บทที่ 7

วงจรกลับสัญญาณ

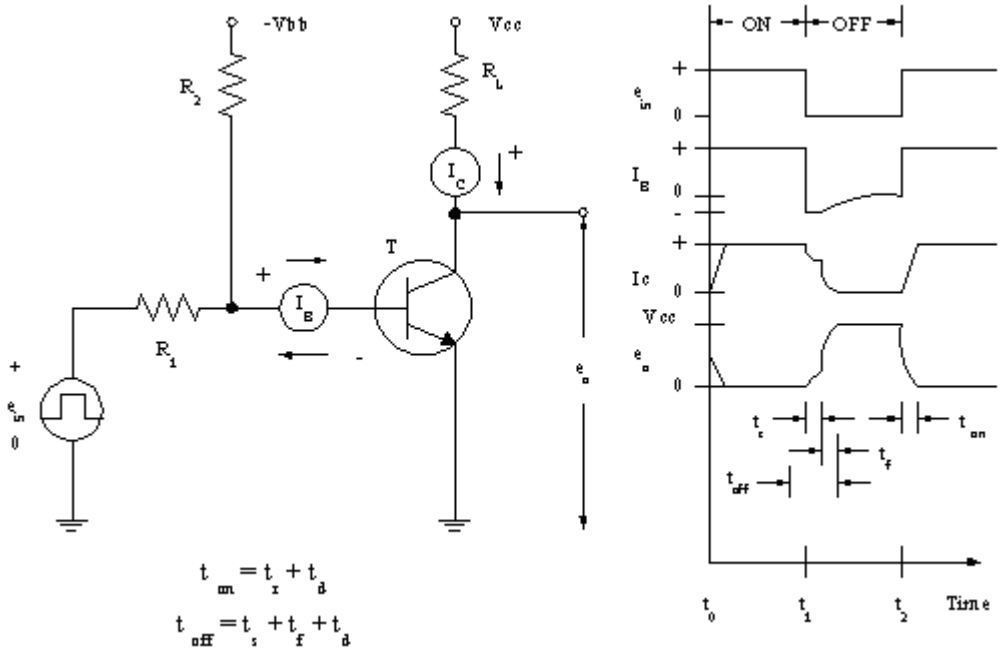
4.3 คุณสมบัติของวงจรกลับสัญญาณ

วงจรกลับสัญญาณ (inverter circuits) ก็คือวงจรสวิตช์ทรานซิสเตอร์ ดังกล่าวมาแล้ว และนับว่าเป็นวงจรพื้นฐานของวงจรมัลติไวเบรเตอร์ทั่ว ๆ ไป จากบทที่แล้วจะเห็นว่าเราสามารถลด "เวลาไต่ขึ้น (rise time) ได้โดยการทำให้กระแสเบสมีค่าสูงกว่าปกติ แต่วิธีดังกล่าวนี้ ทำให้เกิดข้อเสีย กล่าวคือจะทำให้ "เวลาสะสม" (Storage time) มีค่าเพิ่มขึ้น ดังนั้นขณะที่ไม่มีแรงดันของพัลส์ที่อินพุต ทรานซิสเตอร์ก็จะยังคงทำงานในภาวะ ON อยู่ได้ เนื่องจากมีประจุพาหะสะสมอยู่บริเวณส่วนเบสของทรานซิสเตอร์ ทำให้แรงดันที่เอาต์พุตของทรานซิสเตอร์ มีค่าต่ำกว่า $+V_{cc}$ (NPN) กระทั่งเมื่อประจุพาหะซึ่งสะสมอยู่ที่เบสนี้หายไปแรงดันที่เอาต์พุตจึงจะมีค่าเท่ากับ $+V_{cc}$ ดังนั้นเพื่อการแก้ไขและลดเวลาสะสมลง จึงมีการออกแบบวงจรใหม่ดังแสดงในรูปที่ 4.9

