บทที่ 2

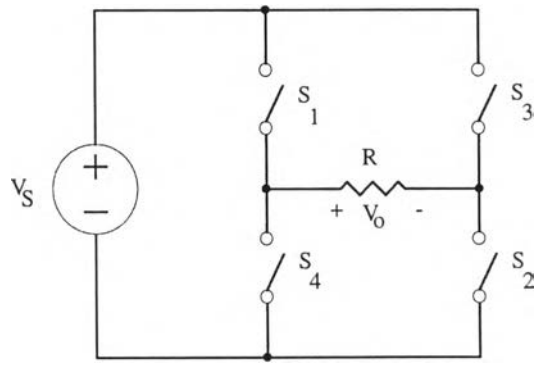
วงจรขยายเสียงแบบวิธีสวิตช์

2.1 บทนำ

วงจรขยายเสียงแบบวิธีสวิตช์ อาศัยหลักการเดียวกับวงจรแปลงผันแบบสวิตช์ชิง เพียงแต่วงจรขยายเสียงแบบวิธีสวิตช์สามารถใช้ขยายสัญญาณที่แปรตามเวลาได้ เช่น สัญญาณเสียง สัญญาณไซน์ โดยจุดเด่นวงจรขยายเสียงแบบวิธีสวิตช์เมื่อเทียบกับวงจรขยายแบบเชิงเส้นทั่วไป ก็คือการให้ประสิทธิภาพสูงกว่ามาก เพราะการทำงานของสวิตช์มีเพียงสองสภาวะ คือ สภาวะนำกระแส ซึ่งให้แรงดันตกคร่อมอุปกรณ์มีค่าต่ำมาก จนประมาณว่าเป็นศูนย์โวลต์และการทำงานในสภาวะหยุดนำกระแสที่กระแสไหลผ่านอุปกรณ์ต่ำมากจนประมาณว่าเป็นศูนย์เช่นกัน เป็นผลให้กำลังสูญเสียในค่าอุปกรณ์ต่ำมากส่งผลให้ประสิทธิภาพของวงจรสูง

2.2 หลักการทำงานวงจรขยายเสียงแบบวิธีสวิตช์

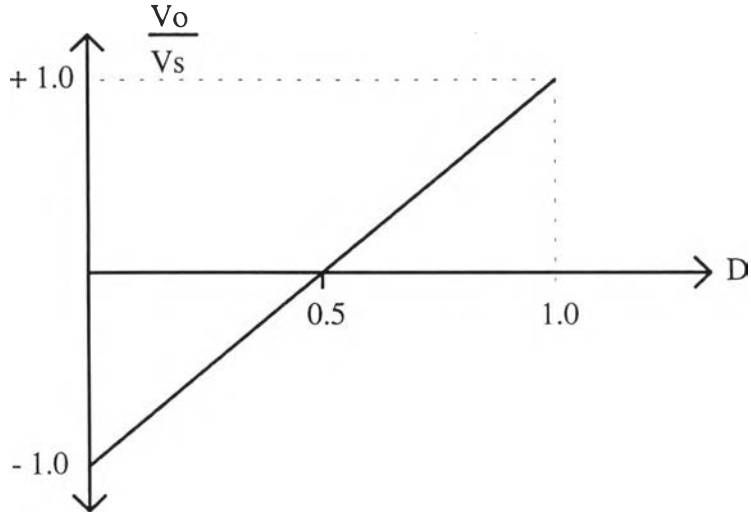
ความแตกต่างระหว่างวงจรขยายเสียงแบบวิธีสวิตช์กับแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตช์ชิง ก็คือ วงจรขยายเสียงแบบวิธีสวิตช์ต้องสามารถให้เอาต์พุทได้ทั้งสองทิศทาง (บวกและลบ) วงจรทำงานเหมือนอินเวอร์เตอร์ วงจรอินเวอร์เตอร์ที่ใช้มักเป็นวงจรกึ่งบริดจ์หรือวงจรบริดจ์ สำหรับในที่นี้เราใช้วงจรบริดจ์ซึ่งแสดงดังรูปที่ 2.1



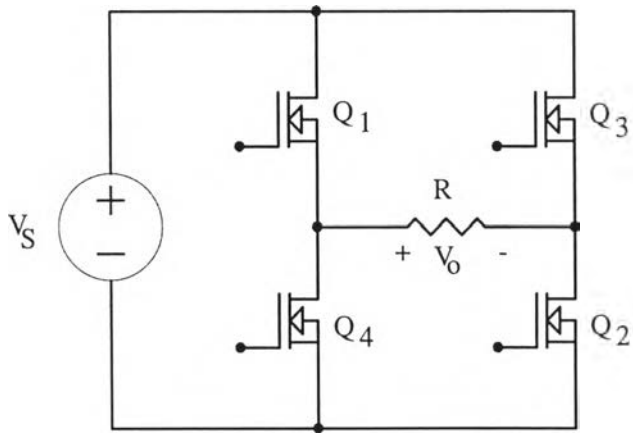
รูปที่ 2.1 แสดงวงจรอินเวอร์เตอร์แบบบริดจ์

อัตราแปลงผันแรงดันในรูปที่ 2.1 $M = V_0 / V_S$ ขึ้นอยู่กับ วัฏจักรงาน D ดังนี้ $M = 2D-1$ กราฟของ M แสดงในรูปที่ 2.2 อัตราแปลงผันเป็นเชิงเส้น ถ้า D มากกว่า 0.5 แรงดันเอาต์พุตจะเป็นบวก ถ้า D น้อยกว่า 0.5 จะให้แรงดันเอาต์พุตเป็นลบ ดังนั้นวงจรจะให้แรงดันเอาต์พุตทั้งบวกและลบ เมื่อแทนสวิตช์ S1,S2 S3,และ S4 ด้วย MOSFET จะได้วงจรในรูปที่ 2.3

หอสมุดกลาง สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

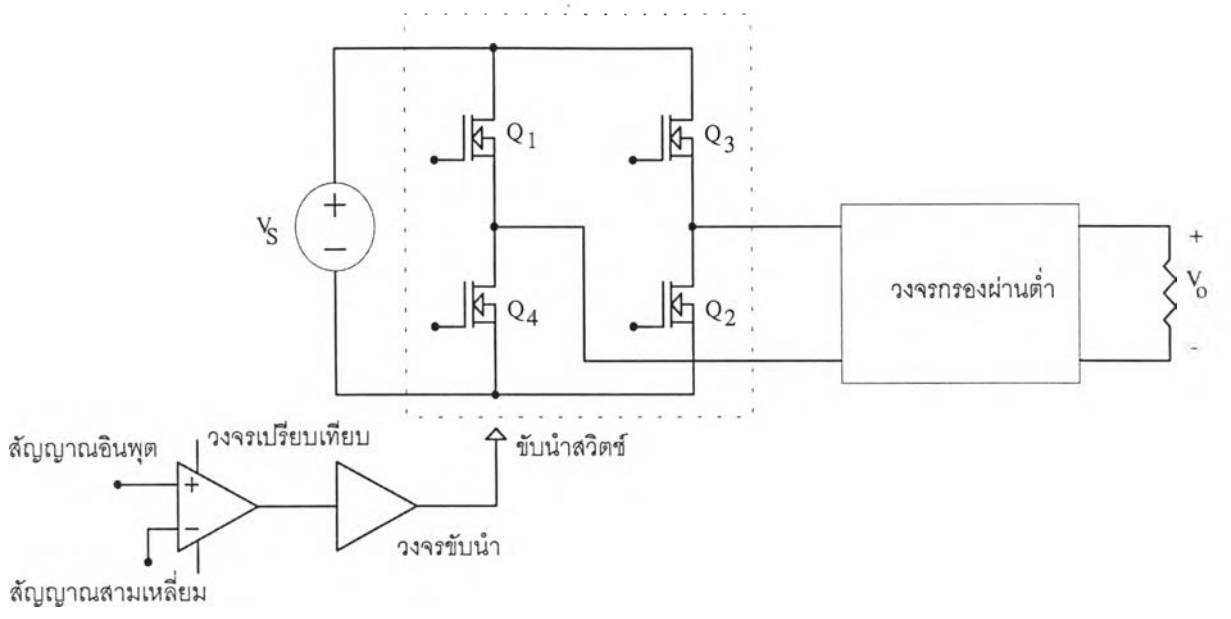


รูปที่ 2.2 อัตราแปลงผันที่เป็นเชิงเส้นของวงจร ในรูปที่ 2.1



รูปที่ 2.3 แสดงวงจรในรูปที่ 2.1 เมื่อแทนสวิตช์ S ด้วย MOSFET

วงจรขยายเสียงแบบวิธีสวิตช์จะให้แรงดันเอาต์พุตที่เปลี่ยนแปลงอย่างเป็นสัดส่วนกับสัญญาณอินพุตโดยการควบคุมวัฏจักรงานโดยใช้วงจรขยายสัญญาณแบบวงรอบเปิด ดังรูปที่ 2.4



รูปที่ 2.4 แสดงวงจรขยายเสียงแบบวิธีสวิตช์แบบวงจรบริดจ์วงรอบเปิด

วงจรขยายเสียงแบบวิธีสวิตช์ ในรูปที่ 2.4 ทำงานด้วยความถี่การสวิตช์ $f_s = 1/T_s$ โดยที่วงจรขยายเสียงแบบวิธีสวิตช์รับสัญญาณอินพุตที่เปลี่ยนแปลงตามเวลา (สัญญาณเสียง) เมื่อสัญญาณอินพุตเป็นบวก วงจรเปรียบเทียบจะสร้างพัลส์ที่มีวัฏจักรงาน D มากกว่า 0.5 ทำให้เอาต์พุตเป็นบวก แต่ถ้า D น้อยกว่า 0.5 วงจรจะให้เอาต์พุตเป็นลบ การเปรียบเทียบของสัญญาณอินพุตความถี่ต่ำกับสัญญาณสามเหลี่ยมความถี่สูง จะเกิดสัญญาณมอดูเลต ความกว้างพัลส์ (PWM) ซึ่งเมื่อผ่านวงจรกรองแล้วจะให้สัญญาณด้านออกเหมือนสัญญาณอินพุตแต่มีกำลังสูงกว่า ดังนี้

