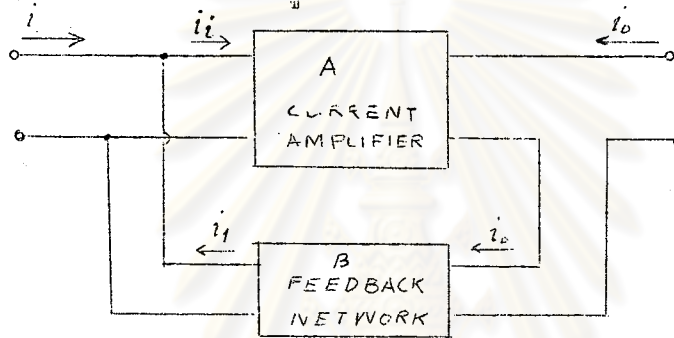


บทที่ 4

วงจรทรานซิสเตอร์บางอย่าง

4.1. CR Oscillator AND phase-shift

oscillator ที่ใช้ทรานซิสเตอร์แบบหนึ่งประกอบด้วย current amplifier และ current feedback network ดังรูปที่ 4.1



รูปที่ 4.1. รูป block diagram ของวงจร feedback

ค่า current gain ของ amplifier จะหาได้จาก

$$A = \frac{i_o}{i_i} \quad (4.1)$$

เมื่อใช้ทิศทางของกระแสตามรูปที่ 4.1 A จะมีค่าเป็นลบ สำหรับค่า current feedback factor  $\beta$  ของ network จะหาได้จาก

$$\beta = \frac{i_1}{i_2} \quad (4.2)$$

จากรูปที่ 4.1  $\beta$  จะมีค่าเป็นบวก และ  $i_o = i_2$  ดังนั้น

$$i_1 = \beta i_2 = \beta i_o \quad (4.3)$$

เมื่อพิจารณาทาง input จะเห็นว่ากระแสของ source จะรวมกับกระแส feedback เป็นกระแส input ของ amplifier

$$i_i = i + \beta i_o \quad (4.4)$$

จากสมการข้างบนจะสามารถหา current gain ของ network เมื่อมี feedback ได้ดังนี้คือ

$$A_f = \frac{i_o}{i} = \frac{i_o}{i_i - \beta i_o} = \frac{i_o/i_i}{1 - \beta \frac{i_o}{i_i}} = \frac{A}{1 - \beta A} \quad (4.5)$$

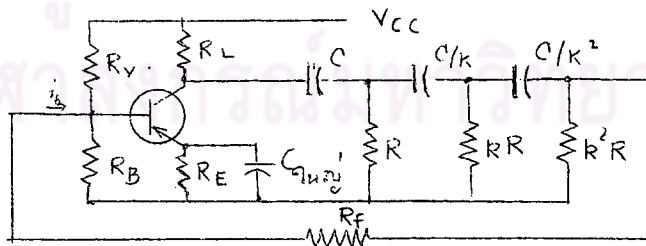
สมการนี้แสดงว่าถ้าไม่มี feedback  $\beta = 0$  จะเป็น amplifier ธรรมดาที่มี gain A ถ้าหากส่วนของสมการ  $|1 - \beta A|$  มีค่ามากกว่าหนึ่ง overall gain  $A_f$  จะน้อยกว่า A feedback แบบนี้จะเป็น degenerative หรือ negative feedback ถ้าหากส่วนของสมการ  $|1 - \beta A|$  มีค่าน้อยกว่าหนึ่ง overall gain  $A_f$  จะมากกว่า A feedback แบบนี้จะเป็น regenerative หรือ positive feedback<sup>1</sup> เมื่อให้

$$\beta A = 1 \quad (4.6)$$

ส่วนของสมการจะเป็นศูนย์ overall gain  $A_f$  จะเป็น infinite ซึ่งหมายความว่าวงจรนี้มี output ที่ไม่ขึ้นกับ input source หรือวงจรจะทำงานเป็น oscillator<sup>2</sup>

โดยอาศัยหลักดังกล่าวข้างบน เราอาจจัดวงจร CR oscillator ดังรูปที่ 4.2 จาก amplifier ที่สมมติว่ามี input impedance เป็นศูนย์ มี output impedance เท่ากับ  $1/h_{22}$  และมี short circuit current amplification หรือ forward current gain เมื่อต่อแบบ common-emitter เท่ากับ  $h_{fe}$  คือ

$$A = h_{fe} \quad (4.7)$$



รูปที่ 4.2. วงจร CR phase-shift oscillator

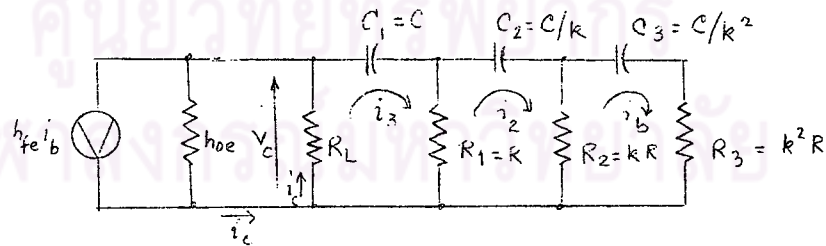
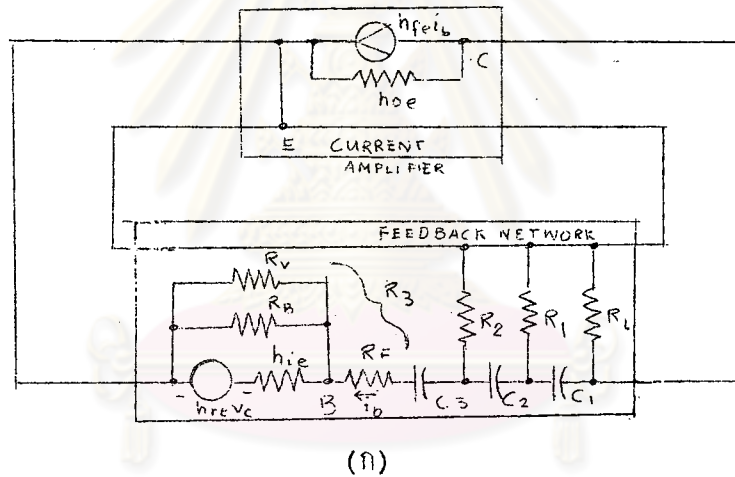
1. Seely S., "Electron-tube Circuits" 2d McGraw-Hill Book Co. Inc. 1958

pp. 147-149

2. Snea R.F., "Transistor Circuit Engineering" John Wiley & Sons, Inc. 1957

pp. 222-226

สำหรับ current feedback network เป็นวงจร phase-shift ใช้ความต้านทานและคอนเดนเซอร์  
 ต่อกันเป็น ladder ดังรูปที่ 4.2 หรือรูปที่ 4.3 แต่ละ section ของ network นี้จะ shift  
 phase ไป section ละ  $60^\circ$  สาม section เป็น  $180^\circ$  ฉะนั้น output current จะไป  
 บวกกับ input current ได้พอดี รูปที่ 4.3(ก) แสดงถึงวงจรสมมูลของรูปที่ 4.2 โดยที่  $R_1 = R$ ,  
 $R_2 = kR$ ,  $R_3 = k^2R$ ,  $C_1 = C$ ,  $C_2 = C/k$ ,  $C_3 = C/k^2$   $C_1R_1 = C_2R_2 = C_3R_3 = CR$   
 และ  $k$  มีค่าน้อยกว่าหนึ่ง ที่ทำเช่นนี้เพื่อให้ลักษณะพิเศษไปจากวงจรที่คนอื่นได้เคยทำมาแล้ว คือ  
 $R_1 = R_2 = R_3 = R$   $C_1 = C_2 = C_3 = C$  <sup>3,4</sup> สิ่งที่เราสงสัยก็คือ  $R_3$  นั้นต้องคิดรวมค่าของ  
 $R_E$ ,  $R_B$ ,  $R_V$  และ  $h_{ie}$  เข้าไว้ด้วย และห้ค่า  $h_{re}v_c$  เนื่องจากมีค่าน้อยมาก



รูปที่ 4.3. วงจรสมมูลของรูปที่ 4.2

3. Shea, R.F.; *ibid.*  
 4. Greiner, R.A.; "Semiconductor Devices and Applications" McGraw-Hill Book Co. 1961 pp. 355-357

จากรูปที่ 4.3(ก) เขียนเสี้ยวใหม่ได้ดังต่อไปนี้ 3.4(ข) และสามารถเขียน loop equation ได้ดังนี้

$$(i_c + i_3) R_L = v_c \quad (4.8)$$

$$-R i_2 + (R + R_L + \frac{1}{j\omega C}) i_3 + R_L i_c = 0 \quad (4.9)$$

$$-k R i_b + [(1+k)R + \frac{k}{j\omega C}] i_2 - R i_3 = 0 \quad (4.10)$$

$$[(1+k)kR + \frac{k^2}{j\omega C}] i_b - kR i_2 = 0 \quad (4.11)$$

จากสมการที่ (4.11) จะได้

$$i_2 = \frac{(1+k)R + \frac{k}{j\omega C}}{R} i_b \quad (4.12)$$

นำสมการที่ (4.12) ไปแทนในสมการที่ (4.10) จะได้

$$-kR i_b + \frac{[(1+k)R + \frac{k}{j\omega C}]^2}{R} i_b - R i_3 = 0$$

เพราะฉะนั้น

$$\begin{aligned} i_3 &= \frac{[(1+k)R + \frac{k}{j\omega C}]^2 - kR^2}{R^2} i_b \\ &= \frac{(1+k+k^2)R^2 - \frac{k^2}{\omega^2 C^2} + \frac{2k(1+k)R}{j\omega C}}{R^2} i_b \end{aligned} \quad (4.13)$$

นำสมการที่ (4.12) และ (4.13) แทนในสมการที่ (4.9) ดังนี้

$$-R \cdot \frac{[(1+k)R + \frac{k}{j\omega C}] i_b}{R} + \frac{(R + R_L + \frac{1}{j\omega C}) [(1+k+k^2)R^2 - \frac{k^2}{\omega^2 C^2} + \frac{2k(1+k)R}{j\omega C}] i_b}{R^2} + R_L i_c = 0$$

หรือ

$$\left\{ -[(1+k)R + \frac{k}{j\omega C}] R^2 + (R + R_L + \frac{1}{j\omega C}) [(1+k+k^2)R^2 - \frac{k^2}{\omega^2 C^2} + \frac{2k(1+k)R}{j\omega C}] \right\} i_b + R_L R^2 i_c = 0$$

หรือ

$$\left\{ [k^2 R^3 + (1+k+k^2)k^2 R^2 - \frac{k^2 R_L}{\omega^2 C^2} - \frac{k(2+3k)R}{\omega^2 C^2}] + j \left[ \frac{k^2}{\omega^3 C^3} - \frac{2k(1+k)R R_L}{\omega C} - \frac{(1+2k+3k^2)}{\omega C} \right] \right\} i_b + R_L R^2 i_c = 0$$

เพราะฉะนั้นจะได้

$$\beta = \frac{i_o}{i_b} = \frac{R_L R^2}{\left[ \frac{k^2 R_L + k(2+3k)R}{\omega^2 C^2} - k^2 R^3 - (1+k+k^2)R^2 R_L \right] - j \left[ \frac{k^2}{\omega^2 C^2} - 2k(1+k)R R_L - (1+2k+3k^2)R^2 \right]} \quad (4.14)$$

เมื่อนำสมการที่ (4.7) และ (4.14) ไปแทนในสมการที่ (4.6) จะได้กรณีของ oscillation คือ

$$\frac{R_L R^2 h_{fe}}{\left[ \frac{k^2 R_L + k(2+3k)R}{\omega^2 C^2} - k^2 R^3 - (1+k+k^2)R^2 R_L \right] - j \left[ \frac{k^2}{\omega^2 C^2} - 2k(1+k)R R_L - (1+2k+3k^2)R^2 \right]} = 1 \quad (4.15)$$

ข้างขวามือของสมการนี้ค่าเป็นทั้งจำนวนๆ ฉะนั้นส่วนที่เป็น imaginary จะต้องเป็นศูนย์

$$\frac{\left[ \frac{k^2}{\omega^2 C^2} - 2k(1+k)R R_L - (1+2k+3k^2)R^2 \right]}{\omega C} = 0$$

เพราะฉะนั้น จะได้ ความถี่ oscillation

$$\omega^2 = \frac{1}{k^2 C^2 [(1+2k+3k^2)R^2 + 2k(1+k)R R_L]} \quad (4.16)$$

นำสมการที่ (4.16) ไปแทนค่าในสมการที่ (4.15) จะได้ current gain

$$\begin{aligned} h_{fe} &= \frac{1}{R^2 R_L} \left\{ \left[ k^2 R_L + k(2+3k)R \right] k^2 [(1+2k+3k^2)R^2 + 2k(1+k)R R_L] - k^2 R^3 - (1+k+k^2)R^2 R_L \right\} \\ &= \left[ k^4 (1+2k+3k^2) + 2k^4 (2+3k)(1+k) - (1+k+k^2) \right] + \left[ k^3 (2+3k)(1+2k+3k^2) - k^2 \right] \frac{R}{R_L} + 2k^2 (1+k) \frac{R_L}{R} \quad (4.17) \end{aligned}$$

จากการแปรค่า  $R_L/R$  โดย differentiate สมการที่ (4.17) แล้ว equate ให้เท่ากับศูนย์ จะได้ current gain ที่มีค่าน้อยที่สุดที่จะทำให้เกิด oscillation ได้

$$\left[ k^3 (2+3k)(1+2k+3k^2) - k^2 \right] - 2k^2 (1+k) \left( \frac{R}{R_L} \right)^{-2} = 0$$

เพราะฉะนั้น

$$\begin{aligned} \frac{R_L}{R} &= \left[ \frac{k^3 (2+3k)(1+2k+3k^2) - k^2}{2k^2 (1+k)} \right]^{\frac{1}{2}} \\ &= \left[ \frac{k(2+3k)(1+2k+3k^2) - 1}{2(1+k)} \right]^{\frac{1}{2}} \quad (4.18) \end{aligned}$$

ถ้า  $k = 1$

$$\frac{R_L}{R} = 2.7$$

(4.19)

