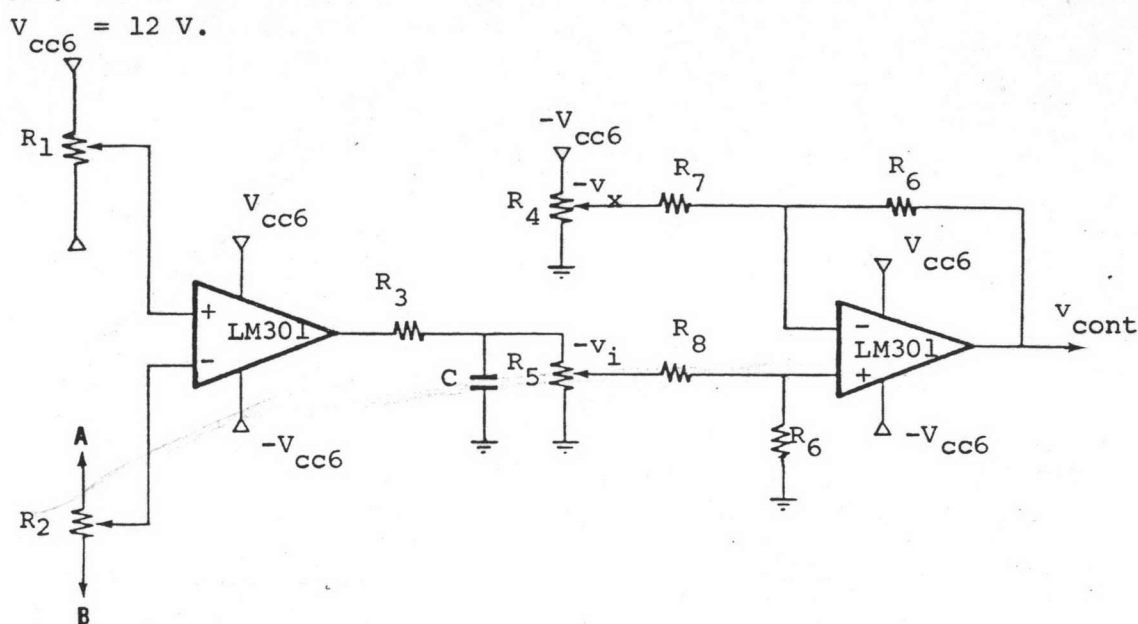
บน รูปคลื่นจากวงจรลดครึ่งความถี่

ล่าง รูปคลื่นจากวงจรขยายสัญญาณจุกชนวน

หมายเหตุ แกนนอน 1ช่อง = 50 μ Sec.

4.1.3 วงจรป้อนกลับ (Feedback Circuit)

วงจรป้อนกลับทำหน้าที่ควบคุมช่วงเวลาจุกชนวนของเอสซีอาร์ให้เหมาะสม กล่าวคือ ให้คาบเวลาจุกชนวนยาวนานที่สุด เพื่อให้ได้ประสิทธิภาพของอินเวอร์ทเทอร์สูง แต่ก็ไม่นานจน เอสซีอาร์ที่ใช้ไม่สามารถหยุดนำกระแส (ดังที่กล่าวไว้ในหัวข้อ 2.3.3) วงจรป้อนกลับที่ได้ออกแบบมีรายละเอียดดังแสดงในรูป 4.12 และรูปคลื่นที่ได้จากการทำงานของวงจรได้แสดงไว้



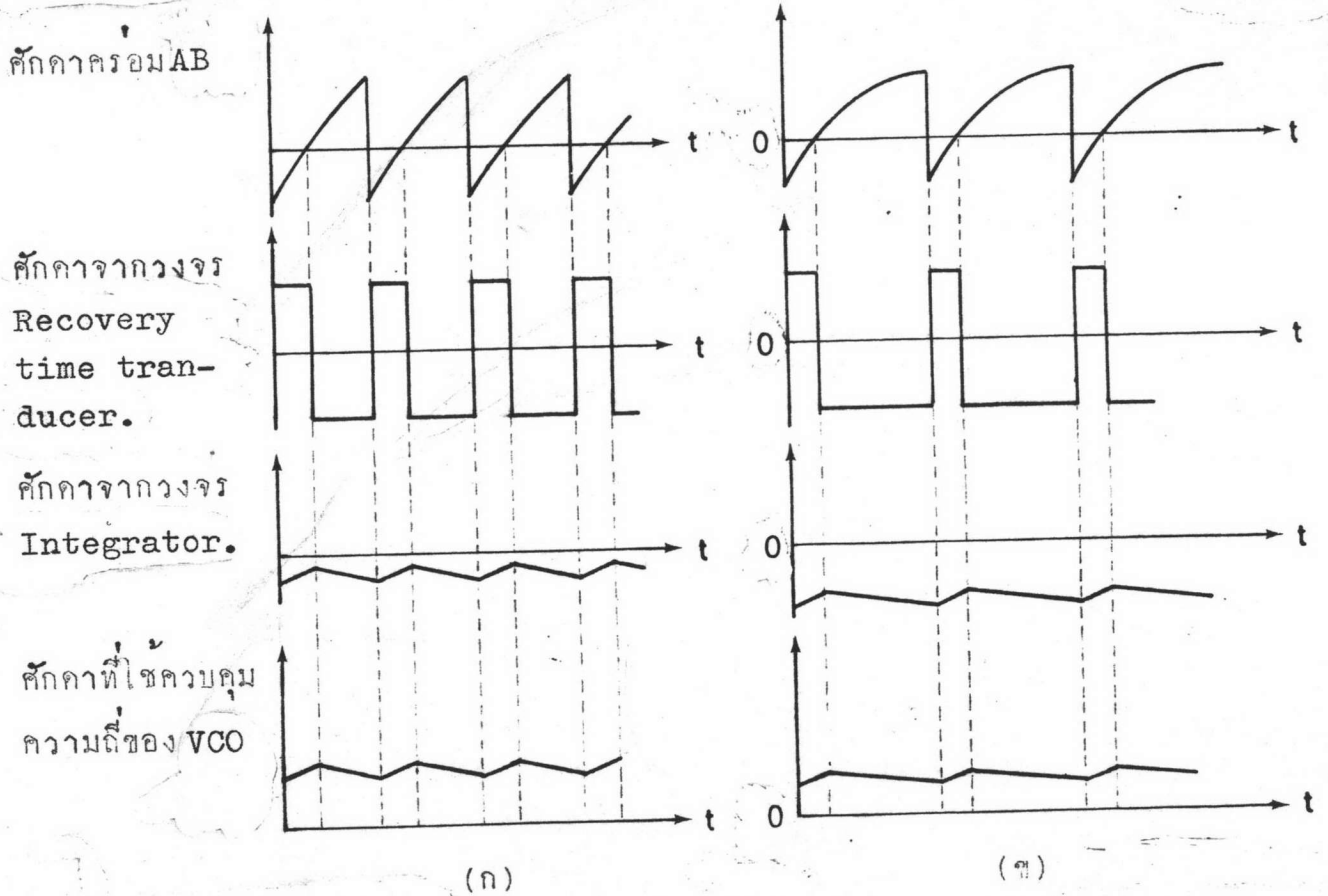
รูป 4.12 แสดงถึงวงจรป้อนกลับของวงจรอินเวอร์ทเทอร์