ถ้าสัญญาณอินพุตเป็นไซน์ $V_r = V_{rm}\sin\omega_a t$ วัฏจักรงาน d จะเท่ากับ $0.5+(V_{rm} / 2V_p)\sin\omega_a t$ โดยที่ V_p คือ ค่ายอดของสัญญาณสามเหลี่ยม V_T ดังนั้น $V_0 = (2d-1)V_S = (V_S V_{rm} / V_p)\sin\omega_a t$ หมายความอัตราขยาย V_0 / V_r เท่ากับ เท่ากับ V_S / V_P แสดงว่าวงจรขยายมีลักษณะเชิงเส้น

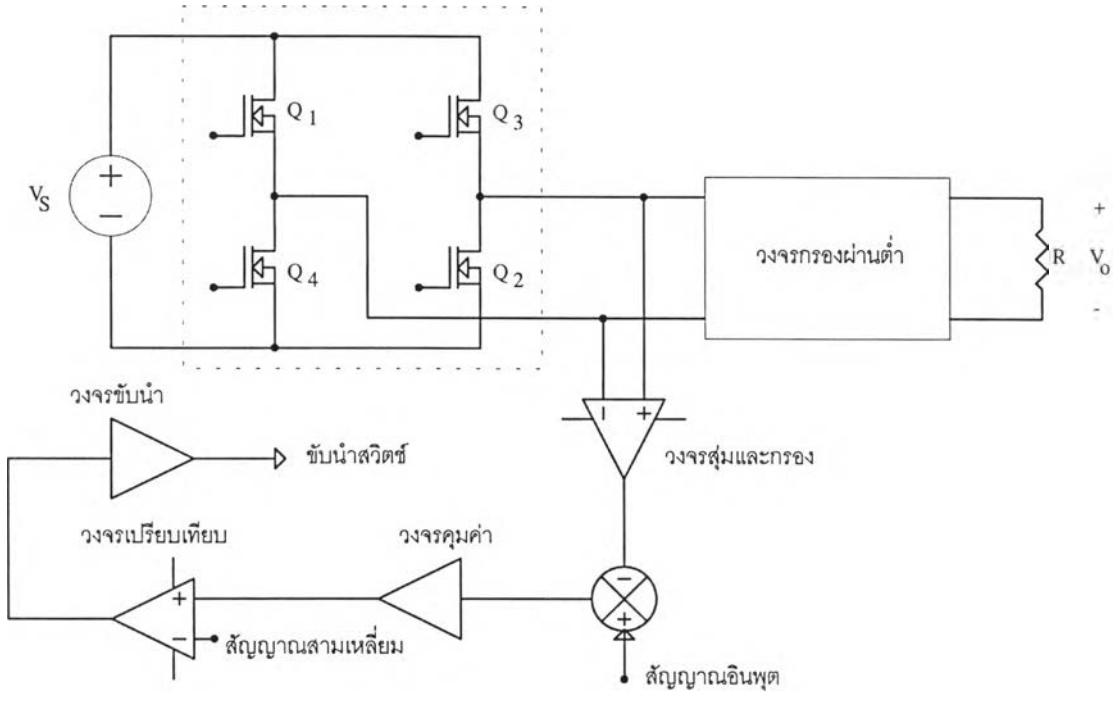
การเปรียบเทียบวงจรขยายเสียงแบบวิธีสวิตช์ (Switchmode Amplifier) กับวงจรขยายเชิงเส้นคือ

1 ประสิทธิภาพ

ในแง่ของประสิทธิภาพ วงจรขยายเสียงแบบวิธีสวิตช์ให้ประสิทธิภาพสูงกว่าวงจรขยายเชิงเส้นมาก

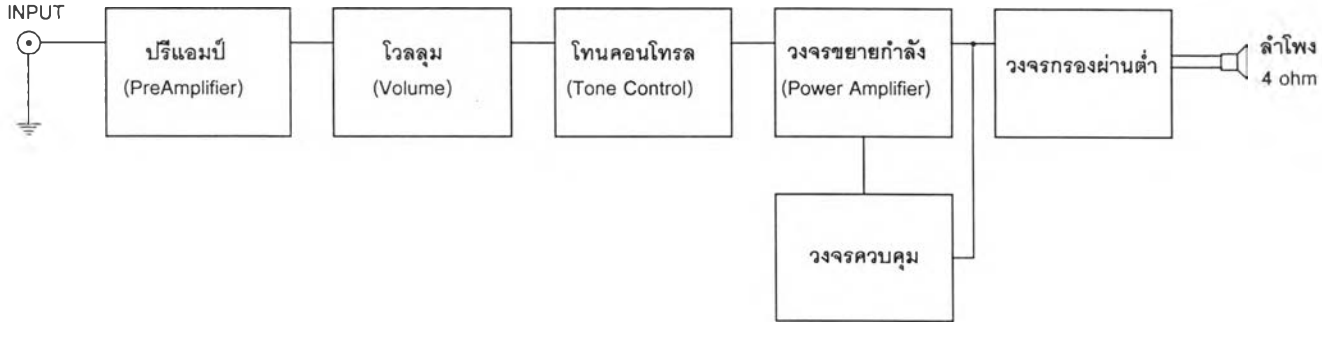
2. ความเพี้ยน

ในวงจรขยายเสียงแบบวิธีสวิตช์จะมีความเพี้ยนมากกว่าวงจรขยายเชิงเส้น เพื่อลดความเพี้ยนที่เกิดขึ้นจะใช้การป้อนกลับแบบลบเข้ามาแสดงในรูปที่ 2.5



รูปที่ 2.5 แสดงการป้อนกลับในวงจรขยายเสียงแบบวิธีสวิตช์แบบวงจรบริดจ์

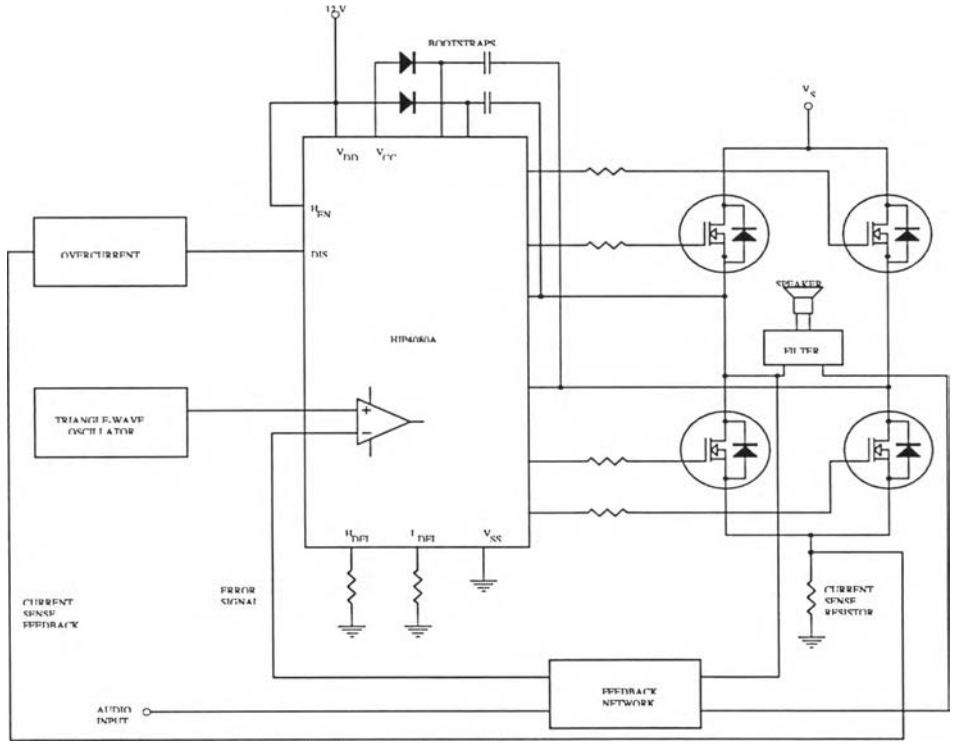
2.3 <u>ส่วนประกอบภาคต่าง ๆ ของวงจรขยายแบบวิธีสวิตช์</u>



รูปที่ 2.6 แสดงส่วนประกอบภาคต่างๆของวงจรขยายแบบวิธีสวิตช์

2.3.1. ภาควงจรขยายกำลัง(Power Amplifier)

งานวิจัยวงจรขยายเสียงแบบวิธีสวิตช์นี้ ใช้วงจรอินเวอร์เตอร์แบบบริดจ์ทำงานแบบ PWM ใช้มอสเฟต แบบ N- channel 4 ตัว เป็นสวิตช์ในวงจรอินเวอร์เตอร์ สำหรับการขับนำสวิตช์ใช้ IC เบอร์ HIP4080 ของ Harris ดังรูปที่ 2.7 ซึ่งทำให้ภาคขับนำมีขนาดเล็กลง



รูปที่ 2.7 แสดงวงจรขยายเสียงแบบวิธีสวิตช์ขับวงจรอินเวอร์เตอร์แบบบริดจ์โดยใช้ IC HIP4080

รูปที่ 2.7 แสดงให้เห็นวงจรขยายเสียงแบบวิธีสวิตช์ วงจรอินเวอร์เตอร์ ใช้แบบบริดจ์ เพราะใช้แหล่งจ่ายไฟเพียงชุดเดียวคือ V_S และกราวด์ดังรูป ถ้าเป็นวงจรอินเวอร์เตอร์แบบกึ่งบริดจ์ต้องใช้แหล่งจ่ายไฟ 2 ชุด คือไฟบวกลบและกราวด์ หรือใช้ตัวเก็บประจุแบ่งแรงดันก็ได้

ในการเลือกมอสเฟตขึ้นกับเงื่อนไขดังต่อไปนี้คือ แรงดันสูงสุดและกระแสที่ต้องการ ช่วงเวลาของกระแสไหลย้อนกลับของไดโอด การสูญเสียในสถานะนำกระแส โดยที่แรงดันและกระแสสูงสุดสามารถกำหนดจากอัตราที่มอสเฟตทนได้

เราสามารถคำนวณค่าแรงดันและกระแสสูงสุดได้จากสมการ

$$V_{peak} = \sqrt{2.P_{out}.R_{load}} \quad (2.1)$$

$$I_{peak} = \frac{V_{peak}}{R_{load}} \quad (2.2)$$

โดยที่ V_{peak}, I_{peak} คือ ค่ายอดของแรงดันด้านออกและกระแสด้านออกตามลำดับ

R_{load} คือ ความด้านทานของโหลด

P_{out} คือ กำลังด้านออก

<u>การออกแบบ</u> วงจรขยายเสียงแบบวิธีสวิตช์ที่สามารถจ่ายกำลังได้ 120 W แก่โหลด 4 โอห์ม ทำการขยายเสียงในย่านความถี่เสียง 20 Hz ถึง 10 kHz.