และ

$$h_{fe} = 44.5$$

นั่นหมายความว่า เมื่อ  $k = 1$  เราจะต้องใช้ load resistance  $R_L$  ให้มากกว่า ความต้านทานของ feedback network  $R$  2.7 เท่าเป็นอย่างน้อย และค่า current gain ของ amplifier อย่างน้อยที่สุดจะต้องมีค่าประมาณ 44.5 วงจรจึงจะ oscillate ได้ ถ้าใช้ current gain สูงกว่านี้มาก จะทำให้ทรานซิสเตอร์เข้าไปทำงานอยู่ในย่าน nonlinear และ waveforms ที่ได้จะบิดเบี้ยวมาก สำหรับค่า  $k$  อื่นๆได้จาก ตารางที่ 4.1 และรูปที่ 4.4 ซึ่งแสดงให้เห็นว่า เมื่อ amplifier มีค่า current gain เท่ากับค่าของ  $k$  ให้ค่าคงไม่ได้

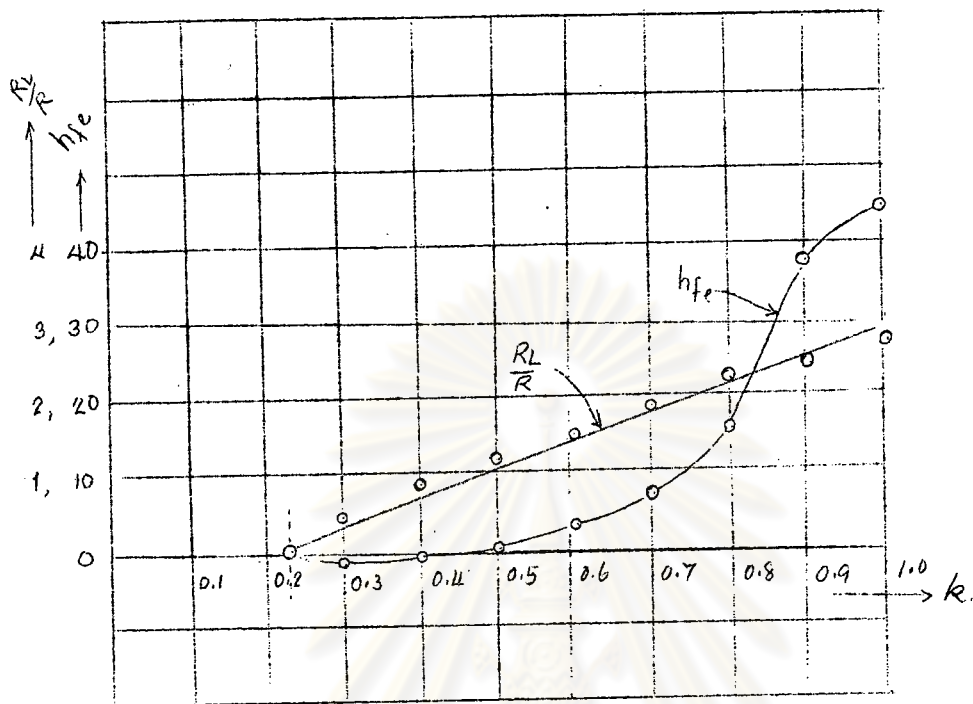
แต่ในการทดลองนั้นใช้วงจรดังรูปที่ 4.5 โดยใช้ทรานซิสเตอร์เบอร์ UC 71 แบบ pnp ใช้ feedback ladder network เป็น RC ใช้ load กับ  $R_L$  เป็นอันเดียวกัน โดยมี taper ratio  $k = 3$  ซึ่งเป็นการ taper ขึ้น (ถ้าใช้ taper ลงก็ต้องใช้ network เป็นแบบ CR ดังได้กล่าวไว้ในทฤษฎีข้างบน ซึ่งจะให้ผลคล้ายกัน) และใช้ self-bias  $R_V = 1 \text{ M}\Omega$

ในการทดลองครั้งแรกๆได้พยายามหาค่าหลายวงจรโดยใช้ค่า  $k$  จากหนึ่งเป็นต้นไป แต่ไม่ได้ผล ทั้งนี้อาจเป็นเพราะ gain ของ amplifier ต่ำและ input impedance ของทรานซิสเตอร์ต่ำมากทำให้ค่า phase-shift ของ feedback network เสียก็ได้

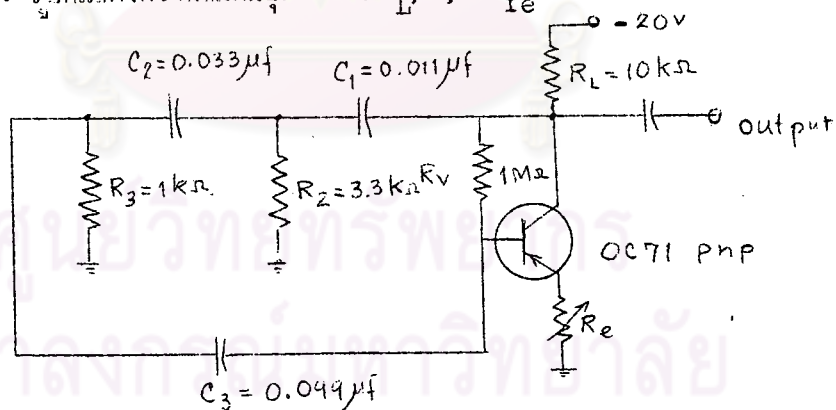
#### ตารางที่ 4.1

การแปรค่าของ  $R_L/R$  และ current gain ต่อการแปรค่าของ  $k$

$k$	$R_L/R$	$h_{fe}$	$k$	$R_L/R$	$h_{fe}$
1	2.7	44.5	0.4	0.33	-0.515
0.9	2.36	37.65	0.3	0.491	-1.023
0.8	2.19	15.43	0.23	0.0	$\infty$
0.7	1.32	7.62	0.2	0.296 j	$1.25/177.4^\circ$
0.6	1.42	3.4	0.1	0.57 j	$1.11/179.8^\circ$
0.5	1.125	0.779	0.0	0.707 j	-1



รูปที่ 4.4. รูปที่แสดงความสัมพันธ์ระหว่าง  $R_L/R$ ,  $h_{fe}$  กับ  $k$



รูปที่ 4.5. วงจร RC phase-shift oscillator ที่ใช้ในการทดลอง

ในที่สุดก็ได้รับวงจรเป็นดังรูปที่ 4.5 และเมื่อใช้ค่า  $k$  เท่ากับ 3 วงจรนี้ก็สามารถ oscillate ได้ ขั้นตอนต่อไปคือทดลองเปลี่ยนความถี่โดยเปลี่ยนค่าของ condenser และค่าความต้าน-



ทานของ  $R$  และ  $R_V$  ดังตารางที่ 4.2 ในการทดลองนี้พบว่า waveform ที่ได้เป็นรูป sine wave และเมื่อลดค่าความต้านทาน bias  $R_V$  ให้ค่าลง waveform จะผิดเพี้ยนไปบ้าง สำหรับความต้านทาน emitter  $R_E$  ใส่ไว้เพื่อช่วยให้เกิด stabilization ภัยการ degeneration และควรรักษาไว้ให้ค่าพอประมาณมิฉะนั้นจะปลด gain ของทรานซิสเตอร์

ตารางที่ 4.2

ก. ความถี่ต่างๆเมื่อเปลี่ยนค่า  $C$  และ  $R$  ณ ค่าความต้านทาน bias  $R_V = 470 \text{ k}\Omega$  และ  $k = 3$

$C_1$ $\mu\text{f}$	$C_2$ $\mu\text{f}$	$C_3$ $\mu\text{f}$	$R_1$ $\text{k}\Omega$	$R_2$ $\text{k}\Omega$	$R_3$ $\text{k}\Omega$	$f_{\text{osc, cps}}$
0.03	0.1	0.337	20	6.3	3.2	100
0.03	0.093	0.234	10	3.3	1.1	200
0.009	0.183	0.05	10	9.0	3.5	400
0.0003	0.015	0.054	12.12	5.2	1.933	300
0.0006	0.015	0.034	4	2.66	1.133	1400
0.0033	0.011	0.033	13.1	5.57	1.5	1000

ข. ความถี่ต่างๆเมื่อเปลี่ยนค่า  $C$  ณ ค่าความต้านทาน bias  $R_V = 1 \text{ M}\Omega$  และ  $k = 3$

$C_1$ $\mu\text{f}$	$C_2$ $\mu\text{f}$	$C_3$ $\mu\text{f}$	$R_1$ $\text{k}\Omega$	$R_2$ $\text{k}\Omega$	$R_3$ $\text{k}\Omega$	$f_{\text{osc cps}}$
0.0325	0.107	0.290	10	3.3	1.1	200
0.0165	0.0436	0.145	10	3.3	1.1	400
0.0093	0.023	0.051	10	3.3	1.1	300
0.006	0.02	0.033	10	3.3	1.1	1000



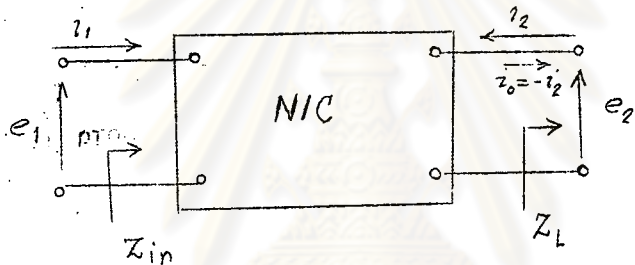
4.2. RC Square-wave Generator ที่ใช้ Negative Impedance Converter.

oscillator เป็นที่อาศัยหลักที่ว่า determinant ของวงจรใดๆ เท่ากับศูนย์ วงจรนั้นจะเป็นวงจร oscillator<sup>6</sup> ฉะนั้นในการนำเอา element ต่างๆ มาต่อกันแล้วได้ determinant ของ system เป็นศูนย์ได้นั้น จะต้องมีส่วนบางอย่างที่ทำให้ element บางตัวเป็นลบ จึงนำเอา negative impedance converter (NIC)<sup>7</sup> เข้ามาใช้ NIC นี้มี block diagram ดังรูปที่ 4.6 และมีสมการดังนี้

$$e_1 = ne_2 \tag{4.20ก}$$

$$i_1 = \frac{1}{n} i_2 \tag{4.20ข}$$

เมื่อ n เป็น inversion factor



รูปที่ 4.6. รูป block diagram ของ negative impedance converter (NIC)

จากสมการที่ (4.20) จะสามารถหา input impedance ของ NIC ได้ดังนี้

$$Z_{in} = \frac{e_1}{i_1} = \frac{ne_2}{\frac{1}{n} i_2} = n^2 \frac{e_2}{-i_2} = -n^2 Z_L \tag{4.21}$$

สมการนี้แสดงว่าเมื่อมองดูทาง input จะเห็น load impedance  $Z_L$  เป็นลบ

เมื่อนำเอา RC network  $Z_1$  และ  $Z_2$  ห่อเข้ากับขั้วของ NIC ดังรูปที่ 4.7 จะเขียนสมการได้ดังนี้

$$Z_1 i_1 + e_1 = 0 \tag{4.22}$$

$$Z_2 i_2 + e_2 = 0 \tag{4.23}$$

6. Pipes, L.A., "Applied Mathematics for Engineers and Physicists" Asian Student's Edition 1958 pp.87

7. Kuh, E.S., and Pederson, D.O., "Principles of Circuit Synthesis" McGraw-Hill book Co., 1959 pp.77

เมื่อนำสมการที่ (4.20) ไปแทนในสมการที่ (4.22) และ (4.23) จะได้

$$\frac{z_1}{n} i_2 + n e_2 = 0 \tag{4.24ก}$$

$$z_2 i_2 + e_2 = 0 \tag{4.24ข}$$



รูปที่ 4.7. รูป block diagram ของ RC square-wave generator

เพราะว่า determinant ของ system นี้จะต้องเท่ากับศูนย์ นั่นคือ

$$\begin{vmatrix} \frac{z_1}{n} & n \\ z_2 & 1 \end{vmatrix} = 0 \tag{4.25ก}$$

หรือ

$$\frac{z_1}{n} - n z_2 = 0 \tag{4.25ข}$$

เพราะฉะนั้น

$$\frac{z_1}{z_2} = n^2 \tag{4.26}$$

ถ้าหาก  $z_1$  และ  $z_2$  เป็น RC network ดังรูปที่ 4.3(ก)และ(ข) ตามลำดับ และมีค่าดังสมการข้าง



รูปที่ 4.3. RC network ของ  $z_1$  และ  $z_2$

ดังนั้น

$$z_1 = R_1 + \frac{1}{j\omega C_1} \tag{4.27}$$

และ

$$z_2 = \frac{R_2 \frac{1}{j\omega C_2}}{R_2 + \frac{1}{j\omega C_2}} \tag{4.28}$$

เมื่อนำสมการที่ (4.27) และ (4.28) ไปแทนค่าในสมการที่ (4.26) จะได้

$$\left(R_1 + \frac{1}{j\omega C_1}\right) / \left(\frac{R_2 \frac{1}{j\omega C_2}}{R_2 + \frac{1}{j\omega C_2}}\right) = n^2 \quad (4.29ก)$$

หรือ  $\left(\frac{C_2}{C_1} + \frac{R_1}{R_2}\right) + j\left(\omega R_1 C_2 - \frac{1}{\omega R_2 C_1}\right) = n^2 \quad (4.29ข)$