ในรูป 4.13

วงจรแบ่งออกเป็น วงจรย่อยได้สามวงจรคือ

วงจรแรกเป็นวงจร Recovery time Transducer ทำหน้าที่เปลี่ยนศักดาคร่อมจุด AB ของวงจรอินเวอร์ทเทอร์ให้เป็นสัญญาณรูปพัลส์ โดยความกว้างของ Pulse เท่ากับระยะเวลาที่ศักดาคร่อม AB เป็นลบ ส่วนความสูงของ Pulse นั้นคงที่

วงจรที่สอง เป็นวงจร Integrator หรือ Low Pass filter ทำหน้าที่เปลี่ยนสัญญาณพัลส์ให้เป็นระดับศักย์ที่เรียบ
 วงจรที่สาม เป็นวงจร Differential amp. ทำหน้าที่บวกหรือลบระดับศักย์ที่ได้จากวงจร Integrator กับระดับศักย์ค่าหนึ่ง เพื่อให้ได้ศักย์ควบคุม (Control Voltage) ที่เหมาะสม สำหรับนำไปควบคุมความถี่ของวงจรจูนเนอร์



รูป 4.13 แสดง เปรียบเทียบรูปคลื่นตามทฤษฎีที่ได้จากการทำงานของวงจรป้อนกลับ รูป (ข) เมื่อความถี่ต่ำลง

การทำงานของวงจรมีดังนี้คือ เมื่อศักย์ไฟฟ้า V_{AB} (ศักย์คร่อมจุด AB ในวงจรมินิเวอร์เทอร์) ผ่านวงจรรีcovery time Transducer รูปคลื่นของ V_{AB} จะถูกเปลี่ยนให้เป็นสัญญาณรูปพัลส์ โดยที่ความกว้างของพัลส์ เท่ากับเวลาที่ V_{AB} เป็นลบ ส่วนความสูงของพัลส์ จากนั้นสัญญาณพัลส์จะผ่านวงจรรีegrator ทำให้ได้สัญญาณเป็นศักย์ไฟฟ้ากระแสตรง V_i (ในรูป 4.12) รัศมีไฟตรงนี้จะแปรผันโดยตรงกับช่วงเวลา V_{AB} เป็นลบ เมื่อนำศักย์นี้ไปขยายหรือลดด้วยอัตราขยายคงที่ค่าหนึ่ง แล้วนำไปรวมกับรัศมีศักย์คงที่ค่าหนึ่ง จะได้รัศมีศักย์ที่เหมาะสม เพื่อนำไปควบคุมความถี่ของวงจรรูจนวน (V_{cont}) ที่เป็นเช่นนี้เพราะ V_{cont} ที่ได้แปรผันโดยตรงกับช่วงเวลา V_{AB} เป็นลบ ซึ่งระยะเวลาที่ V_{AB} เป็นลบคือช่วงเวลาที่ใช้สวิตช์ถูกไบอัสย้อนทาง กล่าวคือ เมื่อช่วงเวลาที่ใช้สวิตช์ถูกไบอัสย้อนทางยาว คือ ที่ความถี่สูง V_{cont} จะสูงขึ้น และจากตารางที่ 3 ใ้ว่า ถ้าศักย์ควบคุมสูงขึ้น ความถี่ของวงจรรูจนวนลดลง นั่นคือ ที่ความถี่ของวงจรรูจนวนสูงเกินไป วงจรมีกลับจะทำหน้าที่ลดความถี่ของวงจรรูจนวนได้ ในทางตรงกันข้ามถ้าความถี่ของวงจรรูจนวนต่ำไป วงจรมีกลับก็จะช่วยเพิ่มความถี่ของวงจรรูจนวนโดยสัญญาณของ $V_{control}$ ลดลง

การออกแบบวงจรมีดังนี้คือ

4.1.3.1 วงจรรีcovery time transducer

ออกแบบโดยใช้ Op-Amp (ใช้ IM 301) ทำหน้าที่เปรียบเทียบศักย์ โดยป้อนสัญญาณศักย์คร่อมจุด AB ในวงจรมินิเวอร์เทอร์เข้าที่ขั้วเข้ากลับ (Negative Input) ส่วนทางขั้วเข้าไม่กลับ (Non negative input) จะต่อกับรัศมีศักย์ไฟฟ้าอันหนึ่งที่กำหนดไว้ ส่วนสัญญาณออกที่ได้จะเป็นผลต่างของศักย์ไฟฟ้าทั้งสองที่ถูกลบด้วยค่าคงที่ประมาณ 60 ถึง 100 dB (ค่าคงที่ของศักย์ $10^3 - 10^5$ เท่า) และเนื่องจากแหล่งจ่ายไฟกระแสตรงที่ป้อน Op-Amp จากที่ ± 12 V. ดังนั้น เพื่อศักย์ไฟฟ้าที่ขั้วเข้ากลับ (-) สูงกว่าที่ขั้วเข้าไม่กลับ (+) จะทำให้สัญญาณออกเป็น -12 V. และในทางกลับกัน เมื่อศักย์ที่ขั้วเข้ากลับ (-) ต่ำกว่าที่ขั้วเข้า

ไม่กลับ (+) สัญญาณที่ออกได้จะเป็น 12 V. หากให้ศักย์ที่ขั้วเข้าไม่กลับเป็น 0 V. จะได้สัญญาณออกเป็นรูป Pulse ที่ต้องการดังแสดงไว้ในรูป 4.13 แต่ในทางปฏิบัติ Op-Amp มีความคลาดเคลื่อน เรียกว่า Off-set Voltage คือ เมื่อสัญญาณที่ขั้วเข้าไม่กลับสูงกว่า 0 V. เล็กน้อยแล้ว สัญญาณออกที่ได้ยังไม่เปลี่ยนแปลง ดังนั้น จึงต้องใช้ความต้านทานปรับค่าได้ R_1 เพื่อตั้งระดับศักย์ เพื่อแก้ความคลาดเคลื่อนนี้ ความต้านทานที่ต่อไว้ขนาด 10 K Ohm ซึ่งทำให้กระแสไหลผ่านประมาณ $24 \text{ V} / 10 \text{ K Ohm} = 2.4 \text{ mA}$.

เนื่องจากระดับสัญญาณคร่อมแอสซิวาร์ V_{AB} ในวงจรอินเวอร์ทเทอร์มีค่าสูงประมาณ 40 V. ซึ่งมากกว่าแรงดันจากแหล่งจ่ายไฟกระแสตรงที่ให้ไว้กับ Op-Amp จึงจำเป็นต้องลดขนาดลงให้อยู่ในระดับที่พอใช้กับ Op-Amp ได้ โดยใช้ความต้านทานปรับค่าได้ R_2 ทอนสัญญาณลงมา ค่าความต้านทาน R_2 ที่เลือกใช้คือ 10 K Ohm ซึ่งกระแสไหลใน R_2 มีค่าประมาณ $40 \text{ V} / 10 \text{ K Ohm} = 4 \text{ mA}$. ซึ่งน้อยมากเมื่อเทียบกับกระแสที่ไหลในวงจรอินเวอร์ทเทอร์ ทำให้ไม่เกิดผลกระทบต่อดวงจรอินเวอร์ทเทอร์นั้น

