

บทที่ ๔

การออกแบบ เครื่องควบคุมจังหวะการเต้นของหัวใจชนิดฝังภายใน

๔.๑ เป้าหมายของการสร้าง เครื่องควบคุมจังหวะการเต้นของหัวใจชนิดฝังภายในแบบให้อัตราเต้นคงที่

จากการศึกษาลักษณะและคุณสมบัติทางไฟฟ้าของวงจร เครื่องควบคุมจังหวะการเต้นของหัวใจชนิดฝังภายในแบบให้อัตราเต้นคงที่ ของบริษัท Siemens-Elcoma รุ่น 152D/73,150/70,152C/70 ของบริษัท Cardiac Pacemaker รุ่น 0101,0201 Maxilith-10 และของ บริษัท Medtronic รุ่น 5912,5913 พบว่าแต่ละบริษัทที่ผลิต เครื่องแบบให้อัตราเต้นคงที่ ออกแบบลักษณะและคุณสมบัติทางไฟฟ้าของวงจรใกล้เคียงกัน

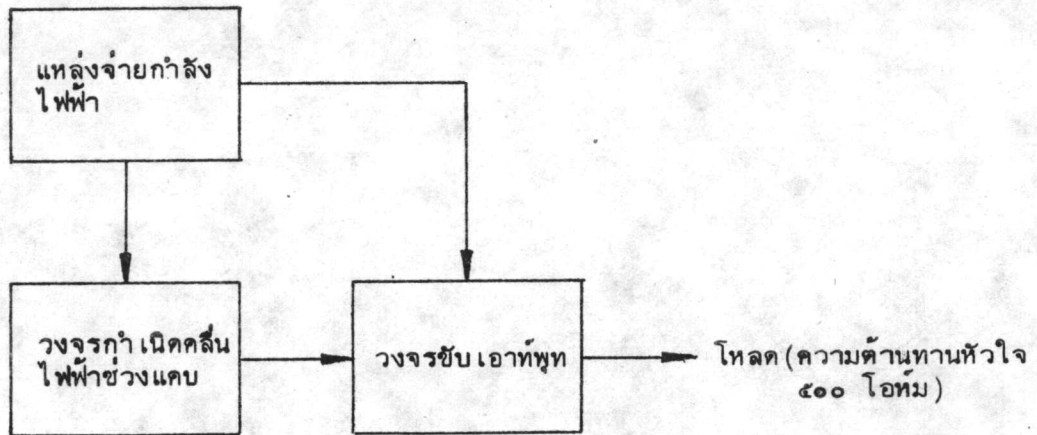
ดังนั้นการออกแบบ เครื่องควบคุมจังหวะการเต้นของหัวใจชนิดฝังภายในแบบให้อัตราเต้นคงที่ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ยึดถือลักษณะและคุณสมบัติทางไฟฟ้าของวงจร เครื่องควบคุมจังหวะการเต้นของหัวใจแบบให้อัตราเต้นคงที่ของบริษัทดังกล่าวข้างต้น เป็นข้อกำหนดในการออกแบบวงจรซึ่งมีดังต่อไปนี้

- ๑) อัตราการปล่อยคลื่นไฟฟ้าเอาทพุท 72 ± 2 ครั้งต่อนาที
- ๒) ช่วงกว้างของคลื่นไฟฟ้าเอาทพุท 1 ± 0.3 มิลลิวินาที
- ๓) ขนาดของคลื่นไฟฟ้าช่วงแคบ ๕.๒ โวลต์
- ๔) กระแสไฟฟ้าที่จ่ายให้โหลด 10.4 มิลลิแอมป์ ที่โหลด ๕๐๐ โอห์ม
- ๕) พลังงานที่จ่ายให้โหลด ๕๒ ไมโครจูล ที่โหลด ๕๐๐ โอห์ม

จากข้อกำหนดลักษณะและคุณสมบัติทางไฟฟ้าของวงจร ได้ออกแบบให้ เครื่องควบคุมจังหวะการเต้นของหัวใจแบบให้อัตราเต้นคงที่มีฝังวงจร ^(๓) ดังรูปที่ ๔.๑

ฝังวงจรของ เครื่องควบคุมจังหวะการเต้นของหัวใจชนิดฝังภายในแบบให้อัตราเต้นคงที่ ประกอบด้วยส่วนสำคัญ ๓ ส่วน คือ

- ๑) แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้า (Power source)



รูปที่ ๔.๑ ผังวงจรเครื่องควบคุมจังหวะการเต้นของหัวใจแบบให้อัตราเต้นคงที่

- ๒) วงจรกำเนิดคลื่นไฟฟ้าช่วงแคบ (Pulse generator)
- ๓) วงจรภาคขับเอาต์พุต (Output Driver)

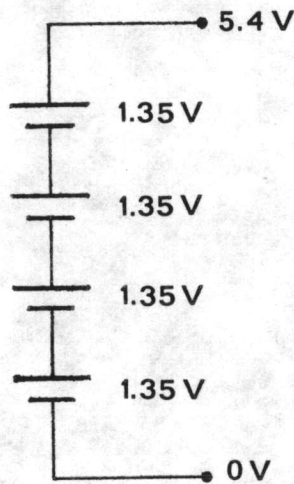
๔.๑.๑ แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้า

เนื่องจากเครื่องควบคุมจังหวะการเต้นของหัวใจชนิดฝังภายในทุกแบบตัวเครื่องจะถูกฝังใต้ผิวหนังของผู้ป่วยซึ่งได้รับการผ่าตัด แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าจึงจำเป็นต้องเป็นแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรง ไม่สามารถใช้แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้ากระแสสลับได้ เพราะไม่สามารถต่อสายไฟของเครื่องควบคุมจังหวะการเต้นของหัวใจออกมาภายนอกร่างกายผู้ป่วย แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าที่ใช้วิจัยในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เลือกใช้แบตเตอรี่ที่เป็น เซล เมอคิวรีซิลเวอร์ออกไซด์ (Mercury silver oxide cell) ด้วยเหตุผลคือ

- เป็นวัสดุที่หาได้ในประเทศ
- ความเชื่อถือในด้านอายุการใช้งานดีกว่าแบตเตอรี่ชนิดอื่น ยกเว้น เซลลิเทียม และ เซลนิวเคลียร์
- เป็นแบตเตอรี่ที่มีความจุไฟฟ้าสูง
- ขนาดเล็กพอที่จะนำมาประกอบลงเครื่องควบคุมจังหวะการเต้นของหัวใจ โดยมี

ขนาดเส้นผ่าศูนย์กลาง ๑.๖ เซนติเมตร ยาว ๑.๖ เซนติเมตร

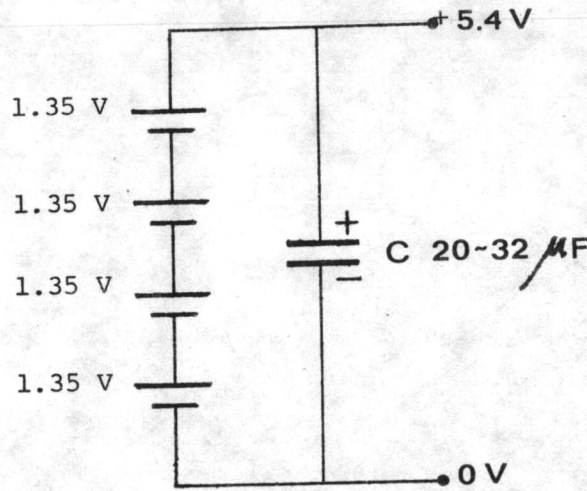
ตามข้อกำหนดในการออกแบบให้ขนาดของคลื่นไฟฟ้าช่วงแคบ ๕.๒ โวลต์ การต่อ แบตเตอรี่ที่ใช้เป็นแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าจึงใช้วิธีการต่อเซลล์แบบอนุกรมจำนวน ๔ ก้อน แสดงในรูป ๔.๒ ซึ่งจะได้แรงดันไฟฟ้ารวมเท่ากับ ๕.๔ โวลต์ เป็นไฟเลี้ยงในวงจรของเครื่องควบคุม



รูป ๔.๒ การต่อแบตเตอรี่เพื่อใช้เป็นไฟเลี้ยงในวงจรเครื่องควบคุมจังหวะการเต้นของหัวใจ แบบให้อัตราเต้นคงที่

จังหวะการเต้นของหัวใจแบบให้อัตราเต้นคงที่ซึ่งเป็นวิธีง่ายและสะดวกในทางปฏิบัติ แต่มีข้อเสีย^(๓) ถ้าแบตเตอรี่ตัวใดตัวหนึ่งเกิดชำรุดเสียหาย จะทำให้แรงดันไฟฟ้ารวมของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าลดลง เอาท์พุทที่เป็นคลื่นไฟฟ้าช่วงแคบจะลดลงจนทำให้ไม่สามารถไปควบคุมจังหวะการเต้นของหัวใจ การเสียหายของแบตเตอรี่ในแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้า เป็นผลเกิดจากการเพิ่มความต้านทานภายในของแบตเตอรี่^(๓) ปกติความต้านทานภายในของแบตเตอรี่มีค่าน้อยมากประมาณ ๓๐๐-๗๐๐ โอห์ม^(๕) เมื่อแบตเตอรี่ถูกใช้งาน ความต้านทานภายในแบตเตอรี่จะสูงขึ้นเป็นกิโลโอห์ม กระแสที่จ่ายออกจากตัวแบตเตอรี่จะลดทำให้แรงดันไฟฟ้าลดลงตามไปด้วย การแก้ไขปัญหาคือความต้านทานภายใน เปลี่ยนแปลงให้อัตราการเปลี่ยนแปลงช้า^(๓) ทำได้โดยใช้ตัวเก็บประจุ ๒๐-๓๒ ไมโครฟารัด (μF) ต่อคร่อมแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้ารวม แสดงในรูป ๔.๓

จากสมการที่ (๓.๑) ในบทที่ ๓ ซึ่งเป็นการคำนวณหาความจุไฟฟ้าของเซลล์เมอคิวรีในหัวข้อ ๔.๑ ให้อัตราการปล่อยคลื่นไฟฟ้าเอาท์พุท ๗๒ ครั้งต่อนาที ช่วงกว้างของคลื่นไฟฟ้าเอาท์พุท



รูป ๔.๓ การใช้ตัวเก็บประจุต่อคร่อมแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้า เพื่อให้อัตราการเปลี่ยนแปลงความดันภายในแบตเตอรี่ช้าลง

๑ มิลลิวินาทีและขนาดของคลื่นไฟฟ้าช่วงแคบ ๕.๒ โวลต์ ที่โหลด ๕๐๐ โอห์ม พบว่าใช้กระแสไฟฟ้าเฉลี่ย ๑๒.๔๘ ไมโครแอมป์ ถ้าต้องการให้เครื่องมีอายุการใช้งานนาน ๕ ปี สามารถคำนวณหาความจุไฟฟ้าของแบตเตอรี่ได้ดังนี้

จากสมการ (๓.๑) ในบทที่ ๓

$$\begin{aligned}
 \text{กำหนดให้ความจุไฟฟ้าของเซลล์เมอคิวรี} &= A \text{ แอมแปร์ - ชั่วโมง} \\
 \therefore A \frac{(1-7 \times 5 \times 12)}{100 \times 12} &= 12.48 \times 10^{-6} \times 30 \times 24 \times 60 \\
 \text{ความจุไฟฟ้าของเซลล์เมอคิวรี} &= .83 \text{ แอมแปร์ - ชั่วโมง หรือประมาณ} \\
 &= 1 \text{ แอมแปร์ - ชั่วโมง}
 \end{aligned}$$

ดังนั้น เพื่อให้วงจรมีลักษณะและคุณสมบัติทางเทคนิคตามข้อกำหนดในหัวข้อ ๔.๑ ต้องใช้เซลล์เมอคิวรีที่มีความจุไฟฟ้า ๑ แอมแปร์-ชั่วโมงจึงจะทำให้ใช้งานได้นาน ๕ ปี

๔.๑.๒ วงจรรักษาเน็ดคลื่นไฟฟ้าช่วงแคบ

วงจรรักษาเน็ดคลื่นไฟฟ้าช่วงแคบมีอยู่หลายชนิดที่สามารถให้รูปคลื่นไฟฟ้าตามคุณสมบัติทางเทคนิคที่กำหนดข้างต้น แต่ในการออกแบบวงจรรักษาเน็ดคลื่นไฟฟ้าช่วงแคบของเครื่องควบคุมจังหวะ

การเดินของหัวใจชนิดฝังภายในแบบให้อัตราเดินคงที่มีจุดสำคัญอยู่ที่

- ๑) ความเชื่อถือของวงจรต้องสูง
- ๒) วงจรในเครื่องจะต้องใช้พลังงานน้อยที่สุด
- ๓) ใช้อุปกรณ์น้อยที่สุด
- ๔) ต้องให้มีขนาดเล็กที่สุด

วงจรกำเนิดคลื่นไฟฟ้าช่วงแคบในเครื่องควบคุมจังหวะการเดินของหัวใจแบบให้อัตราเดินคงที่ออกแบบให้ทำงานเป็นวงจรฟรีรันนิ่ง มัลติไวเบรเตอร์ (Free running Multivibrator) ที่สามารถให้คลื่นไฟฟ้าเอาต์พุตมีช่วงกว้างที่คงที่ โดยใช้ตัวความต้านทานและตัวเก็บประจุเป็นตัวกำหนดจังหวะเวลาของวงจร วงจรฟรีรันนิ่ง มัลติไวเบรเตอร์ ใช้ ออปแอมป์ (OP-Amp) เป็นตัวเปรียบเทียบในการเปลี่ยนสภาวะร่วมกับความต้านทานและตัวเก็บประจุ

ออปแอมป์ที่ใช้ในการออกแบบนั้นได้เลือกใช้โปรแกรมเมเบิลออปแอมป์ (Programmable OP-Amp) เบอร์ LM 4250 ของบริษัท National Semiconductor Corporation ซึ่ง (๒๔) เป็นออปแอมป์ชนิดพิเศษที่มีขาไบแอสเพิ่มขึ้นไว้สำหรับควบคุมพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของออปแอมป์ โดยสามารถกำหนดพลังงานที่ออปแอมป์ใช้ให้น้อยที่สุดเท่าที่ต้องการ LM4250 เป็นออปแอมป์ที่ใช้พลังงานในการทำงานเป็นไมโครจูล ซึ่งเหมาะสมกับงานที่ต้องใช้พลังงานน้อยที่สุด เช่น เครื่องควบคุมจังหวะการเดินของหัวใจแบบให้อัตราเดินคงที่

๔.๑.๒.๑ การออกแบบกระแสไบแอสของ LM 4250 Programmable OP-Amp

ไอซีเบอร์ LM4250 ถูกออกแบบให้สามารถตั้งกระแสไบแอสวงจรจากภายนอกได้ โดยจุดที่ควบคุมอยู่ที่ขา ๔ ของตัวไอซี (๒๖) เรียกระแสไบแอสว่า "Iset" ปกติ LM4250 สามารถตั้งกระแสไบแอสได้ตั้งแต่ 100 μ A จนถึง 100nA การควบคุม Iset ทำได้โดยใช้ความต้านทานต่อลงดิน ดังในรูปที่ ๔.๔ การคำนวณหาค่า Rset ได้จากสมการ (๔.๑)

$$R_{set} = \frac{V_{+} - V_{F}}{I_{set}} \dots \dots \dots (๔.๑)$$

โดย Rset = ความต้านทานที่ต่อจากขา ๔ ลงดินเพื่อควบคุมกระแสไบแอสไอซี

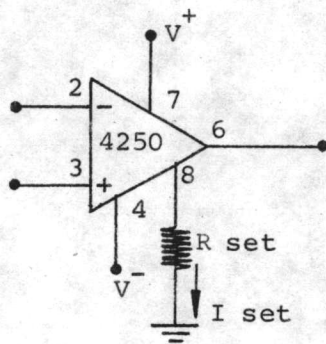
Iset = กระแสไบแอสวงจร LM 4250

V + = แรงดันไฟฟ้าของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าให้วงจร

$$V_f = \frac{\text{แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมไดโอดของทรานซิสเตอร์ภายในตัวไอซี LM4250}}{\text{ปกติกำหนดค่าไว้เท่ากับ .๕ โวลต์}} \quad (๒๕)$$

ดังนั้นสมการ (๔.๑) เขียนได้เป็น

$$R_{set} = \frac{|V^+| - .5}{I_{set}} \quad \dots\dots\dots (๔.๒)$$



รูปที่ ๔.๔ แสดงวิธีการไบแอสกระแสของ LM4250 โดยใช้ความต้านทานต่อลงดิน

ในเครื่องควบคุมจังหวะการเดินของหัวใจชนิดฝังภายในแบบให้อัตราเต้นคงที่เลือกใช้วิธีการควบคุม I_{set} ดังแสดงในรูป ๔.๔ เพราะในระบบที่ออกแบบใช้แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าเป็นไฟบวก (+Vcc) ชุดเดียว

กำหนดให้ไอซี LM4250 ใช้กระแสสงบ (Quiescent current) ที่ ๓ ไมโครแอมป์ ทั้งนี้ขึ้นอยู่กับค่า R_{set} ที่ทำได้ตามห้องตลาดซึ่งมีค่าไม่เกิน ๑๐ เมกกะโอห์ม อีกทั้งกระแสสงบ (I_q) ๓ ไมโครแอมป์ เป็นกระแสน้อยเมื่อเทียบกับกระแสเฉลี่ยที่ออกจากเอาต์พุตที่จ่ายให้โหลดซึ่งมีค่าประมาณ ๑๕ ไมโครแอมป์

เมื่อแรงดันไฟฟ้าของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้า	=	5.4	V
LM 4250 จะใช้กำลังไฟฟ้า	=	$5.4 \times 3 \times 10^{-6}$	W
	=	16.2	μW

จากข้อมูลทางไฟฟ้าในภาคผนวกของ LM4250 เมื่อกระแสสงบ I_q เท่ากับ ๓ ไมโครแอมป์ กระแสไบแอส I_{set} มีค่าเท่ากับ .๕ ไมโครแอมป์

นำค่า I_{set} แทนในสมการ (๔.๒)

$$R_{set} = \frac{5.4 - .5}{.5 \times 10^{-6}} \quad \Omega$$

$$R_{set} = 9.8 \quad M \Omega$$

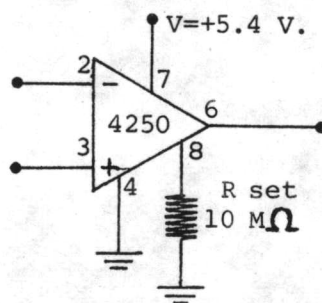
เลือกใช้ค่าความต้านทานมาตรฐาน เท่ากับ ๑๐ เมกกะโอห์ม เมื่อคำนวณกลับหา I_{q} และกำลังไฟฟ้าที่ LM4250 ใช้พบว่า

$$\text{กระแสสงบ } (I_q) = 2.5 \quad \mu A$$

$$\text{LM4250 จะใช้กำลังไฟฟ้า} = 13.5 \quad \mu W$$

$$\text{เมื่อ } R_{set} = 10 \quad M \Omega$$

ในรูป ๔.๕ แสดงการต่อความต้านทาน R_{set} ที่ควบคุมกระแสไบแอส LM4250 ให้ใช้กำลังไฟฟ้า ๑๓.๕ ไมโครวัตต์

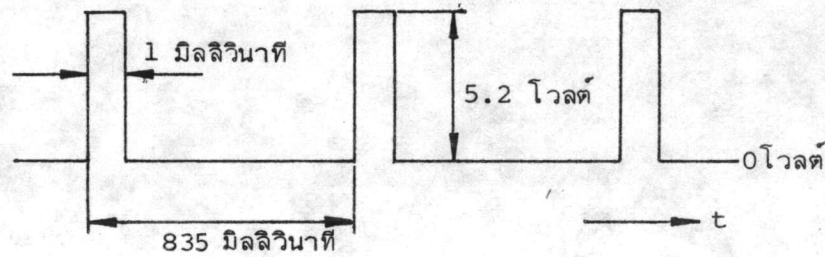


รูป ๔.๕ การต่อ R_{set} เพื่อควบคุมกระแสไบแอส LM 4250

๔.๑.๒.๒ การออกแบบวงจรกำเนิดคลื่นไฟฟ้าช่วงแคบ

การออกแบบวงจรในภาคนี้ นับว่ามีความสำคัญต่อ เครื่องควบคุมจังหวะการเดินของหัวใจมากที่สุด คุณสมบัติทางเทคนิคของวงจรกำเนิดคลื่นไฟฟ้าช่วงแคบมีดังนี้

- ๑) รูปร่างของคลื่นไฟฟ้าช่วงแคบเป็น Rectangular pulse
 - ๒) ช่วงกว้างของคลื่นไฟฟ้าเอาต์พุต = ๑ มิลลิวินาที
 - ๓) ความถี่ของคลื่นไฟฟ้าช่วงแคบ = ๑.๒ Hz หรือ ๗๒ ครั้งต่อวินาที (๘๓๕ มิลลิวินาที)
 - ๔) ขนาดของคลื่นไฟฟ้าช่วงแคบ = ๕.๒ โวลต์
- สามารถเขียนรูปร่างของคลื่นไฟฟ้าช่วงแคบได้ในรูปที่ ๔.๖