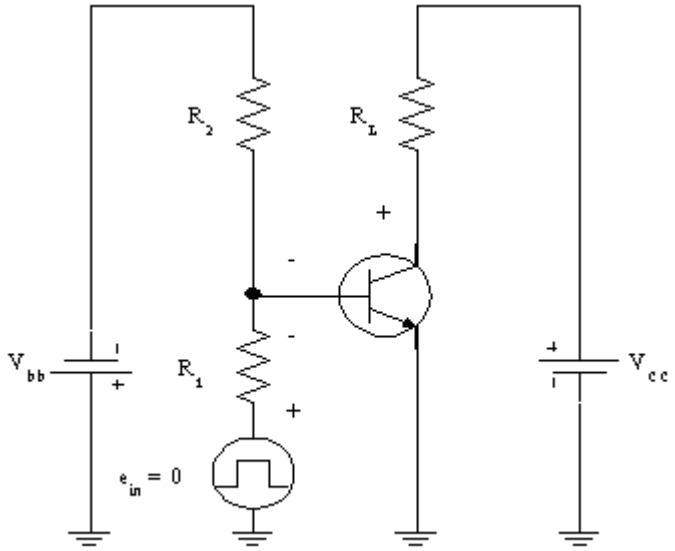
4.3.1 การทำงานของวงจร

ในการทำให้ประจุพาหะซึ่งสะสมอยู่ที่เบสสลายตัวไปอย่างรวดเร็วนั้น วงจรสวิตช์จำเป็นจะต้องเพิ่มแรงดันไบแอสย้อนกลับให้แก่รอยต่อระหว่างคอลเล็กเตอร์และเบส ในช่วงเวลาที่ไม่มีแรงดันของพัลส์ที่อินพุตซึ่งอาจจะทำได้โดยการเพิ่มตัวความต้านทาน R_2 และแหล่งจ่ายแรงดัน V_{bb} เข้าไปในวงจรสวิตช์ทรานซิสเตอร์ดังแสดงในรูปที่ 4.9 และวงจรเสมือนซึ่งเปรียบเทียบการทำงานของวงจรนี้ที่เวลา t_{+1} แสดงได้ดังในรูปที่ 4.10

4.3.2 การลดช่วงเวลา time on และ time off โดยใช้แรงดันไฟลบ



รูปที่ 4.9 แสดงวงจรสวิตช์ซึ่งมีคุณสมบัติช่วยลดเวลาสะสม (storage time)



รูปที่ 4.10 แสดงวงจรเปรียบเทียบการทำงานของรูปที่ 4.9 ที่เวลา t_{+1}

กล่าวคือที่เวลา t_{+1} แรงดันที่อินพุตจะเป็นศูนย์ ดังนั้นตัวความต้านทาน R_1 และ R_2 จะเป็นตัวแบ่งแรงดัน (voltage divider) โดยที่แรงดันซึ่งตกคร่อม R_1 จะมีผลทำให้รอยต่อระหว่าง อิมิตเตอร์และเบสได้รับแรงดันไบอัสย้อนกลับ และทำตัวคล้ายกับเป็นแหล่งจ่ายแรงดันต่ออนุกรมเสริมกับแหล่งจ่าย V_{cc} ดังนั้นแรงดันไบแอสย้อนกลับของรอยต่อระหว่างคอลเล็กเตอร์และเบสจึงมีค่าเพิ่มขึ้นผลของแรงดันไบแอสย้อนกลับจะทำให้เกิดกระแสเบสไหลย้อนกลับ หรือสวนทางกับในภาวะปกติดังแสดงในรูปที่ 4.9 และ 4.10 ซึ่งกระแสเบสที่ไหลในทิศทางย้อนกลับนี้จะคงไหลต่อไปกระทั่งประจุพาหะในส่วนเบส (ในทรานซิสเตอร์แบบ NPN ได้แก่ อิเล็กตรอน) สลายไปจนหมด ต่อจากนั้นจะมีค่าเท่ากับกระแสรั่วปกติของรอยต่อคือ I_{CBO} ในการออกแบบวงจรจำเป็นต้องมีการคำนวณเพื่อกำหนดค่าของ R_1 และ R_2 ให้ได้ค่าที่เหมาะสม ทั้งนี้โดยใช้กฎของเคอร์ชอฟฟ์ ค่าของ R_1 และ R_2 จะต้องมีผลทำให้ทรานซิสเตอร์ทำงาน (ON) ในภาวะอิ่มตัวในทันทีที่มีแรงดันพัลส์ถูกป้อนเข้ามาทางอินพุตและจะทำให้ทรานซิสเตอร์หยุดทำงาน (OFF) ในทันทีที่มีแรงดันพัลส์ทางอินพุตมีค่าเป็นศูนย์ค่าของ R_1 และ R_2 ซึ่งจะทำให้ได้ผลที่ต้องการ จะต้องมีค่าเฉพาะสำหรับขนาดของแรงดันอินพุตหนึ่ง ๆ เท่านั้น สมการโหนด (node equation) จากกฎของเคอร์ชอฟฟ์ในกรณีที่ทรานซิสเตอร์ทำงาน (ON) แสดงได้ดังในรูปที่ 4.11 (ข) และในกรณีไม่ทำงาน (OFF) แสดงดังในรูปที่ 4.11 (ค) จากสมการทั้งสองนี้ทำให้สามารถแก้สมการหาค่าเฉพาะของ R_1 และ R_2 ได้