4.1.3.2 วงจร Integrator หรือวงจร Low pass filter

ประกอบด้วยวงจร R-C แบบพื้นฐาน ซึ่งในที่นี้เป็น R_3 กับ C Cut off frequency ของวงจร Integrator (f_o) จะเป็น

$$f_o = \frac{1}{2\pi RC}$$

โดยที่ $R = R_3 //$ (ส่วนประกอบของ R_5, R_6 และ R_8) แต่ค่า R_5, R_6 และ R_8 นั้นมีค่าสูง เพื่อไม่ให้เกิดผลกระทบต่อดวงจร Integrator น้อย ดังนั้น จึงถือเสมือน $R = R_3$

สัญญาณจุดชนวนมีความถี่ต่ำสุด 2000 Hz กำหนดให้ Cut off Frequency น้อยกว่าประมาณสิบเท่า ดังนั้น จะได้ $f_o < 200 \text{ Hz}$

$$\text{นั่นคือ} \quad 200 > \frac{1}{2\pi RC}$$

กำหนดให้ค่า C ประมาณ 4.4 μ F จะได้

$$R \geq \frac{1}{2\pi \times 200 \times 4.4 \times 10^{-6}}$$

$$R \geq 1.8 \text{ K Ohm}$$

เลือกใช้ค่า

$$R = 2 \text{ K Ohm}$$

4.1.3.3 วงจร Differential-amp ออกแบบโดยใช้ Op-Amp เบอร์ IM 301

ซึ่งแสดงไว้ในวงจรส่วนหลังสุดของรูป 4.11

เนื่องจาก v_i ที่ได้จากวงจร Integrator และกำลังขยายของวงจรเป็นลบ ดังนั้น แทนที่จะนำสัญญาณที่ได้จากวงจร Integrator รวมกับระดับศักย์บวกโดยตรงก็กล่าวในการทำงานของวงจรป้อนกลับ จึงต้องจัดรูปแบบการเปรียบเทียบใหม่

- กำหนดให้ $-v_i$ เป็นศักย์ที่ได้จากวงจร Integrator
- $-v_x$ เป็นศักย์ที่ตั้งไว้สำหรับเปรียบเทียบ
- v_{cont} เป็นศักย์ที่ได้จากวงจร Differential amp เพื่อนำไปควบคุมวงจรจุกชนวน

จากที่กล่าวในการทำงานของวงจรป้อนกลับ จะได้

$$v_{cont} = A v_x + B(-v_i)$$

- โดยที่ A เป็นอัตราขยายสำหรับสัญญาณไฟตรงที่ใช้เปรียบเทียบ
- B เป็นอัตราขยายสำหรับศักย์ที่ได้จากวงจร Integrator

$$v_{cont} = -[A(-v_x) - B(-v_i)] \dots\dots\dots(4.4)$$

จากสมการ 4.4 สามารถสร้างวงจรเปรียบเทียบจาก Op-Amp ได้ดังรูป 4.12

และจากรูป จะได้

$$v_{cont} = -\left[\frac{R_6}{R_7} (-v_x) - \frac{R_6}{R_8} (-v_i)\right]$$

เนื่องจากศักดาที่ควบคุมความถี่ของ VCO เป็น $0 \leq V_{cont} \leq 5V$.
แต่ระดับศักดา V_x มีค่าสูงสุด 12 V. เพื่อไม่ให้ระดับศักดาของ V_{cont} ไม่เกิน 5 V.

ดังนั้น

$$\frac{R_6}{R_7} = \frac{5}{12}$$

หากตั้งค่า $V_x \frac{R_6}{R_7}$ ไว้ 5 V. ค่า $-V_i \frac{R_6}{R_8}$ ไม่ควรน้อยกว่า -4 V. เพื่อให้ V_{cont} ที่ได้น้อยกว่า 1 V. และเนื่องจาก V_i มีค่าสูงสุดเท่ากับ 12 V.

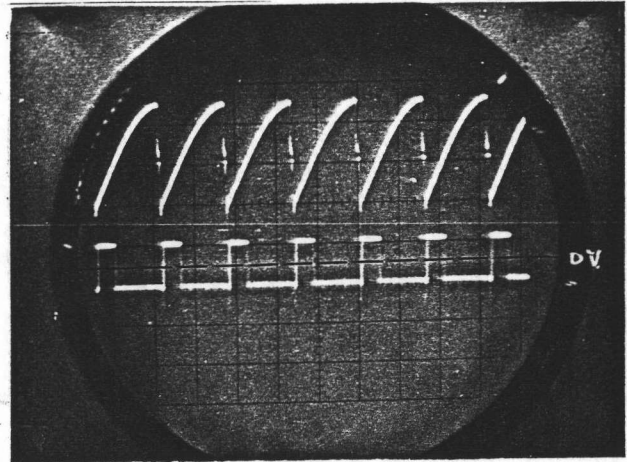
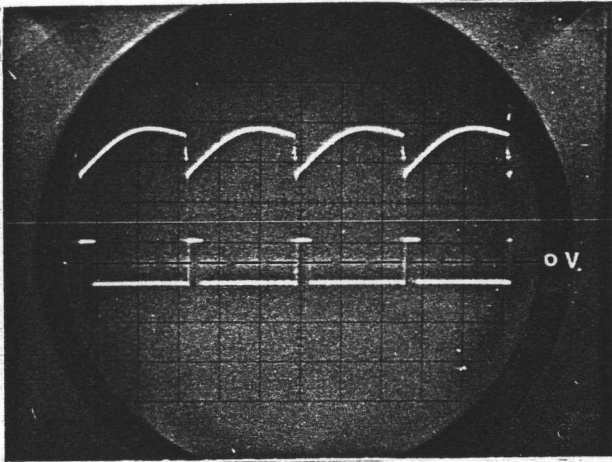
$$\text{จะได้ } \frac{R_6}{R_8} = \frac{4}{12}$$

ส่วนในวงจร Op-Amp สามารถเลือกค่าความต้านทานได้กว้างมาก และเพื่อไม่ให้เกิดผลกระทบของวงจร Integrator จึงเลือกค่าความต้านทานไว้สูงคือ $R_6 = 100 \text{ K Ohm}$
จะได้ $R_7 = 240 \text{ Ohm}$, $R_8 = 300 \text{ K Ohm}$

R_4 และ R_5 เป็นความต้านทานที่ปรับค่าได้ สำหรับช่วยลดอัตราขยายของศักดาทั้งสองให้ใกล้เคียง R_4 และ R_5 ที่ได้ คือ ขนาด 10 K Ohm