แทนค่าลงในสมการที่ 2.1 และ 2.2 ตามลำดับ

$$V_{peak} = \sqrt{2.P_{out}.R_{load}}$$

$$= 31 \text{ V}$$

$$I_{peak} = \frac{V_{peak}}{R_{load}}$$

$$= 7.75 \text{ A}$$

จากการคำนวณได้ Vpeak = 31 V และ Ipeak = 7.75 A เพราะฉะนั้นมอสเฟสที่เลือกควรมีค่าแรงดันทลาย BV_{DS} มากกว่า 60 V (ควรเผื่อไว้ 1.5 เท่า) และอัตราทนกระแสมากกว่า 15.5 A (ควรเผื่อไว้ 2 เท่า)

อีกส่วนหนึ่งที่ต้องนำมาพิจารณาในการเลือกมอสเฟสคือค่า $R_{DS(ON)}$ (ค่าความต้านทานระหว่างเดรนกับซอร์ส) เพราะเป็นส่วนสำคัญในด้านประสิทธิภาพของวงจรขยายเสียง ในงานวิจัยนี้เลือกมอสเฟสเบอร์ IRF640 ซึ่งมีค่าแรงดันทลาย BV_{DS} = 200 V ทนกระแส 18 A ค่า $R_{DS(ON)}$ มีค่าเท่ากับ 0.154 โอห์ม เราสามารถคำนวณประสิทธิภาพของวงจรขยายเสียงที่ลดลงเพราะค่า $R_{DS(ON)}$ ได้โดย

$$\Delta\eta = \frac{2.R_{DS(ON))}}{R_{load}} \qquad \text{(สำหรับวงจรบริดจ์)} \qquad (2.3)$$

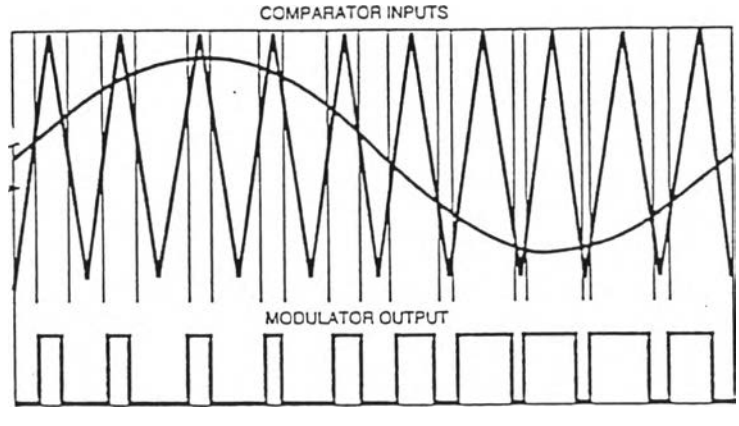
แทนค่าลงในสมการ 2.3

$$\Delta\eta = \frac{2.R_{DS(ON))}}{R_{load}} = 0.077$$

ถ้าใช้มอสเฟดเบอร์ IRF 640 ต่อตามลักษณะของวงจรบริดจ์ จะทำให้ ประสิทธิภาพลดลง 7.7 % จากค่าในอุดมคติ

ภายในตัว IC เบอร์ HIP4080 จะทำหน้าที่กำเนิดสัญญาณ PWM ซึ่งส่งไปขับนำสวิตช์ โดยสัญญาณ PWM ที่ได้จะมีลักษณะเป็นพัลส์ที่มีความกว้างของสัญญาณเปลี่ยนไปเป็นสัดส่วนตามขนาดของสัญญาณอินพุต

โดยเมื่อระดับสัญญาณอินพุตเป็นบวก พัลส์จะแคบ และเมื่อระดับสัญญาณอินพุตเป็นลบ พัลส์จะกว้าง ดังแสดงในรูปที่ 2.8



รูปที่ 2.8 แสดงลักษณะของสัญญาณ PWM

จากรูปจะเห็นว่า เมื่อสัญญาณอินพุตเพิ่มขึ้นและลดลง จะทำให้ความกว้างของพัลส์เพิ่มขึ้นและลดลงด้วย โดยเป็นสัดส่วนตรงกับสัญญาณอินพุต

สัญญาณสามเหลี่ยม ควรจะมีความถี่มากกว่าสัญญาณอินพุตอย่างน้อยสิบเท่า สำหรับงานวิจัยนี้ ความถี่ของสัญญาณสามเหลี่ยมมีค่าเท่ากับ 250 kHz. แรงดันค่ายอดถึงยอดของสามเหลี่ยม V_{p-p} เท่ากับ 4.4 V.

2.3.2 ภาคปรีแอมป์ (Pre Amplifier)

ปรีแอมป์จะทำหน้าที่รับสัญญาณอินพุตที่ป้อนเข้ามาแล้วขยายให้มีแอมพลิจูดสูงขึ้นจากเดิม แบบไม่ผิดเพี้ยน

2.3.3 ภาคโวลลุม (Volume)

โวลลุม ทำหน้าที่เพิ่มหรือลด อัตราขยายของสัญญาณเสียงก่อนที่จะส่งต่อไปยังภาคขยายกำลัง

2.3.4 ภาคโทน คอนโทรล (Tone Control)

ภาคโทน คอนโทรล ทำหน้าที่เพิ่มหรือลดอัตราขยายของสัญญาณเสียงบางความถี่ โทนคอนโทรลสามารถเลือกลักษณะสมบัติการขยายความถี่เสียง ของเครื่องขยายเสียง โดยให้อัตราเพิ่มขึ้นหรือลดลงที่ความถี่ต่ำหรือสูงได้ตามความพอใจของผู้ฟัง โดยปรับแต่งปุ่มปรับที่อยู่ด้าน-หน้าของเครื่องขยายเสียง เครื่องขยายเสียงโดยทั่วไปจะมีปุ่มปรับโทน คอนโทรลอยู่ 2 ปุ่ม คือปรับเสียงทุ้ม (BASS) และปรับเสียงแหลม(TREBLE) ในเครื่องขยายเสียงบางรุ่นอาจเพิ่มปุ่มปรับเสียงกลาง (MID) เข้าไปด้วย

ปุ่มปรับเสียงทุ้ม (BASS) ทำหน้าที่เพิ่มหรือลดสัญญาณเสียงย่านความถี่ต่ำประมาณ 20Hz. - 500Hz. ให้ออกเอาต์พุตมากหรือน้อย

ปุ่มปรับเสียงกลาง (MID) ทำหน้าที่เพิ่มหรือลดสัญญาณเสียงย่านความถี่ปานกลางประมาณ 200Hz. - 5kHz. ให้ออกเอาต์พุตมากหรือน้อย

ปุ่มปรับเสียงแหลม (TREBLE) ทำหน้าที่เพิ่มหรือลดสัญญาณเสียงย่านความถี่สูงประมาณ 2kHz. - 20kHz. ให้ออกเอาต์พุตมากหรือน้อย

วงจรโทนคอนโทรลสามารถแบ่งได้ 2 แบบใหญ่ ๆ คือ

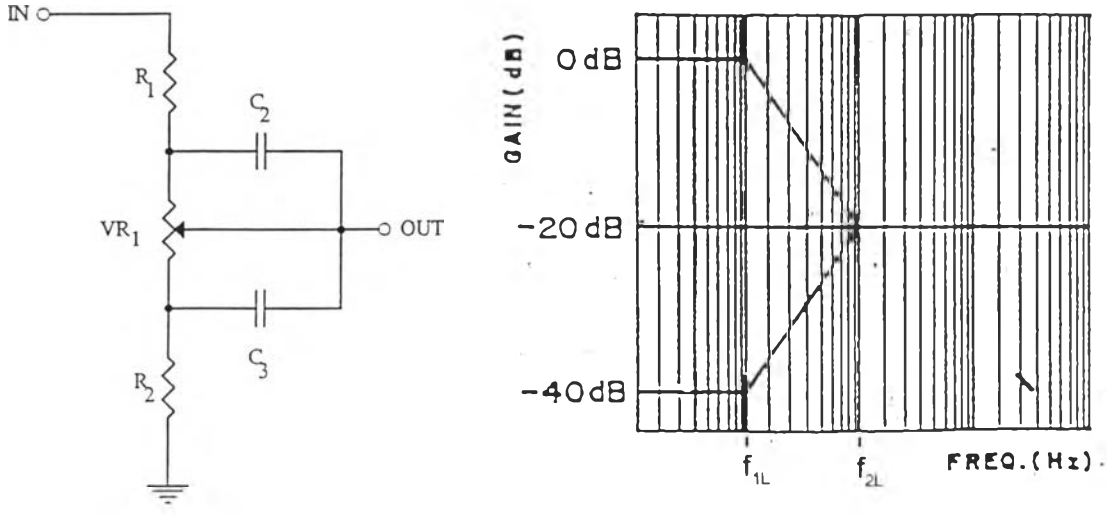
2.3.4.1 แบบพาสซีฟโทนคอนโทรล (PASSIVE TONE CONTROL)