4.4 พารามิเตอร์ของวงจรกลับสัญญาณ

4.4.1 แรงดันตกคร่อมในทรานซิสเตอร์

โดยปกติวงจรไฟฟ้าอิเล็กทรอนิกส์ซึ่งใช้ทรานซิสเตอร์ จะสามารถทำงานได้โดยที่ขนาดของแรงดันมีค่าค่อนข้างน้อย ดังนั้นสำหรับวงจรทรานซิสเตอร์บางวงจร แรงดันที่ตกคร่อมรอยต่อในทรานซิสเตอร์จะต้องถูก

นำมาพิจารณาด้วย ซึ่งส่วนใหญ่แล้วทางบริษัทผู้ผลิตจะแจ้งให้ทราบ อย่างไรก็ดี ในกรณีที่ทางบริษัทผู้ผลิตไม่แจ้งไว้ เราอาจพิจารณาได้ว่าสำหรับทรานซิสเตอร์แบบรอยต่อที่สร้างจากซิลิกอน จะมีคุณสมบัติดังนี้คือ

V_{CEsat} = 0.3 โวลต์

V_{CEsat} = 0.7 โวลต์

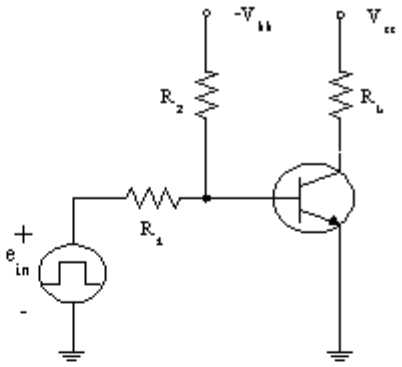
และ V_{CEsat} = 0.0 โวลต์

สำหรับกระแสย้อนกลับ I_{CBO} ของทรานซิสเตอร์ (ซิลิกอน) ที่ใช้ในงานสวิตช์ชนิดกำลังต่ำ (Low) และปานกลาง (medium power) ถูกพิจารณาว่ามีค่าน้อยมาก ไม่ต้องนำมาประกอบการวิเคราะห์