ส่วนรูปคลื่นที่ได้จากการทำงานของวงจรได้แสดงไว้ในรูป 4.14 และจากการทดสอบคุณสมบัติของวงจรป้อนกลับเมื่อเปลี่ยนโหลด (โหลดเป็นขดลวดทองแดงเบอร์ 18 พันไว้ 20 รอบ เส้นผ่าศูนย์กลาง 4.2 ซม. คอเข้าทางคานหัดยุมิของหม้อแปลง (ในหัวข้อ 4.2.2) เมื่อใช้แกนเหล็ก ความต้านทานและความเหนี่ยวนำของโหลดวัดทางคานปฐมภูมิของหม้อแปลง = 3.0 Ohm, 750 μH และเมื่อใช้แกนทองเหลืองความต้านทานและความเหนี่ยวนำ = 2.8 Ohm, 388 μH) โดยขณะที่ใช้โหลดเป็น 3.0 Ohm, 750 μH วงจรอินเวอร์ทเทอร์ทำงานที่ความถี่ 3550 Hz เมื่อโหลดเปลี่ยนเป็น 2.8 Ohm, 388 μH ความถี่ของวงจรสามารถเปลี่ยนไปได้โดยอัตโนมัติเป็น 4100 Hz หากไม่มีการป้อนกลับ สมมติว่าใช้สัญญาณจุดชนวนความถี่คงที่เท่ากับ 3550 Hz เมื่อโหลดเปลี่ยนจาก $L=750\mu\text{H}$ เป็น $L=388\mu\text{H}$ จะทำให้ความถี่กำลังสูงขึ้น เนื่องจากไม่มีการป้อนกลับความถี่จุดชนวนจะคงเดิม ทำให้ **Leading angle** ของวงจรออกน้อยไป กระแสจะลัดวงจรทำให้อินเวอร์ทเทอร์ไม่ทำงาน นั่นคือวงจรป้อนกลับช่วยปรับความถี่ของสัญญาณจุดชนวนให้เหมาะสมกับโหลดได้

รูป 4.14 ภาพฉายแสดง เปรียบเทียบรูปคลื่นสัปดาห์ที่ไดจากวงจรป้อนกลับ ขณะที่ความถี่
โงงานของวงจร เพิ่มขึ้น

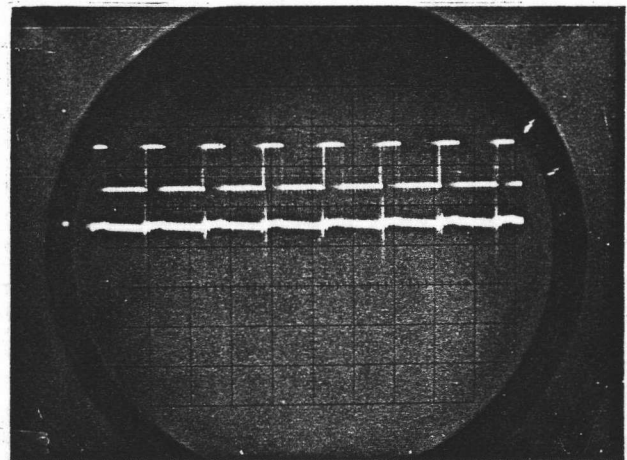
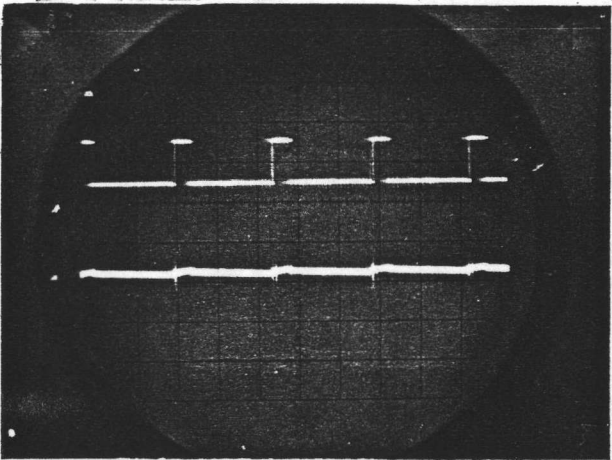


รูป 4.14.1 (ก)

รูป 4.14.1 (ข)

รูปคลื่นบนสัปดาห์ V_{AB} (1 ช่อง = 20V)

รูปคลื่นล่างสัปดาห์ที่ไดจากวงจร Recovery time transducer 1 ช่อง = 20 V
แกนนอน 1 ช่อง 0.1mSec



รูป 4.14.2 (ก)

รูป 4.14.2 (ข)

รูปคลื่นบน สัปดาห์ที่ไดจาก Recovery time transducer 1 ช่อง = 20 V

รูปคลื่นล่าง สัปดาห์ที่ไดจากที่โงควบคุม (V_{cont}) 1 ช่อง = 1V

1 ช่อง = 0.1 m Sec

4.2 วงจรโหลด (Load Circuit)

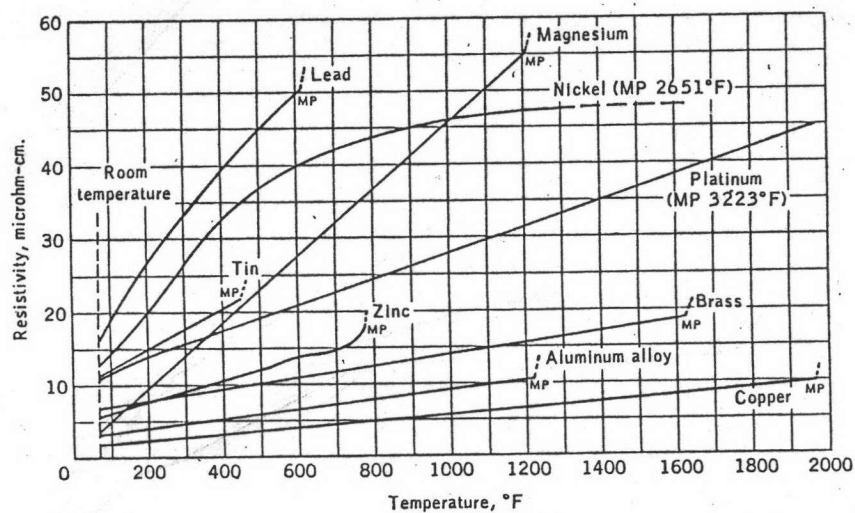
โหลดที่ใช้ในการทดลองมีหลายแบบแต่ทุกแบบมีขนาดใกล้เคียงกัน จะต่างกันตรงแกนโลหะที่ใช้เท่านั้น ทั้งนี้เพราะมีข้อจำกัดของกำลังงานของวงจร (Power) แกนที่ใช้ในการเปลี่ยนสนามแม่เหล็กไฟฟ้ามายังเป็นพลังงานความร้อน มีหลายอย่างคือ แกนเหล็กแท่ง, แกนเหล็ก Silicon แผ่นหลาย ๆ แผ่นซ้อนกัน (Lamina) แกนทองเหลืองและแกนตะกั่ว ทั้งนี้เพื่อให้คุณสมบัติทางไฟฟ้าของโหลดต่างกัน ต่อไปจะเป็นตัวอย่างการออกแบบโหลดที่มีแกนเป็นตะกั่วบักกรี (ตะกั่ว 40 % ดีบุก 60 %) ซึ่งจะออกแบบเป็นลักษณะเตาหลอมตะกั่วบักกรี ทั้งนี้เพราะตะกั่วบักกรีมีจุดหลอมเหลวต่ำ (ประมาณ 500 F) เมื่อตะกั่วหลอมเหลวอาจจะทำให้ค่าทางไฟฟ้าของโหลดเปลี่ยนแปลงมาก ซึ่งถ้าเป็นเช่นนั้น ทำให้เราสามารถศึกษาการควบคุมระยะเวลาจุกชนวนของวงจรได้