รูปที่ ๔.๖ แสดงรูปร่างของคลื่นไฟฟ้าช่วงแคบที่ออกแบบ

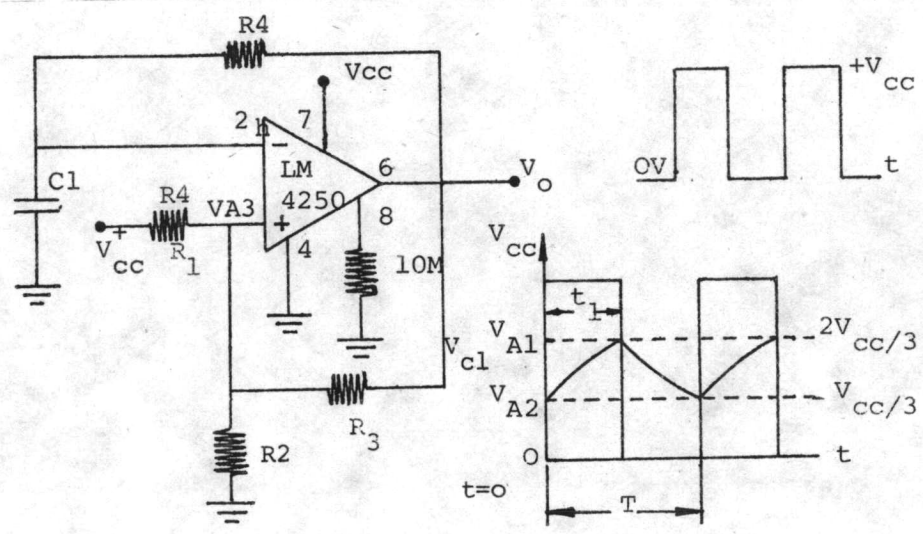
แนวความคิดการออกแบบวงจรกำเนิดคลื่นไฟฟ้าช่วงแคบมาจากวงจรกำเนิดคลื่นไฟฟ้ารูปสี่เหลี่ยมสมดุโดยใช้ออปแอมป์ (๒๕) ทำงานในลักษณะวงจรเปรียบเทียบ ดังแสดงในรูปที่ ๔.๗

ในรูปที่ ๔.๗ ขณะที่เอาต์พุต (V_o) อยู่ในระดับสูง แรงดันไฟฟ้าที่ขาลบของออปแอมป์ จะมีแรงดันไฟฟ้าน้อยกว่าแรงดันไฟฟ้าที่ขาบวกของออปแอมป์ ตัวเก็บประจุ C_1 จะเริ่มเก็บประจุขึ้นเรื่อย ๆ เมื่อเอาต์พุตอยู่ในระดับสูง แรงดันไฟฟ้าที่ขาบวกของออปแอมป์ขณะที่เอาต์พุตอยู่ในระดับสูง มีค่าเท่ากับ (๒๕)

$$V_{A_1} = + \frac{2V_{CC}}{3} \dots \dots \dots (๔.๓)$$

ตัวเก็บประจุ C_1 จะเก็บประจุผ่าน R_4 ให้ประจุที่ตัว C_1 มีแรงดันไฟฟ้าเท่ากับ V_{A_1} ซึ่งจะทำให้เอาต์พุต V_o เปลี่ยนเป็นระดับต่ำ แรงดันไฟฟ้า V_A จะลดลงเป็น V_{A_2} ซึ่งมีค่าเท่ากับ (๒๕)

$$V_{A_2} = + \frac{V_{CC}}{3} \dots \dots \dots (๔.๔)$$



รูปที่ ๔.๗ แสดงรูปวงจรถูกเปิดคลื่นไฟฟ้ารูปสี่เหลี่ยมสมมูลย์พร้อมทั้งแสดงผังจังหวะเวลาของคลื่นไฟฟ้าเอาต์พุตและแรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_1

ตัวเก็บประจุ C_1 จะคายประจุผ่าน R_4 ลงเป็นระดับต่ำ เมื่อแรงดันไฟฟ้าที่ตัวเก็บประจุ C_1 มีค่าเท่ากับ V_{A2} จะทำให้เอาต์พุต (V_o) เปลี่ยนเป็นระดับสูงอีกครั้ง จากรูป ๔.๗ พบว่าคาบเวลา (periods) คำนวณได้จาก

$$V_c(t) = V_{max} e^{-t/RC} \dots \dots \dots (๔.๔)$$

เมื่อ $V_c(t) = V_{max}$ = แรงดันไฟฟ้าที่ตัวเก็บประจุที่เวลา t

t = เวลาคงที่ของวงจรความต้านทานและตัวเก็บประจุ

ที่เวลา t_1 $V_c(t) = \frac{1}{3} V_{cc}$

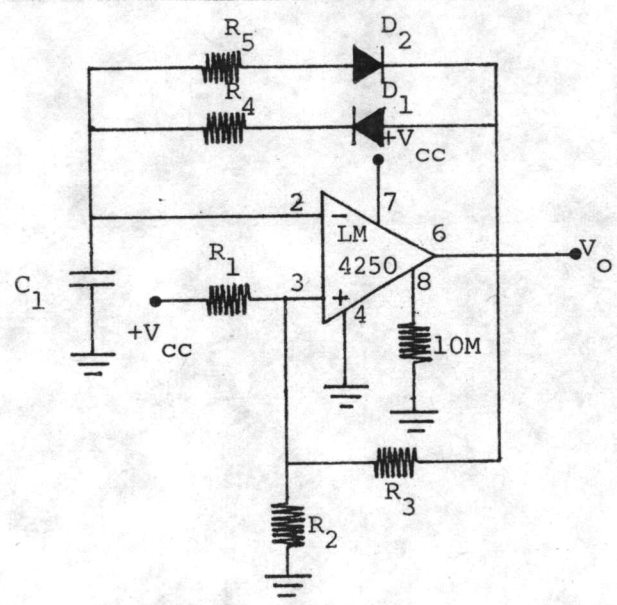
$V_{max} = \frac{2}{3} V_{cc}$

ดังนั้น แทนค่า $V_c(t)$, V_{max} ในสมการ (๔.๕)

$$\therefore t_1 = .694R_4C_1$$

$$\text{คาบเวลา (T)} = 2 \times .694R_4C_1 \dots\dots\dots (๔.๖)$$

วงจรในรูปที่ ๔.๗ ให้คลื่นไฟฟ้าเอาต์พุตสมมูลย์กัน แต่ในวงจรเครื่องควบคุมจังหวะการเดินของหัวใจต้องการให้เอาต์พุตออกมาเป็นคลื่นไฟฟ้าช่วงแคบ ๆ ดังแสดงในรูป ๔.๖ ดังนั้นจึงต้องดัดแปลงวงจรในรูปที่ ๔.๗ ให้ทำงานเป็นวงจรกำเนิดคลื่นไฟฟ้าช่วงแคบ ซึ่งสามารถปรับช่วงกว้างของคลื่นได้ตามต้องการ ดังแสดงในรูปที่ ๔.๘



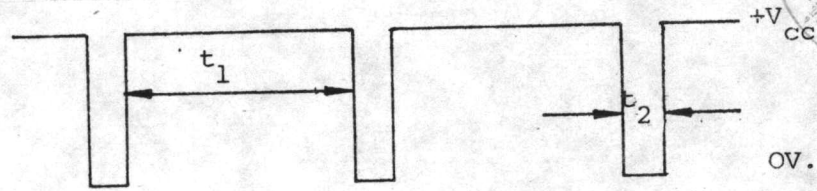
รูปที่ ๔.๘ วงจรที่ดัดแปลงมาจากวงจรกำเนิดคลื่นไฟฟ้าที่สมมูลย์กัน เพื่อใช้ทำหน้าที่เป็นวงจรกำเนิดคลื่นไฟฟ้าช่วงแคบ

วงจรกำเนิดคลื่นไฟฟ้าช่วงแคบ ในรูป ๔.๘ กำหนดให้ D_1, R_4 และ C_1 เป็นทางเดินในการเก็บประจุไฟฟ้า เพื่อให้กระแสไฟฟ้าเก็บประจุเข้าไปในตัวเก็บประจุ C_1 ให้ได้เท่ากับ V_{A1} โวลต์ ส่วน D_2, R_5 และ C_1 เป็นทางเดินของกระแสไฟฟ้าที่คายประจุออกจากตัวเก็บประจุ C_1 ให้เหลือแรงดันไฟฟ้าเท่ากับ V_{A2} โวลต์ สามารถคำนวณหาความกว้างของคลื่นไฟฟ้าช่วงแคบและคาบเวลาได้ดังต่อไปนี้

$$V_{A2} = (V_{A1} - V_{BE}) (1 - e^{-t_1/R_4C_1}) \text{ risetime} \dots\dots\dots (๔.๗)$$

$$V_{A_2} = (V_{A_1} - V_{BE}) e^{-t_2/R_5 C_1} \text{ falltime} \dots \dots \dots (๔.๘)$$

การออกแบบวงจรกำเนิดคลื่นไฟฟ้าช่วงแคบ กำหนดให้ความกว้างของคลื่นไฟฟ้าช่วงแคบ ๑ มิลลิวินาที (t_2) คาบเวลา ๘๓๕ มิลลิวินาที รูปร่างของคลื่นไฟฟ้าช่วงแคบ เป็นไปตามรูป ๔.๘



$t_1 = 834$ มิลลิวินาที (ช่วงเวลาที่เก็บประจุ)
 $t_2 = 1$ มิลลิวินาที (ช่วงเวลาที่คายประจุ)

รูป ๔.๘ รูปร่างของคลื่นไฟฟ้าช่วงแคบจากเอาต์พุตของวงจรกำเนิดคลื่นไฟฟ้าช่วงแคบ

กำหนดให้ $+V_{cc} = 5.4$ V
 $R_1, R_2 = 4.7$ M Ω
 $R_3 = 10$ M Ω

(๒๕)
 จากรูป ๔.๘

$$V_{A_1} = \frac{(V_{cc} - V_{BE}) R_2 (R_1 + R_3)}{R_1 R_2 + R_1 R_3 + R_2 R_3} \dots \dots \dots (๔.๙)$$

$$V_{A_2} = \frac{(V_{cc} - V_{BE}) R_2 R_3}{R_1 R_2 + R_1 R_3 + R_2 R_3} \dots \dots \dots (๔.๑๐)$$

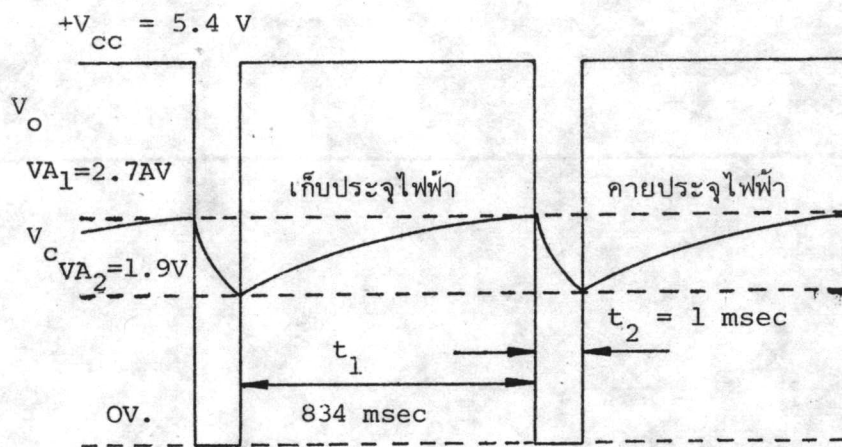
แทนค่า V_{cc}, R_1, R_2, R_3 ในสมการที่ (๔.๙) และ (๔.๑๐)

$$\therefore V_{A_1} = ๒.๗๔ \text{ โวลต์} \dots \dots \dots (๔.๑๑)$$

$VA_2 = ๑.๘$ โวลต์ (๔.๑๒)

จาก VA_1 และ VA_2 เขียนเป็นผังจังหวะเวลาของการเก็บประจุและคายประจุ ใน

รูปที่ ๔.๑๐



รูป ๔.๑๐ แสดงผังจังหวะเวลาของคลื่นไฟฟ้าจากเอาต์พุตและแรงดันไฟฟ้าที่ตัวเก็บประจุ C_1

จากสมการ (๔.๗) และ (๔.๘) กำหนดให้	$C_1 = .47$	ไมโครฟารัด
	$t_1 = 834$	มิลลิวินาที
	$t_2 = 1$	มิลลิวินาที
ดังนั้น	$R_4 = 2.7$	เมกกะโอห์ม
	$R_5 = 2.7$	เมกกะโอห์ม

จากการออกแบบพบว่าความต้านทาน R_4, R_5 และตัวเก็บประจุ C_1 เป็นตัวกำหนดคาบเวลาและช่วงกว้างของคลื่นไฟฟ้าเอาต์พุต ถ้าใช้ตัวเก็บประจุ C_1 ที่มีความผิดพลาด $\pm 10\%$ ค่าความต้านทานของ R_4 และ R_5 ใช้ค่าที่มีความผิดพลาด $\pm 5\%$ สามารถเปลี่ยนแปลงค่าได้ดังนี้

ถ้าตัวเก็บประจุ $C_1 = .47 \mu F + 10\%$ ดังนั้น $C_1 = .51 \mu F$

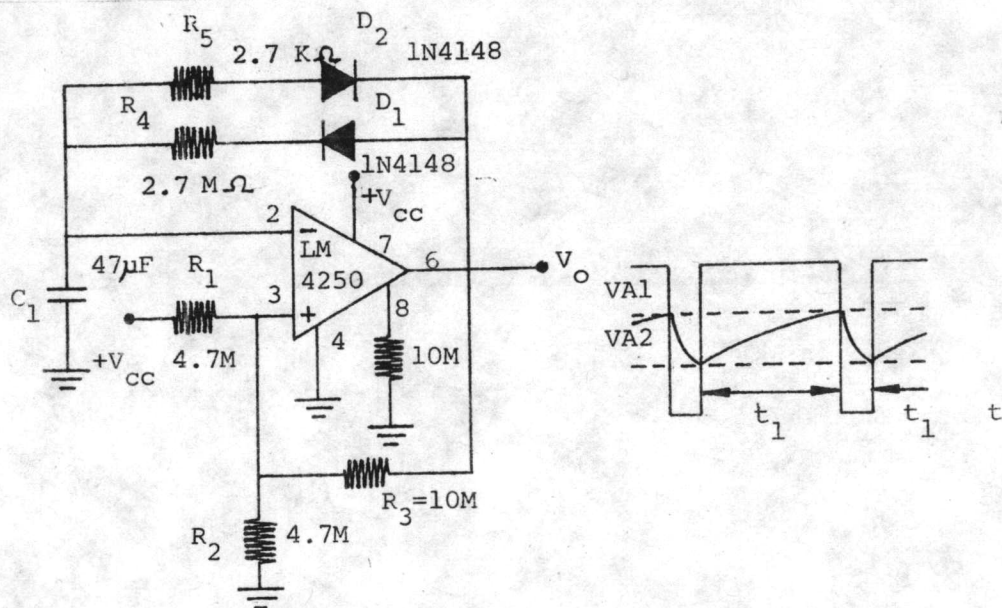
ใช้ $R_4 = 2.4 M\Omega$ และ $R_5 = 2.2 K\Omega$

ถ้าตัวเก็บประจุ $C_1 = .47 \mu F - 10\%$ ดังนั้น $C_1 = .42 \mu F$

ใช้ $R_4 = 3.3 \text{ M}\Omega$ และ $R_5 = 3.3 \text{ K}\Omega$

ดังนั้นเมื่อ C_1 มีค่า $.47 \mu\text{F} \pm 10\%$ ค่า R_4 สามารถปรับค่าได้ ตั้งแต่ $2.4 \text{ M}\Omega - 3.3 \text{ M}\Omega$ และค่า R_5 สามารถปรับค่าได้ ตั้งแต่ $2.2 \text{ K}\Omega - 3.3 \text{ K}\Omega$ เพื่อให้คาบเวลา และช่วงกว้างของคลื่นไฟฟ้าเอาต์พุตออกมาถูกต้องตามข้อกำหนดในการออกแบบวงจร

จากการออกแบบและคำนวณหาค่าอุปกรณ์ในวงจรกำเนิดคลื่นไฟฟ้าช่วงแคบ เขียนสรุปเป็น วงจรสมบูรณ์ได้ในรูป ๔.๑๑



รูป ๔.๑๑ วงจรสมบูรณ์ของวงจรกำเนิดคลื่นไฟฟ้าช่วงแคบ

ในรูป ๔.๑๑ พบว่า ออปแอมป์ LM4250 ที่ใช้ในวงจรมีคุณสมบัติใกล้เคียง เป็นออปแอมป์ อุดมคติ ทั้งนี้เพราะขณะที่ I_{set} เท่ากับ $.5$ ไมโครแอมป์ กระแสไบแอสอินพุตมีค่าเท่ากับ 4 นาโนแอมป์ อินพุตอิมพีแดนซ์ประมาณ 25 เมกกะโอห์ม ในขณะที่เดียวกันกระแสที่ใช้ในการเก็บประจุสูงสุด (Maximum current charge) มีค่าเท่ากับ $(V_{CC} - V_{BE} - V_{A1}) / R_4$ ๑.๒ ไมโครแอมป์ ซึ่งกระแสไบแอสอินพุตมีค่าน้อยกว่ากระแสที่ใช้ในการเก็บประจุสูงสุดมาก ดังนั้น ช่วงเวลาที่กระแสใช้ในการเก็บประจุสูงสุด จึงไม่ต้องนำกระแสไบแอสอินพุตมาคำนวณด้วย ซึ่ง ถือว่าน้อยมากละทิ้งได้

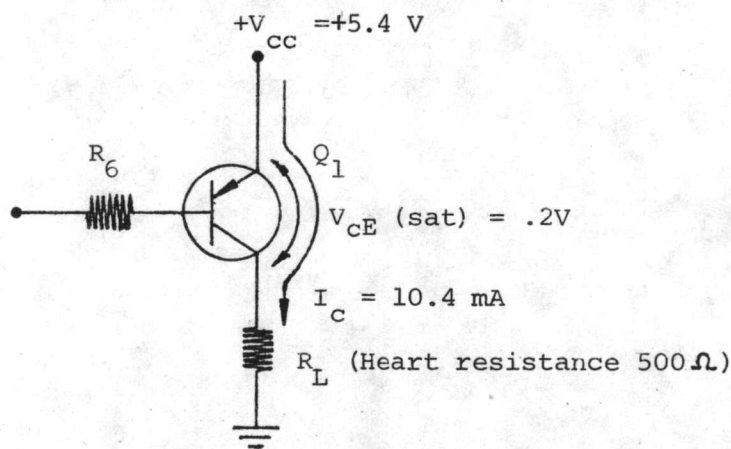
๔.๑.๓ การออกแบบภาคขับเอาต์พุต (output driver)

หน้าที่หลักของวงจรภาคขับเอาต์พุตคือทำหน้าที่ขับคลื่นไฟฟ้า เอาต์พุตออกไปยังโหลด (ความต้านทานหัวใจ = ๕๐๐ โอห์ม)^(๕) รวมทั้งทำหน้าที่เป็นวงจรกันระหว่างวงจรกำเนิดคลื่นไฟฟ้าช่วงแคบ กับระบบอิเล็กทรอนิกส์โทรด

ในการออกแบบใช้ทรานซิสเตอร์เป็นตัวทำหน้าที่อินเวอเตอร์ในช่วงเวลาที่กำหนด โดยพิจารณาจากการออกแบบวงจรกำเนิดคลื่นไฟฟ้าช่วงแคบในหัวข้อ ๔.๑.๒.๒ รูปที่ ๔.๔ เวลา t_1 เป็นเวลา ๘๓๔ มิลลิวินาที ที่วงจรจะทำหน้าที่เก็บประจุที่ตัวเก็บประจุ C_1 ให้มีค่าขึ้นไปถึง V_{A_1} โวลต์ คลื่นไฟฟ้าที่เอาต์พุตออปแอมป์สวิงเป็นระดับสูง ในช่วงเวลา t_1 นี้ ทรานซิสเตอร์ในภาคขับเอาต์พุตจะต้องอยู่ในสภาวะไม่นำกระแส แต่ในช่วงเวลา t_2 คลื่นไฟฟ้าที่เอาต์พุตออปแอมป์สวิงเป็นระดับต่ำ ในช่วงเวลา t_2 นี้ ทรานซิสเตอร์ในภาคขับเอาต์พุตจะต้องอยู่ในสภาวะนำกระแส

ในการออกแบบวงจรให้เป็นไปตามข้อกำหนดในหัวข้อ ๔.๑ การออกแบบภาคขับเอาต์พุต จึงมีข้อกำหนด ดังนี้

- ๑) ขนาดของแรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมโหลด = 5.2 โวลต์
 - ๒) ใช้ทรานซิสเตอร์ที่ให้ $V_{CE} (sat) = .2$ โวลต์
- สามารถจัดวงจรในการออกแบบ ได้ดังรูป ๔.๑๒



รูป ๔.๑๒ วงจรภาคขับเอาต์พุต

ทรานซิสเตอร์ Q_1 ที่ใช้ในวงจรเลือกใช้ ทรานซิสเตอร์ เบอร์ 2N2907 ซึ่งตาม
 คุณสมบัติทางไฟฟ้าของทรานซิสเตอร์ Q_1 สามารถให้ $V_{C_E}(sat) = .2$ โวลต์ อัตราการ
 ขยายทางกระแส = 100 (Min)

$$\begin{aligned} \text{เมื่อโหลด } (R_L) &= 500 \text{ โอห์ม} \\ \text{กระแสที่ผ่านโหลด } R_L &= \frac{V_{CC} - V_{C_E}}{R_L} \\ &= \frac{5.4 - .2}{500} = 10.4 \text{ mA} \end{aligned}$$