ในกรณีที่วงจรกลับสัญญาณได้รับพัลส์จากเอาต์พุตของทรานซิสเตอร์หนึ่ง แรงดันของพัลส์จะมีค่าต่ำสุดเท่ากับ V_{CEsat}= 0.3 โวลต์ ซึ่งในทางทฤษฎีควรจะมีค่าเป็นศูนย์ ดังแสดงในรูปที่ 4.12 (ก) กล่าวคือ แรงดันที่เอาต์พุตของทรานซิสเตอร์ T_1 ก็คือแรงดันของพัลส์ที่อินพุตของทรานซิสเตอร์ T_2 ในขณะที่แรงดันอินพุตควรจะมีค่าเป็นศูนย์

$$I_C = \frac{V_{CC}}{R_L}$$

$$I_{B(min)} = \frac{I_C}{h_{FE(min)}}$$



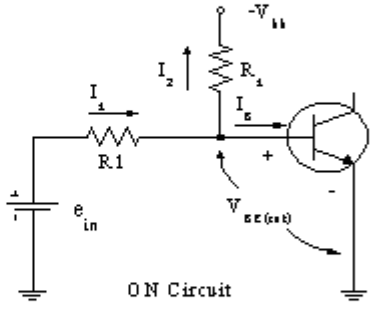
(ก)

$$I_1 = I_2 + I_B$$

$$\frac{E_{R_1}}{R_1} = \frac{E_{R_2}}{R_2} + I_B$$

$$\frac{e_{in} - V_{BE(sat)}}{R_1} = \frac{V_{BE(sat)} - V_{bb}}{R_2} + I_B$$

สมการ ON



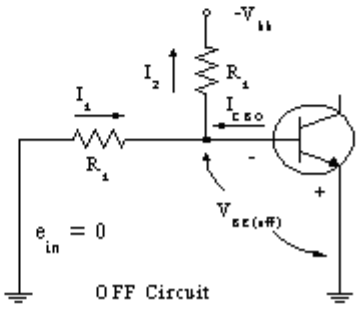
(ข)

$$I_2 = I_1 + I_{CEO}$$

$$\frac{E_{R_2}}{R_2} = \frac{E_{R_1}}{R_1} + I_{CEO}$$

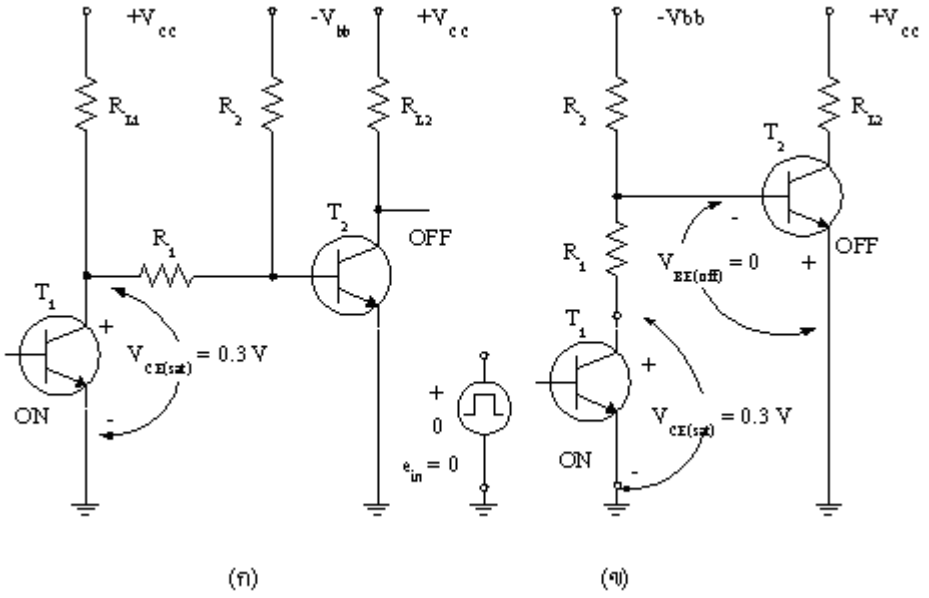
$$\frac{V_{BE(sat)} - V_{bb}}{R_2} = \frac{e_{in} - V_{BE(sat)}}{R_1} + I_{CEO}$$

สมการ OFF



(ค)

รูปที่ 4.11 แสดงสมการและวงจรเปรียบเทียบในกรณีที่
ทรานซิสเตอร์ทำงาน (ON) และไม่ทำงาน (OFF)