สำหรับกรณีที่ NIC เป็นอิมพีแดนซ์ inversion factor  $n$  ควรจะเป็น real number นั่นคือ วงจรนี้จะเริ่ม oscillate ได้ ถ้า

$$|n^2| \geq \frac{C_2}{C_1} + \frac{R_1}{R_2} \quad (4.30)$$

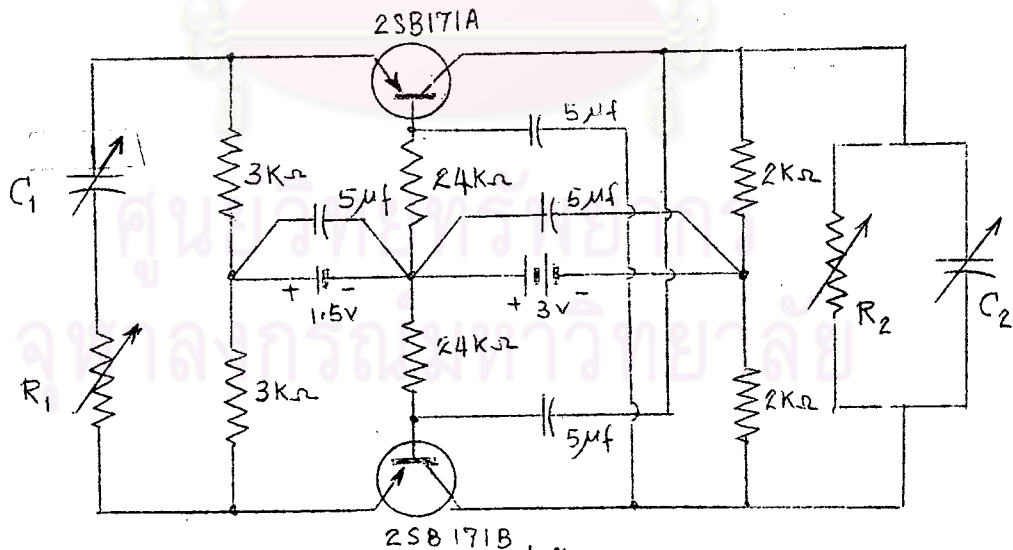
และค่าความถี่จะหาได้จาก

$$\omega R_1 C_2 - \frac{1}{\omega R_2 C_1} = 0 \quad (4.31ก)$$

คือ  $f = 1/2\pi \sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2} \quad (4.31ข)$

สมการนี้บอกว่า ถึงแม้ว่าจะสลับที่ของ  $Z_1$  และ  $Z_2$  ก็จะได้ผลเหมือนกัน แต่ถ้า NIC ไม่เป็นอิมพีแดนซ์ ค่าความถี่จะเปลี่ยนไปและต้องตัดแปลงสูตรต่างๆข้างบนเสียใหม่

รูปที่ 4.9 เป็นวงจรที่ใช้ในการทดลอง ซึ่งในรูปนี้ สองใช้ค่า  $R_1 = 240 \Omega$  ,  $C_1 = 1 \mu f$



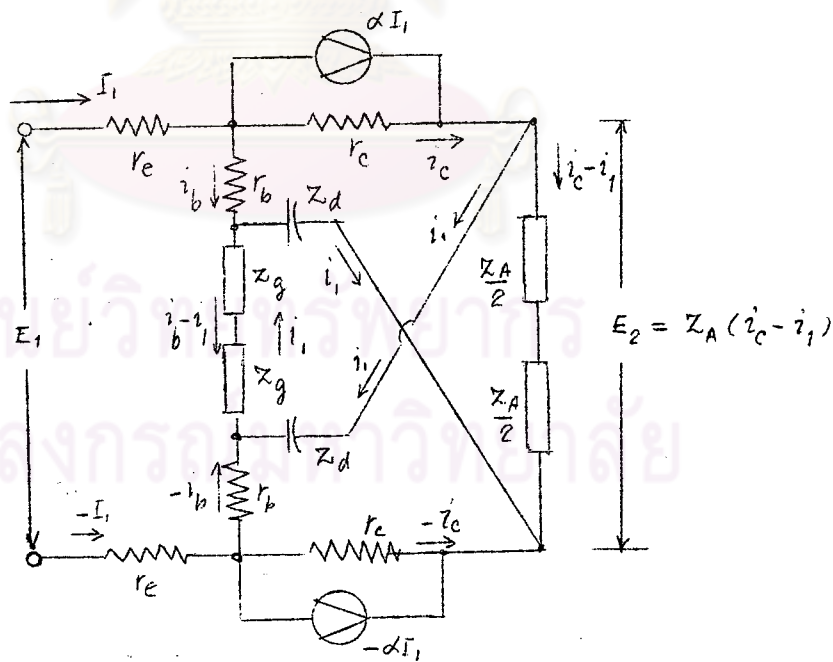
รูปที่ 4.9. square-wave generator ที่ใช้ NIC

$R_2 = 2 \text{ K} \Omega$  และ  $C_2 = 0.2 \mu$  (จากสมการที่ (3.31)) อาจกำหนดค่าความถี่ของ oscillation ได้ประมาณ  $f = 1/2\pi \sqrt{240 \times 2000 \times 1 \times 10^{-6} \times 0.2 \times 10^{-6}} = 513$  ไซเคิล

แต่เมื่อวัดด้วยวิธี Lissajous' pattern ได้เพียง 24 ไซเคิล และดู waveform จาก cathode ray oscilloscope ทาง output ได้ squarewave ทาง input ได้ triangular wave (อาจเป็นผลเนื่องด้วยค่า time constant) เมื่อลองสลับที่ของ  $Z_1$  กับ  $Z_2$  ปรากฏว่าให้ความถี่ของ oscillation เพียง 8 ไซเคิล น้อยกว่าเดิมมาก ซึ่งสมการที่(3.31)จะบอกค่าความถี่นี้ไม่ครบถ้วน และกรณีที่เปลี่ยนไปอาจเนื่องด้วย NIC นี้ไม่เป็นอุดมคติ ในการตรวจ waveform นั้นพบว่าเห็น squarewave ทั้งทาง input และ output และในการวัดหาค่า inversion factor  $n$  จะได้

$$|n| = \frac{1.28}{0.75} = 1.71$$

เมื่อ NIC ไม่เป็นอุดมคติ ค่า  $n$  นี้ก็จะไม่ใช่ real number และอาจขึ้นกับค่า parameter ต่างๆของทรานซิสเตอร์ ซึ่งอาจพิจารณาจากรูปวงจรสมมูลของ NIC ดังรูปที่ 4.10 และอาจเขียนสมการได้ดังนี้



รูปที่ 4.10. วงจรสมมูลของ NIC

$$i_c + i_b = I_1 \quad (4.32)$$

$$2r_e I_1 + 2r_b i_b + 2Z_g (i_b - i_1) = E_1 \quad (4.33)$$

$$-\alpha I_1 r_c + r_c i_c + i_1 Z_d - 2Z_g (i_b - i_1) - r_b i_b = 0 \quad (4.34)$$

$$(i_c - i_1) Z_A - 2Z_d i_1 + 2Z_g (i_b - i_1) = 0 \quad (4.35)$$

และ  $Z_A (i_c - i_1) = E_2 \quad (4.36)$

จากสมการทั้งสี่ข้างบนนี้สามารถหากระแส  $i_b$ ,  $i_c$  และ  $i_1$  ได้ดังนี้

$$i_b = \left\{ \frac{(1-\alpha)r_c(Z_A + 2Z_d + 2Z_g) + (2Z_g + Z_d)Z_A}{(r_c + r_b + 2Z_g)(Z_A + 2Z_d + 2Z_g) - (2Z_g - Z_A)(2Z_g + Z_d)} \right\} I_1 \quad (4.37)$$

$$i_c = \left\{ \frac{(\alpha r_c + r_b + 2Z_g)(Z_A + 2Z_d + 2Z_g) - (2Z_g - Z_A)(2Z_g + Z_d) - (2Z_g + Z_d)}{(r_c + r_b + 2Z_g)(Z_A + 2Z_d + 2Z_g) - (2Z_g - Z_A)(2Z_g + Z_d)} \right\} I_1 \quad (4.38)$$

$$i_1 = \left\{ \frac{(1-\alpha)r_c + Z_A(r_c + r_b + 2Z_g)}{(r_c + r_b + 2Z_g)(Z_A + 2Z_d + 2Z_g) - (2Z_g - Z_A)(2Z_g + Z_d)} \right\} I_1 \quad (4.39)$$

เมื่อนำเอากระแส  $i_b$ ,  $i_c$  และ  $i_1$  แทนลงในสมการที่ (4.33) และ (4.36) จะได้

$$\begin{aligned} \frac{E_1}{I_1} &= 2r_e + 2r_b \left\{ \frac{(1-\alpha)r_c(Z_A + 2Z_d + 2Z_g) + (2Z_g + Z_d)Z_A}{(r_c + r_b + 2Z_g)(Z_A + 2Z_d + 2Z_g) - (2Z_g - Z_A)(2Z_g + Z_d)} \right\} \\ &+ 2Z_g \left\{ \frac{(1-\alpha)r_c(Z_A + 2Z_d + 2Z_g - 1) + Z_A(Z_d - r_c - r_b)}{(r_c + r_b + 2Z_g)(Z_A + 2Z_d + 2Z_g) - (2Z_g - Z_A)(2Z_g + Z_d)} \right\} \end{aligned} \quad (4.40)$$

และ

$$\frac{E_2}{I_1} = Z_A \left\{ \frac{(\alpha r_c + r_b + 2Z_g)(Z_A + 2Z_d + 2Z_g) - (2Z_g - Z_A)(2Z_g + Z_d) - (1-\alpha)r_c + Z_A(r_c + r_b + 2Z_g)}{(r_c + r_b + 2Z_g)(Z_A + 2Z_d + 2Z_g) - (2Z_g - Z_A)(2Z_g + Z_d)} \right\} \quad (4.41)$$

สำหรับทรานซิสเตอร์ทั่วไป  $r_c \rightarrow \infty$ ,  $Z_A \gg 1$  จะเห็นสมการที่ (4.40) และ (4.41)

จะกลายเป็น

$$\frac{E_1}{I_1} = 2r_e + 2r_b(1-\alpha) + 2Z_g \left[ \frac{(2Z_d + 2Z_g)}{Z_A + 2Z_d + 2Z_g} - \alpha \right] \quad (4.42)$$

$$\frac{E_2}{I_1} = Z_A \left\{ \alpha - \left[ \frac{(1-\alpha) + Z_A}{Z_A + 2Z_d + 2Z_g} \right] \right\} \quad (4.43)$$

ฉะนั้น inversion factor  $n$  ก็คือ

$$\eta = \frac{E_1}{E_2} = \frac{2r_e + 2r_b(1-\alpha) + 2X_g \left[ \frac{(2Z_d + 2Z_g)}{Z_A + 2Z_d + 2Z_g} - \alpha \right]}{Z_A \left[ \alpha - \frac{(1-\alpha) + Z_A}{Z_A + 2Z_d + 2Z_g} \right]} \quad (4.44n)$$

ถ้า  $Z_A = R_A$ ,  $Z_g = R_g$  และ  $Z_d = -jX_d$  สมการที่ (4.44) จะกลายเป็น

$$\begin{aligned} \eta &= \frac{2r_e + 2r_b(1-\alpha) + 2R_g \left[ \frac{-2jX_d + 2R_g}{R_A - j2X_d + 2R_g} - \alpha \right]}{R_A \left[ \alpha - \frac{(1-\alpha) + R_A}{R_A - j2X_d + 2R_g} \right]} \\ &= \frac{\left\{ [2r_e + 2r_b(1-\alpha)](R_A + 2R_g) + 4(1-\alpha)R_g^2 - 2\alpha R_A R_g \right\} - j2X_d \left\{ 2r_e + (1-\alpha)(2r_b + 2R_g) \right\}}{\left\{ \alpha R_A (R_A + 2R_g) - R_A^2 - (1-\alpha)R_A \right\} - j(2X_d R_A \alpha)} \quad (4.44D) \end{aligned}$$

เมื่อให้  $A = \left\{ [2r_e + 2r_b(1-\alpha)](R_A + 2R_g) + 4(1-\alpha)R_g^2 - 2\alpha R_A R_g \right\}$ ;  $B = 2X_d \left\{ 2r_e + (1-\alpha)(2r_b + 2R_g) \right\}$   
 $C = \left\{ \alpha R_A (R_A + 2R_g) - R_A^2 - (1-\alpha)R_A \right\}$ ;  $D = 2X_d R_A \alpha$

จะได้

$$\eta = \frac{A - jB}{C - jD} = \frac{(AC + BD) - j(BC - AD)}{C^2 + D^2} \quad (4.44k)$$

หรือ

$$n = n_R - j n_X \quad (4.45)$$

เมื่อ  $n_R$  และ  $n_X$  เป็น real part และ imaginary part ของ complex number ในสมการที่ (4.44k) ตามลำดับ จากสมการเหล่านี้จะเห็นได้ว่า  $n$  ไม่ใช่ real number ใดๆ จะต้องมี imaginary part ด้วย และมีค่าขึ้นอยู่กับ parameter ต่างๆของทรานซิสเตอร์และค่าelement  $R_A$ ,  $R_g$  และ  $X_d$  ฉะนั้นสมการที่ (4.29) อาจเขียนได้ใหม่ว่า

$$\left( \frac{C_2}{C_1} + \frac{R_1}{R_2} \right) + j \left( \omega R_1 C_2 - \frac{1}{\omega R_2 C_1} \right) = (n_R - j n_X)^2 = (n_R^2 - n_X^2) - j(2n_R n_X) \quad (4.46)$$

ฉะนั้นวงจรนี้จะเริ่ม oscillate เมื่อ

$$\left| n_R^2 - n_X^2 \right| \geq \frac{C_2}{C_1} + \frac{R_1}{R_2} \quad (4.47)$$



และความถี่ของ oscillation จะหาได้จาก

$$\omega R_1 C_2 - \frac{1}{\omega R_2 C_1} = -2^n R^n n_x \quad (4.48)$$

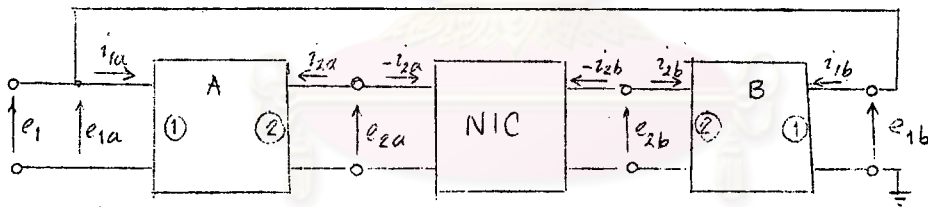
ความถี่ที่หาได้จากสมการนี้จะน้อยกว่าความถี่ที่หาได้จากสมการที่ (4.31) เพราะว่าเมื่อ  $\omega$  มีค่าน้อยลงจะทำให้เทอมที่สองของสมการที่ (4.48) มีค่าใหญ่กว่าเทอมแรก จึงทำให้ผลลัพธ์มีโอกาสเป็นลบและเท่ากับเทอมทางข้างขวามือได้ นี่แสดงว่าในปฏิบัติเราจะได้ความถี่น้อยกว่าทฤษฎี และการสลับที่ของ  $R_1 C_1$  และ  $R_2 C_2$  จะทำให้ความถี่เปลี่ยนไปสมจริงดังผลที่ได้จากการทดลอง