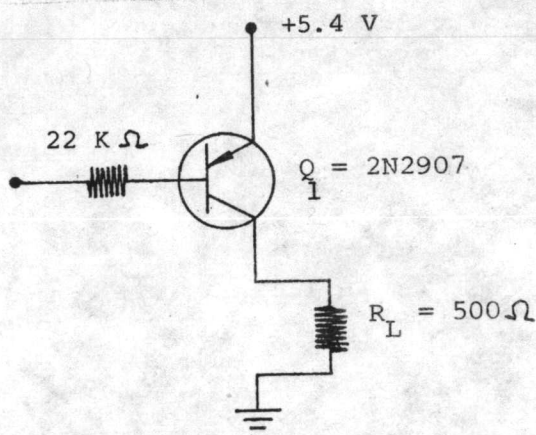
ดังนั้น เมื่อ $R_L = 500$ โอห์ม ต้องการให้เอาต์พุตของคลื่นไฟฟ้าช่วงแคบ มีค่า 4.2 โวลต์
 พบว่ากระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านโหลดในช่วงเวลา t_2 (๑ มิลลิวินาที) มีค่าเท่ากับ 10.4 มิลลิแอมป์
 จากรูป ๔.๑๒ ในสภาพที่ Q_1 นำกระแส เป็นช่วงเวลาเดียวกันกับที่เอาต์พุตของออปแอมป์
 อยู่ในสภาวะระดับต่ำ เมื่อศึกษาจากคุณสมบัติทางไฟฟ้าของ LM4250 พบว่าขณะ
 ที่เอาต์พุตออปแอมป์อยู่ในสภาวะระดับต่ำ มีแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมทรานซิสเตอร์ในภาคเอาต์พุต
 ออปแอมป์ ประมาณ $.4$ โวลต์ ทำให้สัญญาณขาเข้าที่เบส Q_1 มีค่าเท่ากับ $.4$ โวลต์ ซึ่ง
 สามารถหาค่า R_6 ได้ ตามสมการ (๔.๑๓)

$$\begin{aligned} V_{CC} - V_{BE}(Sat) - V_{in} &= I_B R_6 \dots\dots\dots (๔.๑๓) \\ \text{เมื่อ } V_{CC} &= 5.4 \text{ V} \\ V_{BE}(Sat) &= .7 \text{ V} \\ V_{in} &= .5 \text{ V} \\ I_C &= 10.4 \text{ mA} \\ I_B &= \frac{I_C}{\beta_{min}} = \frac{10.4}{100} = .104 \text{ mA} \end{aligned}$$

นำค่า $V_{CC}, V_{BE}(Sat), V_{in}, I_B$ แทนในสมการ (๔.๑๓)

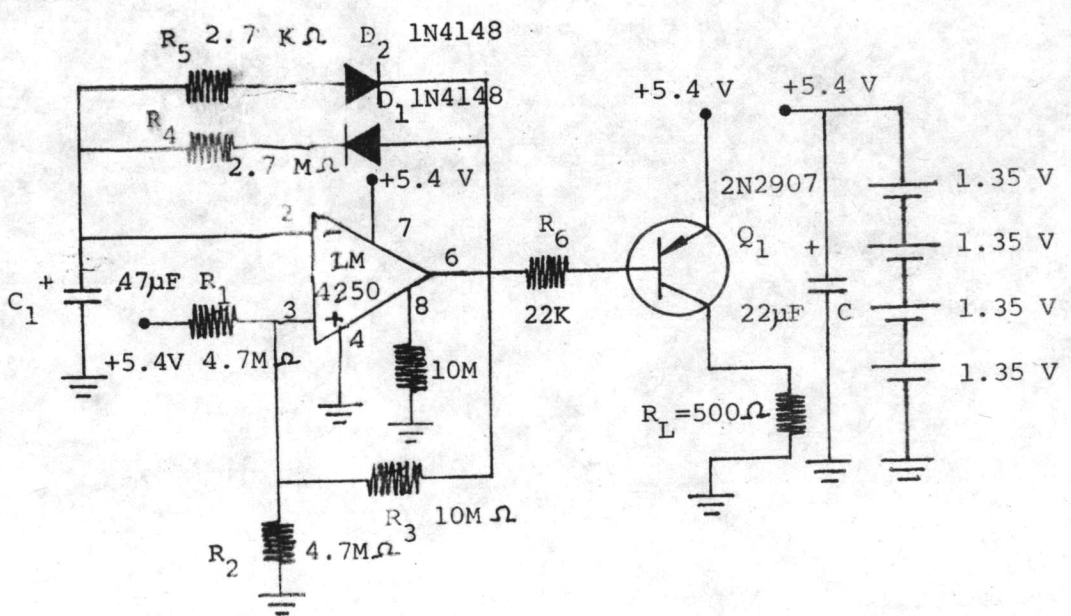
$$\therefore R_6 = 40.3 \text{ K } \Omega$$

แต่เพื่อให้ทรานซิสเตอร์ทำงานในช่วงอิมิตัวเต็มที่ได้ลดค่า R_6 เป็นค่าเท่ากับ 22
 กิโลโอห์ม ในรูป ๔.๑๓ เป็นวงจรภาคขับเอาต์พุต พร้อมค่าอุปกรณ์ที่ได้ออกแบบ

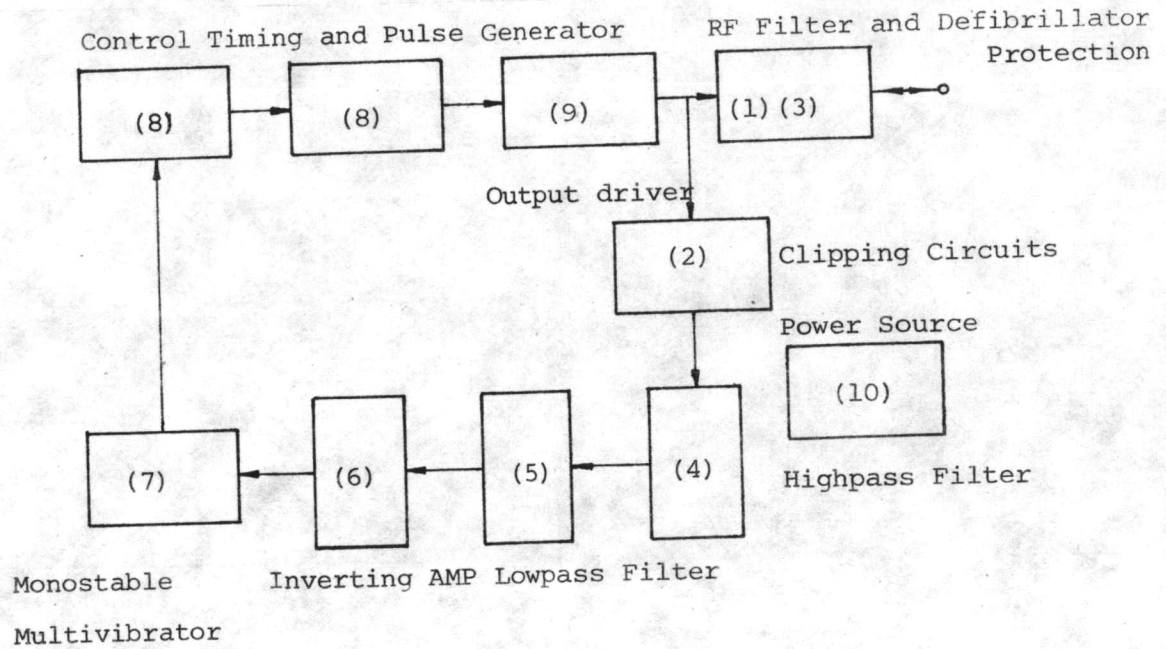


รูป ๔.๑๓ วงจรสมมูลของภาคขับเอาที่พู่ท

จากหัวข้อการ ออกแบบวงจร เครื่องควบคุมจังหวะการเดินของหัวใจ แบบให้อัตราเดิน
คงที่ สามารถเขียน เป็นวงจรสมมูลของเครื่องได้ ดังรูป ๔.๑๔



รูป ๔.๑๔ วงจรสมมูลของ เครื่องควบคุมจังหวะการเดินของหัวใจ แบบให้อัตรา
เดินคงที่



รูป ๔.๑๕ ผังวงจรของเครื่องควบคุมจังหวะการเต้นของหัวใจ แบบให้อัตราเต้นเมื่อต้องการ

๓. ภาคป้องกัน ดีไฟริลเลเตอร์ (Defibrillator Protection)
๔. ภาคตัวกรองความถี่สูงผ่าน (High pass Filter)
๕. ภาคตัวกรองความถี่ต่ำผ่าน (Low pass Filter)
๖. ภาคขยายกลับเฟส (Inverting Amp)
๗. ภาค โมโนสเตเบิล มัลติไวเบรเตอร์ ๔๐๐ มิลลิวินาที (Monostable Multivibrator)
๘. ภาคควบคุมเวลาและกำเนิดคลื่นไฟฟ้าช่วงแคบ (Control Timing and Pulse generator)
๙. ภาคขับเอาท์พุท (Output Driver)
๑๐. ภาคแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้า (Power source)

การทำงานของระบบ เริ่มจากภาคกำเนิดคลื่นไฟฟ้าช่วงแคบในสภาวะปกติจะปล่อยคลื่นไฟฟ้าช่วงแคบในอัตรา ๗๒ ครั้งต่อนาที หรือคาบเวลา ๘๓๕ มิลลิวินาที ต่อเนื่องกันตลอดเวลา ผ่านภาคขับเอาต์พุท ภาคกรองความถี่วิทยุ และภาคป้องกันตีพิบริลเลเตอร์ ออกสู่ไหลด์ซึ่งเป็นความต้านทานของหัวใจ ๕๐๐ โอห์ม คลื่นไฟฟ้าช่วงแคบส่วนหนึ่งจะย้อนกลับเข้าทางภาคขลิบสัญญาณเพื่อลดขนาดคลื่นไฟฟ้าช่วงแคบให้น้อยลง ผ่านภาคตัวกรองความถี่สูงผ่าน ภาคตัวกรองความถี่ต่ำผ่านและภาคขยายกลับเฟส เข้าภาคโมโนสเตเบิล มัลติไวเบรเตอร์ ทำช่วงเวลาระยะคือโดยเอาต์พุทของภาคโมโนสเตเบิล จะเปลี่ยนสภาวะจากระดับต่ำเป็นระดับสูงเป็นเวลา ๔๐๐ มิลลิวินาที ซึ่งเป็นช่วงเวลาที่ไม่มีสัญญาณใด ๆ สามารถทำให้ภาคโมโนสเตเบิล มัลติไวเบรเตอร์เปลี่ยนสภาวะได้ ขณะเดียวกันเมื่อเอาต์พุทของภาคโมโนสเตเบิล มัลติไวเบรเตอร์ เปลี่ยนจากระดับต่ำเป็นระดับสูง สัญญาณช่วงนี้จะเข้าภาคควบคุมเวลาเพื่อรีเซทค่าตัวเก็บประจุในภาคกำเนิดคลื่นไฟฟ้าช่วงแคบให้เริ่มกำหนดคาบเวลาใหม่ ในกรณีที่คลื่นไฟฟ้าหัวใจเข้ามาผ่านภาคป้องกันตีพิบริลเลเตอร์ ภาคกรองความถี่วิทยุซึ่งมีความถี่คutoff ๕๐ กิโลเฮิซซ์ ภาคขลิบสัญญาณเข้าภาคตัวกรองความถี่สูงผ่านและตัวกรองความถี่ต่ำผ่านซึ่งจะยอมให้ความถี่ตั้งแต่ ๘-๓๐ เฮิซซ์ ผ่านจากนั้นคลื่นไฟฟ้าหัวใจจะเข้าภาคขยายกลับเฟสเพื่อทำให้มีขนาดสูงขึ้นพอที่จะทริกเกอร์ภาคโมโนสเตเบิล มัลติไวเบรเตอร์ ให้เปลี่ยนสภาวะจากระดับต่ำเป็นระดับสูง สัญญาณจากภาคโมโนสเตเบิล มัลติไวเบรเตอร์ จะไปรีเซทภาคกำเนิดคลื่นไฟฟ้าช่วงแคบให้กำหนดคาบเวลาใหม่อีกครั้ง แต่คลื่นไฟฟ้าหัวใจที่ออกจากภาคขยายกลับเฟสจะสามารถทริกเกอร์ภาคโมโนสเตเบิล มัลติไวเบรเตอร์ ได้นั้นจะต้องอยู่ในช่วงเวลาหลังจากภาคโมโนสเตเบิล มัลติไวเบรเตอร์ ทำช่วงเวลาระยะคือ ๔๐๐ มิลลิวินาที จนถึงกำหนดคาบเวลาใหม่ ๘๓๕ มิลลิวินาที จะพบว่าในช่วงคาบเวลา ๘๓๕ มิลลิวินาที นั้น ช่วงเวลาตั้งแต่ ๐-๔๐๐ มิลลิวินาที จะไม่มีสัญญาณใด ๆ ไปทริกเกอร์ภาคโมโนสเตเบิล มัลติไวเบรเตอร์ แต่ในช่วงเวลา ๔๐๐-๘๓๕ มิลลิวินาที ถ้ามีคลื่นไฟฟ้าหัวใจเข้ามาจะสามารถทริกเกอร์ภาคโมโนสเตเบิล มัลติไวเบรเตอร์ ได้เพื่อไปรีเซทตัวเก็บประจุในภาคกำเนิดคลื่นไฟฟ้าช่วงแคบให้กำหนดคาบเวลาใหม่ ดังนั้นถ้าเครื่องรับคลื่นไฟฟ้าหัวใจได้ เครื่องจะหยุดปล่อยคลื่นไฟฟ้าช่วงแคบออกไปในคาบเวลา ๘๓๕ มิลลิวินาที ในช่วงเวลานี้ถ้าเครื่องรับคลื่นไฟฟ้าหัวใจได้อีกเครื่องจะหยุดปล่อยคลื่นไฟฟ้าช่วงแคบออกไปอีก แต่ถ้าเครื่องไม่ได้รับคลื่นไฟฟ้าหัวใจในช่วงเวลานี้เครื่องจะปล่อยคลื่นไฟฟ้าช่วงแคบออกไปแทน

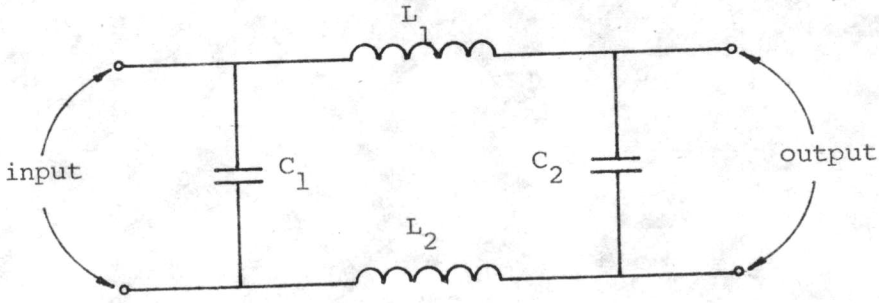


การทำงานของระบบตามผังวงจรที่ได้ออกแบบนี้ก็เป็นหลักการทำงานของเครื่องควบคุม
 จังหวะการเดินของหัวใจแบบ VVI ดังที่กล่าวมาแล้วในบทที่ ๓ นั้นเอง อนึ่งในการที่จะเปลี่ยน
 สภาพการทำงานแบบให้อัตราเดินเมื่อต้องการเป็นแบบให้อัตราเดินคงที่นั้น ในการออกแบบใช้
 แมกนิติกทริน สวิตช์ 1 Contact (SPDT) ทำหน้าที่เปลี่ยนความไวในการรับสัญญาณของภาคโมโน
 สเตเบิล วัลติไวเบรเตอร์ ให้มีความไวในการรับสัญญาณน้อยลง เพื่อที่จะทำให้คลื่นไฟฟ้าหัวใจที่ออก
 จากภาคขยายกลับเฟส ไม่สามารถทริกเกอร์ ภาคโมโนสเตเบิล วัลติไวเบรเตอร์ ให้เปลี่ยนสภาวะ
 จากระดับต่ำเป็นระดับสูง ในการควบคุมแมกนิติกทริน สวิตช์ ให้ทำงานเปลี่ยนความไวในการรับ
 สัญญาณกระทำได้โดยใช้แท่งแม่เหล็ก

๔.๒.๑ ภาคกรองความถี่วิทยุ (RF Filter)

ภาคกรองความถี่วิทยุถูกออกแบบให้ทำหน้าที่กรองความถี่ตั้งแต่ ๕๐ กิโลเฮิรซ์ (๒๔) หรือ
 ความถี่ที่มากกว่านี้ออกไป เป็นการป้องกันสัญญาณรบกวนที่มีผลทำให้การทำงานของเครื่องควบคุม
 จังหวะการเดินของหัวใจทำงานผิดพลาด ทั้งนี้เพราะในสภาพการใช้งานจริงผู้ป่วยจะได้รับสัญญาณ
 รบกวนรอบด้าน เช่น สัญญาณความถี่วิทยุ หรือสัญญาณรบกวนอันเกิดตามธรรมชาติ เป็นต้น
 สัญญาณรบกวนบางชนิดมีขนาดมากกว่าสัญญาณ R-wave ที่รับได้จากหัวใจ ทำให้การรับสัญญาณ
 R-wave ไม่ถูกต้อง วงจรทั้งระบบจะทำงานผิดพลาดส่งผลให้คลื่นไฟฟ้าช่วงแคบที่ปล่อยออกไปไม่
 ถูกต้อง

การออกแบบวงจรภาคกรองความถี่วิทยุ ในการวิจัยครั้งนี้ใช้วงจร LC Lowpass
 Filter แบบ Single-Section Π type โดยกำหนดให้ความถี่คัตออฟ (Frequency
 cutoff f_c) ที่ ๕๐ กิโลเฮิรซ์ ดังแสดงในรูป ๔.๑๖



รูป ๔.๑๖ วงจรกรองความถี่วิทยุ

สามารถหาความถี่คัตออฟ f_c ได้ตามสมการ ๔.๑๔

$$f_c = \frac{1}{\pi\sqrt{LC}} \dots\dots\dots (๔.๑๔)$$

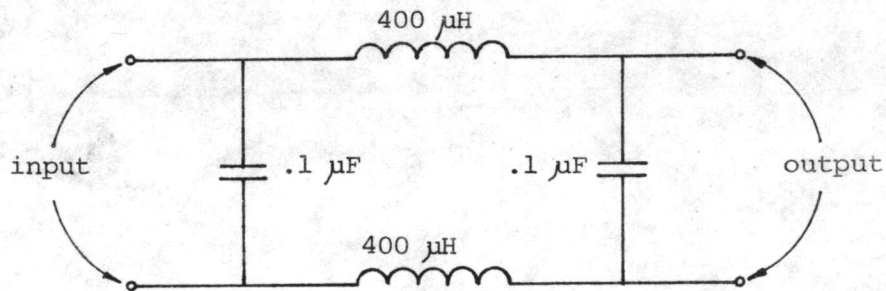
เลือกใช้ตัวเก็บประจุ

$C = .1 \mu F$ ซึ่งเป็นค่ามาตรฐานที่หาซื้อได้ตามท้องตลาด

$f_c = 50 \text{ KHz}$ นำค่าที่ได้แทนใน (๔.๑๔)

$\therefore L = 400 \mu H$

จากการคำนวณได้วงจรกรองความถี่วิทยุที่ $f_c = 50$ กิโลเฮิรตซ์ ดังรูป ๔.๑๗

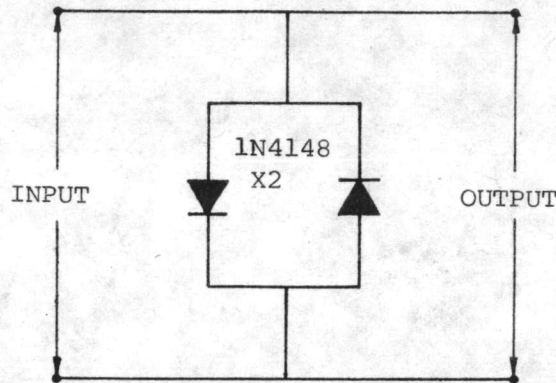


รูป ๔.๑๗ วงจรสมบรูณ์กรองความถี่วิทยุ ความถี่คัตออฟ = ๕๐ กิโลเฮิรตซ์

๔.๒.๒ ภาควงจรขลิบสัญญาณ (Clipping Circuits)

วงจรในภาคนี้ทำหน้าที่ขลิบคลื่นไฟฟ้าช่วงแคบที่ส่งมาจากภาคขับเอาท์พุทให้มีขนาด เล็ก ลงพอ เหมาะที่จะส่ง เข้าภาคตัวกรองความถี่สูงผ่าน อีกทั้งทำหน้าที่ขลิบสัญญาณรบกวนที่ เข้ามา กับ คลื่นไฟฟ้าหัวใจซึ่งมีขนาดใหญ่ทั้งสัญญาณที่เป็นลบและบวก รวมทั้ง เป็นส่วนที่จะป้องกันคลื่นไฟฟ้าที่ มีขนาดสูงพอที่จะทำอันตรายวงจรต่าง ๆ ภายในเครื่องควบคุมจังหวะการเต้นของหัวใจแบบนี้ การ ออกแบบใช้ Signal Diode เบอร์ 1N4148 ๒ ตัว ต่อกันกลับหัวกันแบบขนานเป็นวงจรขลิบสัญญาณ ตามรูป ๔.๑๘