รูปที่ 4.12 แสดงวงจรกลับสัญญาณที่ใช้งานจริง

ในรูปที่ 4.12 (ข) แสดงให้เห็นว่าทรานซิสเตอร์ T_1 คล้ายกับเป็นแรงดันอินพุตของทรานซิสเตอร์ T_2 โดยที่ V_{CEsat} ของทรานซิสเตอร์ T_1 มีลักษณะทำให้ทรานซิสเตอร์ T_2 ได้รับแรงดันไบแอสตรงดังนั้นหากต้องการให้รอยต่อระหว่างอิมิตเตอร์และเบสของทรานซิสเตอร์ T_2 มีแรงดันตกคร่อมเป็นศูนย์ แล้วแรงดันที่ตกคร่อม R_1 ควรจะมีค่าเท่ากับ 0.3 โวลต์ และมีทิศทางดังแสดงในรูปที่ 4.12 (ข)

ตัวอย่างการคำนวณที่ 1 จงออกแบบวงจรกลับสัญญาณที่ใช้ทรานซิสเตอร์ดังแสดงในรูปที่ 4.13 โดยต้องการให้ $e_{in} = 10\ V_{pcak}$ (0 ถึง + 10 V.) $e_0 = 10$ V และ $I_C = 10$ mA กำหนดให้ทรานซิสเตอร์ที่ใช้เป็นแบบซิลิกอน ซึ่งมีค่า h_{FEmin} 2080 และมีแหล่งจ่ายแรงดันกระแสตรง (dc. Sources) ค่า 10 โวลต์อยู่ 2 ตัว

และสมมติให้ $V_{BEoff} = -0.5$ V (แทนที่จะเป็นศูนย์)

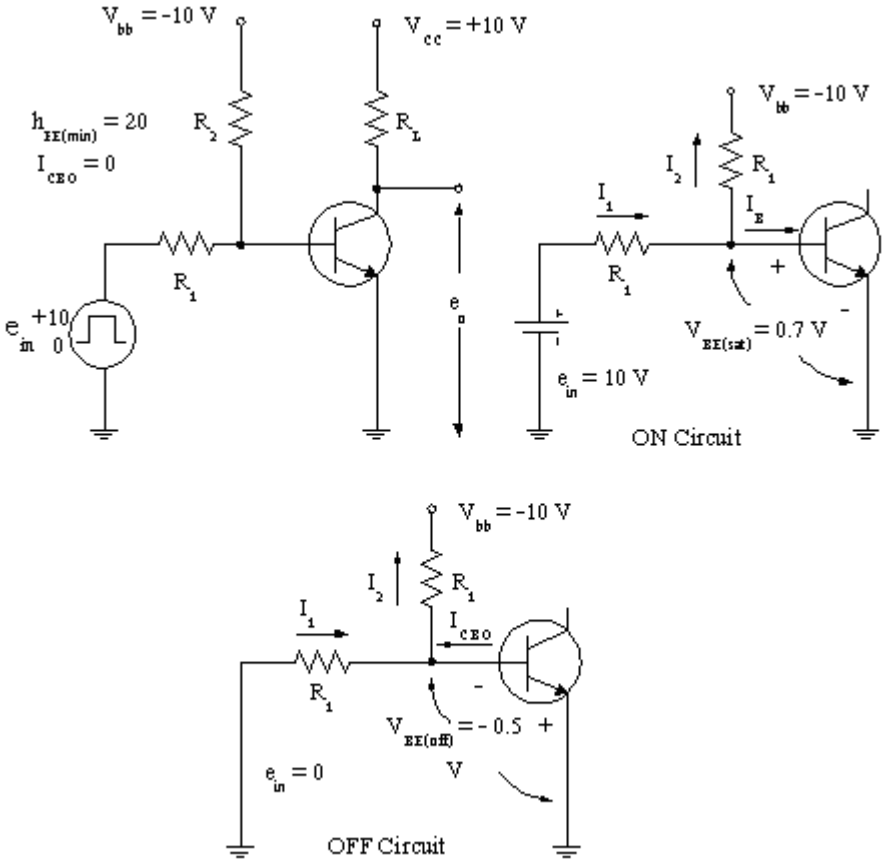
และกระแสรั่ว I_{CBO} มีค่าน้อยมากไม่ต้องนำมาพิจารณา