4.3. วงจร active RC ที่มีคุณสมบัติเป็น pure inductance

ในเรื่องนี้ เพื่อความสะดวก แทนที่จะคิดเป็น impedance  $Z(s)$  เราคิดกันให้เป็น admittance  $Y(s) = 1/Z(s)$  โดยพิจารณา driving-point admittance ของ one-port network และสมมุติว่ามีฟังก์ชันเป็น

$$Y(s) = \frac{N(s)}{D(s)} \quad (4.49)$$

เมื่อ  $N(s)$  และ  $D(s)$  เป็น polynomial ของ  $s$  ที่มี degree เท่ากับหรือน้อยกว่า  $n$



รูปที่ 4.11. วงจร RC กับ NIC ที่ใช้ในการหา driving-point function

เมื่อพิจารณาวงจรรูปที่ 4.11 จะเขียนสมการได้ว่า

$$i_{1a} = y_{11a} e_{1a} + y_{12a} e_{2a} \quad (4.50ก)$$

$$i_{2a} = y_{21a} e_{1a} + y_{22a} e_{2a} \quad (4.50ข)$$

$$e_{2a} = n e_{2b} \quad (4.51ก)$$

$$i_{2a} = \frac{1}{n} i_{2b} \quad (4.51ข)$$



$$i_{1b} = y_{11b} e_{1b} + y_{12b} e_{2b} \quad (4.52ก)$$

$$i_{2b} = y_{21b} e_{1b} + y_{22b} e_{2b} \quad (4.52ข)$$

และ  $i_1 = i_{1a} + i_{1b} \quad (4.53ก)$

$$e_1 = e_{1a} = e_{1b} \quad (4.53ข)$$

นำสมการที่ (4.51) ไปแทนค่าในสมการที่ (4.52) จะได้

$$i_{1b} = y_{11b} e_1 + \frac{1}{n} y_{12b} e_{2a} \quad (4.54ก)$$

$$i_{2b} = n i_{2a} = y_{21b} e_1 + \frac{1}{n} y_{22b} e_{2a} \quad (4.54ข)$$

แทนค่าของสมการที่ (4.50ข) ลงในสมการที่ (4.54ข) คือ

$$y_{21a} e_1 + y_{22a} e_{2a} = \frac{1}{n} y_{21b} + \frac{1}{n^2} y_{22b} e_{2a}$$

จะได้ 
$$e_{2a} = - \frac{(y_{21a} - \frac{1}{n} y_{21b})}{(y_{22a} - \frac{1}{n^2} y_{22b})} e_1 \quad (4.55)$$

นำสมการที่ (4.50ก) และ (4.54ก) ลงในสมการที่ (4.53ก) จะได้

$$i_1 = i_{1a} + i_{1b} = (y_{11a} + y_{11b}) e_1 + (y_{12a} + \frac{1}{n} y_{12b}) e_{2a} \quad (4.56)$$

แทนค่าของสมการที่ (4.55) ลงในสมการที่ (4.51) จะได้

$$y = \frac{i_1}{e_1} = (y_{11a} + y_{11b}) - \frac{(y_{12a} + \frac{1}{n} y_{12b})(y_{21a} - \frac{1}{n} y_{21b})}{y_{22a} - \frac{1}{n^2} y_{22b}} \quad (4.57)$$

ถ้าเลือกให้

$$y_{11a} + y_{11b} = \frac{K_1 A}{B} \quad (4.58)$$

เมื่อ  $A/B$  เป็นฟังก์ชันที่มีรูปเป็น RC driving-point admittance function โดยที่  $A$  และ  $B$  ต่างก็มี degree เท่ากัน  $m$  และ  $K_1$  เป็นค่าคงที่ ฉะนั้นจากสมการที่ (4.57) และ (4.49) จะได้

$$\frac{(y_{12a} + \frac{1}{n} y_{12b})(y_{21a} - \frac{1}{n} y_{21b})}{y_{22a} - \frac{1}{n^2} y_{22b}} = (y_{11a} + y_{11b}) - y = \frac{K_1 A D - N B}{B D} \quad (4.59)$$

(4.65)

กรณีง่ายๆ ก็ เลือกให้  $A_a = A_b = A$  และ  $K_{1a} = K_{1b} = \frac{K_1}{2}$

ฉะนั้นในการที่จะหา network ที่มี driving-point admittance  $y = 1/s$  และ

$n = 1$ , สมมติว่า

$$y_{11a} + y_{11b} = K_1 \frac{s+1}{s+4} \tag{4.66}$$

เลือก  $K_1 = 1$  จะให้  $P = s + 2$  และ  $Q = s - 2$  ดังนั้นถ้าเลือก  $K_2 = 1$  จะได้  $P_a = s$  และ  $P_b = 2$  จากสมการที่ (4.63ก) และ (4.63ข) จะได้

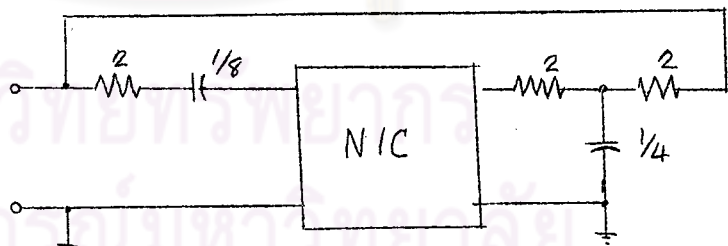
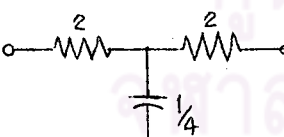
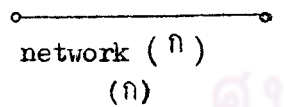
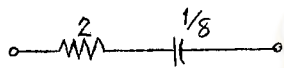
$$y_{12a} = -K_3 s / (s+4) \tag{4.67ก}$$

$$y_{12b} = -2K_3 / (s+4) \tag{4.67ข}$$

เช่นเดียวกับสมการที่ (4.64) และ (4.65) เลือกให้

$$y_{11a} = \frac{K_1}{2} \frac{s}{s+4} = \frac{s/2}{s+4} \tag{4.68ก}$$

$$y_{11b} = \left(\frac{K_1}{2}s + 1\right) / (s+4) = \frac{s/2 + 1}{s+4} \tag{4.68ข}$$



network (ข)  
(ข)

(ง)

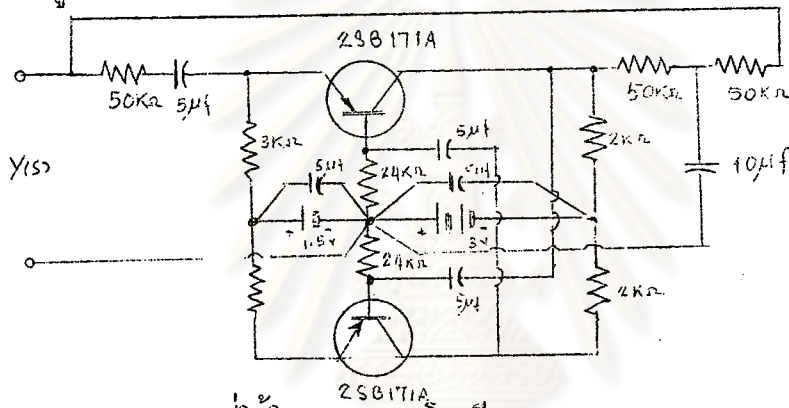
รูปที่ 4.12. รูป network ที่มี driving-point admittance เท่ากับ  $1/s$

สำหรับ symmetrical network

$$y_{22a} = \frac{s/2}{s+4} \tag{4.69ก}$$

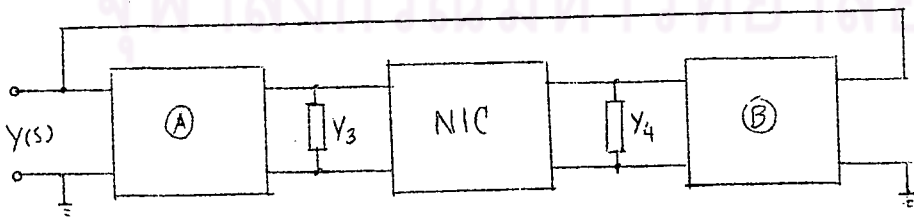
$$y_{22b} = \frac{s/2 + 1}{s+4} \tag{4.69ข}$$

ซึ่งจะได้ network (ก) และ (ข) ดังรูปที่ 4.12 (ก) และ (ข) และได้ network ทั้งหมดดังรูปที่ 4.12 (ค) แต่ค่าความต้านทานและ ค่า capacitance ตามรูปที่ 4.12 นั้นไม่ปฏิบัติหากทำได้ยาก จึงเปลี่ยนค่าใหม่โดยให้ time constant คงเดิม จะได้ network ดังรูปที่ 4.13 และใช้ NIC มีวงจรแบบเดียวกับรูปที่ 4.9



รูปที่ 4.13. network ที่ใช้ในการทดลองโดยมี driving-admittance =  $1/s$

ในการทดลองนั้นได้วัดหา phase angle ด้วยการเอาความต้านทานก่อนอินคัมแล้ววัดสัณยัมกับกระแส และใช้ค่าที่วัดได้มาเขียน vector diagram ปรากฏว่า ถ้าใช้ความต้านทานที่ต่ออินคัมมีค่าน้อย phase angle ที่วัดได้มีค่า  $90^\circ$  ถ้าหากเพิ่มความต้านทานที่ต่ออินคัมให้สูงขึ้น phase angle จะน้อยกว่า  $90^\circ$  ทั้งนี้อาจเป็นเพราะ NIC ไม่เป็นอุดมคติ และ  $y_{22a}$ ,  $y_{22b}$  ไม่เป็นไปตามสมการที่ (4.30ก) ฉะนั้นต้องเปลี่ยนใหม่ดังรูปที่ 4.14 และจะต้องเป็นไปตามสมการข้างล่างนี้



รูปที่ 4.14. วงจรที่แก้ไข  $y_{22a}$  และ  $y_{22b}$  ใหม่

$$(Y_{22a} + Y_3) - \frac{1}{n^2}(Y_{22b} + Y_4) = K_2 K_3^2 D/B \quad (4.70)$$

4.4. วงจร Active RC ที่ใช้เป็นวงจร Filter

สิ่งสำคัญของวงจร filter ก็คือ transfer impedance ของ network จะต้องมีคุณสมบัติที่ยอมให้สัญญาณผ่านหรือหยุดได้ตามประสงค์ ฉะนั้นถ้าจัดวงจรดังรูปที่ 4.15 จะเขียนสมการได้ดังนี้

$$e_1 = z_{11a} i_1 + z_{12a} i_a \quad (4.71ก)$$

$$e_2 = z_{21a} i_1 + z_{22a} i_a \quad (4.71ข)$$

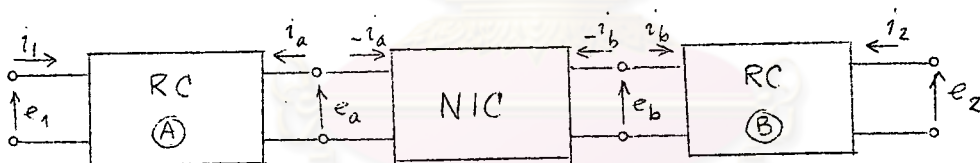
$$e_a = n e_b \quad (4.72ก)$$

$$i_a = \frac{1}{n} i_b \quad (4.72ข)$$

และ

$$e_b = z_{11b} i_b + z_{12b} i_2 \quad (4.73ก)$$

$$e_2 = z_{21b} i_b + z_{22b} i_2 \quad (4.73ข)$$



รูปที่ 4.15. รูป block diagram ของวงจร RC active filter แทนค่าของสมการที่ (4.72) ลงในสมการที่ (4.73) จะได้

$$\frac{e_a}{n} = e_b = n z_{11b} i_a + z_{12b} i_2 \quad (4.74ก)$$

$$e_2 = n z_{21b} i_a + z_{22b} i_2 \quad (4.74ข)$$

แทนค่าของสมการที่ (4.71ข) ลงในสมการที่ (4.74ก) จะได้

$$z_{21a} i_1 = (n^2 z_{11b} - z_{22a}) i_a + n z_{12b} i_2 \quad (4.75)$$

จากสมการที่ (4.74ข)

$$i_a = \frac{e_2 - z_{22b} i_2}{n z_{21b}} \quad (4.76)$$

แทนค่าของสมการที่ (4.76) ลงในสมการที่ (4.75)

$$z_{21a} i_1 = (n^2 z_{11b} - z_{22a}) \left( \frac{e_2 - z_{22b} i_2}{n z_{21b}} \right) + n z_{12b} i_2 \quad (4.77)$$

ในการหา open-circuit transfer impedance  $z_{21}$  นั้น ทางด้าน output จะต้องเปิด คือ  $i_2 = 0$  ฉะนั้นสมการที่ (4.77) จะกลายเป็น

$$z_{21a} i_1 = \frac{(n^2 z_{11b} - z_{22a}) e_2}{n z_{21b}} \quad (4.78)$$

เพราะฉะนั้น

$$z_{21} = \frac{e_2}{i_1} \Big|_{i_2=0} = \frac{n z_{21a} z_{21b}}{n^2 z_{11b} - z_{22a}} \quad (4.79)$$

สมมติให้ transfer function มีฟังก์ชันดังนี้

$$z_{21} = \frac{N(s)}{D(s)} \quad (4.80)$$

เมื่อ  $N(s)$  และ  $D(s)$  เป็น polynomial ของ  $s$ , polynomial ของเศษ  $N(s)$  อาจมี zero ได้หลายแห่งแล้วแต่รูปร่างของ network, polynomial ของส่วน  $D(s)$  จะมี zero เป็น complex frequency และเป็น natural frequency ของวงจรด้วย natural frequency หรือ zero ของส่วน สำหรับ active RC network เมื่อนำไปเขียนบน complex frequency - plane จะอยู่ทางครึ่งซ้ายของ plane และ zero ของ  $N(s)$  เท่ากับ zero ของ transmission อันขึ้นอยู่กับรูปของ network ซึ่งอาจเป็น ladder, lattice, bridged-T หรือ twin-T ๖