จากคุณสมบัติทางเทคนิคพบว่า ไดโอด 1N4148 ทนแรงดันไฟฟ้าย้อนกลับได้ ๗๕ โวลต์



รูป ๔.๑๘ วงจรขลิบสัญญาณ

กระแสรัวในวงจรขลิบสัญญาณมีค่าน้อยมาก ทั้งนี้เพราะในขณะที่ไดโอดถูกไบแอสย้อนกลับจะมีกระแสย้อนกลับเพียง $.0๒๕$ ไมโครแอมป์ เท่านั้น ^(๒๗)

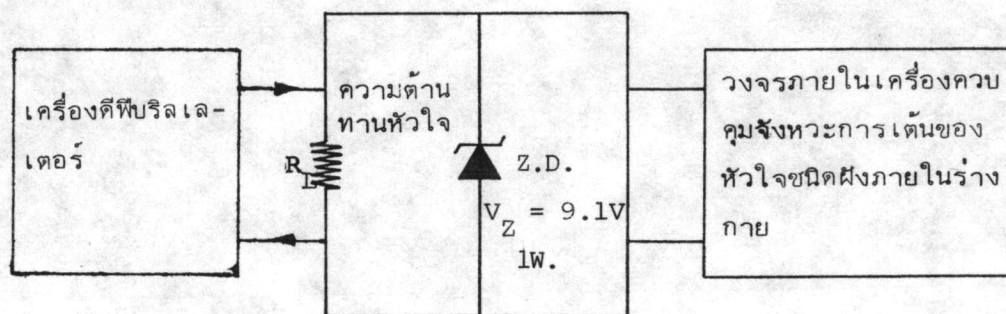
๔.๒.๓ ภาคป้องกันดีฟิบริลเลเตอร์ (Defibrillator Protection)

ดังที่กล่าวมาข้างต้นแล้วว่า เครื่องควบคุมจังหวะการเต้นของหัวใจชนิดฝังภายในร่างกายผู้ป่วย ตัวเครื่องจะอยู่ในร่างกายในบางขณะผู้ป่วยอาจเกิดหัวใจทำงานผิดปกติจำเป็นต้องได้รับการกระตุ้นหัวใจด้วยเครื่อง ดีฟิบริลเลเตอร์ โดยผ่านทรวงอกซึ่งต้องใช้พลังงาน ๔๐๐ จูล ในการที่จะทำให้หัวใจกลับสู่สภาพเดิม คุณสมบัติทางเทคนิคของเครื่องดีฟิบริลเลเตอร์ที่สำคัญ ^(๓๑) คือ

- ๑) พลังงานที่จ่ายให้โหลด ๕๐ โอทัม ปรับค่าได้ตั้งแต่ $๕-๔๖๐$ จูล
- ๒) ช่วงเวลาที่ปล่อยพลังงาน ๕ มิลลิวินาที
- ๓) ขนาดของสัญญาณที่ปล่อย ๒ กิโลโวลต์ (๔๐๐ จูล เข้าใน ๕๐ โอทัม)
- ๔) กระแสไฟฟ้าที่จ่ายโหลด ๖๕ แอมแปร์ (๔๐๐ จูล เข้าใน ๕๐ โอทัม)

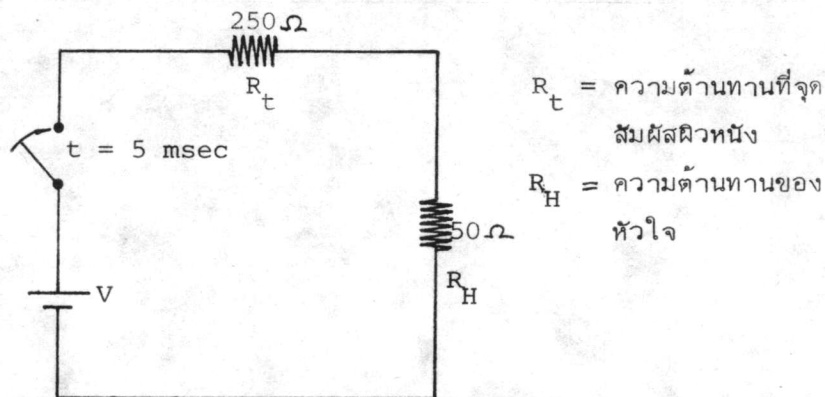
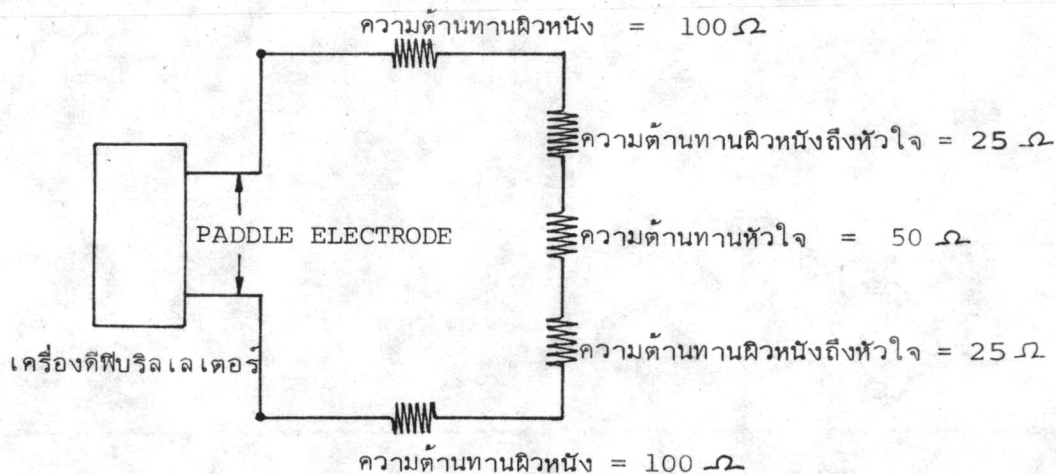
จากคุณสมบัติทางเทคนิคของเครื่องดีฟิบริลเลเตอร์ พบว่าพลังงานที่ใช้ในการกระตุ้นหัวใจสูงสุด ๔๖๐ จูล (วัตต์-วินาที) ซึ่งสูงมากสามารถทำให้อุปกรณ์ของเครื่องควบคุมจังหวะการเต้นของหัวใจเสียหายหรือชำรุดได้ จำเป็นต้องออกแบบวงจรป้องกันเครื่องควบคุมจังหวะการเต้นของหัวใจเมื่อกรณีใช้เครื่องดีฟิบริลเลเตอร์

ในการออกแบบวงจรภาคป้องกันดีพีบริลเลเตอร์ ใช้ซีเนอร์ไดโอด เป็นตัวทำหน้าที่
ป้องกัน ดีพีบริลเลเตอร์ โดยให้ซีเนอร์ไดโอดทำงานในช่วงไบแอสย้อนกลับ ในรูป ๔.๑๔
เป็นการใช้ซีเนอร์ไดโอดต่อขนานกับโหลด เลือกใช้ซีเนอร์ไดโอด ๙.๑ โวลต์ ๑ วัตต์ จาก
ลักษณะและคุณสมบัติทางไฟฟ้าของซีเนอร์ไดโอดเมื่อบางกรณีกำเนิดคลื่นไฟฟ้าช่วงแคบปล่อยคลื่นไฟฟ้าช่วง



รูป ๔.๑๔ การใช้ซีเนอร์ไดโอดป้องกันเครื่องควบคุมจังหวะการเดินของหัวใจ
เสียหายจากการใช้เครื่องดีพีบริลเลเตอร์

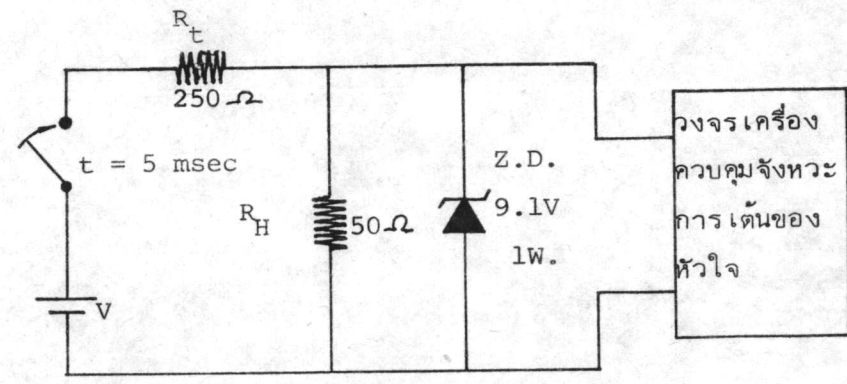
แคบ ๕.๔ โวลต์ สู่โหลดจะยังทำให้ไม่มีกระแสย้อนกลับไหลผ่านซีเนอร์ไดโอด ในการใช้เครื่อง
ดีพีบริลเลเตอร์ กระตุ้นหัวใจผ่านทรวงอก ความต้านทานของผิวหนังตรงจุดที่แพดเตลอี เล็คโตรด
สองขั้วสัมผัส มีค่าประมาณ ๑๐๐ โอห์ม ความต้านทานจากผิวหนังผ่านทรวงอกถึง
หัวใจมีค่า ๕๐ โอห์ม และความต้านทานรวมของหัวใจมีค่าประมาณ ๕๐ โอห์ม ^(๓๑) เขียนเป็น
วงจรมมุลย์ ได้ดังรูป ๔.๒๐



รูป ๔.๒๐ วงจรสมมูลย์ในการใช้เครื่องดีฟบริลเลเตอร์ กระตุ้นผ่านทรงวงอกเข้าสู่หัวใจ

จากรูป ๔.๒๐ ซีเนอร์ไดโอดที่ใช้เป็นตัวป้องกันเครื่องควบคุมจังหวะการเต้นของหัวใจเสียหายจึงถูกต่อในลักษณะขนานกับความต้านทานหัวใจ ดังแสดงในรูป ๔.๒๑

การทดสอบซีเนอร์ไดโอดว่าจะสามารถป้องกันเครื่องควบคุมจังหวะการเต้นของหัวใจได้หรือไม่ ทดสอบได้จากการหาอุณหภูมิที่ขั้วต่อของ P-N Junction ในตัวซีเนอร์ไดโอดซึ่งโดยปกติอุณหภูมิ ๑๗๕°ซ เป็นอุณหภูมิสูงสุดที่ซีเนอร์ไดโอดทนได้ (๓๒) หากใช้เครื่องดีฟบริลเลเตอร์ปล่อยคลื่นไฟฟ้าช่วงแคบที่มีความกว้างของคลื่นไฟฟ้า ๕ มิลลิวินาที เข้าไปในวงจรต้นแบบของเครื่องควบคุมจังหวะการเต้นของหัวใจซึ่งมีซีเนอร์ไดโอดป้องกันวงจร ถ้าอุณหภูมิที่ขั้วต่อของ



รูป ๔.๒๑ ลักษณะการใช้ซีเนอร์ไดโอดป้องกันสัญญาณจากเครื่องตีพริล เลเตอร์

ซีเนอร์ไดโอดไม่เกิน ๑๗๕ วัตต์ ซีเนอร์ไดโอดสามารถป้องกันวงจรต้นแบบของเครื่องควบคุมจังหวะการเดินของหัวใจไม่ให้เสียหาย การหาอุณหภูมิที่ขีดต่อของซีเนอร์ไดโอดสามารถคำนวณได้ดังนี้

กำหนดให้เครื่องตีพริล เลเตอร์จำลองมีลักษณะและคุณสมบัติทางไฟฟ้า

- ๑) ปลดปล่อยคลื่นไฟฟ้าช่วงแคบที่มีพลังงาน น้อยกว่าหรือเท่ากับ ๔๖๐ จูล
- ๒) ช่วงกว้างของคลื่นไฟฟ้า ๕ มิลลิวินาที
- ๓) กระแสไฟฟ้าที่ปล่อยออกมา ๖๕ แอมแปร์ ในช่วงเวลา ๕ มิลลิวินาที
- ๔) เครื่องตีพริล เลเตอร์ปลดปล่อยคลื่นไฟฟ้าช่วงแคบในอัตรา ๗๒ ครั้งต่อนาที

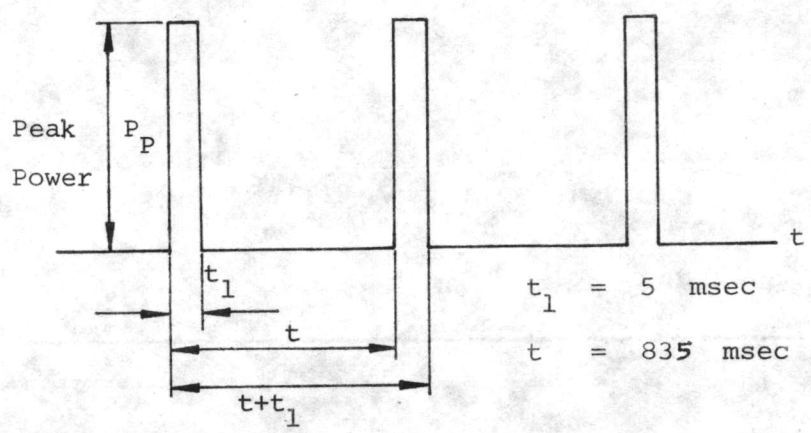
มีรูปร่างของคลื่นไฟฟ้าช่วงแคบ ดังในรูป ๔.๒๒

จากรูป ๔.๒๑ เป็นวงจรที่ใช้ทดสอบวงจรป้องกันตีพริล เลเตอร์ ใช้ทฤษฎี

เทเวนิน (Thevenin's Theorem) ยุบวงจรให้เหลือเพียง Voltage source Thevenin (Vth) และ Resistance Thevenin (Rth) ดังในรูปที่ ๔.๒๓ และ ๔.๒๔

แรงดันไฟฟ้าที่ออกจากเครื่องตีพริล เลเตอร์จำลอง (V) หาได้จาก

$$\text{พลังงาน (J)} = \text{กำลังไฟฟ้า (W)} \times \text{เวลา (Sec)}$$

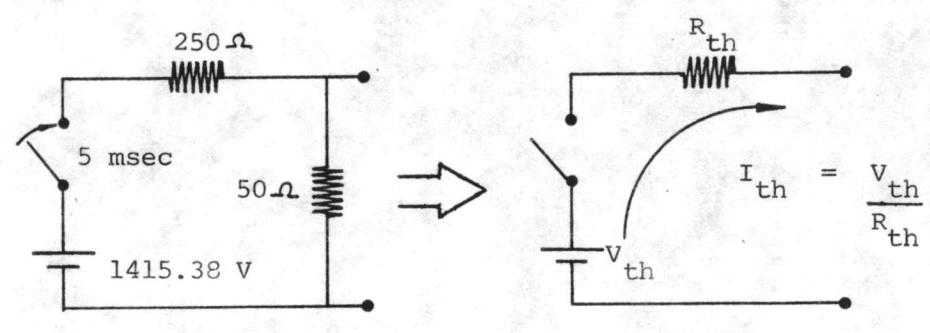


รูป ๔.๒๒ การจำลองคลื่นไฟฟ้าช่วงแคบที่ใช้ทดสอบวงจรป้องกันดีฟริลเลเตอร์

พลังงาน (J) = แรงดันไฟฟ้า (V) x กระแสไฟฟ้า (A) x เวลา (Sec)

๔๖๐ = V x 65 x 5 x 10⁻³

∴ V = ๑๔๑๕.๓๘ โวลต์

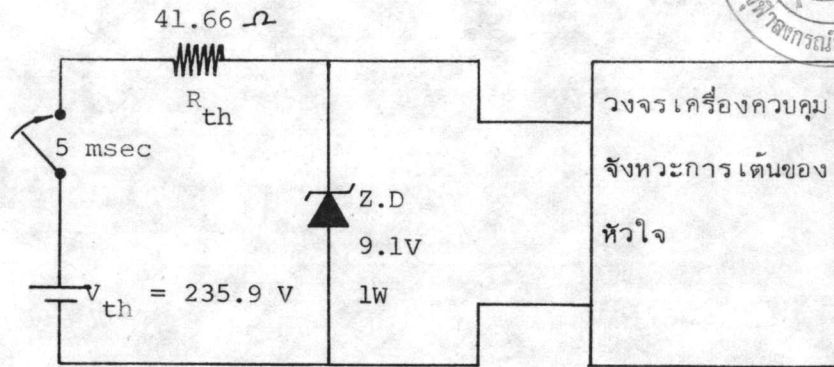


รูป ๔.๒๓ การยุบวงจรสมมูลย์เครื่องดีฟริลเลเตอร์ โดยทฤษฎีเฮเวิน

ดังนั้น $V_{th} = \frac{50 \times 1415.38}{250+50} = 235.89$ โวลต์

$R_{th} = \frac{250 \times 50}{250 + 50} = 41.66$ โอห์ม

$$I_{th} = \frac{V_{th}}{R_{th}} = \frac{235.89}{41.66} = 5.66 \text{ แอมแปร์}$$



รูป ๔.๒๔ การต่อวงจรสมมูลย์เครื่องตีพริลเลเตอร์เข้ากับวงจรต้นแบบของเครื่องควบคุมจังหวะการเดินของหัวใจ

อุณหภูมิที่ขั้วต่อซีเนอร์ไดโอด

คำนวณได้จากสมการ (๔.๑๕)

$$T_J - T_C = P_p \cdot \theta_{JC} \left[\frac{1 - e^{-t_1/\tau_{JC}}}{1 - e^{-t/\tau_{JC}}} \right] \dots \dots \dots (๔.๑๕) \quad (๓๒)$$

- โดยให้
- T_J = อุณหภูมิที่ขั้วต่อซีเนอร์ไดโอด ($^{\circ}\text{ซ}$)
 - T_C = อุณหภูมิห้อง (๓๗ $^{\circ}\text{ซ}$)
 - P_p = กำลังไฟฟ้าในแต่ละคลื่นไฟฟ้าที่ปล่อยออกมา (วัตต์)
 - θ_{JC} = Zener thermal resistance ($^{\circ}\text{ซ}/\text{วัตต์}$)
 - t_1 = ช่วงกว้างของคลื่นไฟฟ้าช่วงแคบ (๕ มิลลิวินาที)
 - t = คาบเวลาของคลื่นไฟฟ้าที่ปล่อยออกมาแต่ละครั้ง (๘๓๕ มิลลิวินาที)
 - τ_{JC} = Thermal time constant (วินาที)

Case (w)	θ_{JA} (°C/w)	τ_{JA} (sec)	θ_{JC} (°C/w)	τ_{JC} (msec)
1	150	45	5	300

ตาราง ๔.๒๕ ตารางค่าคงที่ของซีเนอร์ไดโอด บริษัท Motorola

จากสมการ (๔.๑๕) และค่าคงที่ตามตาราง ๔.๒๕ แทนค่าลงในสมการ เพื่อหาค่า T_J

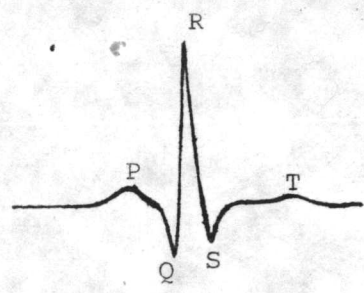
$$T_J - 37 = (235.89 \times 5.66) \times 5 \left[\frac{-\frac{5 \times 10^{-3}}{300 \times 10^{-3}}}{1 - e^{-\frac{5 \times 10^{-3}}{300 \times 10^{-3}}}} - \frac{835 \times 10^{-3}}{300 \times 10^{-3}} \right]$$

$$T_J = 154.6 \text{ } ^\circ\text{C}$$

ดังนั้นถ้าป้อนคลื่นไฟฟ้าช่วงแคบที่มีพลังงาน ๔๖๐ จูล ในช่วงเวลา ๕ มิลลิวินาที ในอัตรา ๗๒ ครั้งต่อนาที จากการคำนวณพบว่าอุณหภูมิที่ขั้วต่อของซีเนอร์ไดโอดมีค่าเท่ากับ ๑๕๔.๖ °ซ อุณหภูมินี้ยังไม่สามารถทำให้ซีเนอร์ไดโอดเสียหาย (<๑๗๕ °ซ) ดังนั้นซีเนอร์ไดโอดสามารถป้องกันวงจรเครื่องควบคุมจังหวะการเต้นของหัวใจ เมื่อเกิดกรณีใช้เครื่องดีฟิบริลเลเตอร์

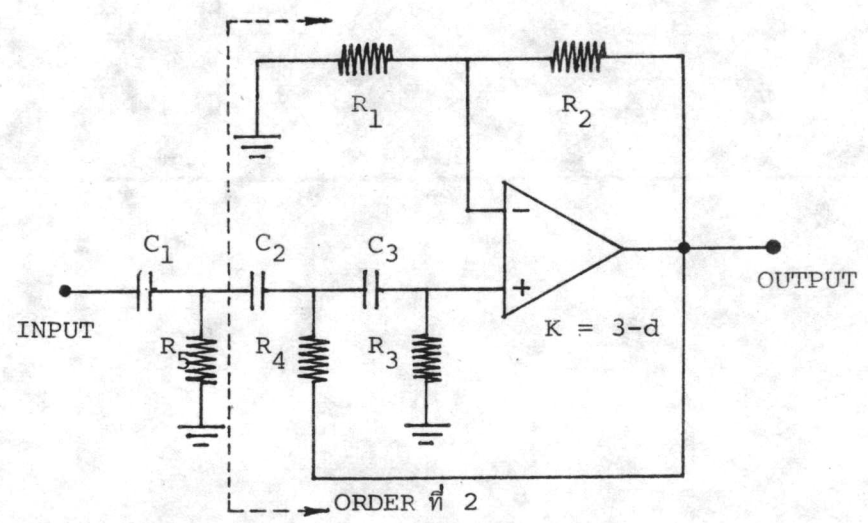
๔.๑๐.๔ ภาคตัวกรองความถี่สูงผ่าน (High pass Filter)