วิธีทำ

จากการพิจารณาสมการโหนด (node equation) ทั้งสองสมการดังแสดงมาแล้วในรูปที่ 4.11 กล่าวคือ สมการ ON และสมการ OFF จากสมการทั้งสองสามารถหาค่า R_1 และ R_2 ได้จาก

$$R_L = \frac{V_{CC} - V_{CEsat}}{I_C} = \frac{10 - 0.3}{10\,mA} = \frac{9.7}{10\,mA} = 0.97$$

ดังนั้น $R_L \cong 1\,k\Omega$



รูปที่ 4.13 แสดงวงจรกลับสัญญาณซึ่งใช้ทรานซิสเตอร์

$$I_B = \frac{I_C}{h_{FE\,min}} = 10\,mA = 0.5\,mA$$

ในขณะที่ทรานซิสเตอร์ทำงานอยู่ในภาวะ ON ดังแสดงในรูปที่ 4.13 (ข) สมการ ON จะเขียนได้ว่า

ON equation, $I_1 = I_2 + I_B$

$$\frac{e_{in} - V_{BEsat}}{R_1} = \frac{V_{BEsat} - V_{bb}}{R_2} + I_B$$

$$\frac{(+10)-(0.7)}{R_1} = \frac{(+0.7)-(-10)}{R_2} + 0.5\,mA$$

$$\frac{+10-0.7}{R_1} = \frac{+0.7+10}{R_2} + 0.5\,mA$$

นั่นคือสมการ ON, $$\frac{9.3}{R_1} = \frac{10.7}{R_2} + 0.5\,mA$$

และในขณะที่ทรานซิสเตอร์ทำงานอยู่ในภาวะ OFF ดังแสดงในรูปที่ 4.13 (ค) สมการ OFF จะเขียนได้ว่า

OFF equation ,

$$I_2 = I_1 + I_{CBO}$$

$$\frac{V_{R2}}{R_2} = \frac{V_{R1}}{R_1} + I_{CBO}$$

$$\frac{V_{BEoff} - V_{bb}}{R_2} = \frac{e_{in} - V_{BEoff}}{R_1} + I_{CBO}$$

$$\frac{(-0.5)-(-10)}{R_2} = \frac{0-(-0.5)}{R_1} + I_{CBO}$$

$$\frac{-0.5+10}{R_2} = \frac{0+0.5}{R_1} + 0$$

$$\frac{9.5}{R_2} = \frac{+0.5}{R_1}$$

นั่นคือ สมการ OFF $R_2 = 19R_1$

แทนค่า $R_2 = 19R_1$ ในสมการ ON

ดังนั้น

$$\frac{9.3}{R_1} = \frac{10.7}{19R_1} + 0.5\,\text{mA}$$

$$R_1 = 17.5\,\text{k}\Omega$$

และ $R_2 = 19R_1 = 19 \times 17.5\,\text{k}\Omega = 332\,\text{k}\Omega$

4.4.2 การเลือกค่าอุปกรณ์ตามค่ามาตรฐาน

ในทางปฏิบัติค่าความต้านทานของตัวความต้านทานมาตรฐานที่มีค่าใกล้เคียงกับค่า R_1 ก็คือ $15\,\text{k}\Omega$ และ $18\,\text{k}\Omega$ ดังนั้นเราจึงเลือกค่า $R_1 = 15\,\text{k}\Omega$ ทั้งนี้เพื่อให้แน่ใจได้ว่า จะทำให้กระแสเบสมีค่ามากพอเพื่อให้ทรานซิสเตอร์สามารถทำงานในภาวะอิ่มตัวได้อย่างเต็มที่ และสำหรับค่า R_2 ก็เช่นกัน ค่ามาตรฐานที่ใกล้เคียงได้แก่ $330\,\text{k}\Omega$ และ $390\,\text{k}\Omega$ ดังนั้นเราจึงเลือกค่า $R_2 = 330\,\text{k}\Omega$ ทั้งนี้ก็เพื่อให้แน่ใจได้ว่าทรานซิสเตอร์จะอยู่ในภาวะ OFF ได้อย่างสมบูรณ์