ตามปกติ natural frequency จะหาได้จาก

$$n^2 z_{11b} - z_{22a} = 0 \quad (4.81)$$

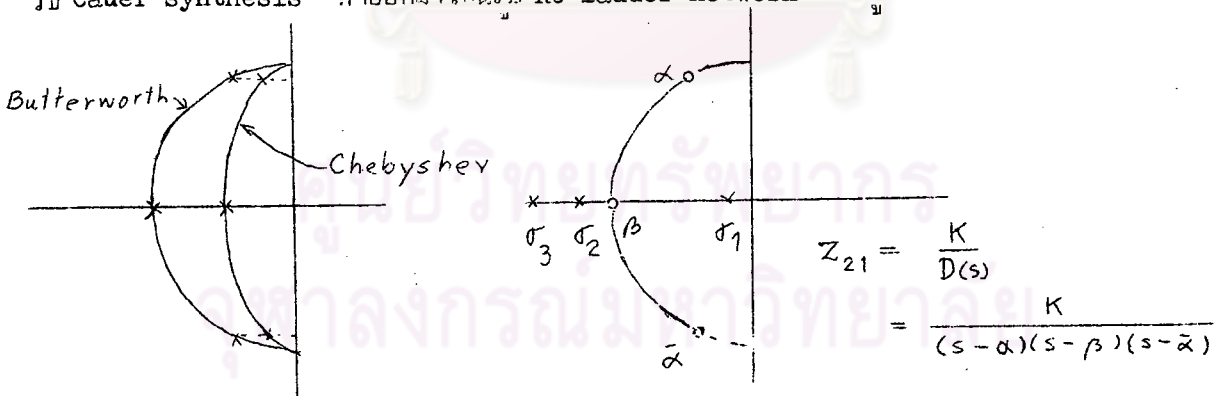
แต่ pole ของฟังก์ชันในสมการที่ (3.31) จะคงอยู่บน negative real axis ของ complex frequency plane

ดังนั้นสมการที่ (4.81) อาจเขียนได้ใหม่ว่า

$$n^2 z_{11b} - z_{22a} = \frac{D(s)}{(s - \sigma_1)(s - \sigma_2)(s - \sigma_3) \dots} \quad (4.82)$$

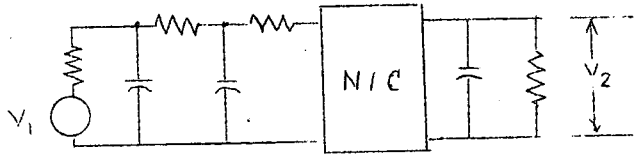
โดยที่  $\sigma_1, \sigma_2, \sigma_3, \dots$  เป็น pole ที่อยู่บน negative real axis ที่ใดก็ได้โดยที่แกนตรงจุดที่ตรงกับ zero ของ  $D(s)$  ในการที่แยก  $n^2 z_{11b} - z_{22a}$  ออกเป็น partial fraction จะพบว่า residue จะเป็นจริงเสมอ แล้วอาจมีค่าลบบ้างบวกบ้าง เป็นที่รู้กันอยู่แล้วว่าฟังก์ชันใดที่มี simple pole อยู่ใน negative real axis และมี positive real residue จะเป็น driving-point impedance ของ RC network <sup>8</sup> ดังนั้นถ้าเรารวมพวกที่มี residue เป็นบวกมาไว้พวกหนึ่งซึ่งจะตรงกับ  $n^2 z_{11b}$  ของสมการที่ (4.82) และรวมพวกที่มี residue เป็นลบไว้พวกหนึ่งซึ่งจะตรงกับ  $z_{22a}$  อันเป็นช่องทางที่จะทำให้เราเลือกหา network ได้ตามประสงค์

ในการทำงานจร low-pass filter โดยให้เป็นไปตาม Butterworth characteristics นั้น pole ของ transfer function หรือ zero ของ  $D(s)$  จะต้องอยู่บนครึ่งวงกลมทางซ้ายของ plane แต่ถ้าให้เป็นไปตาม Chebyshev characteristics (หรือ equal ripple characteristics) pole จะอยู่บน ellipse (รูปที่ 4.16) <sup>9</sup> zero ของ transfer impedance จะอยู่ที่ infinity และ  $H(s)$  มีค่าคงที่ J.G. Linvill ได้ใช้วิธี Cauer synthesis ทำออกมาเป็นรูป RC ladder network ดังรูปที่ 4.17 <sup>10</sup>



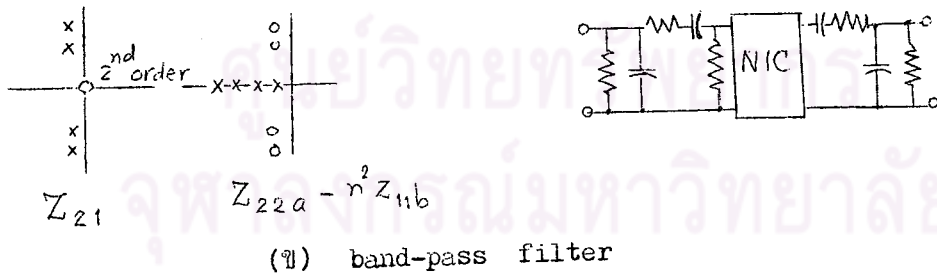
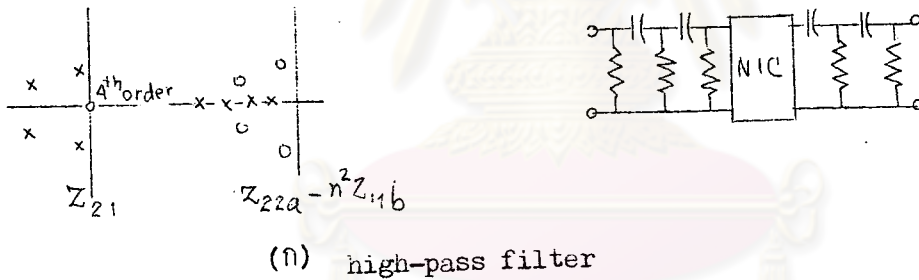
รูปที่ 4.16. (ก) pole ของ  $Z_{21}$ ; (ข) pole และ zero ของ  $D(s)$

8. Van Valkenburg, A.E., "Introduction to Modern Network Synthesis" John Wiley & Sons, Inc. 1960 pp.140-145.  
 9. Van Valkenburg, A.E.; *ibid* pp.372-386  
 10. Linvill, J.G., "RC Active Filters" Proc.IRE. Vol 42, No.3 March 1954 pp.555-564.



รูปที่ 4.17. วงจร RC active filter ที่มี butterworth characteristics

สำหรับวงจรที่มี characteristics เป็น high-pass หรือ band-pass นั้นจะมีรูปคล้ายคลึงกันกับรูปของ low-pass เพียงแต่สลับเอา capacitor ไปไว้ใน series arm และเอาความต้านทานมาเป็น shunt arm ก็จะได้ high-pass และถ้าเป็น band-pass ใน series และ shunt arm จะมีทั้งความต้านทานและ capacitor อยู่ด้วยกันดังแสดงในรูปที่ 4.18 และในรูปนี้ได้แสดงการเรียงตัวของ pole และ zero ไว้อย่าง



รูปที่ 4.18. การเรียงตัวของ pole-zero ของรูปวงจร high-pass และ band-pass



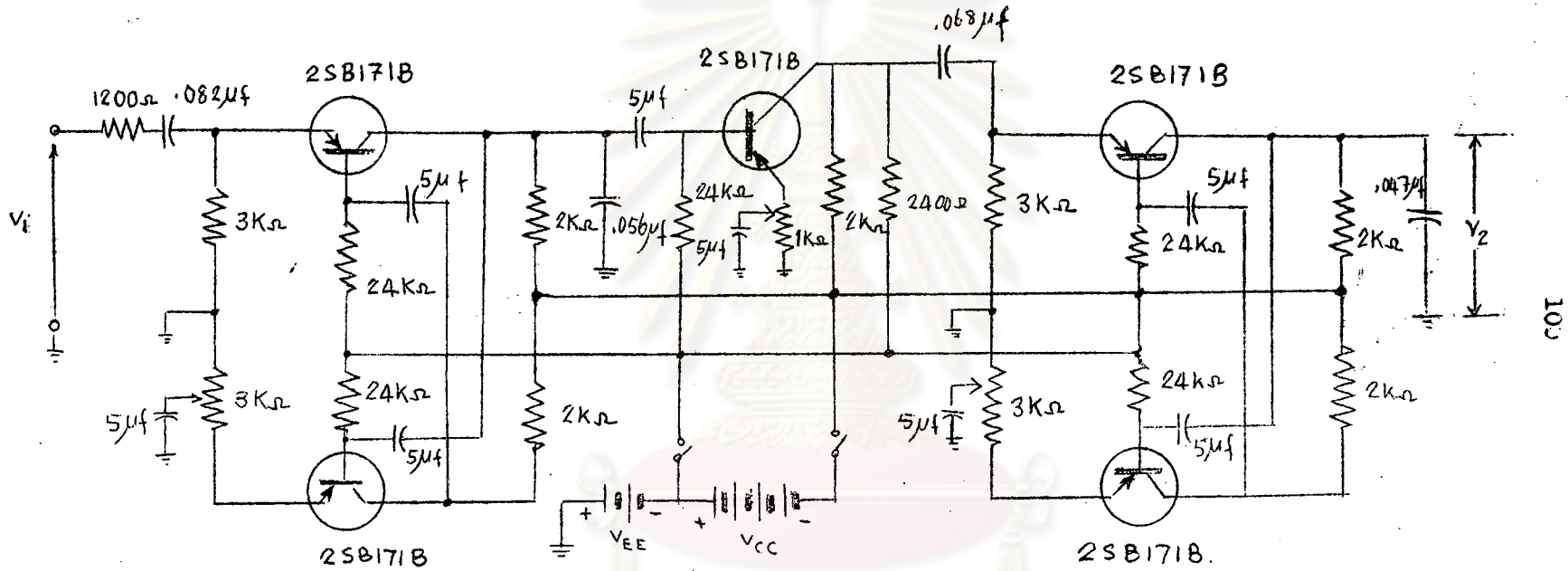
ในวิธีดังกล่าวข้างบน J.G. Linvill ได้ทำ low-pass filter ที่มี characteristics เป็น Butterworth ในรูปอื่นไว้อีกคือ รูป twin-T จึงอาจเป็นช่องทางที่จะค้นคว้าต่อไปหลายทาง เช่น ทำเป็นวงจร lattice และ bridged-T และอาจทำให้มี characteristics เป็น chebyshev ได้อีก

ในการทดลองได้ทำการทดลองตรวจสอบวงจร band-pass filter ดังรูปที่ 4.19 ซึ่งมีผลการทดลองดังตารางที่ 4.3 และมี characteristics ดังรูปที่ 4.20 ความมุ่งหมายของการทดลองขั้นต่อไป ตั้งใจจะใช้วงจรที่เป็น chebyshev characteristics เนื่องจากมีอุปสรรคดังกล่าวไว้เมื่อก่อน จึงจำต้องหยุดผลการทดลองเพียงแค่นี้

ตารางที่ 4.3

ผลการทดลองของ band-pass RC active filter ซึ่งเป็น output voltage  $v_2$  สำหรับ input voltage 1 โวลต์

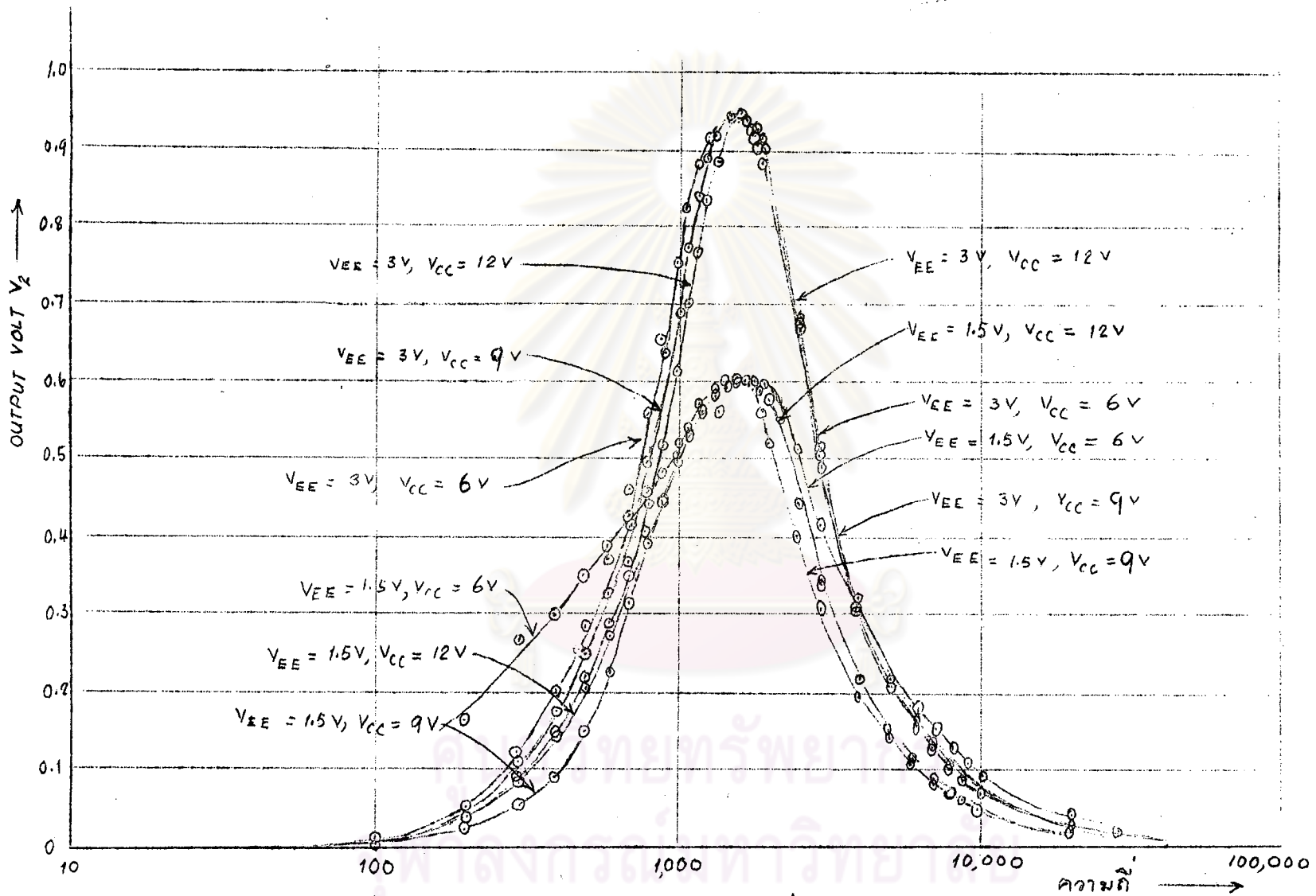
f cps	$V_{cc} = 6$ โวลต์		$V_{cc} = 9$ โวลต์		$V_{cc} = 12$ โวลต์	
	$V_{EE} = 1.5$ ว.	$V_{EE} = 3$ ว.	$V_{EE} = 1.5$ ว.	$V_{EE} = 3$ ว.	$V_{EE} = 1.5$ ว.	$V_{EE} = 3$ ว.
100	—	.0145	.008	.0115	.014	.0055
300	.275	.125	.058	.11	.093	.095
500	.350	.235	.15	.25	.21	.220
700	.42	.46	.315	.415	.34	.361
900	.483	.65	.445	.585	.446	.518
1 000	.519	.75	.495	.685	.502	.61
1 100	.54	.824	.53	.77	.532	.70
1 200	.565	.83	.56	.84	.565	.77
1 300	.58	.918	.58	.89	.585	.84
1 400	.59	.938	.56	.92	.595	.83
1 500	.6	.94	.6	.94	.6	.94
1 600	.6	.94	.6	.94	.6	.942
1 700	.6	.93	.6	.93	.6	.93
1 800	.6	.91	.59	.92	.6	.90
1 900	.6	.893	.52	.9	.587	.88
2 000	.6	.375	.52	.88	.575	.845
4 000	.32	.52	.202	.31	.215	.208
6 000	.186	.172	.11	.168	.112	.167
8 000	.13	.168	.076	.107	.072	.105
10 000	.10	.076	.053	.077	.0505	.0755