4.2.1 การออกแบบเตาหลอมตะกั่วบักกรี

ข้อมูลในการออกแบบกำหนดไว้ดังนี้

กระแสไฟตรงที่ผ่านแอคซีอาร์ (I)	= 3	A.
ศักดาไฟฟ้าที่ได้จาก D.C. Supply (V)	= 10	V.
ประสิทธิภาพของวงจรจนถึงเตา (η)	= 60	%
ความถี่ที่ใช้ (f)	= 5000	Hz
จุดหลอมเหลวของตะกั่วบักกรี (T)	= 500	F
ความต้านทานจำเพาะของตะกั่วที่ 500 F (Sw)	= 32	microhm-cm
ความต้านทานจำเพาะของทองแดงที่ 500 F (Sc)	= 3.5	microhm-cm

หมายเหตุ ค่าความต้านทานและจุดหลอมเหลวของตะกั่วบักกรี (ตะกั่ว 40 % ดีบุก 60 %) ได้จากการ Interpolate ค่าความต้านทานและจุดหลอมเหลวของตะกั่วกับ ดีบุกในรูป 4.1.5 และ ความต้านทานของทองแดงก็ดูได้จากรูป 4.1.5 เช่นกัน



รูป 4.15 แสดงค่าความต้านทานจำเพาะของโลหะ ที่อุณหภูมิต่างกัน
พร้อมกันนี้ แสดงถึงจุดหลอมเหลวของโลหะเหล่านั้นด้วย

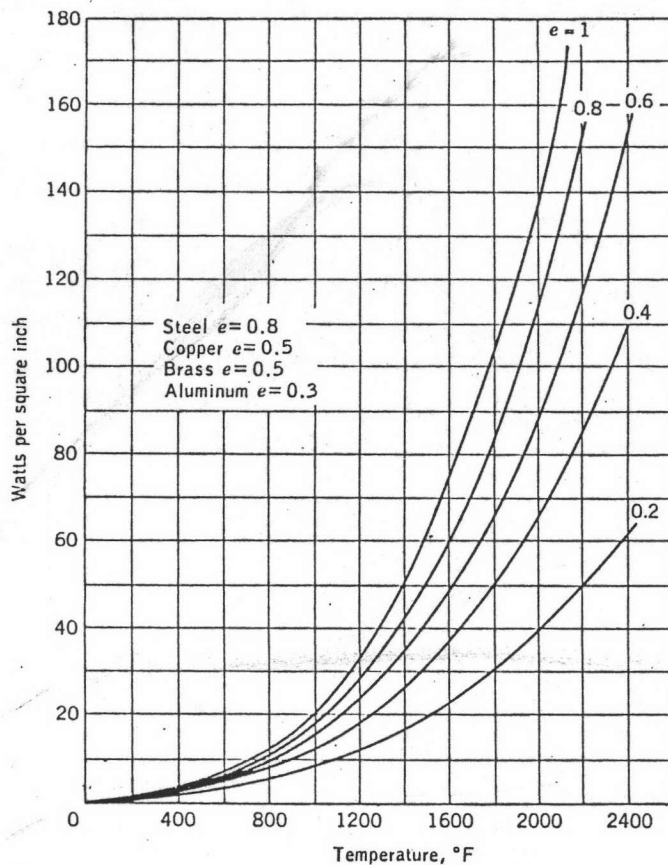
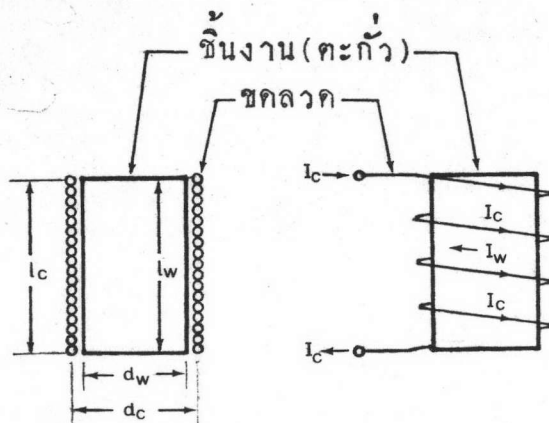


FIG. 2-9. Radiation losses.

รูป 4.1 6 แสดงอัตราส่วนการแผ่รังสี ที่อุณหภูมิของโลหะที่อุณหภูมิต่าง ๆ



รูป 4.1.7 แสดงลักษณะของเตาหลอดแบบ

จากกราฟรูป 4.1.6 จะเห็นว่าที่อุณหภูมิค่า (500 °F) โลหะเกือบทุกชนิดมีอัตราส่วนการแผ่รังสีที่ผิวเกือบเท่ากัน ดังนั้นสำหรับตะกั่วหรือทองแดง อัตราส่วนการแผ่รังสีที่ผิวที่ผิวควรเป็น 4 watt/in² หรือ 0.62 watt/cm²

สมมติให้ความยาวของขดลวด	=	l_c	cm
เส้นผ่า ศ.ก. ของขดลวด	=	d_c	cm
ความยาวของแท่งตะกั่ว	=	l_w	cm
เส้นผ่า ศ.ก. ของตะกั่ว	=	d_w	cm
กำหนดให้	l_c	=	l_w

เนื่องจากเตาจะแผ่รังสีเฉพาะผิววนอก และอัตราการแผ่รังสีของตะกั่วประมาณว่าเท่ากับทองแดง ดังนั้นจะได้พื้นที่ผิวในการแผ่รังสีด้านข้างเป็นของขดลวดและคำนวณเท่ากับพื้นที่ของตะกั่วและทองแดง

$$\begin{aligned}
 \text{เพราะฉะนั้นพื้นที่ผิวทั้งหมดโดยประมาณ} &= \pi d_c l_c + 2 \pi \frac{d_c^2}{4} \\
 \text{กำลังงานในการแผ่รังสีจะได้} &= 0.62 \times (\pi d_c l_c + \frac{\pi d_c^2}{2}) \quad \text{W.} \\
 \text{กำลังงานที่ขดลวดได้รับ} &= I \times V \times \eta \\
 &= 3 \times 10 \times 60 / 100 \\
 &= 18 \quad \text{W.}
 \end{aligned}$$

ถือว่า การนำและการพดความร้อน ที่ Steady State จะได้

$$0.62 (\pi d_c l_c + \pi d_c^2) = 18$$

และกำหนดให้ $l_c = 1.5 \text{ dc}$

จะได้ $0.62 \times \pi \times 2.5 \text{ dc}^2 = 18$

$$d_c = 1.9 \text{ cm}$$

$$l_c = 2.85 \text{ cm}$$

ใช้ลวดเบอร์ AWG 16 พันเป็นขดลวดรอบนอก ทั้งนี้เพราะเป็นเบอร์ที่มีอยู่ และขนาดพอเหมาะคือเส้นผ่าศูนย์กลางของลวด 0.129 cm สามารถพันได้หลายรอบ เพื่อให้ไหลลื่น มีความเหนียวมากขึ้น ขณะเดียวกันมีขนาดโคไฟพอที่จะทำให้ Coil คงรูปอยู่ได้