2.3.4.2 แบบแอกทีฟโทนคอนโทรล (ACTIVE TONE CONTROL)

ในการออกแบบในที่นี้จะกล่าวถึงเฉพาะแบบพาสซีฟโทนคอนโทรล

วงจรโทนคอนโทรลแบบพาสซีฟ คือเป็นการกรองสัญญาณโดยใช้อุปกรณ์ R,L,C โดยไม่มีการขยาย ส่วนใหญ่นิยมใช้ R,C เป็นตัวควบคุมเพิ่มหรือลดอัตราขยายของสัญญาณในช่วงความถี่ที่ต้องการ แบ่งเป็น ปรับเสียงทุ้ม (BASS) และปรับเสียงแหลม (TREBLE)

ก. ปรับเสียงทุ้ม (BASS) การปรับเสียงทุ้มแบบพาสซีฟยังแบ่งย่อยออกเป็นแบบปรับทุ้มทั่วไป (GENERAL CIRCUIT) และแบบปรับลดเสียงทุ้มได้มาก (MINIMUM-PARTS BASS TONE CONTROL) ในงานวิจัยนี้เราใช้โทนปรับเสียงทุ้มแบบปรับทุ้มทั่วไป ดังรูปที่ 2.9 ก และ ข



ก.วงจรปรับทุ้มแบบทั่วไป ข. กราฟแสดงลักษณะสมบัติของการปรับเพิ่ม-ลด

รูปที่ 2.9 วงจรและกราฟลักษณะสมบัติของวงจรปรับเสียงทุ้มแบบพาสซีฟ

รูป 2.9 ก. เป็นวงจรปรับเสียงทุ้มชนิดทั่วไป ซึ่งเป็นชนิดที่นิยมใช้งานกันทั่วไป การปรับเพิ่มหรือลดเสียงทุ้มทำได้โดยปรับความต้านทาน V_{R1} โดยเลือกความต้านทานแบบล็อก (LOG) ถ้าปรับขากลาง V_{R1} ขึ้นด้านบนเป็นการยกระดับ (BOOST) เสียงทุ้ม และถ้าปรับลงล่างเป็นการลดระดับ (CUT) เสียงทุ้ม การกำหนดย่านตอบสนองความถี่ของเสียงทุ้ม จะถูกกำหนดโดย R และ C ในวงจรโดยใช้สูตรดังนี้

ความถี่ $f_{1L} = \dfrac{1}{2\pi R_1 C_3}$ Hz

ความถี่ $f_{2L} = \dfrac{1}{2\pi R_2 C_3}$ Hz

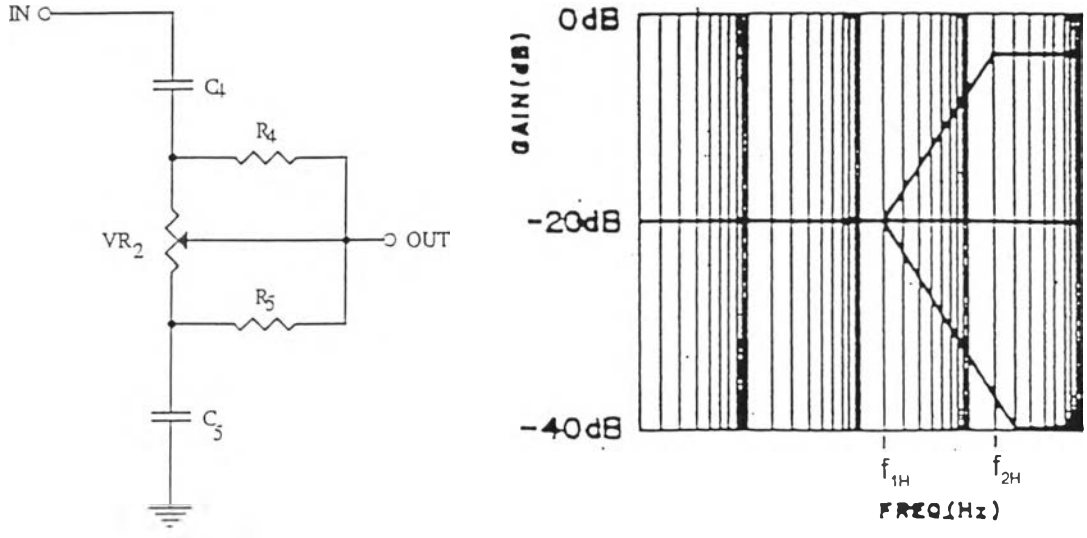
โดยกำหนดให้ $V_{R1} > R_1 > R_2$

f_{1L} = คือความถี่ต่ำสุดของการปรับเปลี่ยน หน่วยเป็น Hz.

f_{2L} = คือความถี่สูงสุดของการปรับเปลี่ยน หน่วยเป็น Hz.

รูป 2.9 ข. เป็นกราฟแสดงลักษณะสมบัติของการปรับแต่งเสียงทุ้มชนิดทั่วไป สามารถปรับเพิ่มหรือลดเสียงทุ้มได้อย่างสมมาตรกัน ความถี่ที่ปรับแต่งถูกกำหนดด้วย f_1 และ f_2

ข. ปรับเสียงแหลม (TREBLE) การปรับเสียงแหลมแบบพาสซีฟ ก็จะใช้คาปาซิเตอร์ต่อเป็นอันดับกับตัวต้านทานที่ปรับค่าได้ ช่วยเพิ่มลดเสียงแหลมให้ออกมากหรือน้อย



ก. วงจรปรับเสียงแหลมแบบทั่วไป ข. กราฟแสดงลักษณะสมบัติของการปรับเพิ่ม-ลด

รูปที่ 2.10 วงจรและกราฟลักษณะสมบัติของวงจรปรับเสียงแหลมแบบพาสซีฟ

จากรูปที่ 2.10 ก. เป็นวงจรปรับเสียงแหลมแบบพาสซีฟ มี C_1, C_2 ต่ออันดับกับ V_{R2} ที่ปรับค่าได้ และมี R_4, R_5 ต่อขนานกับ V_{R2} การปรับเพิ่มหรือลดเสียงแหลมทำได้โดยปรับ V_{R2} ถ้าปรับขากลาง V_{R2} ขึ้นด้านบนเป็นการยกระดับ (BOOST) เสียงแหลม และถ้าปรับ V_{R2} ลดล่างเป็นการลดระดับ (CUT) เสียงแหลม การกำหนดย่านตอบสนองความถี่ของเสียงแหลม จะถูกกำหนดโดย R และ C ในวงจร โดยใช้สูตรดังนี้

ความถี่ $f_{1H} = \dfrac{1}{2\pi R_5 C_5}$ Hz.

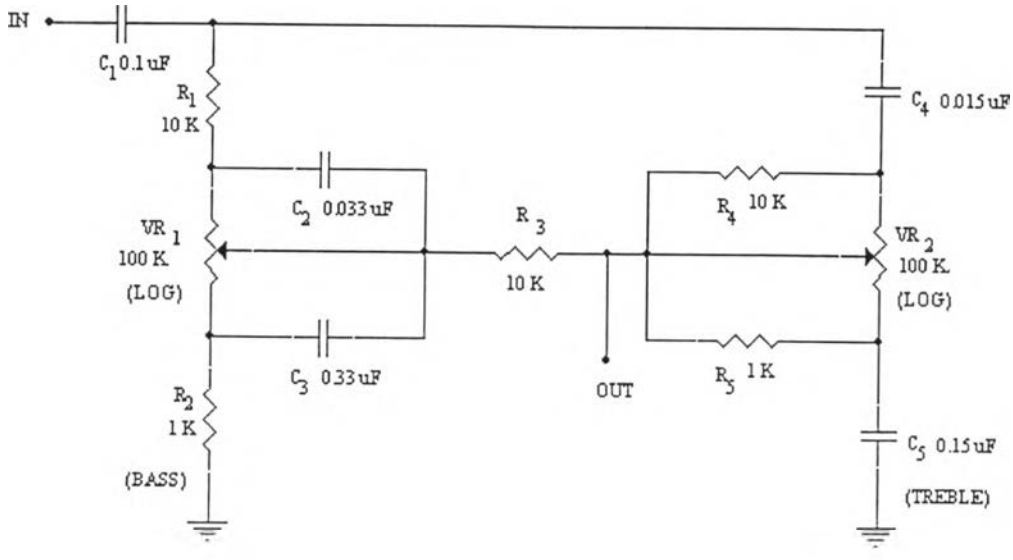
ความถี่ $f_{2H} = \dfrac{1}{2\pi R_5 C_4}$ Hz.

โดยกำหนดให้ $V_{R2} > R_4 > R_5$

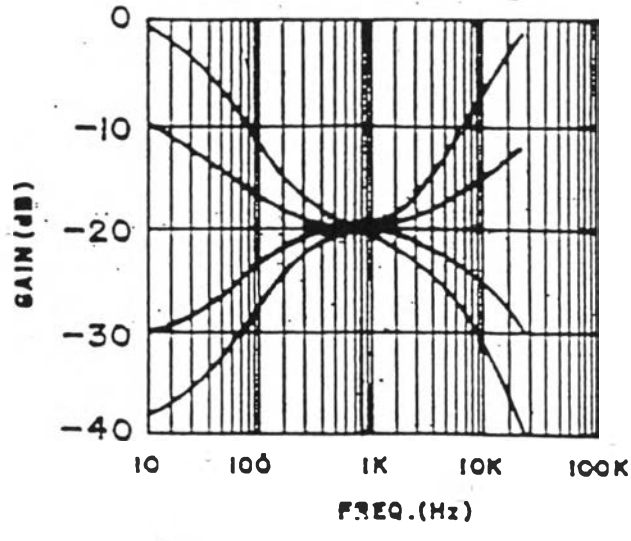
f_1 = คือความถี่ต่ำสุดที่สามารถปรับเปลี่ยน หน่วยเป็น Hz.

f_2 = คือความถี่สูงสุดที่สามารถปรับเปลี่ยน หน่วยเป็น Hz.