103

ศูนย์วิทยทรัพยากร  
 ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า  
 วิทยาลัย

รูปที่ 4.19. วงจร two-stage active band-pass filter.



รูปที่ 4.20. Characteristics ของรูปที่ 4.19

#### 4.5. วงจร Autodyne <sup>11</sup> ที่ใช้ Transition Capacitance ของ Semiconductor Diode เป็น Variable Capacitor.

เมื่อนำเอาสารกึ่งตัวนำแบบ n และแบบ p มาสัมผัสกัน อิเล็กตรอนและ hole จะพุ่งกระจายข้ามรอยสัมผัสมารวมกันเป็นกลาง ทั้งแกนของ donor และ acceptor ซึ่งอยู่กึ่งที่ใกล้ๆ - บริเวณรอยสัมผัส ให้แสดงอิทธิพลของสนามไฟฟ้า โดย donor มีประจุบวกและ acceptor มีประจุลบ ลอดกันอยู่ตรงรอยสัมผัสนั้นโดยพุ่งเส้นแรงข้ามรอยต่อและสร้างศักย์ที่เรียกว่า potential barrier ขึ้น ศักย์นี้จะกั้นไม่ให้อิเล็กตรอนหรือ hole เข้ามาใกล้บริเวณรอยสัมผัส นอกจากจะมีพลังงานอยู่ในตัวสูงหรือเมื่อลด potential barrier ให้ต่ำลง บริเวณนี้จึงขาดประจุที่เป็น carrier และเรียกชื่อบริเวณนี้กันว่า depletion layer, space-charge layer หรือ transition layer สิ่งที่ได้อาจจากการนำเอาสารกึ่งตัวนำแบบ p และแบบ n เข้ามาสัมผัสกันก็คือ p-n junction ซึ่งอาจใช้เป็น semiconductor diode หรือนำไปประกอบเป็นทรานซิสเตอร์

วิธีทำ p-n junction นี้มีหลายวิธี แต่แบ่งตามวิธีใหญ่ๆ ได้สามวิธีคือ alloy-, grown- และ diffused-junction method <sup>12</sup> วิธี alloying เป็นวิธีที่ง่ายที่สุดและใช้กันมากในทรานซิสเตอร์ทั่วไป บางคนเรียกวิธีนี้ว่า fused method วิธีนี้เขานำเอาแผ่นสารกึ่งตัวนำแบบ n หรือ p ก็ได้มาทำเป็น base ต่อไปนำเอาสิ่งเจือปนที่เป็นชนิดตรงข้ามกับ base มาวางประกบไว้กับแผ่น base นี้ทั้งสองข้าง แล้วเผาให้ร้อนประมาณ 500°C อยู่ประมาณหนึ่งนาทีหรือมากกว่า สิ่งเจือปนจะหลอมละลายเข้าไปอยู่ในเนื้อของ base แล้วนำมาถักสาย lead junction แบบนี้จะมีการเปลี่ยนแปลง (transition) จากแบบ n มาเป็นแบบ p รวดเร็วมาก และมี transition region บางมาก จึงเรียก junction แบบนี้ว่า abrupt-junction (ดูรูปที่ 4.24 ก)

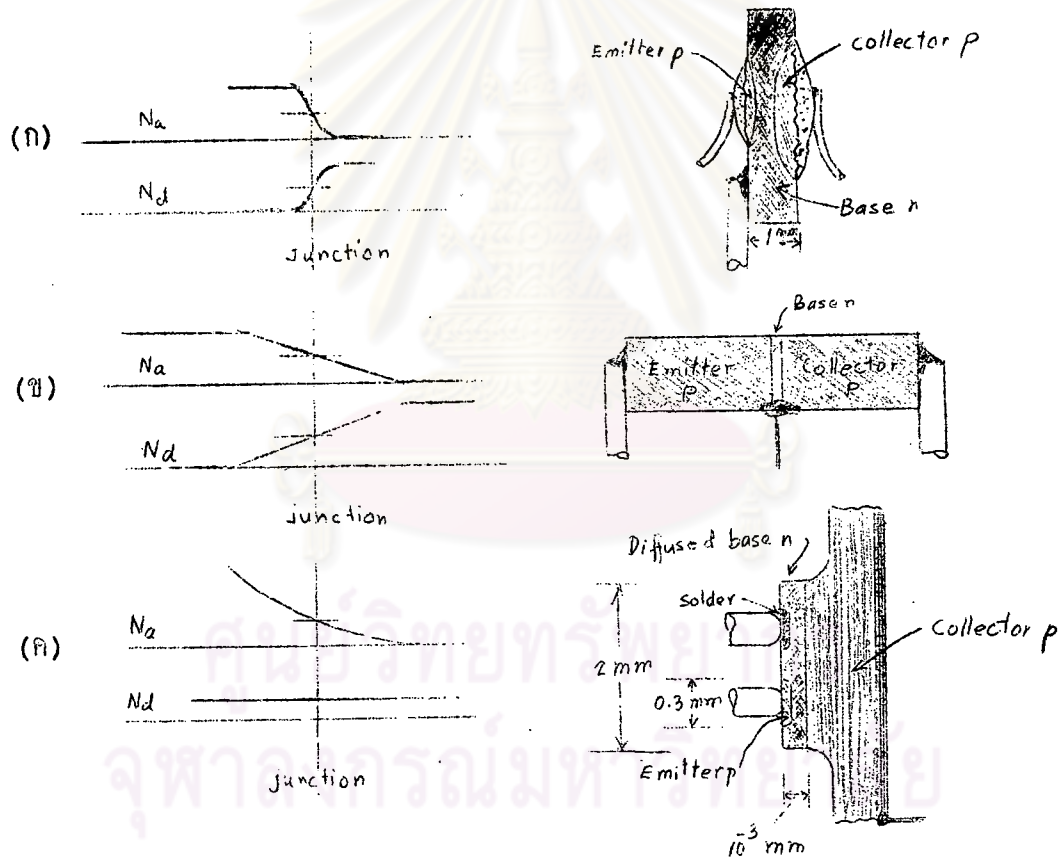
วิธี grown-method นั้นตามประวัติบอกว่าเป็นวิธีแรกที่ใช้ทำ junction-transistor ตัวแรกขึ้นมา <sup>13</sup> วิธีนี้ทำได้โดยเลี้ยง crystal ให้เกิดขึ้นในเตาหลอม คือนำเอาแท่งของ single

11. "General Electric Transistor manual" 5d. 1960, pp.67-68.

12. Greiner, R.A.; "Semiconductor Devices and Applications" McGraw-Hill Book Co. 1961, pp.99-103

13. Azaroff, L.V., Brophy, J.J.; "Electronic Process in Materials" McGraw-Hill Book Co., 1963, pp.291-294.

crystal ที่เรียกกันว่า "seed" จุ่มลงไปแล้วค่อยๆดึงขึ้นมา ขณะที่ดึงขึ้นมาทำให้ได้สิ่งเจือปนแบบ n และแบบ p สลับกันไป จะได้แท่งซึ่งมีชั้นของ npnp...สลับกันไป เมื่อนำมาตัดออกเป็นแท่งจะได้ p-n junction, npn หรือ pnp junction แล้วแกะขั้วเอาออกมา วิธีนี้อาจตัดแปลงโดยยังคง เวลาในการเลี้ยง crystal หรือวิธีอื่นๆ จึงมีวิธีปลูกย่อยอีกหลายวิธี เช่น grown-diffused, rate-grown, meltback และ epitaxially grown method<sup>14</sup> วิธีเหล่านี้จะมีการค่อยๆเปลี่ยนแปลงจากแบบ n เป็นแบบ p ดังรูปที่ (4.21 ข) จึงเรียกชื่อว่า graded junction ทราบวิธี - เติบโตที่ทำได้ด้วยวิธีนี้สามารถทำงานในย่านความถี่สูงกว่าทราบวิธี เติบโตที่ทำได้ด้วยวิธี alloying



รูปที่ 4.21. รูปของ p-n junction ที่ทำได้ด้วย (ก) วิธี alloying (ข)วิธี grown และ (ค) วิธี diffusion

14. Duane, G.W.A., Granville, J.W. ; "Miniature and Micro-miniature Electronics" Pittman & Sons Ltd., 1961, pp. 32-37.



สำหรับวิธีสุดท้ายคือ diffusion process นั้นทำได้โดยเอาแผ่นของสารกึ่งตัวนำมาเผาให้ร้อนมีอุณหภูมิสูงๆเป็นเวลานานในกลุ่มไอของสิ่งเจือปน สิ่งเจือปนจะพุ่งกระจายเข้าไปในแผ่นของสารกึ่งตัวนำนั้น ถ้าสารกึ่งตัวนำนั้นเป็นแผ่นเจอเมเนียม สิ่งเจือปนที่เป็นแบบ n จะพุ่งกระจายได้เร็วกว่าและลึกกว่าสิ่งเจือปนที่เป็นแบบ p สำหรับสารกึ่งตัวนำที่เป็นซิลิกอน สิ่งเจือปนที่เป็นแบบ p จะพุ่งกระจายได้เร็วกว่าและลึกกว่าสิ่งเจือปนที่เป็นแบบ n ฉะนั้นถ้าทำ double doping คือ นำเอาแผ่นกึ่งตัวนำนี้ไปรมไอของสิ่งเจือปนแบบ n และแบบ p คนละที เราจะได้ชั้นของ npn หรือ pnp เมื่อนำมาตัดออกด้วยวิธีเคมี จะได้ทรานซิสเตอร์แบบ mesa ที่ให้ current gain สูงและสามารถทำงานในย่านความถี่สูงมาก ทั้งนี้เนื่องด้วย การรมไอนี้สิ่งเจือปนจะใช้เวลาพุ่งกระจายอยู่นานจึงจะเข้าไปได้ลึก ดังเช่น เมื่อเป็นแผ่นซิลิกอนจะกองเผาให้สูงถึง  $1150^{\circ}\text{C}$  และอยู่ในไอของฟอสฟอรัสเป็นเวลานานถึง 15 ชั่วโมงจึงจะได้ diffused layer ที่เป็นแบบ p มีความต้านทานจำเพาะ 6 โอห์ม-ซม. และมีความหนา 15 micron ฉะนั้นจึงสามารถบังคับความหนาของ layer ได้ อย่างละเอียด สำหรับการเปลี่ยนแปลง (transition) จากแบบ n เป็นแบบ p จะเป็นไปอย่าง exponentially<sup>15</sup> ดังรูปที่ 4.21 (ค)

junction เหล่านี้มีสนามไฟฟ้าและมีประจุไฟฟ้า จึงมีสภาพเหมือนกับ capacitor ซึ่งเรียกกันว่า transition capacitance อันอาจเปลี่ยนค่า capacitance ไปตามศักย์ที่ bias<sup>15</sup> และยังมี capacitance effect อีกอย่างหนึ่งคือ storage หรือ diffusion capacitance ซึ่งจะมีความสำคัญมากเมื่อต่อ forward bias และไม่ได้ใช้ในวิทยานิตินธ์เรื่องนี้ จึงไม่ขอกล่าวถึง

ในการพิสูจน์หาสูตรของ transition capacitance ของ abrupt junction อาจทำได้โดยพิจารณาจาก<sup>17</sup> อันแสดงถึงการเปลี่ยนแปลงของความเข้มข้นของสิ่งเจือปนและศักย์คร่อม p-n junction ที่ทำด้วยวิธี alloy- หรือ fused process ซึ่งมีความหนาแน่นของ donor และ acceptor เท่ากับ  $Q_n = eN_d$  และ  $Q_p = eN_a$  และประจุเหล่านี้จะต้องเข้าสมดุลย์หรือประจุมจะต้องเป็นศูนย์