ถือว่า ขวงว่างระหว่างลวด $= 0.01 \text{ cm}$

จะได้ จำนวนรอบของขดลวด $= \frac{2.85}{0.129 + 0.01}$

$$= 20.5 \text{ รอบ}$$

สำหรับไหลลื่นที่สร้างขึ้น นั้นลวดทั้งหมด 21 รอบ ดังนั้นความยาวลวดที่ถูกต้อง คือ

$$l_c = 0.129 \times 21 + 0.01 \times 20$$

$$= 2.9 \text{ cm}$$

$$l_w = l_c = 2.9 \text{ cm}$$

ส่วนเส้นผ่าศูนย์กลางของตะกั่วจะเท่ากับเส้นผ่าศูนย์กลางของขดลวดลบด้วยเส้นผ่าศูนย์กลางของลวดและลวดขวงว่างระหว่างตะกั่วกับลวดทั้งสองด้าน

$$d_w = 1.9 - 0.129 - 0.02$$

$$= 1.75 \text{ cm}$$

เนื่องจากที่ความถี่ 5000 Hz นี้สูงมาก ทำให้ไฟฟ้าสลับที่ไหลในโลหะ จะไหลเฉพาะผิวความจริงสมมุติ (Effective skin depth) (1) ที่ไฟฟ้าไหลหาได้จากสมการ

$$d = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{\rho}{\mu f}} \dots\dots\dots(4.5)$$

เมื่อ ρ คือ ความต้านทานจำเพาะของโลหะ (หน่วย microhm-cm)

f คือ ความถี่ของกระแสไฟฟ้าสลับ (หน่วย KH_z)

μ คือ ความซาบซึมได้ของโลหะ (Permeability)
มีค่าเท่ากับ 1 เมื่อโลหะไม่ได้เป็นสารแม่เหล็ก

สำหรับตะกั่ว $d_w = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{32}{1 \times 5}} = 0.403 \text{ cm.}$

สำหรับทองแดง $d_c = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{3.5}{1 \times 5}} = 0.133 \text{ cm.}$ ซึ่งมากกว่าเส้นผ่า

ศูนย์กลางของขดลวดแสดงว่ากระแสไฟฟ้าไหลเต็มขดลวด (ไม่ได้ไหลเฉพาะผิว)
ความต้านทานของขั้วโลหะหาได้จากสมการ

$$R = \frac{\rho l}{A} \text{ Ohm} \dots\dots\dots(4.6)$$

โดยที่ ρ คือ ความต้านทานจำเพาะเช่นเดียวกับในสมการหา Skin depth

l คือ ความยาวของโลหะ

A คือ พื้นที่หน้าตัดของโลหะ

ความยาวที่กระแสไหลในตะกั่ว $= \pi d_w$

พื้นที่หน้าตัดของตะกั่ว $= d_w \times l_w$

ความคณนทานของตะกั่ว $R_w = \frac{S_w \times 10^{-6} \times (\pi d_w)}{d_w l_w}$
 $= \frac{32 \times 10^{-6} \times (\pi \times 1.75)}{0.403 \times 2.9}$
 $= 1.51 \times 10^{-4} \text{ Ohm}$

ความยาวของลวดทองแดงที่กระแสไหลผ่าน

$$= N_c \pi d_c$$

$$= 21 \times \pi \times 1.9 = 125.39 \text{ cm}$$

โดยที่ N_c คือ จำนวนรอบของขดลวด

$$\text{พื้นที่หน้าตัดที่กระแสไหลในลวด} = \pi \times \frac{(0.129)^2}{4} = 0.013$$

$$\text{เพราะฉะนั้น ความต้านทานของลวด } R_c = \frac{3.5 \times 10 \times 125.39}{0.013}$$

$$= 0.034 \text{ Ohm}$$

ขณะที่กระแส I_c ไหลในขดลวด N_c รอบ กระแสนี้จะเกิดการเหนี่ยวนำให้กระแสไหลในตะกั่วได้ เท่ากับ $N_c I_c$ ในทิศทางตรงกันข้าม จะได้

$$I_w = N_c I_c$$

กำลังไฟฟ้าที่เปลี่ยนเป็น กำลัง ความร้อนในขดลวดและตะกั่ว จะได้

$$W = I_w^2 R_w + I_c^2 R_c$$

$$= N_c^2 I_c^2 R_w + I_c^2 R_c$$

จากข้างต้นพลังงานไฟฟ้าที่เปลี่ยนมาเป็นความร้อนเท่ากับ 18 Watt

จะได้

$$18 = [(21)^2 \times 1.51 \times 10^{-4} + 0.034] I_c^2$$

$$I_c = 13.4 \text{ A.}$$

จะเห็นว่ากระแสที่ไหลในขดลวดมีค่าสูงถึง 13.4 A. ซึ่งถ้าหากใช้ขดลวดนี้เป็น โหลดของอินเวอร์ทเทอร์โดยตรง กระแสที่ไหลในวงจรอินเวอร์ทเทอร์จะมากด้วย ซึ่งเกินกำลังของ เอส ซีอาร์ที่ทำนำมาใช้ในวงจร ดังนั้นจึงต้องมีหม้อแปลงไฟฟ้ามาต่อเป็นตัวเชื่อมระหว่าง วงจรกับโหลด ในวงจรเห็นค่าอิมพีแดนซ์ของโหลดสูงขึ้น จะทำให้กระแสที่ไหลในวงจรลดลง

4.2.2 การออกแบบหม้อแปลงภาคออก

เนื่องจากหม้อแปลงที่ออกแบบให้ขับโหลดแบบต่าง ๆ หลายค่า ดังนั้นการออกแบบจึงต้องเผื่อไว้มากพอสมควร ข้อมูลสำหรับการออกแบบมีดังนี้

$$\text{ศักย์ไฟฟ้าที่ขดปฐมภูมิ} = 20 \quad \text{V. (R.M.S.)}$$

$$\text{กระแสไฟฟ้าขดปฐมภูมิ} = 3 \quad \text{A. (R.M.S.)}$$

$$\text{อัตราส่วนระหว่างจำนวนรอบขดเข้าและออก} \left(\frac{N_p}{N_s} \right) = 5$$

$$\text{ความถี่ใช้งาน} = f = 1500 - 8000 \quad \text{Hz}$$

จากกฎทางคานแม่เหล็กไฟฟ้า (6) จะได้สมการ

$$V_p = 4.44 f N_p \phi \times 10^{-8}$$

$$\text{หรือ } V_p = 4.44 f N_p \phi \times 10^{-8} \dots\dots\dots(4.7)$$

โดยที่ ϕ คือ เส้นแรงแม่เหล็ก (Magnetic flux) หน่วย Maxwell

B คือ ความเข้มสนามแม่เหล็ก (Magnetic flux density)

หน่วย Gauss

N_p คือ จำนวนรอบในขดปฐมภูมิ หน่วยรอบ

f คือ ความถี่ค่าสลับที่นำหม้อแปลงใช้งาน

A_c คือ พื้นที่หน้าตัดของแกน หน่วย

$$\begin{aligned} \text{จาก } P_p &= I_p V_p \\ &= (4.44 B A_c N_p f) I_p \times 10^{-8} \end{aligned}$$

$$\text{จะได้ } N_p A_c I_p = \frac{P_p}{4.44 B f} \times 10^8$$

กำหนดให้อัตราส่วนของลวดกับหน้าตาของแกน = 35 %

จะได้
$$\frac{2 N_p A_w}{W_a} = .35 \dots\dots\dots (4.8)$$

เมื่อ A_w คือพื้นที่หน้าตัดของลวดในชกปรุขุม W_a คือ ช่องว่างหรือหน้าตาของแกนและในการออกแบบเมื่อให้กำลังงานสูญเสียในชกลวดน้อยที่สุด พื้นที่หน้าตัดรวมของชกลวดปรุขุมจะต้องเท่ากับ พื้นที่หน้าตัดของชกลวดหุติขุม