รูปที่ 2.10 ข. เป็นกราฟลักษณะสมบัติของการปรับแต่งเสียงแหลมชนิดพาสซีฟ



ก. วงจรปรับเสียงทุ้ม-แหลมแบบพาสซีฟ



ข. กราฟแสดงลักษณะสมบัติการปรับเสียง

รูปที่ 2.11 วงจรและกราฟลักษณะสมบัติของวงจรปรับเสียงทุ้ม-แหลมแบบพาสซีฟ

จากรูปที่ 2.11 ก. เป็นวงจรโทนคอนโทรลแบบพาสซีฟพื้นฐาน ซึ่งประกอบด้วยวงจรปรับเสียงทุ้ม (BASS) มี V_{R1} เป็นตัวปรับเร่งลดเสียงทุ้ม R_1, R_2, C_2, C_3 เป็นตัวกำหนดความถี่เสียงทุ้มย่านที่ต้องการปรับแต่ง วงจรปรับเสียงแหลม (TREBLE) มี V_{R2} เป็นตัวปรับเร่งลดเสียงแหลม R_4, R_5, C_4, C_5 เป็นตัวกำหนดความถี่เสียงแหลมย่านที่ต้องการปรับแต่ง เมื่อปรับแต่งเรียบร้อย

สัญญาณเสียงจะถูกส่งออกเอาต์พุต ส่วนรูป 2.11 ข. เป็นกราฟแสดงคุณสมบัติของการปรับแต่งเสียงทุ้มและเสียงแหลม ทำให้อัตราขยายเปลี่ยนแปลงส่วนความถี่เสียงกลางจะไม่ถูกปรับแต่ง แต่จะถูกส่งผ่านออกเอาต์พุตเลย

2.3.5 ภาควงจรกรองผ่านต่ำและการออกแบบ

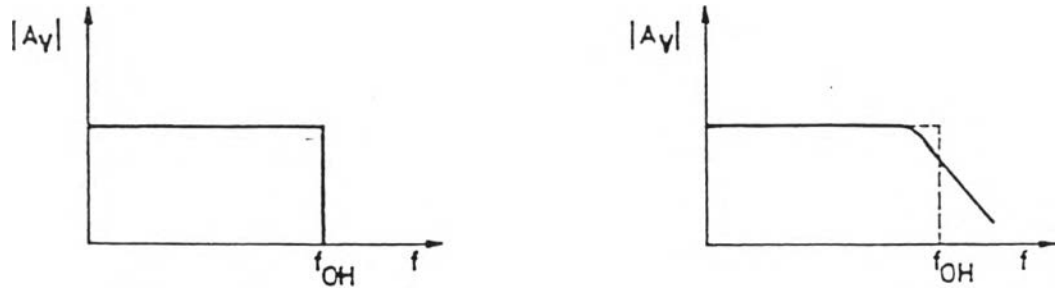
วงจรกรองผ่านต่ำมีคุณสมบัติคือ ขจัดความถี่ซึ่งสูงกว่าความถี่ตัดออก (Cut off) f_{OH} ออกไปหมด ในทางปฏิบัติเรามีวิธีออกแบบหลายวิธีเพื่อให้ได้ผลตอบเชิงความถี่ที่ใกล้เคียงกรณีอุดมคติ ตามรูปที่ 2.12 วิธีสำคัญ ๆ ได้แก่

- วงจรกรองบัตเตอร์เวอร์ท หรือ วงจรกรองราบสุด คือออกแบบให้ขนาดของอัตราขยายมีความราบที่สุดไปจนถึงความถี่ตัดออก (ดูรูปที่ 2.12 (ข))

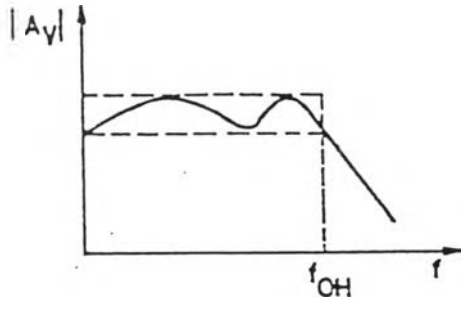
- วงจรกรองเชบิเชฟ (Chebychev) คือยอมให้ขนาดของอัตราขยายแปรขึ้นลงได้ภายในช่วงหนึ่ง เช่น 1 หรือ 1/2 dB เพื่อจะให้ได้มาซึ่งความลาดที่จุดความถี่ตัดออกที่ชันขึ้น (ดูรูปที่ 2.12 (ค))

- วงจรกรองทอมป์สัน หรือวงจรกรองที่ให้เฟสเป็นเชิงเส้นมากที่สุด

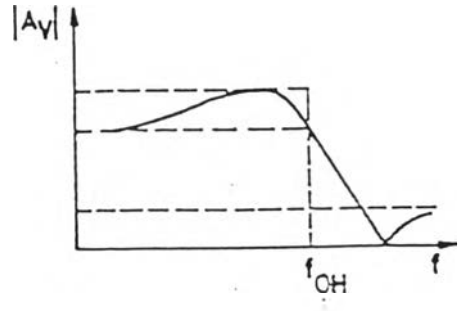
- วงจรกรองเอลลิปติก คือยอมให้ขนาดของอัตราขยายมียอดนูนขึ้นบ้าง และยอมให้การลดทอนสัญญาณความถี่สูงมีค่าจำกัด แต่จะได้ความลาดที่จุดความถี่ตัดออกที่ชันมากเนื่องจากมีศูนย์บนแกนจินตภาพ ทำให้อัตราขยายมีขนาดเป็นศูนย์ที่ความถี่ใกล้ ๆ กับความถี่ตัดออก



(ก) ผลตอบเชิงความถี่ในอุดมคติ (ข) กรณีราบสุด



(ค) ผลตอบเชิงความถี่ของวงจรกรองเชบิเชฟ

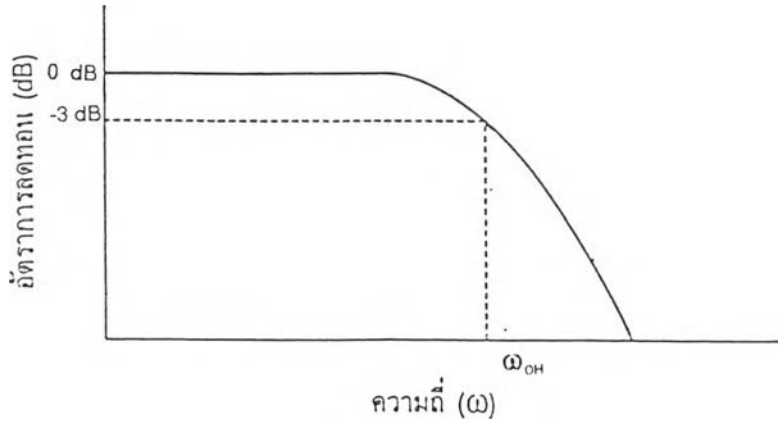


(ง) ผลตอบเชิงความถี่ของวงจรกรองเอลลิปติก

รูปที่ 2.12 ผลตอบเชิงความถี่ของวงจรกรองผ่านต่ำ

สำหรับในงานวิจัยนี้ใช้วงจรกรองผ่านต่ำแบบบัตเตอร์เวอร์ท หรือวงจรกรองราบสุดอันดับ 4 จำนวน 2 ชุด

เหตุผลที่ใช้วงจรกรองราบสุดเพราะวงจรกรองแบบนี้ มีลักษณะพิเศษตรงที่ให้อัตราการขยายของการตอบสนองความถี่มีค่าเท่ากันตลอดย่านความถี่ที่ผ่านไปได้ (มีความราบเรียบสม่ำเสมอตลอดย่าน) ดังแสดงดังรูปที่ 2.13



รูปที่ 2.13 แสดงการตอบสนองความถี่ของวงจรกรองราบสุด

ขั้นตอนการออกแบบวงจรกรองแบบราบสุด

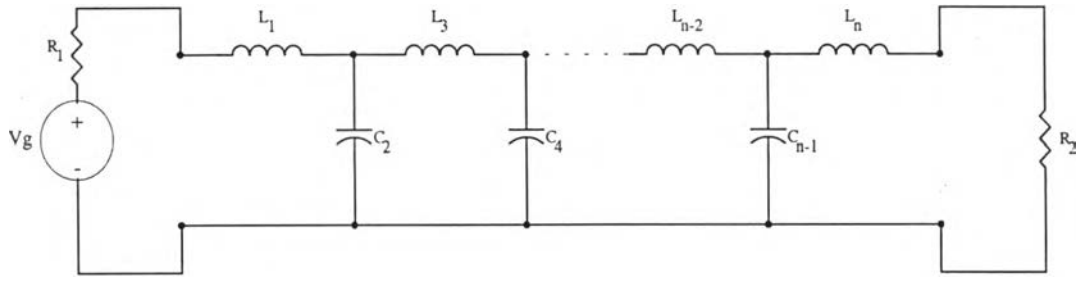
ขั้นที่ 1 ให้ R_1 เป็นความต้านทานภายในของแหล่ง, R_2 เป็นความต้านทานโหลด R_2 และ n เป็นอันดับของวงจรกรอง (ดูรูปที่ 2.14)