15. Dummer, G.W.A., Granville, J.W.; *ibid.*

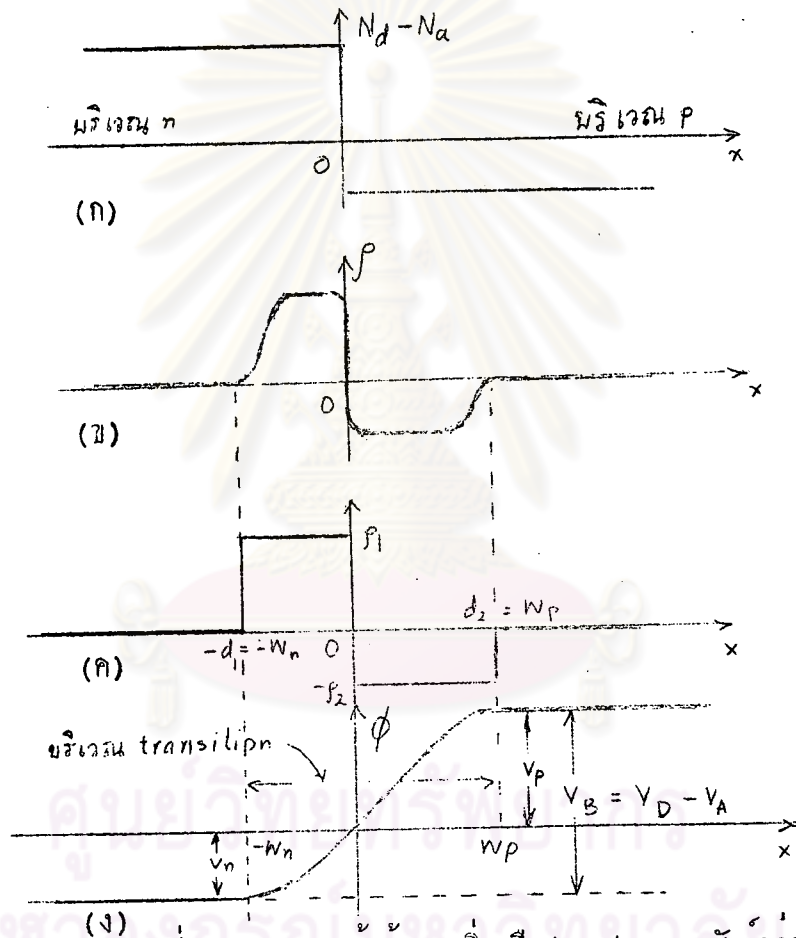
16. Greiner, R.A.; *loc cit* pp.115.

17. Chirlian, P.M., Zemanian, A.H.; "Electronics" McGraw-Hill Book Co. 1961, pp. 105 - 108.

$$w_n Q_n + w_p Q_p = 0 \quad (4.83ก)$$

หรือ  $w_n e N_d + w_p e N_a = 0 \quad (4.83ข)$

เมื่อ  $Q_n$  เป็นประจุของ donor,  $w_n$  เป็นความกว้างของ depletion layer ในบริเวณ n และ  $Q_p$  เป็นประจุของ acceptor,  $w_p$  เป็นความกว้างของ depletion layer ในบริเวณ p



รูปที่ 4.22. การเปลี่ยนแปลงความเข้มข้นของสิ่งเจือปน ประจุและศักย์กรอม abrupt p-n junction แบบอุดมคติ (ก) ความเข้มข้นของสิ่งเจือปน (ข) ความเข้มข้นของประจุ (ค) ความเข้มข้นของประจุอย่างอุดมคติ และ (ง) การเปลี่ยนแปลงของศักย์อิเล็กตรอนอย่างอุดมคติ

ในบริเวณ depletion layer นั้นจำนวนของอิเล็กตรอนและ hole ไม่ควรเปลี่ยนแปลง หรือถ้ามีก็ควรมีอยู่น้อยมากเมื่อเปรียบเทียบกับจำนวนของประจุ donor และ acceptor จึงทิ้งเสียได้



และสามารถเขียนสมการของ Poisson ได้ง่ายลงเหลือเพียงมิติเดียว คือ

$$\frac{d^2V}{dx^2} = -\frac{Q_n}{\epsilon} = -\frac{eN_d}{\epsilon} \quad (4.84)$$

เมื่อ  $V$  เป็นศักย์คร่อม junction เป็นฟังก์ชันกับระยะทาง  $x$ , มีหน่วยเป็นโวลต์  
 $x$  เป็นระยะทางที่วัดจากจุดที่ความเข้มข้นของ donor  $N_d$  เท่ากับความเข้มข้นของ acceptor  
 $N_a$  เข้าไปทางบริเวณ  $p$  มีหน่วยเป็น เมตร  
 $e$  เป็นประจุของอิเล็กตรอนมีหน่วยเป็น กูลอมบ์/เมตร  
 $\epsilon$  เป็นค่าคงที่ไฟฟ้า มีหน่วยเป็น ฟารัด/เมตร

integrating สมการที่ (4.84) จะได้

$$\frac{dV}{dx} = -\frac{eN_dx}{\epsilon} + K \quad (4.85)$$

ที่  $x = -w_n$  สนามไฟฟ้า  $dV/dx = 0$ , ฉะนั้น  $K = -\frac{eN_dw_n}{\epsilon}$  สมการที่ (4.85) จะกลายเป็น

$$\frac{dV}{dx} = -\frac{eN_d}{\epsilon}(x + w_n) \quad (4.86)$$

integrating อีกครั้งหนึ่งและใช้ boundary condition  $V = 0$  ที่  $x = 0$  จะได้

$$V = -\frac{eN_dx}{\epsilon}\left(\frac{x}{2} + w_n\right) \quad (4.87)$$

ความสูงของ potential barrier ในบริเวณ  $n$  จะหาได้โดยแทนค่า  $x = -w_n$  ในสมการ  
 ที่ (4.87) คือ

$$V_n = \frac{eN_dw_n^2}{2\epsilon} \quad (4.88)$$

ในทำนองเดียวกันจะสามารถหาความสูงของ potential barrier ในบริเวณ  $p$  ได้ดังนี้

$$V_p = \frac{eN_aW_p^2}{2\epsilon} \quad (4.89)$$

เพราะฉะนั้นความสูงของ potential barrier ทั้งหมดคือ

$$V_B = V_p + V_n = \frac{e}{2\epsilon}(N_aW_p^2 + N_dW_n^2) \quad (4.90)$$

เมื่อแทนค่าของสมการที่ (4.33) ลงไปในสมการที่ (4.90) จะคำนวณได้ว่า

$$V_B = \frac{e N_A W_p^2}{2\epsilon} \left(1 + \frac{N_0}{N_d}\right) \quad (4.91ก)$$

หรือ

$$V_B = \frac{e N_d W_n^2}{2\epsilon} \left(1 + \frac{N_d}{N_A}\right) \quad (4.91ข)$$

จากสมการที่ (4.91) จะคำนวณได้ว่า

$$W_p = \left[ \frac{2\epsilon V_B}{e N_A (1 + N_A/N_d)} \right]^{\frac{1}{2}} \quad (4.92)$$

และ

$$W_n = \left[ \frac{2\epsilon V_B}{e N_d (1 + N_d/N_A)} \right]^{\frac{1}{2}} \quad (4.93)$$

ประจุ  $Q$  ทางด้านใดด้านหนึ่งอาจหาได้จาก  $W_n Q_n$  หรือ  $W_p Q_p$  เพราะฉะนั้น

$$Q = W_n Q_n = W_n e N_d = \left[ \frac{2\epsilon N_d V_B}{(1 + N_d/N_A)} \right]^{\frac{1}{2}} \quad (4.94)$$

จากสูตรของ capacitance  $C = dQ/dV$  จะหา transition capacitance ได้ดังนี้

$$C_T = \frac{dQ}{dV_B} = \left[ \frac{\epsilon e N_d N_A}{2(N_d + N_A)} \right]^{\frac{1}{2}} V_B^{-\frac{1}{2}} \quad (4.95ก)$$

หรือ

$$C_T = K_1 V_B^{-\frac{1}{2}} \quad \text{ฟารัด/ตร. ม.} \quad (4.95ข)$$

เมื่อ

$$K_1 = \left[ \frac{\epsilon e N_d N_A}{2(N_d + N_A)} \right]^{\frac{1}{2}}$$

สิ่งที่น่าสังเกตจากสมการที่ (4.95ข) คือ barrier voltage  $V_B = V_D - V_A$  <sup>18</sup> เมื่อ  $V_A$  เป็น built-in voltage อันเป็นศักย์ของ junction ของไม่มีกระแสไหล และ  $V_A$  เป็น applied voltage ที่ต่อกับ junction ซึ่งจะมีค่าเป็นบวกเมื่อต่อ forward bias จะนั้นในขณะ reverse bias ศักย์  $V_A$  จะเป็นลบจึงไปรวมกับศักย์  $V_D$  ทำให้ศักย์ของ barrier  $V_B$  สูงขึ้น และทำให้ค่า capacitance  $C_T$  ลดลง ถ้าหากต่อ forward bias,  $V_A > V_D$  ศักย์ของ barrier จะต่ำลงทำให้ capacitance  $C_T$  สูงขึ้น แต่ก็ไม่มากเกินไป เพราะจะเปลี่ยนเป็น diffusion capacitance ถ้าหากเปลี่ยนค่า barrier voltage จะได้อธิบายไว้ในกรณีเปลี่ยนค่า capacitance

18. Dewitt, D., Rossoff, A.L.; "Transistor electronics" McGraw-Hill Book Co. 1957, pp.69.

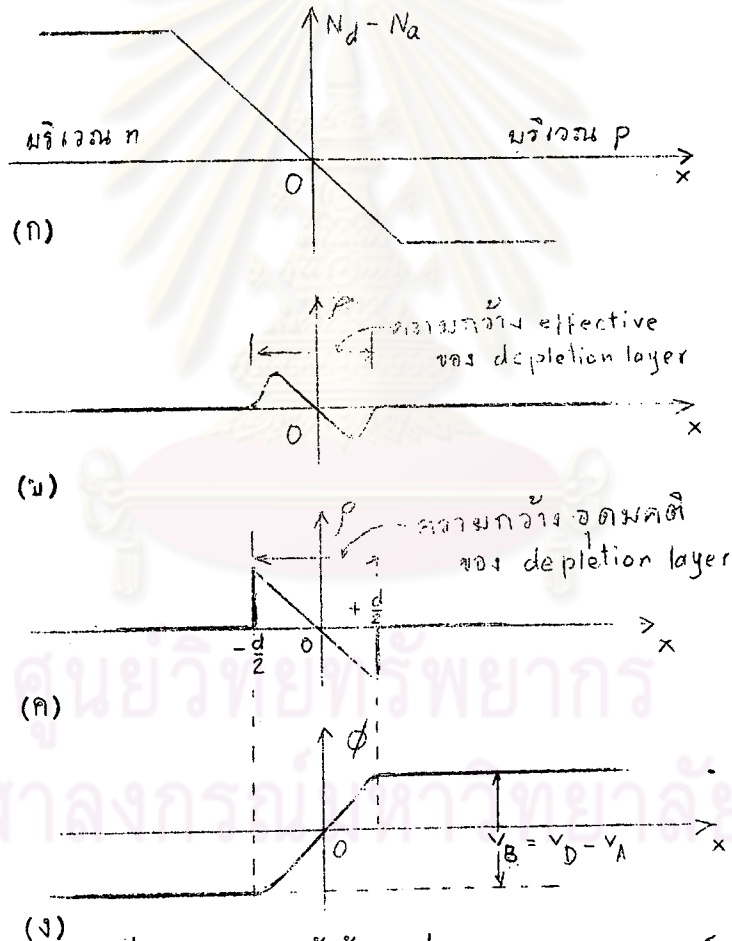
ต่อการเปลี่ยนแปลงของศักย์ต่อค่า capacitance

$$S = - \left( \frac{dC}{dV} \right) / C \tag{4.96}$$

โดยแทนค่าของสมการที่ (4.95) ลงในสมการที่ (4.96) จะได้

$$S = - \left[ -\frac{1}{2} K_1 V_B^{-\frac{3}{2}} \right] / K_1 V_B^{-\frac{1}{2}} = \frac{1}{2} V_B^{-\frac{1}{2}} \tag{4.97}$$

สำหรับกรณี graded junction<sup>19</sup> จะหาได้โดยพิจารณาจากรูปที่ 4.23 ซึ่งแสดงการเปลี่ยนแปลงความเข้มข้นของสิ่งเจือปน ประจุและศักย์คร่อม p-n junction ที่ทำด้วยวิธี grow process



รูปที่ 4.23. การเปลี่ยนแปลงความเข้มข้นของสิ่งเจือปน ประจุและศักย์คร่อม graded p-n junction (ก) ความเข้มข้นของสิ่งเจือปน (ข) ความเข้มข้นของประจุ (ค) ความเข้มข้นของประจุอย่างอุดมคติ (ง) การเปลี่ยนแปลงของศักย์อิเล็กทรอนิกส์

19. Chirlian, P.M., Zemanian, A.H.; loc cit, pp. 101 - 105.

ในกรณี graded junction นี้ ความเข้มข้นของสิ่งเจือปนจะเป็นสัดส่วนโดยตรงกับระยะทาง คือ

$$N_d - N_a = -sx \quad (4.98)$$

โดยที่  $s$  เป็นความชันของเส้นตรงแสดงการเปลี่ยนแปลง  $N_d - N_a$  ต่อระยะทาง  $x$  เพราะฉะนั้น การเรียงตัวของประจุ  $\rho$  ดังรูปที่ 4.23(ค) อาจเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

$$\begin{aligned} \rho &= -esx & (-\frac{d}{2} < x < \frac{d}{2}) \\ \rho &= 0 & |x| > \frac{d}{2} \end{aligned} \quad (4.99)$$

และประจุรวมทางก้านใดก้านหนึ่งจะหาได้จาก

$$Q = \int_0^{\frac{d}{2}} \rho dx = - \int_0^{\frac{d}{2}} esx dx = - \left. \frac{esx^2}{2} \right|_0^{\frac{d}{2}} = - \frac{esd^2}{8} \quad (4.100)$$