ตัวอย่างการคำนวณที่ 2 จงออกแบบวงจรกลับสัญญาณซึ่งใช้ทรานซิสเตอร์ ดังแสดงในรูปที่ 4.13 โดยสมมติว่าพัลส์อินพุตได้รับมาจากวงจรอื่น และมีขนาด $+0.3$ ถึง 10 โวลต์ ($+0.3\,\text{V} = V_{CEsat}$ ของวงจรภาคแรก)

จากโจทย์ $e_{in} = +0.3$ ถึง $+10$ โวลต์

สมการ ON ในขณะที่ทรานซิสเตอร์ทำงานในภาวะ ON เขียนได้เช่นเดิม

$$\frac{9.3}{R_1} = \frac{10.7}{R_2} + 0.5\,\text{mA}$$

และสมการ OFF ก็เช่นเดียวกัน

$$I_2 = I_1 + I_{CBO}$$

$$\frac{V_{BEoff} - V_{bb}}{R_2} = \frac{e_{in} - V_{BEoff}}{R_1} + I_{CBO}$$

$$\frac{(-0.5)-(-10)}{R_2} = \frac{(+0.3)-(-0.5)}{R_1} + I_{CBO}$$

$$\frac{-0.5+10}{R_2} = \frac{+0.3+0.5}{R_1} + 0$$

$$\frac{9.5}{R_2} = \frac{+0.8}{R_1}$$

หรือ $R_2 = 11.9\,R_1$

แทนค่า $R_2 = 11.9\,R_1$ ลงในสมการ ON

ดังนั้น $$\frac{9.3}{R_1} = \frac{10.7}{11.9\,R_1} + 0.5\,\text{mA}$$

$$R_1 = 16.8\,\text{k}\Omega$$

และ $R_2 = 11.9\,R_1 = 11.9 \times 15.8 = 200\,\text{k}\Omega$

ในทางปฏิบัติค่ามาตรฐานของตัวความต้านทานที่มีค่าใกล้เคียงกับที่คำนวณได้ก็คือ 15 $\text{k}\Omega$ และ 18 $\text{k}\Omega$

ดังนั้นเลือก $R_1 = 15\ \text{k}\Omega$ แลทำนองเดียวกัน ค่าความต้านทานมาตรฐานที่มีค่าใกล้เคียงกับค่า R_2 ก็คือ 180 $\text{k}\Omega$ และ 200 $\text{k}\Omega$ ดังนั้นเราจึงเลือกค่า $R_2 = 180\,\text{k}\Omega$

ตัวอย่างการคำนวณที่ 3 จงพิสูจน์ให้เห็นว่า การออกแบบวงจรกลับสัญญาณในตัวอย่างที่ 2 เป็นอย่างถูกต้อง โดยที่ทรานซิสเตอร์เป็นแบบ NPN ซิลิกอน มีค่า $h_{FE\,min} = 20$ และ $I_{CBO} = 0$

วิธีทำ

วงจรจะทำงานได้อย่างถูกต้องก็ต่อเมื่อ ในขณะพัลส์อินพุต ถูกป้อนเข้ามาทรานซิสเตอร์ต้องทำงานอย่างเต็มที่ หรือก็คือ กระแสเบสต้องมีค่ามากพอที่จะทำให้ทรานซิสเตอร์ทำงานได้อย่างสมบูรณ์ อีกนัยหนึ่งก็คือต้องพิสูจน์ว่ากระแสเบส I_B จะต้องมีค่าไม่น้อยกว่าค่าต่ำสุดที่จะทำให้ทรานซิสเตอร์ทำงานในภาวะ ON ได้