ตัวกรองความถี่สูงผ่านทำหน้าที่กรองรูปคลื่น R-wave ที่รับได้จากหัวใจ คลื่นไฟฟ้าหัวใจประกอบด้วย PQRST-wave คลื่นไฟฟ้าหัวใจ R-wave เป็นคลื่นที่มีขนาดสูงที่สุดประมาณ ๒ มิลลิโวลต์ ตามรูป ๔.๒๖ การดักจับสัญญาณกระทำได้ง่ายกว่าสัญญาณอื่น แถบความถี่ของคลื่นไฟฟ้าหัวใจ QRS Complex อยู่ระหว่าง ๘-๓๐ เฮิทซ์ (๓๓) แถบความถี่ของคลื่นไฟฟ้าหัวใจ T-wave อยู่ระหว่าง ๒.๕-๖.๕ เฮิทซ์ การออกแบบตัวกรองความถี่สูงผ่านได้ใช้วงจรตัวกรองความถี่สูงผ่านอันดับสาม 3dB ripple ของ Chebyshev ซึ่งสามารถให้สโลปที่ชันกว่าตัวกรองความถี่สูงผ่านแบบอื่น ดังรูป ๔.๒๗ โดยออกแบบค่าอุปกรณ์ให้วงจรมีความถี่คัตออฟที่ ๘ เฮิทซ์



- P-wave = .๒-.๓ มิลลิโวลต์
- Q-wave = .๔ มิลลิโวลต์
- R-wave = ๑.๕-๒ มิลลิโวลต์
- T-wave = .๑-.๕ มิลลิโวลต์

รูป ๔.๒๖ รูปคลื่นไฟฟ้าหัวใจและขนาดของคลื่นไฟฟ้าหัวใจ PQRST-wave



รูป ๔.๒๗ วงจรตัวกรองความถี่สูงผ่าน 3dB ripple order 3 Chebyshev

จาก Normalized Chebyshev Polynomials 3dB ripple order 3 (๓๔)(๓๕)

พบว่า ที่ $n = 3$

$$G(S) = \frac{(.298)(.916)}{(S+.298)(S^2+.325S+.916)} = \frac{KS^2}{S^2 + \left[\frac{1}{R_2 C_1} + \frac{1}{R_2 C_2} + \frac{1-K}{R_1 C_1} \right] S + \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}} \quad \dots (๔.๑๖)$$

พิจารณาตัวกรองความถี่สูงผ่านอันดับหนึ่ง $(C_1 R_5)$

$$G(S) = \frac{R}{\frac{R+1}{S}} \dots \dots \dots (๔.๑๗)$$

อัตราขยายทางแรงดันไฟฟ้า (K) = 1

กำหนดให้ $C_1 = 1 \text{ F}$. จากสมการ (๔.๑๖)(๔.๑๗)

$$\therefore R_5 = .298 \Omega$$

พิจารณาตัวกรองความถี่สูงผ่านอันดับสอง $(R_1 R_2 R_3 R_4 C_2 C_3)$ เมื่อให้ $R_1 = R_2 = C_1 = C_2$

เมื่อ $w = 1$ และ $R_1 = R_2 = C_1 = C_2 = 1$ จากสมการ (๔.๑๖)

$$\frac{1}{R_2 C_1} + \frac{1}{R_2 C_2} + \frac{1-K}{R_1 C_1} = d$$

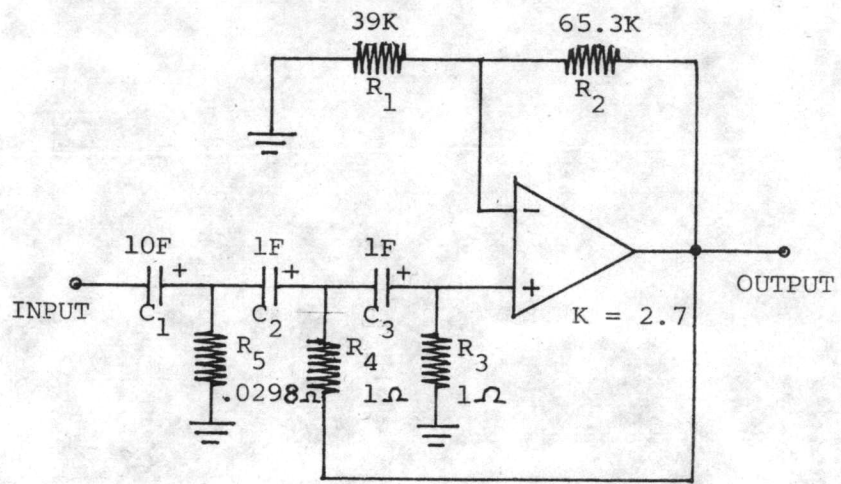
$$\therefore K = 3-d = \frac{R_1 + R_2}{R_1} \dots \dots \dots (๔.๑๘) \tag{๓๕}$$

$$\frac{R_1 + R_2}{R_1} = 3 - .325 = 2.67$$

กำหนดให้ $R_1 = 39 \text{ K}\Omega$

$$\therefore R_2 = 65.3 \text{ K}\Omega$$

เมื่อนำเอาวงจรตัวกรองความถี่สูงผ่านอันดับหนึ่ง ต่อเข้ากับตัวกรองความถี่สูงผ่าน
 อันดับสอง เพื่อทำเป็นตัวกรองความถี่สูงผ่านอันดับสามนั้น โดยวิธีการประมาณ (Approximating) (๓๕)
 ค่าตัวเก็บประจุ C_1 1 ฟารัด ต้องเพิ่มเป็น ๑๐ เท่า ดังนั้น C_1 เท่ากับ ๑๐
 ฟารัด ค่าความต้านทาน R_5 ลดลง ๑๐ เท่า ดังนั้น R_5 เท่ากับ $.๐๒๙๘$ โอห์ม ดังแสดงในรูป ๔.๒๘



รูป ๔.๒๘ วงจรตัวกรองความถี่สูงผ่าน Normalized 1Ω และ $\omega = 1$ radian/sec.

จากรูป ๔.๒๘ ซึ่งต้องปรับให้วงจรตัวกรองความถี่สูงผ่านคัตออฟที่ ๘ เฮิทซ์ และปรับค่าอุปกรณ์ในวงจรเป็นค่ามาตรฐาน ซึ่งทำได้ดังนี้

ความถี่สเกล (a) = $2\pi \times 8$

ความต้านทานสเกล (b) = 180 KΩ

R = $b R_n$ (๔.๑๙)

C = $\frac{C_n}{ab}$ (๔.๒๐)

$C_2 = C_3 = \frac{1}{2\pi \times 8 \times 180 \times 10^3} = .11 \mu\text{F}$

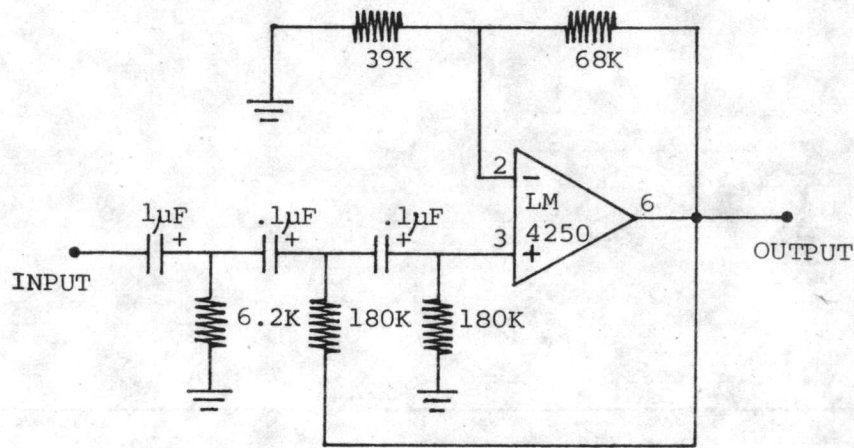
$R_3 = R_4 = 1 \times 180 \text{ K}\Omega = 180 \text{ K}\Omega$

$R_5 = .0298 \times 180 \text{ K}\Omega = 5.4 \text{ K}\Omega$

$C_1 = \frac{10}{2\pi \times 8 \times 180 \times 10^3} = 1.1 \mu\text{F}$

หลังจากการปรับความถี่คutoffเป็น ๘ เฮิรตซ์ และปรับค่าอุปกรณ์เป็นค่ามาตรฐานจะได้ วงจรตัวกรองความถี่สูงผ่านคutoffที่ ๘ เฮิรตซ์ 3 dB ripple อันดับสามของ Chebyshev ดังรูป

๔.๒๔



รูป ๔.๒๔ วงจรสมบูรณตัวกรองความถี่สูงผ่าน 3 dB ripple orders 3 Chebyshev $f_c = 8 \text{ Hz}$

๔.๑๐.๕ ภาคตัวกรองความถี่ต่ำผ่าน (Low pass Filter)

การออกแบบตัวกรองความถี่ต่ำผ่านกำหนดให้ตัดความถี่ที่สูงกว่า ๓๐ เฮิรตซ์ ออกไป

โดยใช้ตัวกรองความถี่ต่ำผ่านอันดับสาม 3 dB ripple ของ Chebyshev ดังรูป ๔.๓๐

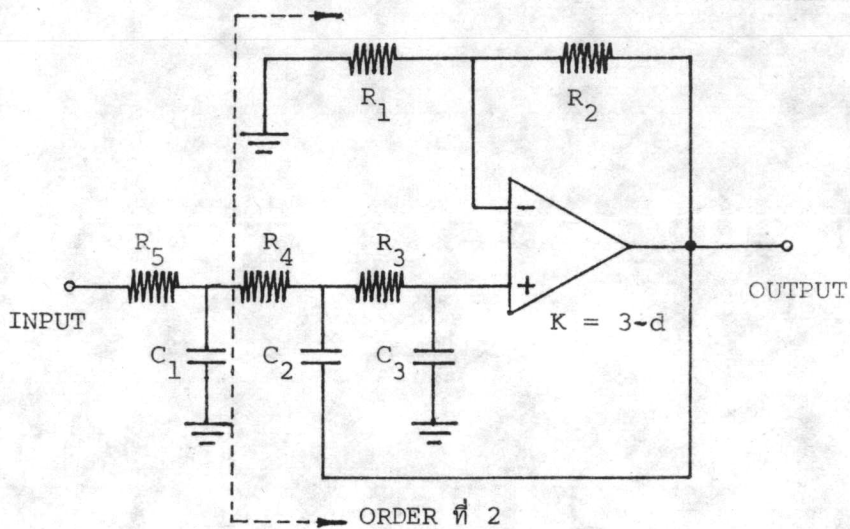
จาก Normalized Chebyshev Polynomials 3 dB ripple order 3 พบว่า

(๓๔)(๓๕)
ที่ $n=3$

$$G(S) = \frac{(.298)(.916)}{(S+.298)(S^2+.325S+.916)} = \frac{K/R_1C_1R_2C_2}{S^2 + \left[\frac{1}{R_2C_1} + \frac{1}{R_1C_1} + \frac{(1-K)}{R_2C_2} \right] S + \frac{1}{R_1C_1R_2C_2}} \quad (๔.๒๑)$$

พิจารณาตัวกรองความถี่ต่ำผ่านอันดับหนึ่ง (R_5C_1)

$$G(S) = \frac{\frac{1}{R}}{\frac{1}{R} + S} \dots \dots \dots (๔.๒๒)$$



รูป ๔.๓๐ วงจรตัวกรองความถี่ต่ำผ่าน 3dB ripple order 3 Chebyshev

อัตราขยายทางแรงดันไฟฟ้า (K) = 1

กำหนดให้ $C_1 = 1$ F จากสมการ (๔.๒๑) และ (๔.๒๒)

$$\therefore R_5 = \frac{1}{.298} = 3.35 \Omega$$

พิจารณาตัวกรองความถี่ต่ำผ่านอันดับสอง ($R_1 R_2 R_3 C_2 C_3$) เมื่อให้ $R_1 = R_2 = C_1 = C_2$

และเมื่อ $w = 1, R_1 = R_2 = C_1 = C_2 = 1$ จากสมการ (๔.๒๑)

$$\left(\frac{1}{R_2 C_1} + \frac{1}{R_1 C_1} + \frac{1-K}{R_2 C_2} \right) = d$$

$$\therefore K = 3-d = \frac{R_1 + R_2}{R_1} \dots \dots \dots (๔.๒๓)$$

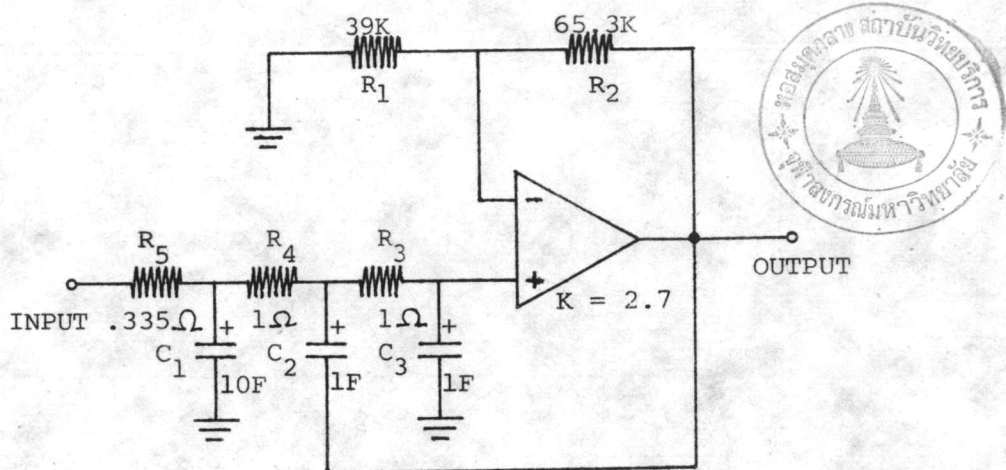
$$\frac{R_1 + R_2}{R_1} = 3 - .325 = 2.67$$

กำหนดให้ $R_1 = 39 \text{ K}\Omega$

$$\therefore R_2 = 65.3 \text{ K}\Omega$$

เมื่อนำเอาวงจรตัวกรองความถี่ต่ำผ่านอันดับหนึ่ง ต่อเข้ากับตัวกรองความถี่ต่ำผ่านอันดับสอง เพื่อทำเป็นตัวกรองความถี่ต่ำผ่านอันดับสามนั้น โดยวิธีการประมาณ (Approximating) (๓๕) ค่าตัวเก็บประจุ C_1 ๑ฟารัด ต้องเพิ่มเป็น ๑๐ เท่า ดังนั้น C_1 เท่ากับ ๑๐ ฟารัด

ค่าความต้านทาน R_5 ลดลง ๑๐ เท่า ดังนั้น R_5 เท่ากับ .๓๓๕ โห้ม ดังแสดงในรูป ๔.๓๑ ซึ่งต้องปรับให้วงจรตัวกรองความถี่ต่ำผ่านคัตออฟที่ ๓๐ เฮิรท์ และปรับค่าอุปกรณ์ในวงจรเป็นค่ามาตรฐานซึ่งทำได้ดังต่อไปนี้



รูป ๔.๓๑ วงจรตัวกรองความถี่ต่ำผ่าน Normalized 1Ω และ $\omega = 1$ radian/sec.

ความถี่สเกล (a) = $2\pi \times 30$

ความต้านทานสเกล (b) = 18 KΩ

$R = b R_n$ (๔.๒๔)

$C = \frac{C_n}{ab}$ (๔.๒๕)

$C_2 = C_3 = \frac{1}{2\pi \times 30 \times 18 \times 10^3} = .29 = .3 \mu F$

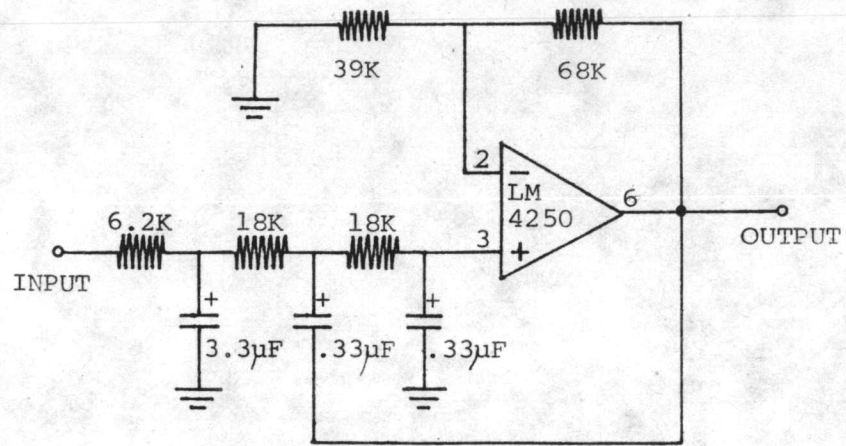
$R_3 = R_4 = 1 \times 18 \text{ K}\Omega = 18 \text{ K}\Omega$

$R_5 = .335 \times 18 \text{ K}\Omega = 6 \text{ K}\Omega$

$C_1 = \frac{10}{2\pi \times 30 \times 18 \times 10^3} = 3 \mu F$

หลังจากการปรับความถี่คัตออฟเป็น ๓๐ เฮิรท์ และปรับค่าอุปกรณ์เป็นค่ามาตรฐานจะได้วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านคัตออฟที่ = ๓๐ เฮิรท์ 3 dB ripple อันดับสามของ Chebyshev

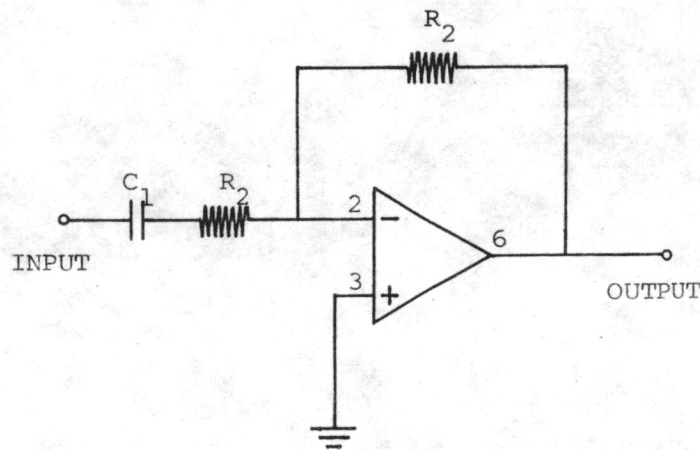
ดังรูป ๔.๓๒



รูป ๔.๓๒ วงจรสมบรูณ์ตัวกรองความถี่ต่ำผ่าน 3dB ripple order 3 Chebyshev
 $f_c = 30 \text{ Hz}$

๔.๑๐.๖ ภาคขยายกลับเฟส (Inverting Amp)

ภาคขยายสัญญาณภาคนี้นำหน้าที่ยขยายสัญญาณ R-wave ที่ออกมาจากภาครองความถี่ต่ำผ่าน ให้มีขนาดสูงขึ้นพอที่จะสามารถนำไปทริกเกอร์วงจรโมนอสเตเบิล มัลติไวเบรเตอร์ ๔๐๐ มิลลิวินาที ให้ทำงานตามที่กำหนด ได้นำวงจรขยายสัญญาณไฟฟ้าสลับแบบกลับเฟส มาใช้ในภาคขยายสัญญาณ R-wave โดยทำการออกแบบค่าอุปกรณ์ในวงจร ดังแสดงในรูป ๔.๓๓



รูป ๔.๓๓ วงจรขยายสัญญาณไฟฟ้าสลับแบบกลับเฟส

จากการออกแบบตัวกรองความถี่ต่ำและสูงผ่านดังที่กล่าวมาแล้วสัญญาณ R-wave ที่ได้ มีขนาดแรงดันไฟฟ้าต่ำยังไม่สามารถที่จะไปทริกเกอร์วงจรโมโนสเตเบิล มัลติไวเบเรเตอร์ ให้ทำงาน ได้ สัญญาณ R-wave ที่รับจากหัวใจมีขนาด ๒ มิลลิโวลต์ อัตราการขยายทางแรงดันไฟฟ้าของ ตัวกรองความถี่สูงผ่านเท่ากับ ๒.๗ และอัตราการขยายทางแรงดันไฟฟ้าของตัวกรองความถี่ต่ำ ผ่านเท่ากับ ๒.๗ ดังนั้นสัญญาณ R-wave ที่รับได้และผ่านตัวกรองความถี่สูงและต่ำจะมีขนาดแรง ดันไฟฟ้าเท่ากับ ๒mV x ๒.๗ x ๒.๗ เท่ากับ ๑๔.๕๘ มิลลิโวลต์ วงจรขยายกลับเฟสออกแบบให้เอาต์ พุทมีขนาด ๓ โวลต์ พิค-ยู-พิค เพื่อทริกเกอร์วงจรโมโนสเตเบิล มัลติไวเบเรเตอร์ ทำงาน

$$\begin{aligned} \text{ดังนั้น อัตราการขยายทางแรงดันไฟฟ้าของวงจรขยายกลับเฟส} &= \frac{3V}{14.58 \text{ mV.}} \\ &= 210 \end{aligned}$$