เรานิยามพารามิเตอร์ α ดังนี้

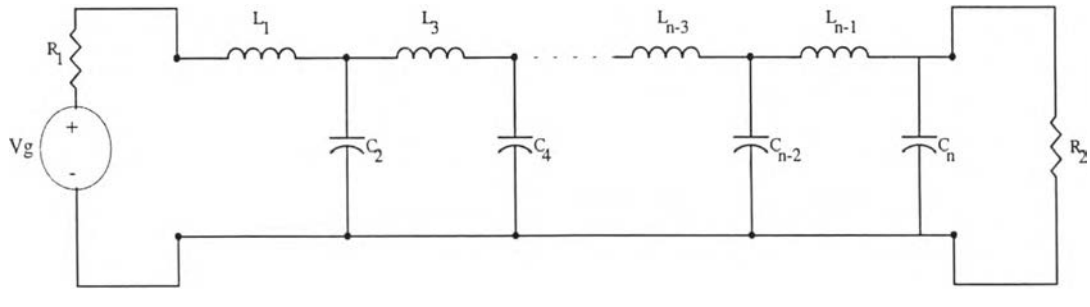
$$\frac{R_2}{R_1} = \left(\frac{1+\alpha^n}{1-\alpha^n}\right)^{\pm 1} \qquad (2.4)$$

ในการหาค่า α (α เป็นพารามิเตอร์ตัวหนึ่งซึ่งใช้แทนในสมการต่อไป) สิ่งที่ต้องพิจารณาต่อไปก็คือค่าเครื่องหมาย ± 1 ในสมการ (2.4)

ถ้า $R_2 > R_1$ เครื่องหมายในสมการจะเป็นบวก แต่ถ้าในทางกลับกันถ้า $R_1 > R_2$ เครื่องหมายในสมการจะเป็นลบ



(ก) เมื่อ n เป็นจำนวนคี่



(ข) เมื่อ n เป็นจำนวนคู่

รูปที่ 2.14 แสดงวงจรกรองแบบราบสุด เมื่อ n เป็นจำนวนคี่และคู่

<u>ขั้นที่ 2</u> เราสามารถคำนวณหาค่า L_1 ได้จากสมการที่ 2.5.

$$L_1 = \frac{2R_1 \sin(\pi / 2n)}{(1-\alpha)\omega_{OH}} \tag{2.5}$$

เมื่อเรารู้ค่า L_1 จากนั้นเราสามารถคำนวณหาค่า C_2 , L_3 , C_4 , ... L_{n-2} , C_{n-1} ได้จากสมการ 2.6 และ 2.7 ตามลำดับ

$$L_{2m-1}C_{2m} = \frac{\omega_c^{-2}.4.\sin\gamma_{4m-3}\sin\gamma_{4m-1}}{1-2\alpha\cos\gamma_{4m-2}+\alpha^2} \tag{2.6}$$

$$L_{2m+1}C_{2m} = \frac{\omega_c^{-2}.4.\sin\gamma_{4m-1}\sin\gamma_{4m+1}}{1-2\alpha\cos\gamma_{4m}+\alpha^2} \tag{2.7}$$

ให้ m = 1,2,....., $\left[\frac{n}{2}\right]$, เมื่อ

$$\gamma_m = \frac{m\pi}{2n} \tag{2.8}$$

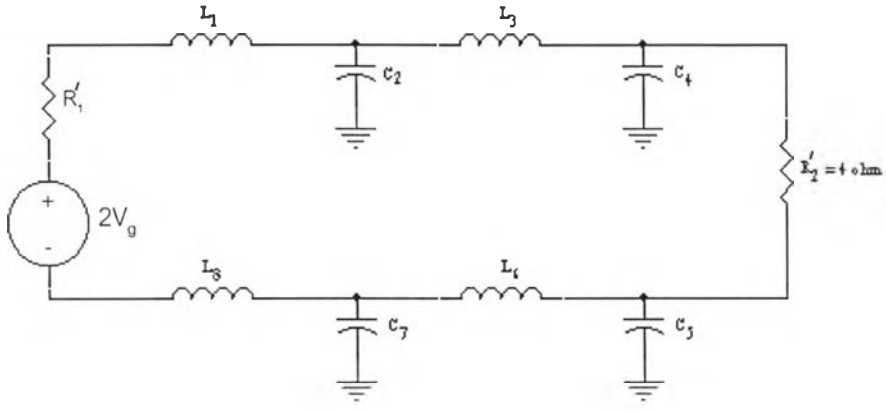
ในกรณีที่ n เป็น จำนวนคี่ สามารถคำนวณ L_n ที่แสดงดังรูปที่ 2.14 (ก) โดยใช้สมการที่ 2.9 เช่นเดียวกัน ถ้า n เป็นจำนวนคู่สามารถคำนวณหาค่า C_n ที่แสดงดังรูปที่ 2.14 (ข) โดยใช้สมการที่ 2.10

$$L_n = \frac{2R_2 \sin\gamma_1}{(1+\alpha)\omega_{OH}} \qquad \text{(กรณี n เป็นจำนวนคี่)} \tag{2.9}$$

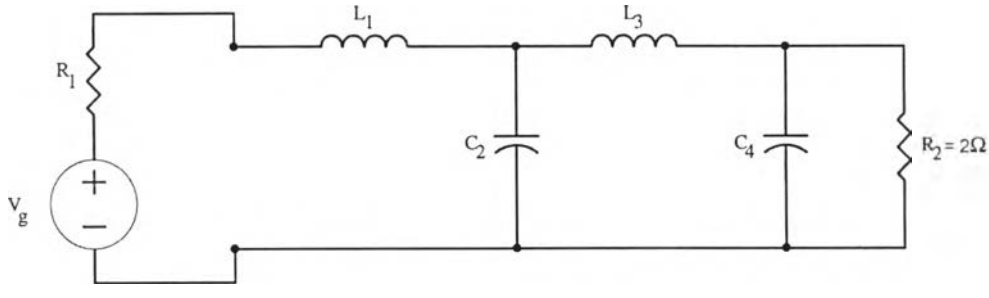
และ

$$C_n = \frac{2\sin\gamma_1}{R_2(1+\alpha)\omega_{OH}} \quad \text{(กรณี n เป็นจำนวนคู่)} \tag{2.10}$$

การออกแบบวงจรกรองราบสุดที่ใช้ในงานวิจัย



รูปที่ 2.15 รูปวงจรกรองผ่านต่ำที่ใช้



รูปที่ 2.16 รูปวงจรกรองแบบราบสุดที่จะใช้ออกแบบ (ออกแบบครั้งเดียว)

ข้อกำหนด

R_1 = 0.154 Ω (R_1 คือค่า $R_{DS(on)}$ ของมอสเฟตเบอร์ IRF 640 ที่ใช้เป็นสวิตช์ ในวงจรแปลงผัน)

R_2 = 2 Ω (R_2 คือค่าความต้านทานโหลด ในกรณีนี้คิดเพียงครึ่งเดียวของ 4 โอห์ม)

$\omega_{OH} = 2\pi x 33 x 10^3 \; rad / s$ (ดูรูป 2.20)

n = 4

เมื่อ $R_2 > R_1$ เครื่องหมายในสมการที่ 2.4 เป็นบวกเราสามารถคำนวณหาค่า α ได้จากสมการ 2.4

จากสมการ 2.4 $$\frac{R_2}{R_1} = \frac{1+\alpha^n}{1-\alpha^n}$$

$$R_2(1-\alpha^n) = R_1(1+\alpha^n)$$

$$R_2 - \alpha^n R_2 = R_1 + \alpha^n R_1$$

$$(R_2 - R_1) = (R_1 + R_2)\alpha^n$$

$$\alpha^n = \frac{(R_2 - R_1)}{(R_1 + R_2)}$$

$$\alpha = \sqrt[n]{\frac{(R_2 - R_1)}{(R_1 - R_2)}}$$

แทนค่า $$\alpha = \sqrt[4]{\frac{(2-0.154)}{(2+0.154)}} = 0.9621$$

ขั้นต่อไปคำนวณค่า L_1 จากสมการที่ 2.5

$$L_1 = \frac{2R_1 \sin(\pi/2n)}{(1-\alpha).\omega_{OH}}$$

แทนค่า $$L_1 = \frac{2 \times 0.154 \times \sin(180/(2\times 4))}{(1-0.9621)\times 2\pi \times 33 \times 10^3}$$

$$= 1.4998 \times 10^{-5} H \cong 15\mu H$$

เมื่อได้ค่าของ L_1 เราสามารถนำค่า L_1 ไปคำนวณหาค่าของ C_2 โดยสมการที่ 2.6 โดยที่ m = 1

$$L_1 C_2 = \frac{\omega_C^{-2}.4.\sin\gamma_1 \sin\gamma^3}{1-2\alpha\cos\gamma_2 + \alpha^2}$$

หอสมุดกลาง สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

โดยที่ $\gamma_m = \frac{m\pi}{2n}$ ดังนั้น $\gamma_1 = 22.5°, \gamma_2 = 45°$ และ $\gamma_3 = 67.5°$

แทนค่า

$$(15\times10^{-6}).C_2 = \frac{(2\pi\times33\times10^3)^{-2}\times4\times\sin22.5\times\sin67.5}{1-(2\times0.9621\times\cos45)+(0.9621)^2}$$

$$C_2 = 3.881\times10^{-6}F \cong 4\mu F$$

เช่นเดียวกันเมื่อรู้ค่าของ C_2 เราสามารถคำนวณหาค่า L_3 ได้เช่นกันโดยใช้สมการที่ 2.7 โดยที่ m=1

$$L_3C_2 = \frac{\omega_c^{-2}.4.\sin\gamma_3\sin\gamma_5}{1-2\alpha\cos\gamma_4+\alpha^2}$$