นอกจากนี้ในขณะที่พัลส์อินพุตไม่มีทรานซิสเตอร์จะต้องไม่ทำงานคือ OFF อย่างสมบูรณ์ หรือ ก็คือ V_{BEoff} จะต้องเป็นศูนย์หรือน้อยกว่านี้ (มีค่าเป็นลบ)

จากรูปที่ 4.14 เราเขียนสมการ ON ได้ดังเช่นในรูปที่ 4.11

$$I_1 = I_2 + I_B$$

$$\frac{e_{in} - V_{BEsat}}{R_1} = \frac{V_{BEsat} - V_{bb}}{R_2} + I_B$$

$$\frac{(+10) - (+0.7)}{15\,k\Omega} = \frac{(+0.7) - (-10)}{180\,k\Omega} + I_B$$

$$\frac{9.3}{15\,k\Omega} = \frac{10.7}{180\,k\Omega} + I_B$$

$$0.62\,mA = 0.06\,mA + I_B$$

ดังนั้นกระแสเบสในวงจรซึ่งออกแบบ

$$I_B = 0.56\,mA$$

แต่เนื่องจาก $I_{B\,min} = \frac{I_C}{h_{FE\,min}} = \frac{10\,mA}{20} = 0.5\,mA$

ซึ่ง I_{Bmin} คือ ค่ากระแสเบสที่น้อยที่สุด ซึ่งจะทำให้ทรานซิสเตอร์ทำงานในภาวะ ON ได้อย่างสมบูรณ์ ดังนั้นจะเป็นว่าค่า I_B จากการออกแบบ (0.56 mA) มีค่ามากพอที่จะทำให้ทรานซิสเตอร์ ON ได้อย่างสมบูรณ์ นอกจากนี้ในภาวะ OFF จะเห็นได้ว่า

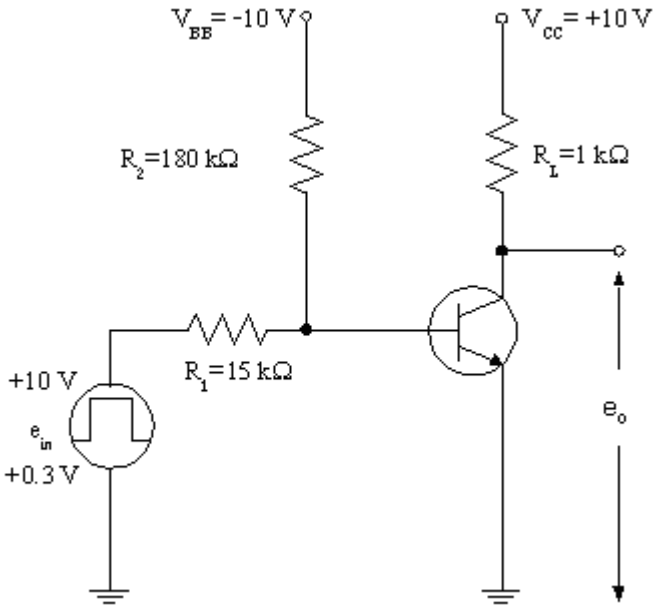
$$I_2 = I_1 + I_{CBO}$$

$$\frac{V_{BEoff} - V_{bb}}{R_2} = \frac{e_{in} - V_{BEoff}}{R_1} + I_{CBO}$$

$$\frac{V_{BEoff} - (-10)}{180\,k\Omega} = \frac{(+0.3) - V_{BEoff}}{15\,k\Omega} + 0$$

ดังนั้น V_{BEoff} = -0.58 โวลต์

ซึ่งจะเห็นว่ามีค่าน้อยกว่าศูนย์ ดังนั้นจึงสรุปได้ว่า ผลจากการออกแบบจะสามารถทำให้วงจรทำงานได้ถูกต้องโดยสมบูรณ์



รูปที่ 4.14 แสดงวงจรกลับสัญญาณซึ่งใช้ทรานซิสเตอร์

จบเนื้อหา บทที่ 7 วงจรกลับสัญญาณ