จากสมการ (4.7 และ 4.8) ได้
$$W_a A_c = \frac{P_p}{B_f} \left(\frac{A_w}{I_p} \right) \times \frac{2 \times 10^8}{3.5 \times 4.44}$$

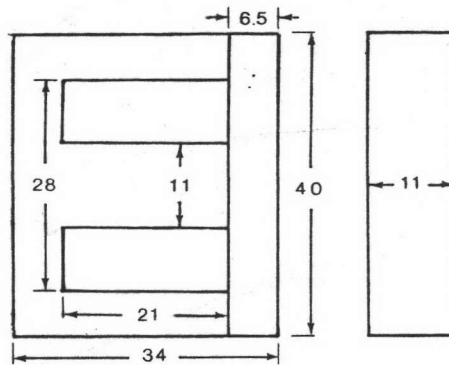
เราจะเห็นว่าคกในวงเล็บ $\frac{A_w}{I_p}$ เป็นค่า อัตราส่วนระหว่างพื้นที่หน้าตัดของลวดและกระแสที่ไหล ซึ่งเป็นค่าที่เรากำหนดได้ โดยปกติแล้วมีค่าประมาณ 500 ถึง 1000 Cmils/Amp หรือ 2.53×10^{-3} ถึง $5.06 \text{ cm}^2/\text{Amp}$ (7) เลือกใช้ค่า $\frac{A_w}{I_p} = 3 \times 10^{-3} \text{ cm}^2/\text{Amp}$ เพื่อป้องกันการเกิดอิมตัวในแกน เลือกค่า B เท่ากับครึ่งหนึ่งของค่า B สูงสุดของแกน Ferrite ที่นำมาใช้จากรายละเอียดของแกนแสดงไว้ในภาคผนวก (ง)

$B_{max} = 3700 \text{ Gauss}$

$$\begin{aligned} W_a A_c &= \frac{P_p}{B_{max} \times f} \times \frac{3 \times 10^{-3} \times 2 \times 10^8 \times 2}{0.35 \times 4.44} \\ &= \frac{P_p}{B_{max} \times f} \times 7.722 \times 10^5 \\ &= \frac{20 \times 3 \times 7.722 \times 10^5}{3700 \times 1000} \\ &= 12.52 \text{ cm}^4 \end{aligned}$$

แกน Ferrite ที่มีขายตามตลาด มีอยู่ขนาดเดียวคือ ขนาด E 1 1-30
 ความหนาแน่น (ρ) คำนวณค่า W_a คงที่คือ $= 0.85 \times 2.1 \text{ cm}^2$
 $= 1.785 \text{ cm}^2$
 คำนวณค่า A_c
 $= \frac{12.52}{1.785}$
 $= 7.02 \text{ cm}^2$

\therefore จำนวนแกนที่ใช่ $= \frac{7.02}{1.1 \times 1.1}$
 $= 5.8$
 ใช้จำนวนแกน $= 6$ แทนซ้อนกัน



หน่วย: mm

รูป 4.1 8 แสดงขนาดและรูปร่างของแกน Ferrite ที่ใช่

กระแสที่ไหล 3A ต้องการพื้นที่หน้าตัด $= 2.53 \times 10^{-3} \text{ cm}^2$
 $= 7.59 \times 10^{-3} \text{ cm}^2$
 $= 0.759 \text{ (mm)}^2$

จากตารางของลวด (ดูภาคผนวกจ) เลือกลวดเบอร์ 18 AWG ซึ่งมีพื้นที่หน้าตัด
 $= 0.8226 \text{ mm}^2$

จาก สมการที่ (2.7) ได้ $N_p = \frac{8}{4.44 f \times B \times A_c}$

$$= \frac{20 \times 10^8}{4.44 \times 1000 \times 1850 \times 1.21 \times 6}$$

$$= 33.53$$

ใช้ค่า

$$N_p = 5 \text{ รอบ}$$

จะได้ N_s

$$N_s = \frac{35}{5} = 7 \text{ รอบ}$$

เนื่องจากขนาดของหน้าตาขดเล็ก เพื่อสะดวกในการพันจึงเลือกใช้ลวดเบอร์ 18 พัน 7 รอบ 5 ครั้ง และนำคูดสายที่พันได้ทุกครั้งมาตอรวมกันสำหรับขดทุติยภูมิ

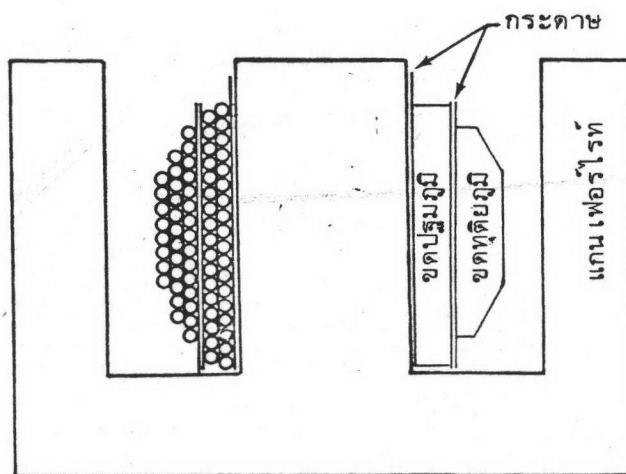
เนื่องจากสายเบอร์ 18 AWG มีเส้นผ่าศูนย์กลาง 1.024 mm

$$\text{ดังนั้นแต่ละชั้นพันได้ประมาณ} = \frac{21}{1.024}$$

$$= 20 \text{ รอบ}$$

พันขดปฐมภูมิชั้นแรก 18 รอบ ชั้นที่สอง 17 รอบ ต่อมาพันขดทุติยภูมิ ชั้นแรก 15 รอบ ชั้นที่สอง 12 รอบ และชั้นที่สาม 8 รอบ ดังแสดงไว้ใน

รูป 4.19



มาตราส่วน
2 ต่อ 1

รูป 4.19 เป็นรูปตัดแสดงถึงการพันขดลวดในหม้อแปลง

จากการวัดค่าความต้านทานและความเหนี่ยวนำทางคานปรุณภูมิ
 ของหม้อแปลง โดยที่หม้อแปลงนี้มีเตาหลอมตะกั่วจำลองซึ่งโค้ออกแบบไว้
 ต่อเข้ากับขั้วออกของชดทุกิยภูมิ ภาย Impedance bridge (General
 Radio ; Type 1654) ปรากฏว่าความต้านทาน = 1.2 Ohm
 ความเหนี่ยวนำ 205 μH . ที่ความถี่ 1000 Hz
 ส่วนผลการทดสอบหม้อแปลงซึ่งโคสร่างขึ้นตามที่ออกแบบไว้แสดง
 ในตารางที่ 4 และตารางที่ 5

กำลังไฟฟ้า เข้า (W)	ประสิทธิภาพ (%)
10	82
20	76
30	72
40	65

ตารางที่ 4 แสดงค่าประสิทธิภาพของหม้อแปลงในขณะที่กำลังไฟฟ้า เข้าต่างกัน

หมายเหตุ ความถี่ของสัญญาณ เข้า 5000 Hz โหลดเป็นขดลวดแกนทองเหลือง
ไซแรงดัน เข้า เป็นตัวแปร