โดยที่ $\gamma_3 = 37.5°, \gamma_4 = 90°$ และ $\gamma_5 = 112.5°$

$$L_3.(3.881\times10^{-6}) = \frac{(2\pi\times33\times10^3)^{-2}\times4\times\sin67.5\times\sin112.5}{1-(2\times0.9621\times\cos90)+(0.9621)^2}$$

$$L_3 = 1.062\times10^{-5}H \cong 10\mu H$$

ส่วนค่า C_4 เราสามารถคำนวณค่าได้จากสมการ 2.10

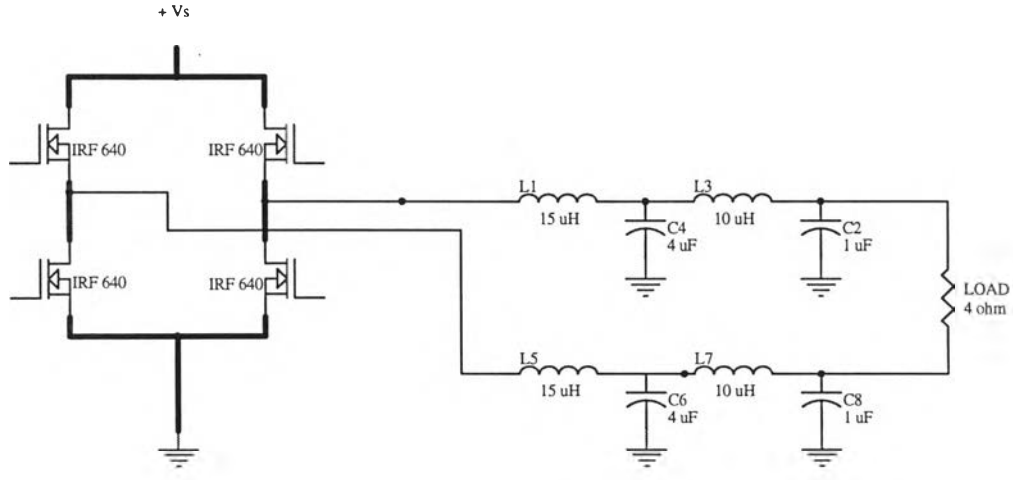
$$C_n = \frac{2\sin\gamma_1}{R_2(1+\alpha)\omega_{OH}}$$

(กรณี n = 4) แทนค่า

$$C_4 = \frac{2\times\sin22.5}{2(1+0.9621)\times2\pi\times33\times10^3}$$

$$= 9.4\times10^{-7}F \cong 1\mu F$$

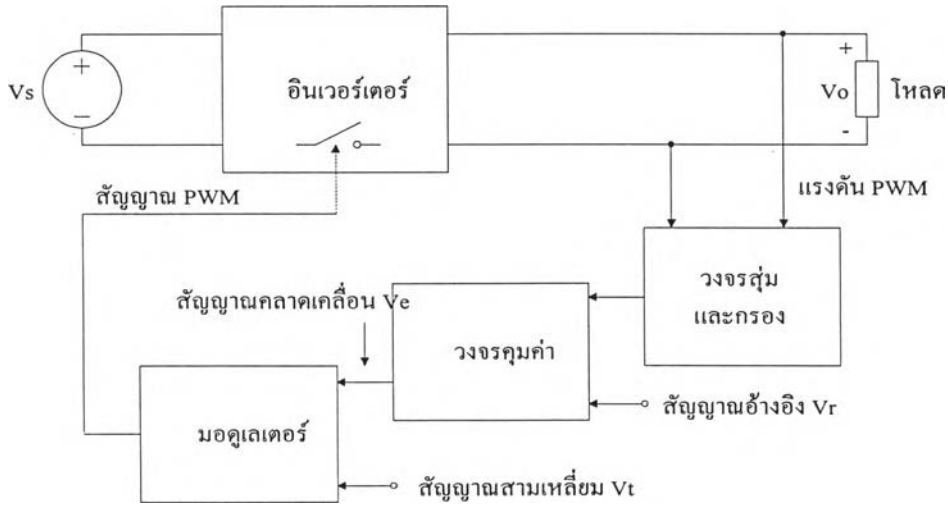
จากการออกแบบเราได้วงจรกรองราบสุด อันดับ 4 แสดงดังรูปที่ 2.17



รูปที่ 2.17 แสดงวงจรกรองราบสุดอันดับ 4 ที่ใช้ในงานวิจัย

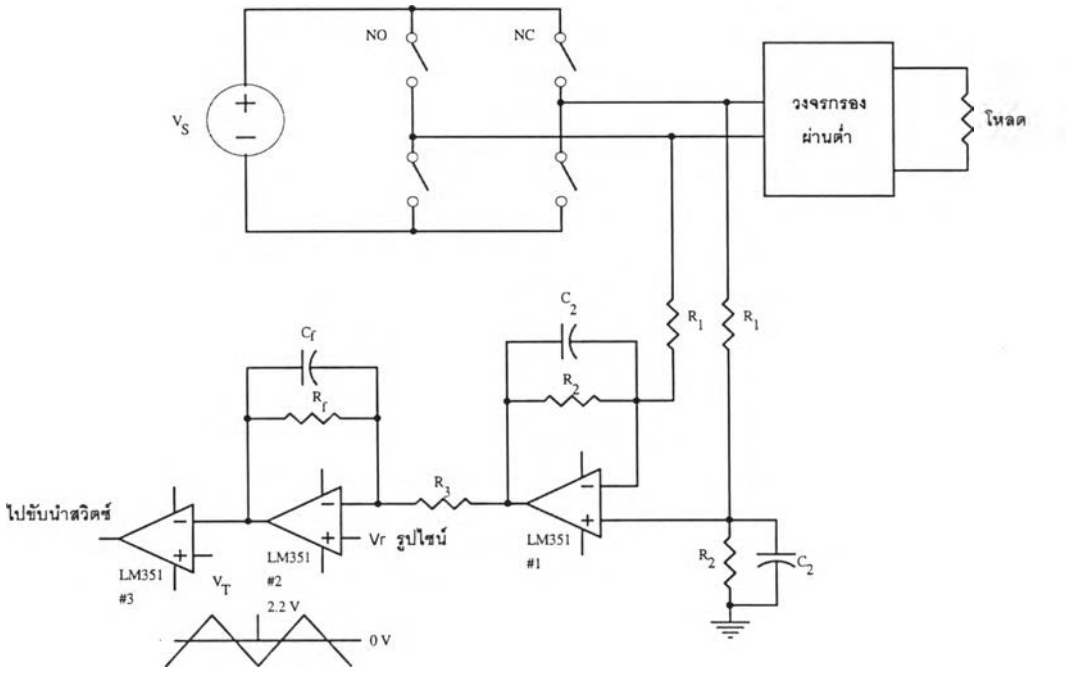
2.3.6 ภาคการควบคุมอินเวอร์เตอร์

ในงานวิจัยวงจรขยายแบบวิธีสวิตช์ ในส่วนของอินเวอร์เตอร์เราใช้การป้อนกลับ หรือ วง รอบปิด ถ้าอินเวอร์เตอร์ทำงานแบบวงรอบเปิด เราปรับฟังก์ชันวัฏจักรงาน d(t) เพื่อให้องค์-ประกอบหลักมูลมีค่าตามที่ต้องการโดยไม่ใช้การป้อนกลับ แต่เมื่อใช้การป้อนกลับวงจรขยายแบบวิธีสวิตช์จะช่วยลดการเพี้ยนและเพิ่มแถบความถี่ ซึ่งการควบคุมอินเวอร์เตอร์ ที่ใช้การป้อนกลับแรงดัน แสดงดังรูปที่ 2.18



รูปที่ 2.18 แสดงแผนภาพบล็อกการควบคุมอินเวอร์เตอร์โดยการป้อนกลับแรงดัน

รูปที่ 2.18 แสดงแผนภาพบล็อกของการควบคุมอินเวอร์เตอร์โดยการป้อนกลับแรงดัน แรงดันที่สุ่มจากด้านออกของอินเวอร์เตอร์เป็นรูปคลื่น PWM วงจรที่ใช้สุ่มจะต้องทำหน้าที่กรองความถี่การสวิตช์ออกไปด้วย เพื่อให้การกรองได้ผลดี ความถี่การสวิตช์จะต้องสูงกว่าความถี่การมอดูเลต (ความถี่หลักมูลของอินเวอร์เตอร์) มากในงานวิจัยนี้ ใช้ความถี่การสวิตช์ 250 kHz ส่วนความถี่การมอดูเลตเท่ากับความถี่เสียง สัญญาณที่สุ่มและกรองแล้วจะเป็นสัญญาณไซน์ที่ความถี่หลักมูล เรานำสัญญาณนี้ไปเปรียบเทียบกับสัญญาณอ้างอิงรูปไซน์ (สัญญาณเสียง) โดยใช้วงจรคุมค่าเพื่อการเปรียบเทียบนี้ ผลการเปรียบเทียบคือสัญญาณคลาดเคลื่อน ซึ่งจะนำไปเปรียบเทียบกับสัญญาณสามเหลี่ยม ซึ่งเป็นพาหะ และมีความถี่เท่ากับความถี่การสวิตช์ วงจรเปรียบเทียบกับสามเหลี่ยมบางครั้งเรียกว่า มอดูเลเตอร์ แรงดันด้านออกของมอดูเลเตอร์จะเป็นสัญญาณ PWM ซึ่งนำไปใช้ขับนำสวิตช์