ในที่นี้เราสมมติว่า ศักย์  $v$  ที่ป้อนให้แก่ junction จะทำให้ depletion layer ที่มีความกว้าง  $d$  นั้นยังอยู่ภายในบริเวณเส้นตรงของการเปลี่ยนแปลงของสิ่งเจือปน ฉะนั้นสามารถเขียนสมการของ Poisson ที่เพียงหนึ่งมิติได้ว่า

$$\frac{d^2v}{dx^2} = - \frac{\rho}{\epsilon} = + \frac{esx}{\epsilon} \quad (4.101)$$

integrating จะได้

$$\frac{dv}{dx} = + \frac{esx^2}{2\epsilon} + K \quad (4.102)$$

ที่  $x = -d/2$  สนามไฟฟ้า  $dv/dx = 0$  ฉะนั้น  $K = - \frac{esd^2}{8\epsilon}$  และสมการที่ (4.102) จะกลายเป็น

$$\frac{dv}{dx} = \frac{es}{2\epsilon} \left( x^2 - \frac{d^2}{4} \right) \quad (4.103)$$

integrating อีกครั้งหนึ่งและใช้ boundary condition ที่  $x = -d/2$ ,  $v = 0$  จะได้

$$v = \frac{esx}{2\epsilon} \left( \frac{x^2}{3} - \frac{d^2}{4} \right) \quad (4.104)$$

ความสูงของ potential barrier ทางก้าน  $n$  จะทำได้ โดยแทนค่า  $x = -d/2$  ในสมการ-

ที่ (4.104) จะได้

$$V_n = \frac{esd^3}{24\epsilon} \quad (4.105)$$

ในทำนองเดียวกันจะสามารถหา potential barrier ของด้าน p ได้เท่ากับ

$$V_p = \frac{esd^3}{24\epsilon} \quad (4.106)$$

เพราะฉะนั้นความสูงของ potential barrier ทั้งหมด

$$V_B = V_n + V_p = \frac{esd^3}{12\epsilon} \quad (4.107)$$

แทนค่าของ  $d$  จากสมการที่ (4.107) ลงในสมการที่ (4.100) จะได้

$$Q = - \left[ \frac{qese^2}{32} \right]^{\frac{1}{3}} V_B^{\frac{2}{3}} \quad (4.108)$$

ฉะนั้น transition capacitance

$$C_T = \frac{dQ}{dV_B} = \left[ \frac{qese^2}{32} \right]^{\frac{1}{3}} \cdot \frac{2}{3} V_B^{-\frac{1}{3}} = \left( \frac{ese^2}{12} \right)^{\frac{1}{3}} V_B^{-\frac{1}{3}} \text{ ฟารัด/ตร.ม.} \quad (4.109ก)$$

หรือ 
$$C_T = K_2 V_B^{-\frac{1}{3}} \quad (4.109ข)$$

เมื่อ 
$$K_2 = \left( \frac{ese^2}{12} \right)^{\frac{1}{3}}$$

เมื่อเปลี่ยนค่า barrier voltage จะได้ความไวในการเปลี่ยนค่า capacitance ดังนี้

$$S = - \left( \frac{dC}{dV} \right) / C = - \left( -\frac{1}{3} K_2 V_B^{-\frac{4}{3}} \right) / K_2 V_B^{-\frac{1}{3}} = \frac{1}{3} V_B^{-1} \quad (3.110)$$

จากสมการที่ (4.97) และ (4.110) แสดงให้เห็นว่าเมื่อเปลี่ยนค่า barrier voltage ไป ค่าความไวของ capacitance จะเปลี่ยนไปตามรัศมีโดยไม่ขึ้นกับพื้นที่หน้าตัด

ฉะนั้นถ้าหากนำเอา semiconductor diode มาทำเป็น variable capacitance อาจได้ประโยชน์แปลกออกไป

เราอาจเขียนวงจรสมมูลของ semiconductor diode ได้ดังรูปที่ 4.23 โดย  $C_T$  เป็น transition capacitance และ  $R_L$  เป็น leakage resistance อันเกิดขึ้นจาก leakage current <sup>20</sup>

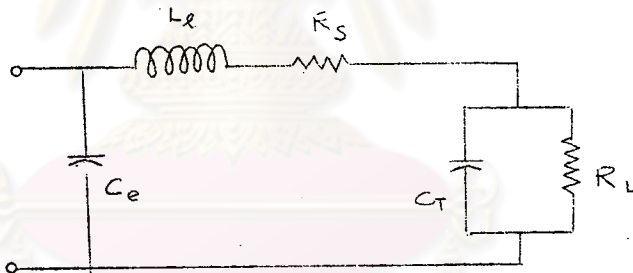
$$I_L = e \left( \frac{D_p p_{no}}{L_p} + \frac{D_n n_{po}}{L_n} \right) \left( \exp \frac{eV}{kT} - 1 \right) \quad (4.111)$$

เมื่อ  $D_p, D_n$  เป็น diffusion constant ในบริเวณ p และ n ตามลำดับ

$L_p, L_n$  เป็น diffusion length ในบริเวณ p และ n ตามลำดับ

และ  $p_{no}, n_{po}$  เป็นความหนาแน่นของ hole และอิเล็กตรอนเมื่อเข้าสมดุลตามปกติในบริเวณ n และ p ตามลำดับ

ถ้าหากนำ semiconductor diode มาทำงานจร resonant ควรเลือกกระแส leakage ให้น้อยเพื่อที่จะช่วยเพิ่มค่า Q factor ฉะนั้น semiconductor diode ที่เหมาะควรทำจากซิลิกอน ถ้าหากลอง differentiate สมการที่ (4.111) จะเห็นว่า leakage current จะลดลงต่อศักย์ หรือความต้านทาน R จะสูงขึ้นตามศักย์ ฉะนั้นถ้าใช้งานในย่านความถี่ต่ำควร bias ไว้ด้วยศักย์สูง แต่เมื่ออยู่ในย่านความถี่สูง ความต้านทานของกอนสารจะมีความสำคัญมากขึ้น จึงควร bias ที่ศักย์ต่ำ



รูปที่ 4.24. วงจรสมมูลของ semiconductor diode

นอกจากนี้ในรูปที่ 4.24 ยังมี  $R_s$  เป็นความต้านทานของกอนสารที่ใช้ทำ diode รวมกับความต้านทานของสาย lead ซึ่งขึ้นกับความถี่ และ  $L_l, C_l$  เป็น inductance และ capacitance ของสาย lead ตามลำดับ ทั้งสองสิ่งนี้เมื่อทำงานในย่านความถี่สูงจะมีความสำคัญมาก ค่า Q factor ของรูปที่ 4.24 อาจคำนวณหาได้จากสูตร <sup>21</sup>

$$Q(V, f) = \frac{1}{2\pi f R_s(f) C(V)} \quad (4.112)$$

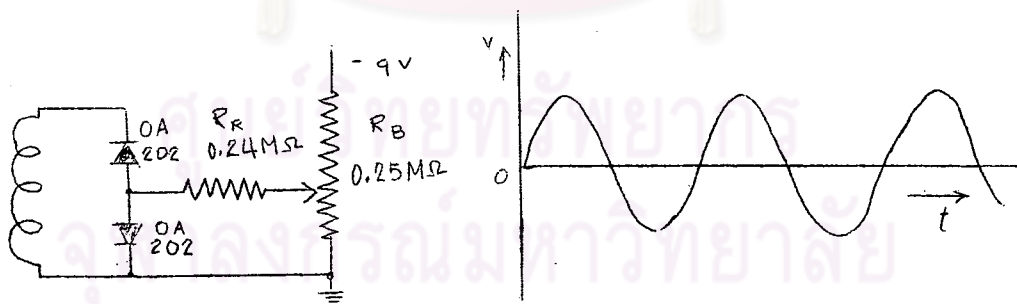
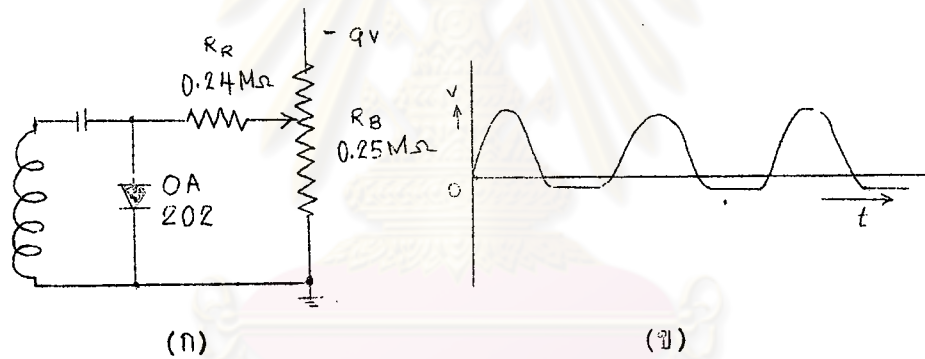
21. Gibbons, L.H., Lamorte, M.F., and Widmer A.E.; "High-Cutoff-Frequency GaAs Diffused-Junction Varactor Diodes" RCA Review Vol.24, No.2 June 1963, pp.202.



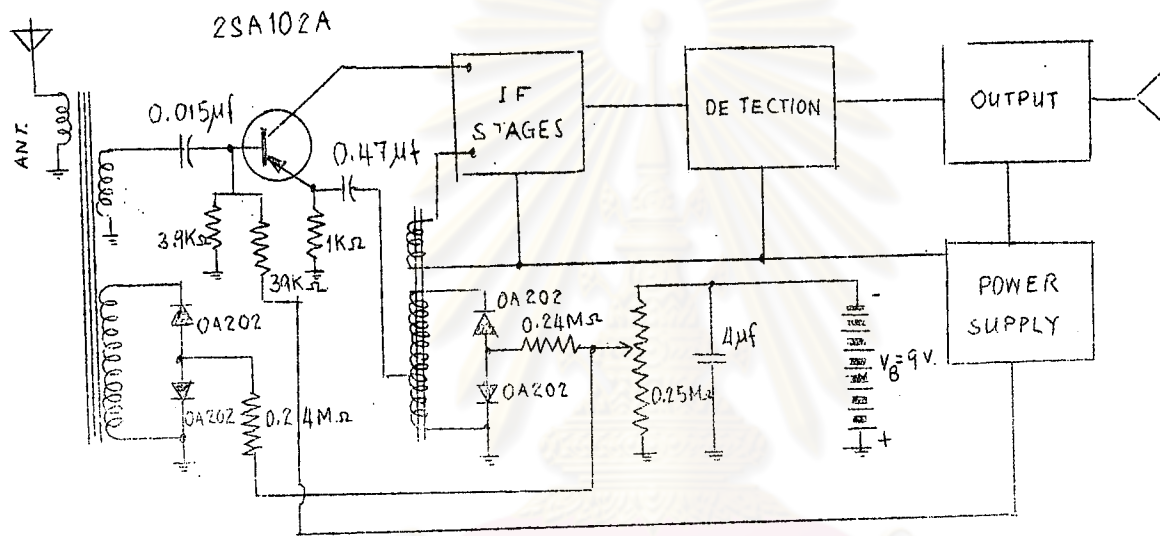
เมื่อให้  $Q = 1$  จะได้ cutoff frequency ที่ bias point

$$f_{co}(V, f) = \frac{1}{2\pi R_s(f)C(V)} \quad (4.113)$$

ในการทดลองโคตอจรงดังรูปที่ 4.25(ก) และ (ค) เพื่อทำเป็นวงจร resonant สำหรับความต้านทาน  $R_R$  ใ้ไว้เพื่อป้องกัน reverse voltage breakdown และ  $R_B$  เป็น potentiometer ใช้เปลี่ยนค่า voltage bias เมื่อใช้ cathode-ray oscilloscope ตรวจดู waveform จะได้ดังรูปที่ 4.25 (ข) และ (ง) ตามลำดับ จะเห็นได้ว่จรงที่ใช้ diode สองตัว ตามรูปที่ 4.25(ค) อาจเป็นวงจร resonant ที่ใช้ได้ ฉะนั้นจึงใ้นำเอาวงจรนี้เข้าเป็นวงจร tune ในวงจร autodyne ซึ่งเป็นวงจร converter ในเครื่องรับวิทยุทรานซิสเตอร์ ดังรูปที่ 4.26



- รูปที่ 4.25. (ก) วงจร resonant ที่ใช้ silicon diode 1 ตัว
- (ข) รูป waveform ที่ได้จากรูป (ก)
- (ค) วงจร resonant ที่ใช้ silicon diode 2 ตัว
- (ง) รูป waveform ที่ได้จากรูป (ค)



รูปที่ 4.26. วงจร Autodyne ที่ใช้ silicon diode  
เป็น Variable Capacitor

ผลที่ได้รับจากการทดลองปรากฏว่า สามารถปรับคลื่นวิทยุขนาดประมาณ 1500 kc ได้ เมื่อ  
 ดองเปลี่ยนสถานีด้วยการเปลี่ยนค่า voltage bias โดยหมุน potentiometer  $R_B$  ปรากฏว่าปรับ  
 สถานีใกล้เคียงได้เพียงสองสามสถานี ทั้งนี้เพราะว่า capacitance ของ semiconductor diode  
 เบอร์ OA 202 มีค่า  $C_D$  ประมาณ 10 ถึง 25 pf ค่านี้อาจไม่เหมาะสมกับค่า inductance -  
 จึงควรออกแบบ coil เสียใหม่ หรือไม่ก็เลือก semiconductor diode พวกเบอร์ต่างๆตาม -  
 ตารางที่ 4.4 <sup>22</sup> อย่างไรก็ตามผลการทดลองนี้ได้แสดงว่า อาจนำเอา semiconductor diode  
 เข้ามาแทน variable capacitor ได้ และอาจเปลี่ยนเทคนิคการ tune เสียใหม่ด้วย  
 ทั้งนี้ยอมเป็นช่องทางให้วงจรแบบแปลกๆเกิดขึ้นได้อีก

ตารางที่ 4.4

semiconductor diode ที่เหมาะจะใช้งานการเปลี่ยนค่า capacitance

แบบ	ZD 533	DD 511	ZD 033	DD 001
Junction Capacitance (-1 v) (pf)	3750	550	1250	84
Min. Junction Cap. (pf)	915	73	300	12
Max. Reverse bias (V)	30	154	30	100

22. Registrar, J.; "Silicon Junction Diodes as Variable Capacitors"

Electronic Engineering, Vol.33, No. 406, December 1961, pp.785.