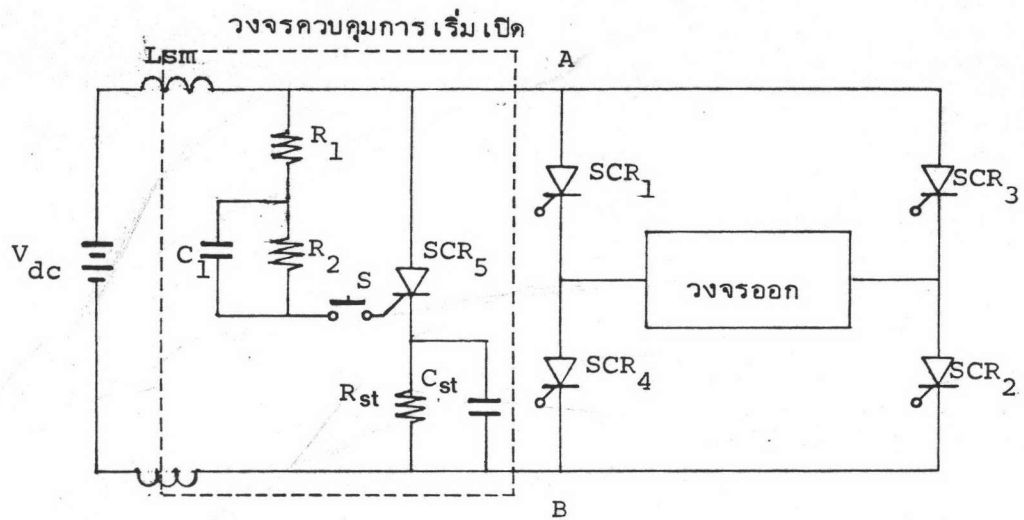
ความถี่ของสัญญาณ เข้า (Hz)	ประสิทธิภาพ (%)
2000	60
3000	65
4000	71
5000	72
6000	70
7000	70
7500	68

ตารางที่ 5 แสดงค่าประสิทธิภาพของหม้อแปลงในขณะที่ความถี่ของสัญญาณ เข้าต่างกัน

หมายเหตุ กำลังไฟฟ้า เข้า 30 W. โหลดเป็นขดลวดแกนต่าง ๆ กัน
ปรับแรงดัน เข้า ให้ได้กำลังไฟฟ้า เข้าคงที่

4.3 วงจรควบคุมการเริ่มเปิด (Starting Circuit)

หลักการคำนวณของวงจรสตาร์ทที่กล่าวถึงในหัวข้อที่ 2.3.2 ในการออกแบบต้องกำหนดวงจรจุกชนวนของ SCR₅ และกำหนดค่าของความต้านทาน R_{st} และ ตัวเก็บประจุ C_{st} ในรูปที่ 4.20



รูปที่ 4.20 แสดงถึงวงจรควบคุมการเริ่มเปิด

การทำงานของวงจรมีดังนี้คือ เมื่อกดสวิตช์ S กระแสจะไหลผ่าน R_1, C_1 ไปจุกชนวน SCR₅ ด้วยขนาดของกระแสที่ค่า I_{g5}

$$I_{g5} = \frac{V_{dc}}{R_1}$$

ตัวเก็บประจุ C_1 จะเริ่มเก็บประจุ ทำให้ศักย์รวมตัวเก็บประจุเพิ่มขึ้นกระแส I_{g5} นี้จะลดลง มีรูปร่างคล้าย Pulse และกระแสเปลี่ยนจากไหลผ่าน C_1 มาเป็น R_2 แทน ถ้าไม่เปิดสวิตช์ S_5 กระแส I_{g5} จะมีค่าเป็น

$$I_{g5} = \frac{V_{dc}}{R_1 + R_2}$$

เมื่อปล่อยให้สวิตช์ S เปิด ประจุใน C_1 จะคายออกผ่าน R_2 ด้วย
ค่าคงที่ของเวลา $T = R_2 C_1$

ส่วน SCR₅ เมื่อถูกจุกชนวน กระแสจะไหลผ่าน SCR₅ และ C_{st} เมื่อ C_{st} เก็บประจุไฟฟ้า
กระแสจะเปลี่ยนมาไหลผ่าน R_{st} เมื่อ เอสซีอาร์ในวงจรอินเวอร์ทเทอร์คู่ใดคู่หนึ่งจุกชนวน
เนื่องจากมี Smoothing Coil อยู่ กระแสที่ไหลจาก vac จะเปลี่ยนทันทีไม่ได้ ดังนั้น กระแส
จาก SCR₅ จะถูกบังคับให้ไปไหลในวงจรอินเวอร์ทเทอร์ ทำให้ SCR₅ ถูกไบอัสย้อนทาง ด้วยค่าคง
ที่ของเวลา

$$T = R_{st} C_{st}$$

ถ้ากำหนดให้คัททอ $V_{dc} = 10 \text{ V.}$

กระแสที่จุกชนวนเอสซีอาร์ $= 2 \text{ mA}$

จะได้ $R_1 = \frac{10 \text{ V}}{2 \text{ mA}}$

$$= 5 \text{ k}\Omega$$

$$= 5 \text{ k}\Omega$$

ส่วนความต้านทาน R_2 เป็นความต้านทานที่ป้องกันไม่ให้กระแสไหลผ่าน gate หลัง
จากที่ SCR₅ ทำงานแล้ว ซึ่งต้องน้อยมากเมื่อเทียบกับ R_1
ให้ $R_2 = 100 \text{ k}\Omega$

ส่วนระยะเวลาที่ C_1 เก็บประจุเวลาและคายประจุไม่จำเป็นต้องมากนัก ค่า C_1
กำหนดให้ $= 0.5 \text{ }\mu\text{F}$

กระแสที่ไหลใน SCR₅ กำหนดให้ $= 1 \text{ A.}$

จะได้ $R_{st} = \frac{10 \text{ V}}{1 \text{ A}}, \quad w = 10 \times 1 \text{ W.}$

$$R_{st} = 10 \text{ }\Omega, \quad 10 \text{ W}$$

ค่าคงที่ของเวลา

$R_{st} C_{st} >$ ระยะเวลาหยุดนำกระแสของ SCR₅

$$R_{st} C_{st} > 20 \text{ }\mu\text{sce}$$

$$\begin{aligned} \text{ให้ } R_{st} C_{st} &= 50 \text{ } \mu\text{sec} \\ C_{st} &= 5 \text{ } \mu\text{F} \end{aligned}$$

สรุปค่าความต้านทานและตัวเก็บประจุในวงจรจุกชนวนดังนี้ คือ

$$R_1 = 3 \text{ K}\Omega$$

$$R_2 = 100 \text{ K}\Omega$$

$$C_1 = 0.5 \text{ } \mu\text{F}$$

$$R_{st} = 10 \Omega, 10 \text{ W.}$$

$$C_{st} = 5 \text{ } \mu\text{F}$$

หมายเหตุ: ค่า R_{st} และ C_{st} นี้ใช้ได้กับกระแสที่สตาร์ท 1 A.