เลือกใช้ค่า $R_1 = 10$ กิโลโอห์ม และ $C_1 = 1$ ไมโครฟารัด คำนวณหา R_2 ได้คือ

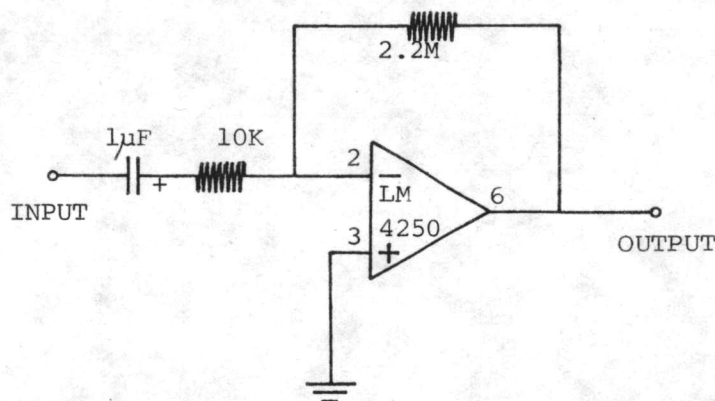
$$A_v = \frac{-R_2}{R_1} \dots\dots\dots (๔.๒๖)$$

$$210 = \frac{-R_2}{10K\Omega}$$

$$\text{ดังนั้น } R_2 = 2.2 \text{ M}\Omega$$

จากการออกแบบวงจรพบว่า R_2 เป็นความต้านทานที่มีผลต่ออัตราการขยายทางแรงดัน ไฟฟ้าของวงจร ในทางปฏิบัติอาจต้องปรับค่า R_2 ให้สูงขึ้นเพื่อเพิ่มอัตราการขยายทางแรงดันไฟ ไฟฟ้าของวงจรให้เพียงพอที่จะทริกเกอร์วงจรโมโนสเตเบิล มัลติไวเบเรเตอร์ ให้ทำงาน ในรูป

๔.๓๔ เป็นวงจรสมบูรณ์ของภาคขยายกลับเฟส



รูป ๔.๓๔ วงจรสมบูรณ์ขยายกลับเฟส

๔.๑๐.๗ ภาคโมโนสเตเบิล มัลติไวเบรเตอร์ ๔๐๐ มิลลิวินาที

วงจรในภาคโมโนสเตเบิล มัลติไวเบรเตอร์ เป็นวงจรที่ทำหน้าที่จัดช่วงเวลา ๔๐๐ มิลลิวินาที เป็นช่วงระยะคือ วงจรโมโนสเตเบิล มัลติไวเบรเตอร์ จะไม่ตอบสนองต่อ สัญญาณใด ๆ ที่เข้ามาทริกเกอร์ ในช่วงเวลาระยะคือ ๔๐๐ มิลลิวินาที การออกแบบวงจรโมโนสเตเบิล มัลติไวเบรเตอร์ จึงออกแบบให้ทำงานเป็นแบบ Non retriggerable Monostable Multivibrator เป้าหมายการออกแบบวงจรในภาคโมโนสเตเบิล มัลติไวเบรเตอร์ มีข้อกำหนดดังนี้คือ

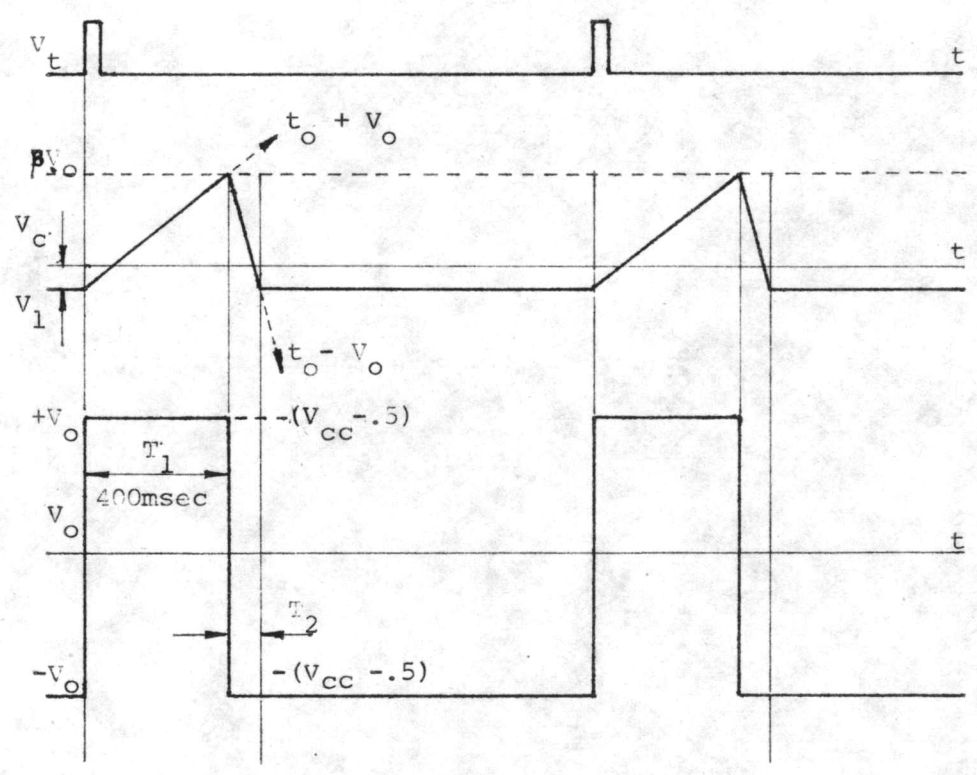
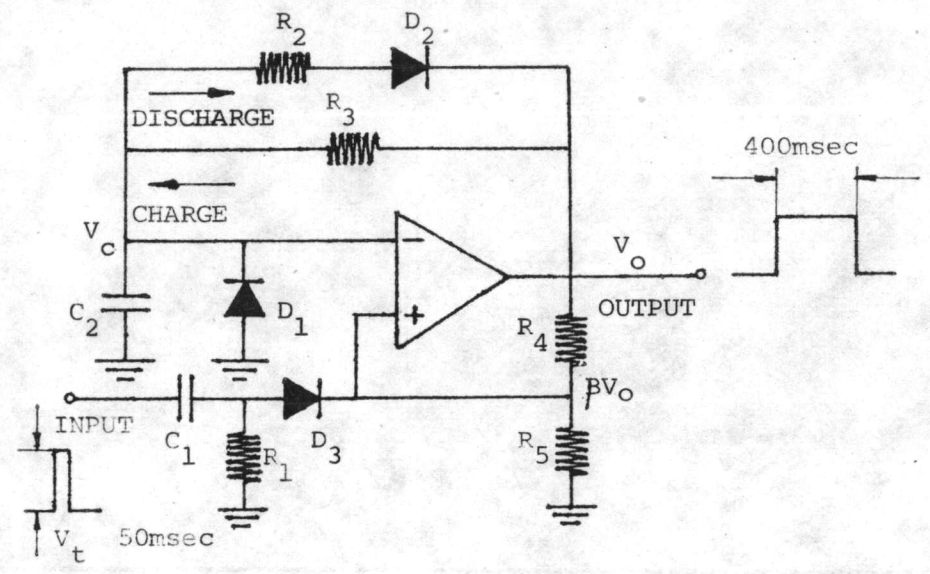
- ๑) ความไวของสัญญาณที่มาทริกเกอร์ ๑.๕ โวลต์
- ๒) จัดช่วงเวลาระยะคือ ๔๐๐ มิลลิวินาที
- ๓) วงจรต้องไม่ตอบสนองต่อสัญญาณใด ๆ ที่มาทริกเกอร์ ในช่วงเวลาระยะคือ ๔๐๐

มิลลิวินาที

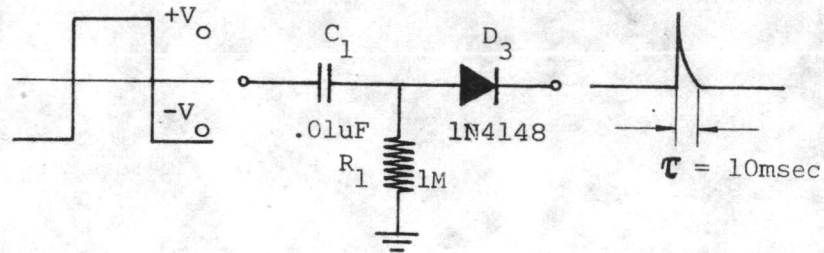
- ๔) สัญญาณที่เข้ามาทริกเกอร์ ให้มีช่วงกว้างของสัญญาณ ๑๐ มิลลิวินาที
- ๕) ความไวของสัญญาณที่มาทริกเกอร์ มีค่า ๒ โวลต์ เมื่อใช้แม่เหล็กทดสอบ

วงจรโมโนสเตเบิล มัลติไวเบรเตอร์ที่ออกแบบนั้น ทำการตัดแปลงวงจรมาจาก วงจรกำเนิดคลื่นไฟฟ้ารูปสี่เหลี่ยม ^(๓๗) ดังแสดงในรูป ๔.๓๕ สัญญาณขาเข้าที่มาทริกเกอร์วงจร ถูกทำให้มีความกว้างของสัญญาณแคบ ประมาณ ๑๐ มิลลิวินาที โดยใช้ C_1R_1 เป็นวงจรดีฟเฟอเรนเชียล ความกว้างของสัญญาณขึ้นอยู่กับเวลาคงที่ (Time constant) ของ C_1R_1 D_3 ทำหน้าที่ให้สัญญาณบวกผ่านได้เท่านั้น (เอาต์พุตของภาคขยายกลับเฟสมีค่า ๓ โวลต์ พิค-ทู-พิค \pm ๑.๕ V) ดังแสดงในรูป ๔.๓๖

$$\begin{aligned} \text{Time constant } (\tau) &= 10 \text{ msec} \\ \tau &= R_1 C_1 \dots \dots \dots (๔.๒๗) \\ \text{เลือกใช้ค่า } C_1 &= .01 \mu\text{F} \\ \therefore R_1 &= \frac{\tau}{C_1} = \frac{10 \text{ msec}}{.01 \mu\text{F}} \\ \text{ดังนั้น } R_1 &= 1 \text{ M}\Omega \end{aligned}$$



รูป ๔.๓๕ วงจรโมโนสเตเบิล มัลติไวเบรเตอร์ ที่ใช้ในการออกแบบและรูปร่างของสัญญาณที่จุดต่าง ๆ



รูป ๔.๓๖ วงจร R-C ดีโอดเฟลปเฟอเรนเซียลให้ $\tau = 10 \text{ msec}$

D_3 เลือกใช้ signal Diode เบอร์ 1N4148 เพื่อให้สัญญาณบวกผ่านเท่านั้น

จากรูป ๔.๓๕ ขณะที่วงจรมีอยู่ในสภาวะเสถียรเอาท์พุท (V_O) อยู่ที่ $-(V_{CC}-.5)$ แรงดันไฟฟ้าที่ตัวเก็บประจุ C_2 เท่ากับ $-.7$ โวลต์ (V_1) ถ้าสัญญาณเข้ามาที่ทริกเกอร์วงจรมีค่ามากกว่า βV_O จะทำให้เอาท์พุทเปลี่ยนสภาวะเป็น $+(V_{CC}-.5)$ ตัวเก็บประจุ C_2 เก็บประจุผ่าน R_3 ด้วยเวลาคงที่เท่ากับ $R_3 C_2$ วินาที เมื่อแรงดันไฟฟ้าที่ตัวเก็บประจุ C_2 มีค่าสูงเท่ากับ βV_O เอาท์พุทจะเปลี่ยนสภาวะเป็น $-(V_{CC}-.5)$ อีกครั้ง ตัวเก็บประจุ C_2 คายประจุผ่าน R_2, D_2 และ R_3 ด้วยเวลาคงที่เท่ากับ $C_2 R_3 R_2 / (R_3 + R_2)$ วินาที จนกระทั่งแรงดันไฟฟ้าที่ตัวเก็บประจุ C_2 เท่ากับ $-.7$ โวลต์ (V_1) เอาท์พุทจึงเปลี่ยนสภาวะอีกครั้งเป็น $+(V_{CC}-.5)$ ช่วงกว้างของคลื่นไฟฟ้าเอาท์พุทของวงจรโมนอสเตเบิล มัลติไวเบรเตอร์ คำนวณได้ตามสมการ (๔.๒๘) (๔.๒๙)

$$T_1 = R_3 C_2 \ln \left[\frac{V_O + V_1}{V_O (1 - \beta)} \right] \dots \dots \dots (๔.๒๘) \quad (๓๗)$$

$$T_2 = \frac{R_3 R_2 C_2}{R_3 + R_2} \ln \left[\frac{V_O + V_1}{V_O (1 - \beta)} \right] \dots \dots \dots (๔.๒๙) \quad (๓๗)$$

กำหนดให้ $T_1 = 400$ มิลลิวินาที , $V_O = V_{CC} - .5$ โวลต์
 $T_2 = 20$ มิลลิวินาที , $C_2 = .47$ ไมโครฟารัด

$$V_t = ๑.๕ \text{ โวลต์}, V_1 = .๗ \text{ โวลต์}$$

$$+V_{CC} = ๓.๔ \text{ โวลต์}$$

เมื่อ $V_t = \beta V_o$

$$\beta = \frac{V_t}{V_o} = \frac{V_t}{V_{CC} - .5} = \frac{1.5}{3.4 - .5} = .5$$

แต่ $\beta = \frac{R_5}{R_4 + R_5} = .5$

เลือกใช้ $R_5 = 2.2 \text{ M}\Omega$
 ดังนั้น $R_4 = 2.2 \text{ M}\Omega$

จากข้อกำหนดการออกแบบดังกล่าว นำค่าแทนในสมการ (๔.๒๘) และ (๔.๒๙) จะ

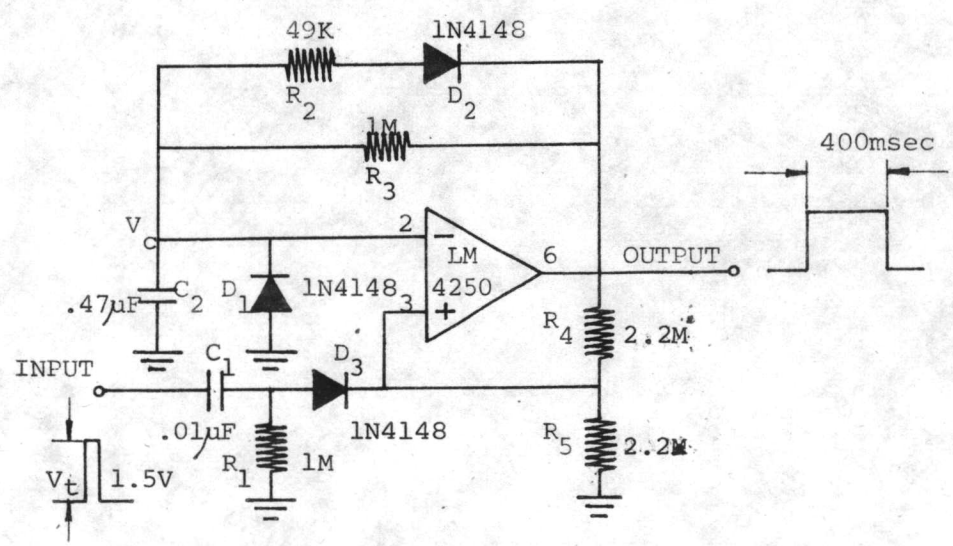
ได้ว่า

$$R_3 = 1 \text{ M}\Omega$$

$$R_2 = 49 \text{ K}\Omega$$

จากการออกแบบสามารถเขียนวงจรโมโนสเตเบิล มัลติไวเบรเตอร์สมบูรณได้ดังรูป

๔.๓๗

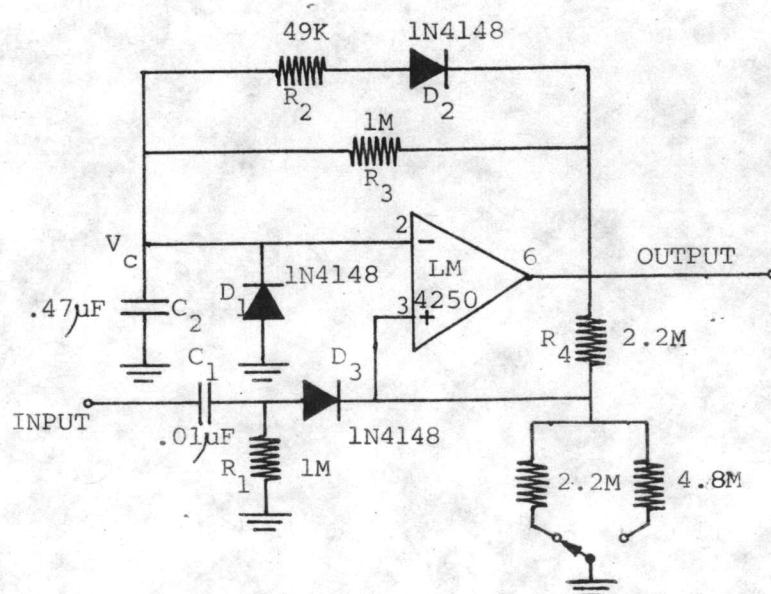


รูป ๔.๓๗ วงจรสมบูรณโมโนสเตเบิล มัลติไวเบรเตอร์ ๔๐๐ มิลลิวินาที

ในการออกแบบให้ใช้แม่เหล็กทดสอบการทำงานของระบบทำได้โดยเปลี่ยนค่า R_5 ให้มีค่าสูงขึ้นเพื่อทำให้ความไวของสัญญาณที่ทรานซิสเตอร์ต่ำลง โดยกำหนดให้สัญญาณขาเข้า (V_t) ที่ทรานซิสเตอร์มีขนาดมากกว่าหรือเท่ากับ ๒ โวลต์ จึงจะทำให้วงจรโมโนสเตเบิล มัลติไวเบรเตอร์ทำงาน

$$\begin{aligned} \text{จาก } V_t &= \beta V_o = \frac{R_5}{R_4 + R_5} \cdot V_o \\ \text{กำหนดให้ } V_t &= 2 \text{ โวลต์} \\ R_4 &= 2.2 \text{ เมกกะโอห์ม} \\ V_o &= V_{CC} - 0.5 \text{ โวลต์} \\ \text{ดังนั้น } R_5 &= 4.8 \text{ M}\Omega \end{aligned}$$

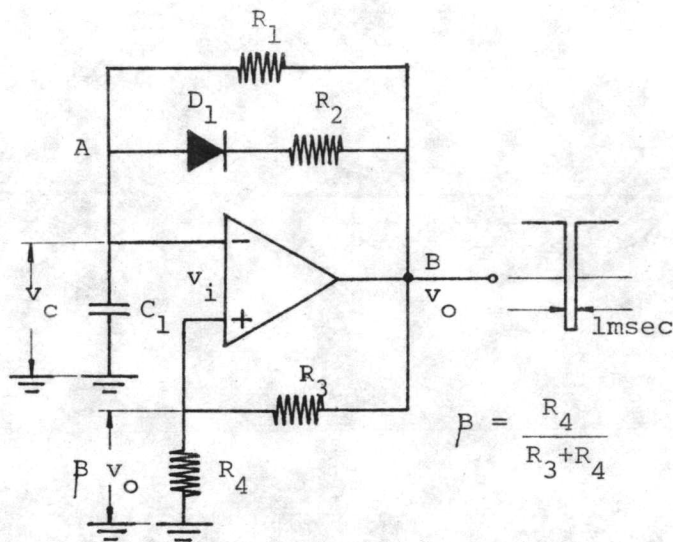
ดังนั้นวงจรในรูป ๔.๓๗ เขียนได้เป็นรูป ๔.๓๘



รูป ๔.๓๘ วงจรสมบูรณโมโนสเตเบิล มัลติไวเบรเตอร์ ๕๐๐ มิลลิวินาที ที่ปรับความไวของสัญญาณขาเข้า ๑.๕ และ ๒ โวลต์

๔.๑๐.๔ ภาคควบคุม เวลาและกำเนิดคลื่นไฟฟ้าช่วงแคบ

การออกแบบวงจรกำเนิดคลื่นไฟฟ้าช่วงแคบมีลักษณะคล้ายกับการออกแบบวงจร เครื่องควบคุมจังหวะการเต้นของหัวใจแบบให้อัตราเต้นคงที่ ซึ่งมีลักษณะดังรูป ๔.๓๔



รูป ๔.๓๔ วงจรกำเนิดคลื่นไฟฟ้าช่วงแคบ

วงจรถ่ายกำเนิดคลื่นไฟฟ้าช่วงแคบ ในรูป ๔.๓๔ ใช้โอปแอมป์ตัวเดียวทำหน้าที่กำเนิดคลื่นไฟฟ้าช่วงแคบ แรงดันไฟฟ้าที่ขาออกของวงจรจะถูกบ่อนกลับเข้าขา Non-inverting ของโอปแอมป์ ด้วยแรงดันไฟฟ้า βV_0 พบว่าแรงดันไฟฟ้ระหว่าง Differential input v_i มีค่าเท่ากับ

$$v_i = v_c - \beta V_0 = v_c - \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_0 \dots \dots \dots (๔.๓๐)$$