รูปที่ 2.19 วงจรคุมค่าที่ใช้ในการขยายเสียงแบบวิธีสวิตช์

จากรูปที่ 2.19 เราใช้ออป-แอมป์เบอร์ LM 351 ต่อแบบวงจรขยายความแตกต่าง เพื่อทำหน้าที่สุ่มและกรองโดยใช้วงจรกรองอันดับ 1 ส่วนวงจรคุมค่าเป็นวงจรแบบง่าย ซึ่งเป็นวงจรขยายที่มี 1 ขั้ว สัญญาณสามเหลี่ยม V_T มีทั้งค่าบวกและค่าลบและมีแอพลิจูด $V_P = 2.2$ V ถ้าสัญญาณคลาดเคลื่อน V_e เป็นฟังก์ชันไซน์ $V_{em} \sin \omega_a t$ วัฏจักรงานจะมีค่าเท่ากับ

$$d = 0.5 + \frac{V_e}{2V_p}$$

$$= 0.5 + \frac{V_{em}}{2V_p} \sin \omega_a t \qquad (2.11)$$

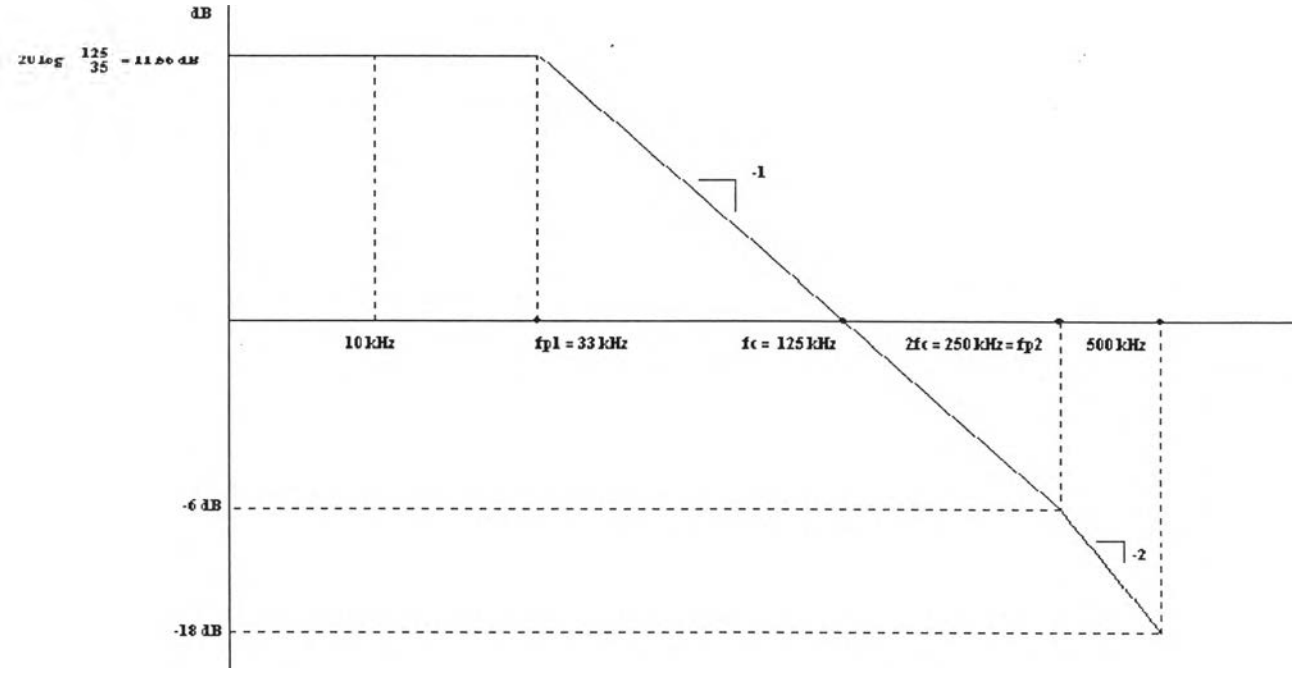
องค์ประกอบหลักมูลของแรงดันด้านออกของอินเวอร์เตอร์ขึ้นอยู่กับวัฏจักรงาน และ V_e ดังนี้

$$V_O = (2d - 1) V_S = \frac{V_e V_S}{V_p}$$

$$= (\frac{V_{em} V_s}{V_p}) \sin \omega_a t \qquad (2.12)$$

<u>การออกแบบวงจรคุมค่า</u>

ข้อกำหนด V_S = 40 V , ความถี่การสวิตช์ = 250 kHz ความถี่หลักมูล 10 kHz สัญญาณสามเหลี่ยม V_T มีแอมพลิจูด V_P = 2.2 V



รูปที่ 2.20 แสดงอัตราขยายวงรอบที่ต้องการ

จากรูปที่ 2.20 แสดงอัตราขยายวงรอบที่ต้องการ เกณฑ์ในการเลือก f_{p1} = 33 kHz ก็เพื่อที่จะให้สามารถตอบสนองความถี่สูงที่ต้องการ(10 kHz) ได้โดยไม่เกิดการลดทอน เลือกความถี่ตัดข้าม $f_c = f_{p2} / 2$ และ f_{p2}= 500 kHz / 2 ที่ความถี่ $2f_c$ อัตราขยายวงรอบมีค่าประมาณ - 6 dB (ความลาดชันเท่ากับ -6 dB/ 2เท่า) ดังนั้นจากความถี่ $2f_c$ ถึง 500 kHz (500 kHz คือความถี่ 2 เท่าของความถี่การสวิตช์ ซึ่งเป็นความถี่ของฮาร์มอนิกของสัญญาณ PWM ที่ต้องการกรองออกไป) อัตราขยายวงรอบต้องลดทอนลงประมาณ -12 dB ที่ความถี่ 500 kHz การลดทอนฮาร์มอนิกจะเท่ากับ - 18 dB ซึ่งเพียงพอ ช่วงเผื่อเฟสเท่ากับ $\varnothing_m = 90 - \tan^{-1}(33/250)$ เท่ากับ 82.5 องศา เราสามารถตรวจสอบผลการออกแบบดังกล่าวได้โดยการจำลองวงจร ซึ่งจะกล่าวรายละเอียดในบทที่ 3

(ก) การเลือกค่าความด้านทาน

แรงดันด้านออกของอินเวอร์เตอร์มีองค์ประกอบหลักมูล ซึ่งมีค่าแอมพลิจูดสูงสุด V_S=(40V) เลือกอัตราการลดทอนแรงดัน β ของวงจรสุ่มและกรองเท่ากับ $\frac{R_1}{R_1 + R_2}$ เพื่อให้สัญญาณอ้างอิง มีค่าต่ำเพียงไม่กี่โวลต์ ดังนั้นถ้า R_1 = 40 k จะได้ $R_2 \simeq$1k (ดูรูปที่ 2.19 ประกอบ)

อัตราขยายวงรอบที่ความถี่ต่ำ = การลดทอน x อัตราขยายของวงจรคุมค่า x ฟังก์ชันโอนย้ายของมอดูเลเตอร์และอินเวอร์เตอร์

$$= \beta \left(\frac{R_f}{R_3}\right)\left(\frac{V_S}{V_p}\right) \qquad (2.13)$$

จากรูปที่ 2.19 เลือกอัตราขยายวงรอบที่ความถี่ต่ำ = $f_c / f_{p1} \approx 3.7$ ดังนั้น

$$\frac{R_f}{R_3} = 3.7\frac{V_P}{\beta V_S} = \frac{(3.7 \times 2.2)}{((\frac{1}{40}) \times 40)} = 8.14$$

เลือก R_3 = 1 k ดังนั้น R_f = 8.1 k

เราคำนวณความสัมพันธ์ระหว่าง V_o และแรงดันอ้างอิง V_r ได้ดังนี้

$$V_e = -\beta\left(\frac{R_f}{R_3}\right)V_o + \left[1 + \left(\frac{R_f}{R_3}\right)\right]V_r \qquad (2.14)$$

จากสมการ (2.12) และ (2.14) คำนวณได้ว่า

$$\frac{V_O}{V_r} = \frac{\left(\frac{V_S}{V_P}\right)[1+(\frac{R_f}{R_3})]}{1+\beta(\frac{R_f}{R_3})(\frac{V_S}{V_P})} \qquad (2.15)$$

แทนค่าตัวเลขในสมการ (2.15) จะได้

$$\frac{V_0}{V_r} = 35.3$$

หมายความว่า ค่าสูงสุดของแอมพลิจูด V_{rm} ของ V_r ซึ่งตรงกับแอมพลิจูด 40 V ของ Vo คือ 1.13 V

(ข) การเลือกค่าตัวเก็บประจุ

$$\text{อัตราขยายวงรอบ } = \beta\frac{\left(\frac{R_f}{R_3}\right)\left(\frac{V_s}{V_p}\right)}{\left[1+\left(\frac{s}{\omega_{p1}}\right)\right]\left[1+\left(\frac{s}{\omega_{p2}}\right)\right]} \qquad (2.16)$$

โดยที่ $\omega_{p1} = \frac{1}{R_2 C_2}$ และ $\omega_{p2} = \frac{1}{R_f C_f}$

เราจะเลือก $f_{p1} = \frac{\omega_{P1}}{2\pi}$ เท่ากับ 33 kHz ดังนั้น

$$C_2 = \frac{1}{R_2\omega_{P1}} = \frac{1}{(1\times10^3\times2\pi\times33\times10^3)} \approx 0.005\mu F$$

เนื่องจากอัตราขยายวงรอบที่ความถี่ต่ำ = 3.7 และความลาดชันของขนาด = -20dB/dec ดังนั้นความถี่ตัดข้าม $f_C = \frac{\omega_C}{2\pi}$ มีค่าประมาณ $f_c \approx 3.7\times f_{p1} = 125kHz$ เราเลือกขั้วของวงจรคุมค่าให้เท่ากับ 2 เท่าของความถี่ตัดข้าม ω_C ดังนั้น

$$C_f = \frac{1}{2R_f\omega_c} = 76pF$$

ในบทนี้จะกล่าวถึงการออกแบบไว้เพียงเท่านี้ ส่วนผลการซีมูเลตวงจรที่ออกแบบข้างต้นจะกล่าวในบทที่ 3