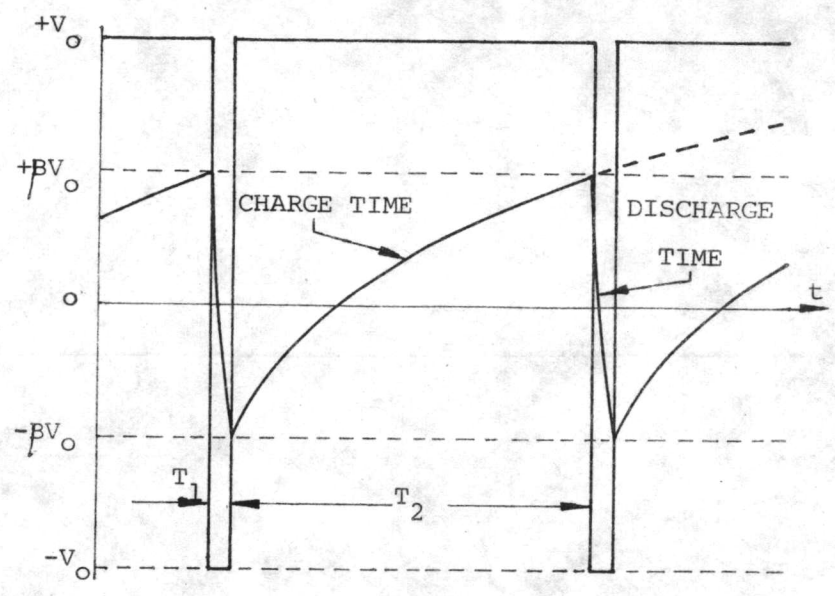
จากคุณสมบัติของวงจร เปรียบเทียบอุดมคติ

$$v_o = +V_0 \quad \text{ถ้า} \quad v_i < 0$$

$$v_o = -V_0 \quad \text{ถ้า} \quad v_i > 0$$

รูปคลื่นของสัญญาณขาออก และแรงดันไฟฟ้าที่วัดคร่อมตัวเก็บประจุ C_1 แสดงได้ดัง

รูป ๔.๔๐



รูป ๔.๔๐ แรงดันไฟฟ้าที่เอาต์พุต และตัวเก็บประจุ C_1

พิจารณา ในเวลาที่ $v_i < 0$ จากสมการ (๔.๓๐) พบว่า $v_c < BV_0$
 (แรงดันไฟฟ้าตัวเก็บประจุน้อยกว่าแรงดันไฟฟ้าที่ขา Non-inverting) ตัวเก็บประจุ C_1 จะ
 เก็บประจุให้มีแรงดันไฟฟ้าขึ้นไปถึง $+V_0$ โดยผ่าน R_1 แรงดันไฟฟ้าที่เอาต์พุตยังคงมีค่าเท่ากับ $+V_0$
 จนกระทั่งแรงดันไฟฟ้าที่ตัวเก็บประจุมีค่าเท่ากับ BV_0 เอาต์พุตจะเปลี่ยนสถานะเป็น $-V_0$
 แรงดันไฟฟ้าที่ตัวเก็บประจุ C_1 จะเริ่มคายประจุหรือเก็บประจุทางลบให้มีค่าแรงดันไฟฟ้าถึง $-V_0$
 เอาต์พุตคงสถานะ $-V_0$ จนกระทั่ง C_1 คายประจุลงมาเท่ากับ $-BV_0$ เอาต์พุตจึงเปลี่ยน
 สถานะเป็น $+V_0$ ใหม่อีกครั้ง แรงดันไฟฟ้าที่ตัวเก็บประจุ C_1 เก็บประจุในลักษณะ Exponen-
 tially ด้วยเวลาคงที่ (Time constant) R_1C_1 และคายประจุในลักษณะ Exponen-
 tially ด้วยเวลาคงที่ (Time constant) R_2C_1 เขียนได้เป็นสมการ (๔.๓๑)

$$v_c(t) = V_0 \left[1 - (1+\beta)e^{-t/RC} \right] \dots\dots\dots (๔.๓๑)$$

ดังนั้น ที่ $t = T_2$, $v_c(t) = +BV_0$

$$\therefore BV_0 = V_0 \left[1 - (1+\beta)e^{-T_2/R_1C_1} \right]$$



จะได้ว่า $T_2 = R_1 C_1 \ln \left[\frac{1+\beta}{1-\beta} \right]$

ในทำนองเดียวกัน

$$T_1 = R_2 C_1 \ln \left[\frac{1+\beta}{1-\beta} \right] \dots\dots\dots (๔.๓๒)$$

คาบเวลา (T) = $T_1 + T_2$

ในการออกแบบกำหนดให้ $\beta = .33$

จาก $\beta = \frac{R_4}{R_3 + R_4}$

เลือกใช้ $R_4 = 1 \text{ M}\Omega$

ดังนั้น $R_3 = 2.3 \text{ M}\Omega$

ให้ $V_o = V_{CC} - .5 = 3.4 - .5 = 2.9 \text{ V.}$

$\therefore \beta V_o = .33 \times 2.9 = .9 \text{ V.}$

กำหนดให้ในคาบเวลา ๑ รอบ (T) = ๘๓๔ มิลลิวินาที

เวลาในการเก็บประจุ $T_2 = ๘๓๔$ มิลลิวินาที

เวลาในการคายประจุ $T_1 = ๑$ มิลลิวินาที

จากสมการ (๔.๓๒) และเลือกใช้ตัวเก็บประจุ C_1 มีค่าเท่ากับ $.33 \mu\text{F}$

$$T_2 = R_1 C_1 \ln \left[\frac{1+\beta}{1-\beta} \right]$$

$$834 \times 10^{-3} = R_1 \times .33 \times 10^{-6} \ln \left[\frac{(1+.33)}{(1-.33)} \right]$$

ดังนั้น $R_1 = 3.7 \text{ M}\Omega$

จากสมการ (๔.๓๓)

$$T_1 = R_2 C_1 \ln \left[\frac{(1+\beta)}{(1-\beta)} \right]$$

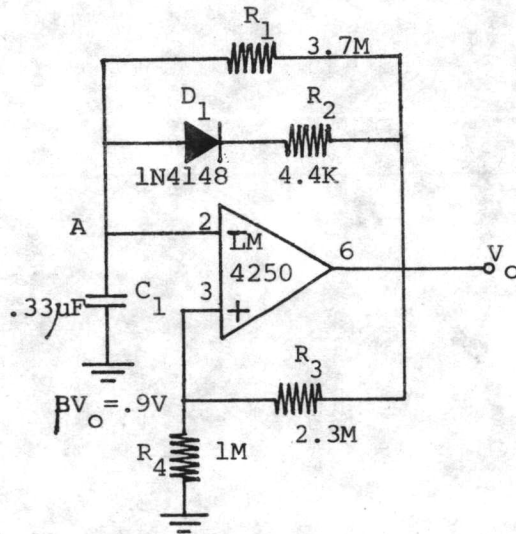
$$1 \times 10^{-3} = R_2 \times .33 \times 10^{-6} \ln \left[\frac{(1+.33)}{(1-.33)} \right]$$

ดังนั้น $R_2 = 4.4 \text{ K}\Omega$

จากการออกแบบวงจรกำเนิดคลื่นไฟฟ้าช่วงแคบ ที่ให้คาบเวลา (T) = ๘๓๔

มิลลิวินาที ช่วงกว้างของคลื่นไฟฟ้าเอาต์พุตเท่ากับ ๑ มิลลิวินาที เขียนวงจรสมบูรณ์ของ

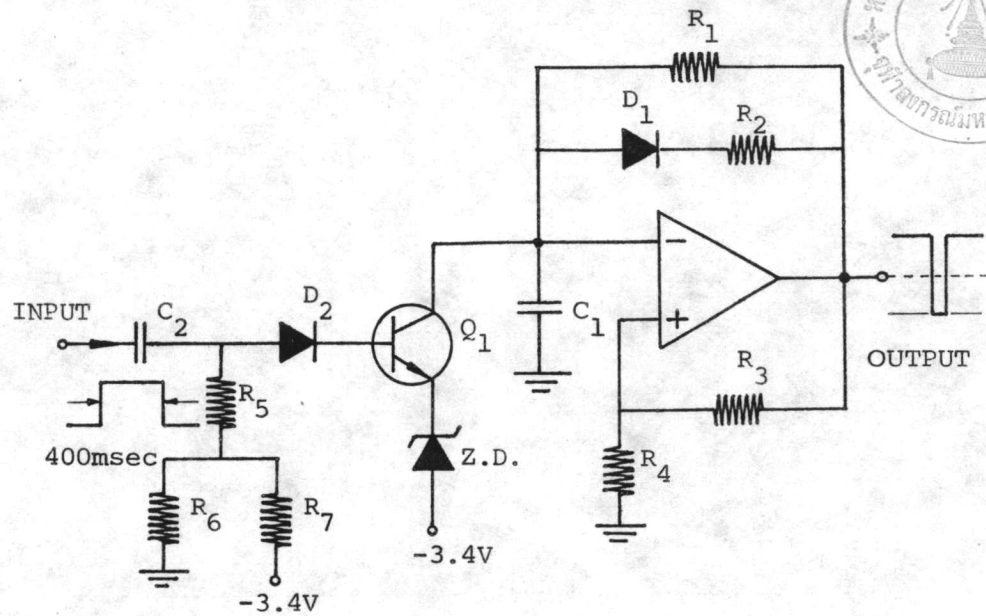
วงจรกำเนิดคลื่นไฟฟ้าช่วงแคบ ดังรูป ๔.๔๑



รูป ๔.๔๑ วงจรสมบูรณกำเนิดคลื่นไฟฟ้าช่วงแคบ

ในการออกแบบวงจรควบคุมเวลา ซึ่งทำหน้าที่บังคับให้วงจรกำเนิดคลื่นไฟฟ้าช่วงแคบปล่อยคลื่นไฟฟ้า หรือไม่ปล่อยคลื่นไฟฟ้าช่วงแคบให้แก่โหลดนั้น พิจารณารูป ๔.๔๑ พบว่าวงจรกำเนิดคลื่นไฟฟ้าช่วงแคบทำงานด้วยการเก็บประจุและคายประจุไฟฟ้าของตัวเก็บประจุ C_1 ถ้าตัวเก็บประจุ C_1 ถูกลัดวงจรลงดินวงจรกำเนิดคลื่นไฟฟ้าช่วงแคบจะไม่ปล่อยคลื่นไฟฟ้าช่วงแคบสู่โหลดได้ หากต้องการให้วงจรทำงานก็ทำได้โดยให้ตัวเก็บประจุ C_1 เก็บประจุและคายประจุไฟฟ้าตามปกติ จากรูป ๔.๔๑ ตัวเก็บประจุ C_1 เก็บประจุไฟฟ้าจนแรงดันไฟฟ้าที่ C_1 เท่ากับ $+V_O$ และคายประจุไฟฟ้างจนแรงดันไฟฟ้าที่ตัวเก็บประจุ C_1 เท่ากับ $-V_O$ จึงเกิดการเปลี่ยนสถานะจาก $+V_O$ เป็น $-V_O$ และ $-V_O$ เป็น $+V_O$ ตามลำดับ

การออกแบบวงจรควบคุมเวลาในวงจรกำเนิดคลื่นไฟฟ้าช่วงแคบใช้ทรานซิสเตอร์ ทำหน้าที่เป็นอิเล็กทรอนิกส์ สวิตช์ ดังแสดงในรูป ๔.๔๒ ซึ่งวงจรประกอบด้วย $C_2, D_2, Z.D., Q_1, R_5, R_6, R_7$



รูป ๔.๔๒ วงจรควบคุมเวลา และวงจรกำเนิดคลื่นไฟฟ้าช่วงแคบ

ในรูป ๔.๔๒ เป็นวงจรที่ใช้ในการออกแบบวงจรควบคุมเวลา และวงจรกำเนิดคลื่นไฟฟ้าช่วงแคบ Q_1 เป็นทรานซิสเตอร์สวิทช์ ที่ทำหน้าที่รีเซตค่าแรงดันไฟฟ้าที่ตัวเก็บประจุ C_1 ลงเป็น $-\beta V_0$ โวลต์ ($-0.9V$) โดยทำหน้าที่ร่วมกับซีเนอร์ไดโอด (Z.D.) ทรานซิสเตอร์ Q_1 จะนำกระแส เมื่อมีสัญญาณเข้ามาควบคุม ประจุไฟฟ้าที่ถูกเก็บอยู่ในตัวเก็บประจุ C_1 จะคายประจุ ผ่าน Q_1 และ Z.D. ลงสู่ไฟลบบ ($-3.4V$) โดยหลังจาก Q_1 นำกระแสสิ้นสุดลงจะเหลือประจุไฟฟ้าภายในตัวเก็บประจุ C_1 เท่ากับ -0.9 โวลต์ Q_1 และ Z.D. จะต่อกันแบบอนุกรม ขาแอนโอดของซีเนอร์ไดโอดต่อเข้าไฟลบบ ($-3.4V$) ซีเนอร์ไดโอดที่ใช้ในวงจร ทำหน้าที่รักษาระดับแรงดันไฟฟ้าไว้ที่ค่า 2.7 โวลต์ การใช้ซีเนอร์ไดโอด ที่มี $V_Z = 2.7$ โวลต์ ทำให้แรงดันไฟฟ้าที่ขาอีมิเตอร์ ของทรานซิสเตอร์ Q_1 เมื่อเทียบกับไฟลบบ -3.4 โวลต์ มีค่าเท่ากับ

$$V \text{ ขา อีมิเตอร์ } = -(3.4 - 2.7) = -0.7 \text{ โวลต์}$$

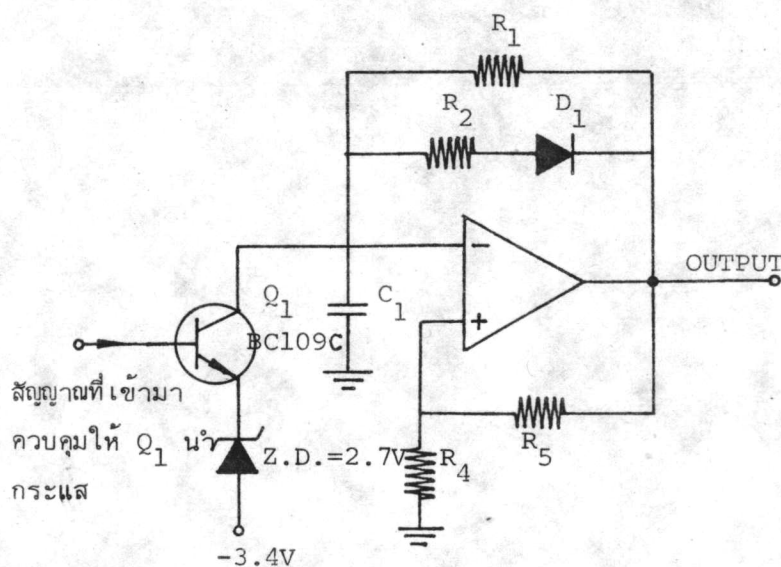
ซึ่งแรงดันไฟฟ้าที่ขา อีมิเตอร์ จะคงที่ เท่ากับ -0.7 โวลต์ ตลอดเวลา . จากการเลือกใช้ซีเนอร์ไดโอด 2.7 โวลต์ ทำให้แรงดันไฟฟ้าระหว่างขา อีมิเตอร์ กับขา คอลเลค

เตอร์ ของ ทรานซิสเตอร์ Q_1 มีค่าเท่ากับ

$$V_{CE} \text{ ของ } Q_1 = .๔ - .๗ = .๒ \text{ โวลต์}$$

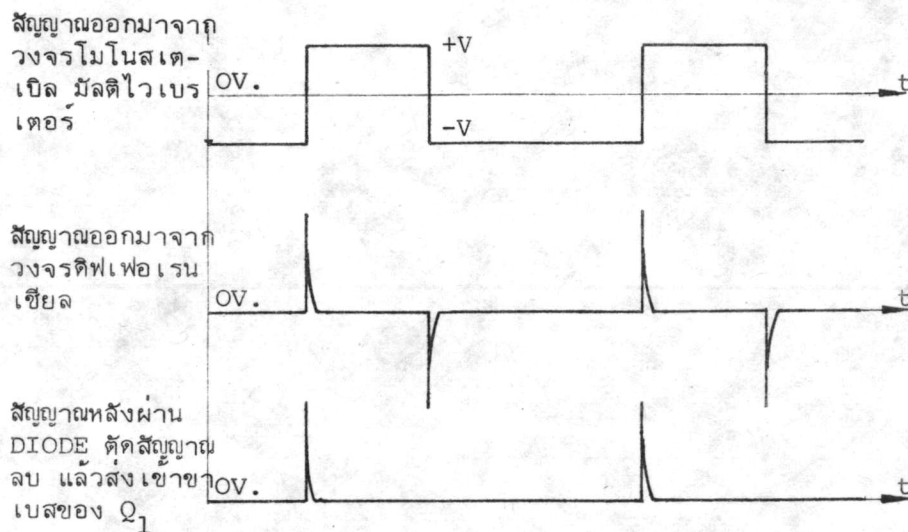
แรงดันไฟฟ้าระหว่างขา อิมิตเตอร์ กับขา คอลเลคเตอร์ ของ $Q_1 = .๒$ โวลต์ เป็นแรงดันไฟฟ้าขณะที่ทรานซิสเตอร์ Q_1 นำกระแส (V_{CE} saturation)

การเลือกใช้ทรานซิสเตอร์ Q_1 จำเป็นต้องเลือกใช้ทรานซิสเตอร์ที่ทำหน้าที่เป็นสวิตช์ มีแรงดันไฟฟ้าอิมิตเตอร์ระหว่างขา อิมิตเตอร์ กับ คอลเลคเตอร์ อยู่ในช่วง $.๑ - .๒$ โวลต์ (๓๔) ในขณะที่ทรานซิสเตอร์อยู่ในสภาวะนำกระแสจากคู่มือทรานซิสเตอร์ เลือกใช้ทรานซิสเตอร์เบอร์ BC109C ซึ่งมีคุณสมบัติทางไฟฟ้าตรงตามที่ต้องการ จากการออกแบบดังกล่าวมาแล้ว เขียนเป็นวงจรส่วนหนึ่งได้ดังรูป ๔.๔๓



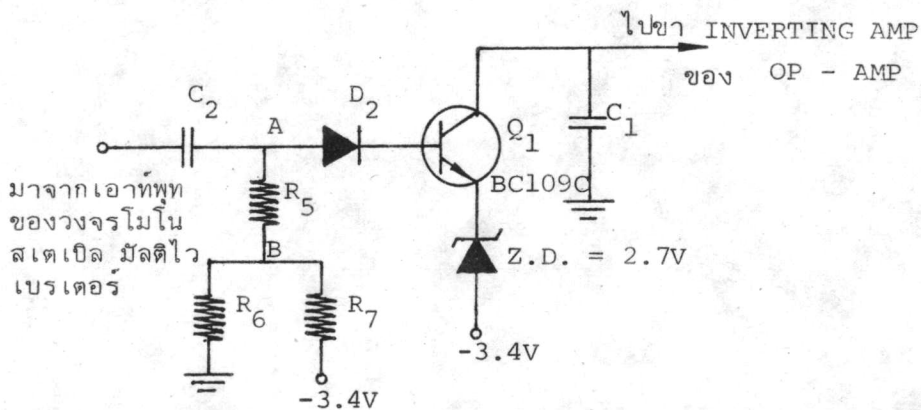
รูป ๔.๔๓ การใช้ Q_1 และ Z.D. ทำหน้าที่สวิตช์และรักษาระดับแรงดันไฟฟ้าที่ตัวเก็บประจุ ให้ค่าประจุลงที่ -๐.๔ โวลต์

การออกแบบเอาสัญญาณที่ออกมาจากวงจรโมโนสเตเบิล มัลติไวเบรเตอร์ ๔๐๐ มิลลิวินาที มาเข้าวงจรควบคุมเวลาเพื่อทำการเซทให้ทรานซิสเตอร์ Q_1 นำกระแส เพื่อรีเซทตัวเก็บประจุ C_1 ให้เหลือแรงดันไฟฟ้า เท่ากับ -๐.๔ โวลต์ พิจารณาจากผังจังหวะเวลา รูป ๔.๔๔



รูป ๔.๔๔ ผังจังหวะ เวลาในการนำสัญญาณจากวงจรโมโนสเตเบิล มัลติไวเบเรเตอร์ มาเซทให้ทรานซิสเตอร์ Q_1 นำกระแส

การดัดแปลงสัญญาณรูปสี่เหลี่ยมที่ออกมาจากวงจรโมโนสเตเบิล มัลติไวเบเรเตอร์ ให้เป็นคลื่นไฟฟ้าแคบ ๆ ทำได้โดยใช้วงจรดีฟเฟอเรนเชียล RC ดังแสดงในรูป ๔.๔๕



รูป ๔.๔๕ วงจรดีฟเฟอเรนเชียล ดัดแปลงสัญญาณจากวงจรโมโนสเตเบิล มัลติไวเบเรเตอร์ ให้เป็นคลื่นไฟฟ้าแคบ ๆ เพื่อเซท Q_1 ให้นำกระแส



กำหนดให้เวลาคงที่ τ (Time constant) ของวงจรดีฟเฟอเรนเชียล RC

$$\tau = 25 \text{ มิลลิวินาที}$$

$$\tau = (R_5 + R_6) C_2$$

เลือกใช้ $C_2 = .01 \mu\text{F}$, $\tau = 25 \text{ มิลลิวินาที}$, $R_5 = 680 \text{ K}\Omega$

$$\therefore 25 \times 10^{-3} = (680 \times 10^3 + R_6) \times .01 \times 10^{-6}$$

ดังนั้น $R_6 = 1.8 \text{ M}\Omega$

เลือกใช้ D_2 เป็น Signal diode เบอร์ 1N4148 ทำหน้าที่ตัดคลื่นไฟฟ้าช่วงลบ

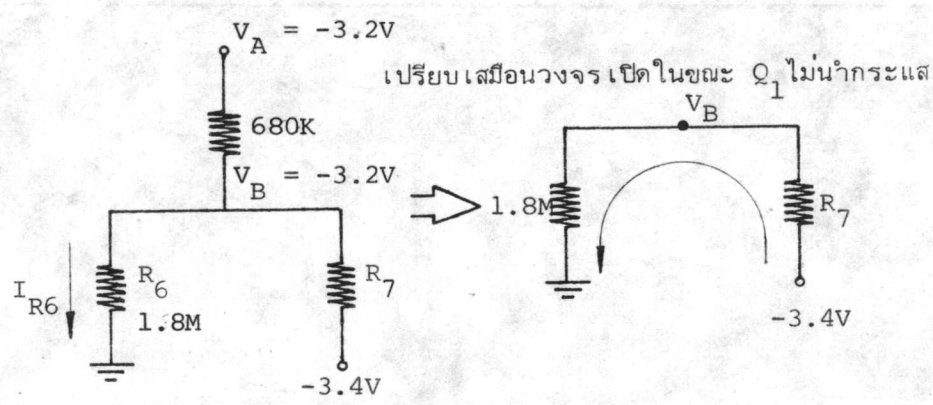
การเลือกจุดไบแอสที่ทำให้ทรานซิสเตอร์ยังไม่นำกระแส ทำได้โดยเลือกแรงดัน

ไฟฟ้าที่จุด A ในรูป ๔.๔๕ ให้มีแรงดันไฟฟ้า เท่ากับ -๓.๒ โวลต์ เมื่อเทียบกับดิน

ดังนั้น $V_A = -๓.๒ \text{ โวลต์} = V_B$ เมื่อทรานซิสเตอร์ Q_1 ไม่นำกระแส

กระแสไฟฟ้าที่ผ่าน R_6 $1.8 \text{ M}\Omega$ มีค่าเท่ากับ $\frac{3.2}{1.82 \times 10^6} = 1.75 \mu\text{A}$

ซึ่งเป็นกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่าน R_7 ด้วย จากรูป ๔.๔๖ ประกอบ



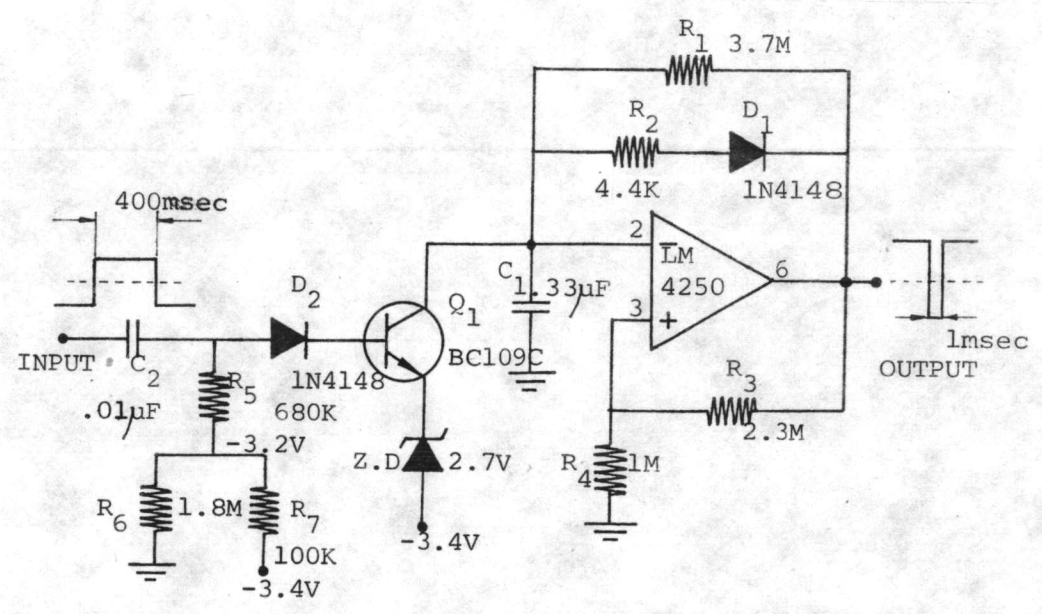
รูป ๔.๔๖ แสดงสภาพของวงจรไบแอส Q_1 ขณะไม่นำกระแส

$$\text{ดังนั้น } R_7 = \frac{V^- - V_B}{I_{R_6}} = \frac{3.4 - 3.2}{1.75 \times 10^{-6}}$$

$$R_7 = 114 \text{ K}\Omega.$$

เลือกใช้ R_7 ค่ามาตรฐาน = 100 $K\Omega$.

จากการออกแบบวงจรควบคุมเวลา และวงจรถูกำเนิดคลื่นไฟฟ้าช่วงแคบ สามารถเขียนสกรูปวงจรพร้อมค่าอุปกรณ์ได้ตามรูป ๔.๔๗



รูป ๔.๔๗ วงจรสมบูรณของภาคควบคุมเวลาและกำเนิดคลื่นไฟฟ้าช่วงแคบ

ตัวเก็บประจุ ใช้ค่าที่มีความผิดพลาด $\pm 10\%$ ดังนั้นความต้านทาน R_1 และ R_2 ซึ่งใช้ค่าที่มีความผิดพลาด $\pm 1\%$ สามารถปรับค่าได้ดังนี้

เมื่อ C_1 .33 μF มีความผิดพลาด +10% ต้องใช้ $R_1 = 3.3 M\Omega$

$R_2 = 4 K\Omega$

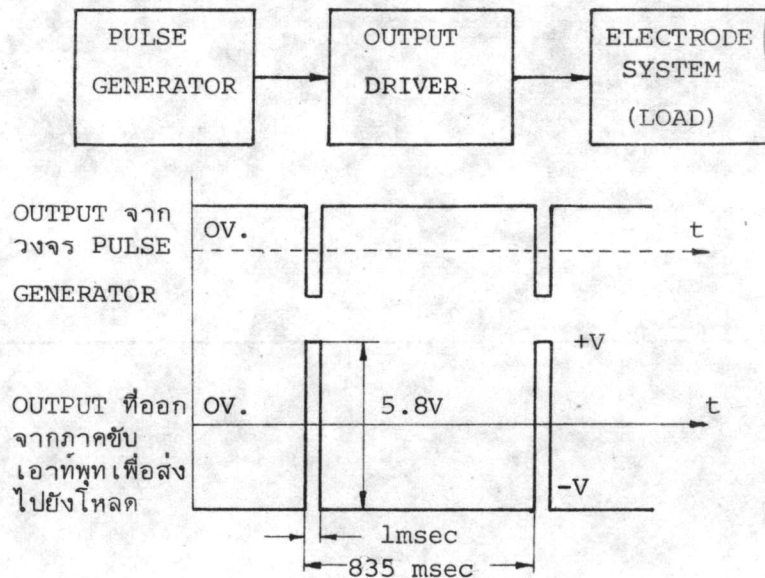
เมื่อ C_1 .33 μF มีความผิดพลาด -10% ต้องใช้ $R_1 = 4.1 M\Omega$

$R_2 = 4.9 K\Omega$

ดังนั้น เมื่อ C_1 มีค่า .33 $\mu F \pm 10\%$ ค่า R_1 สามารถปรับค่าได้ตั้งแต่ 3.3 $M\Omega$ - 4.1 $M\Omega$ และค่า R_2 สามารถปรับค่าได้ตั้งแต่ 4 $K\Omega$ -4.9 $K\Omega$ เพื่อให้คาบเวลาและช่วงกว้างของคลื่นไฟฟ้า เอาท์พุทออกมาถูกต้องตามข้อกำหนดในการออกแบบวงจร

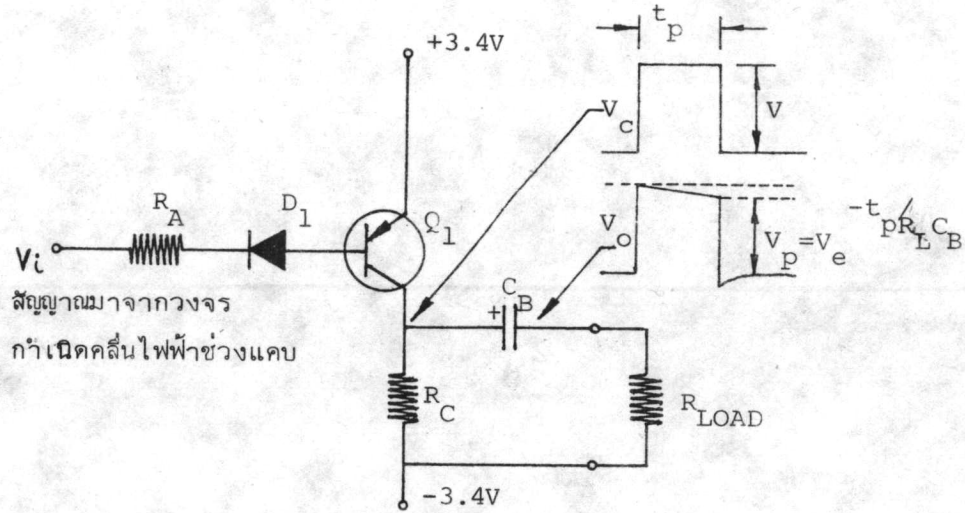
๔.๑๐.๔ ภาคขับเอาต์พุท (Output Driver)

วงจรในภาคขับเอาต์พุททำหน้าที่ขยายสัญญาณที่ออกมาจากวงจรกำเนิดคลื่นไฟฟ้าช่วงแคบให้มีขนาดสูงขึ้นเพียงพอที่จะไปควบคุมจังหวะการเดินของหัวใจให้ทำงานตามจังหวะของการปล่อยคลื่นไฟฟ้าช่วงแคบ นอกจากนั้นยังทำหน้าที่เป็นวงจรกันระหว่างวงจรกำเนิดคลื่นไฟฟ้าช่วงแคบกับระบบอิเล็กทรอนิกส์ เพื่อป้องกันอันตรายทางไฟฟ้าซึ่งได้แก่สัญญาณรบกวน คลื่นไฟฟ้าช่วงแคบจากเครื่องตีฟิบริลเลเตอร์ ในรูป ๔.๔๔ เป็นผังวงจรและผังจังหวะเวลาของภาคขับเอาต์พุท



รูป ๔.๔๔ ผังวงจรและผังจังหวะเวลาของภาคขับเอาต์พุท

การออกแบบในวงจรภาคขับเอาต์พุทคล้ายกับการออกแบบวงจรภาคขับเอาต์พุทในเครื่องควบคุมจังหวะการเดินของหัวใจแบบให้อัตราเต้นคงที่ โดยใช้ทรานซิสเตอร์ทำหน้าที่เป็นอินเวอร์เตอร์ ดังในรูป ๔.๔๕



รูป ๔.๔๔ วงจรภาคขับเอาต์พุต

ข้อกำหนดในการออกแบบให้ขนาดของคลื่นไฟฟ้าเอาต์พุต ๕.๘ โวลต์ ซึ่งเป็นแรงดันไฟฟ้าที่ขาคอลเลกเตอร์ของทรานซิสเตอร์ Q_1 ให้กระแสที่ผ่าน R_C .๑๒ มิลลิแอมป์

ดังนั้น $R_C = \frac{5.8}{.12} = 48.3 \text{ K}\Omega = 47 \text{ K}\Omega$.

กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านโหลด R_L ๑๑.๖ มิลลิแอมป์ (๓๙) ดังนั้นกระแสที่ไหลออกจากขาคอลเลกเตอร์ของทรานซิสเตอร์ Q_1 มีค่าเท่ากับ

$$I_C = I_{R_C} + I_{R_L} = .12 + 11.6 = 11.72 \text{ mA}$$

เลือกใช้ทรานซิสเตอร์เบอร์ 2N2906 ซึ่งมีอัตราขยายทางกระแสไฟฟ้าเท่ากับ ๒๕ ที่กระแสคอลเลกเตอร์ ๑๐ มิลลิแอมป์

$$I_B = \frac{I_C}{\beta} = \frac{11.72}{25} = .47 \text{ mA}$$

จากวงจรรูป ๔.๔๔ พบว่า

$$R_A = \frac{V^+ + V_i - V_D - V_{BE}(\text{sat})}{I_B}$$

$$R_A = \frac{3.4+2.9-.7-.7}{.47 \times 10^{-3}} = 10.4 \text{ K}\Omega$$

ดังนั้นจึงใช้ $R_A = 10 \text{ K}\Omega$

จากรูป ๔.๔๔ คลื่นไฟฟ้าช่วงแคบที่จ่ายให้โหลด R_L จะเป็นรูปสี่เหลี่ยม เหมือนกับ คลื่นไฟฟ้าที่ขาคอลเลกเตอร์ของทรานซิสเตอร์ Q_1 ขึ้นอยู่กับค่าตัวเก็บประจุ C_B โดยกำหนดให้ Percentage tilt น้อยกว่า ๒%

เมื่อ $t_p = ๑$ มิลลิวินาที
 $R_L = ๕๐๐$ โอห์ม
 $V = ๕.๘$ โวลต์

จาก Percentage tilt ^(๓๔) (P) = $\frac{V_o - V_p}{V/2} \times 100$

$$V_p = 5.8 - \left[\frac{2 \times 5.8}{100} \right]$$

ดังนั้น $V_p = 5.7$ โวลต์

จาก $V_p = V e^{-t_p/R_L C_B} \dots \dots \dots (๔.๓๕)^{(๓๕)}$

แทนค่าที่กำหนดในสมการ (๔.๓๕) จะได้ว่า

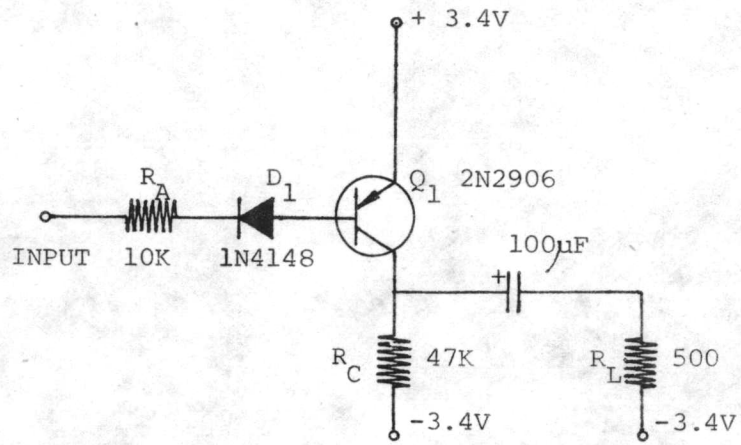
$$C_B = 114 \mu F.$$

เลือกใช้ $C_B = 100 \mu F.$

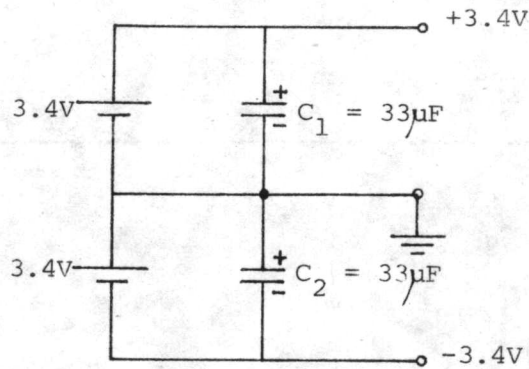
จากการออกแบบวงจรภาคขับเอาท์พุทเขียนสรวงจรพร้อมค่าอุปกรณ์ได้ดังรูป ๔.๕๐

๔.๑๐.๑๐ ภาคแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้า (Power Source)

แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าที่ใช้ในวงจรเครื่องควบคุมจังหวะการเดินของหัวใจแบบให้อัตราเดินเมื่อต้องการ ใช้แหล่งจ่ายไฟ ๒ ชุด เป็นไฟบวก (+๓.๔) โวลต์ หนึ่งชุด และไฟลบ (-๓.๔) โวลต์อีกหนึ่งชุด ดังแสดงในรูป ๔.๕๑



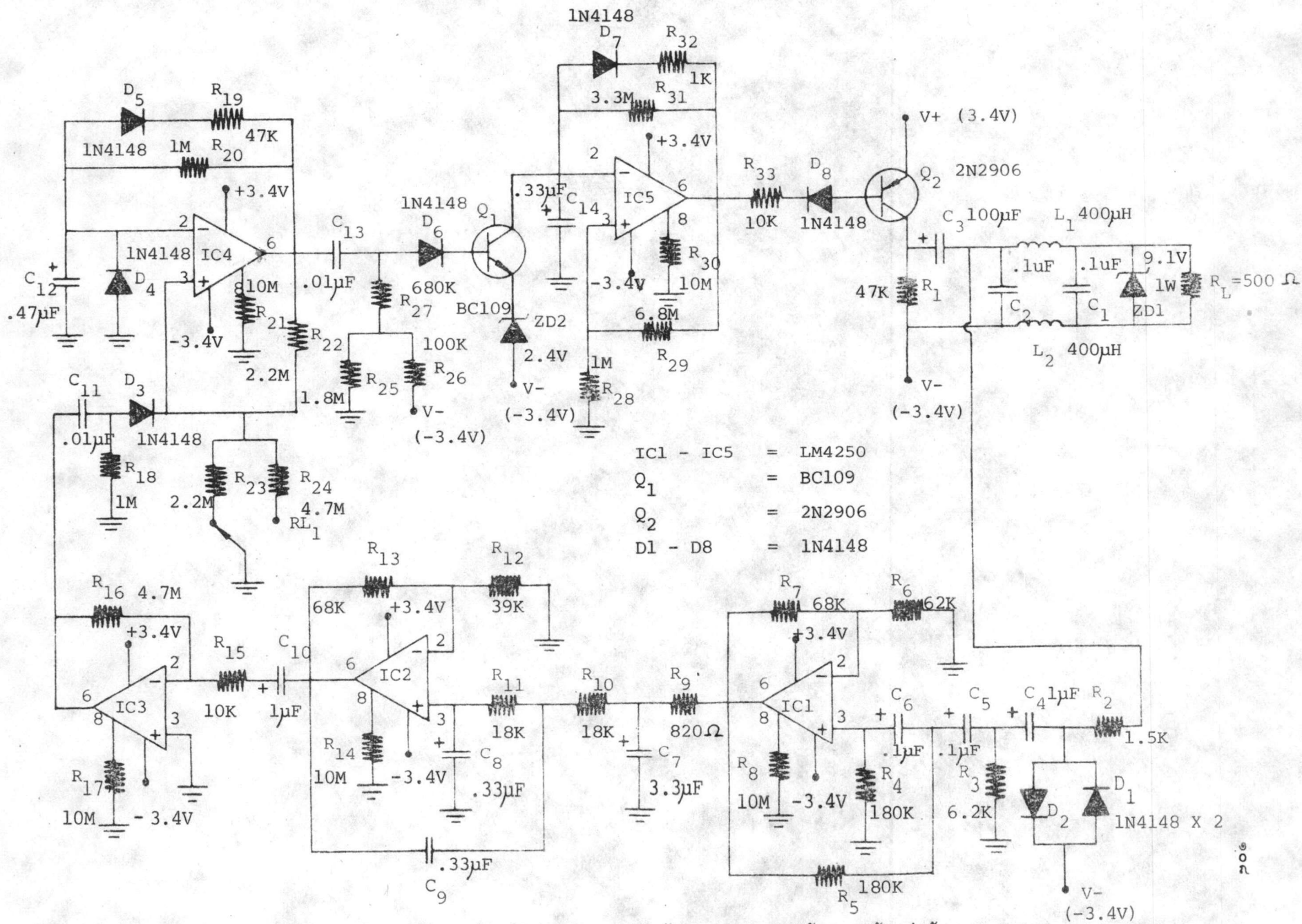
รูป ๔.๕๐ วงจรสมมูลภาคขับเอาที่พหุ



รูป ๔.๕๑ วงจรภาคแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้า ± 3.4 โวลต์

แบตเตอรี่ที่ใช้ในวงจรใช้แบตเตอรี่ลิเทียม ขนาด ๓.๔V .๖๖ A-H ของบริษัท TANDIRAN ประเทศอิสราเอล จำนวน ๒ ก้อน เพื่อสร้างไฟบวกและลบ ตัวเก็บประจุ C_1 และ C_2 ต่อคร่อมแบตเตอรี่สองชุด ขนาดของ C_1 และ C_2 มีค่า $33 \mu\text{F}$ ชนิดแทนทาลัม ทำหน้าที่ป้องกันการเพิ่มความต้านทานภายในของแบตเตอรี่ ช่วยให้สามารถใช้งานได้นานขึ้น

จากการออกแบบวงจรเครื่องควบคุมจังหวะการเดินของหัวใจ แบบอัตราเดิน
เปลี่ยนตามต้องการในหัวข้อ ๔.๑๐.๑ ถึง ๔.๑๐.๑๐ เขียนเป็นวงจรมบูรณเพื่อนำไปสร้าง
เป็นวงจรถนแบบ ดังในรูป ๔.๕๒



รูป ๔.๕๒ วงจรต้นแบบของเครื่องควบคุมจังหวะการเต้นของหัวใจแบบให้อัตราเต้นเมื่อต้องการ