

การออกแบบวงจรขยายเสียงแบบวิธีสวิตซ์ที่ใช้แหล่งจ่ายไฟตรงสองระดับด้วยวิธีอสมการ



นาย ชัยสิทธิ์ วานิชทวีวัฒน์

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

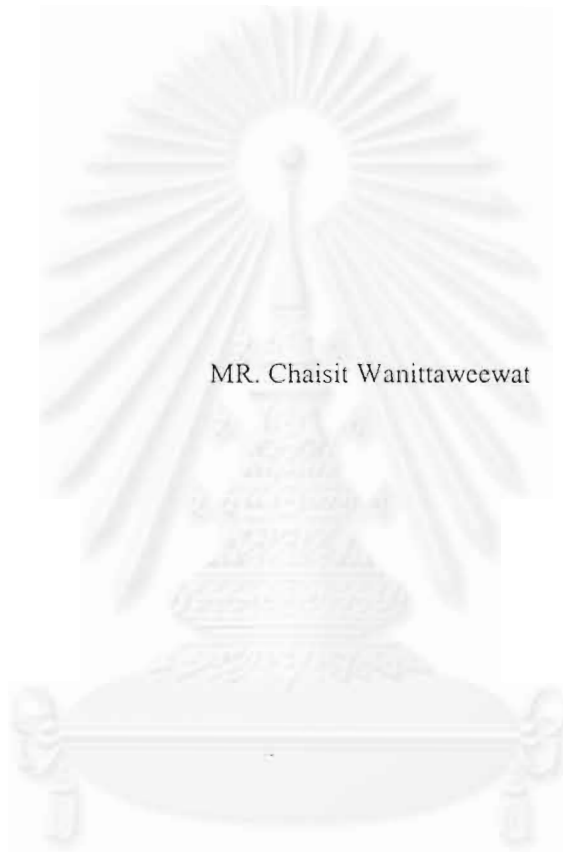
ปีการศึกษา 2542

ISBN 974-333-712-1

ลิขสิทธิ์ของจุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

1192534 12

DESIGN OF A SWITCHING AUDIO POWER AMPLIFIER WITH TWO-LEVEL DC POWER  
SUPPLY BY THE METHOD OF INEQUALITIES



MR. Chaisit Wanittawcewat

สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

A Thesis Submitted in Partial Fulfillment of the Requirements  
for the Degree of Master of Engineering in Electrical Engineering

Department of Electrical Engineering

Faculty of Engineering

Chulalongkorn University

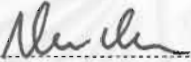
Academic Year 1999

ISBN 974-333-712-1

หัวข้อวิทยานิพนธ์ : การออกแบบวงจรถยายแบบวิธีสวิตซ์ที่ใช้แหล่งจ่ายไฟตรงสองระดับ  
ด้วยวิธีอสมการ  
โดย : นาย ชัยสิทธิ์ วานิชทวีวัฒน์  
ภาควิชา : วิศวกรรมไฟฟ้า  
อาจารย์ที่ปรึกษา : อาจารย์ เจิดกุล โสภานิตย์  
อาจารย์ที่ปรึกษาร่วม : อาจารย์ ดร. สุชิน อรุณสวัสดิ์วงศ์

---

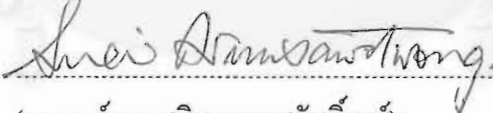
คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย อนุมัติให้หัวข้อวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็น  
ส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาโทบัณฑิต

  
..... คณบดีคณะวิศวกรรมศาสตร์  
(ศาสตราจารย์ ดร. สมศักดิ์ ปัญญาแก้ว)

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์

  
..... ประธานกรรมการ  
(รองศาสตราจารย์ ดร. ยุทธนา กุลวิทิต)

  
..... อาจารย์ที่ปรึกษา  
(อาจารย์ เจิดกุล โสภานิตย์)

  
..... อาจารย์ที่ปรึกษาร่วม  
(อาจารย์ ดร. สุชิน อรุณสวัสดิ์วงศ์)

  
..... กรรมการ  
(อาจารย์ ดร. สมบูรณ์ แสงวงศ์วานิชย์)

ชัยสิทธิ์ วานิชทวีวัฒน์: การออกแบบวงจรขยายเสียงแบบวิธีสวิตซ์ที่ใช้แหล่งจ่ายไฟตรงสองระดับด้วยวิธีอสมการ (DESIGN OF A SWITCHING AUDIO POWER AMPLIFIER WITH TWO-LEVEL DC POWER SUPPLY BY THE METHOD OF INEQUALITIES) อ. ที่ปรึกษา: อ. เจ็ดกุล โสภานิตย์, อ. ที่ปรึกษาร่วม: ดร. สุชิน อรุณสวัสดิ์วงศ์, 103 หน้า. ISBN 974-333-712-1.

การใช้แหล่งจ่ายไฟตรงหลายระดับในวงจรขยายเสียงแบบวิธีสวิตซ์สามารถเพิ่มประสิทธิภาพและลดความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิกรวมของวงจรขยายเสียงแบบวิธีสวิตซ์ในย่านกำลังออกต่ำได้ วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ทำการออกแบบและสร้างวงจรขยายเสียงแบบวิธีสวิตซ์ที่ใช้แหล่งจ่ายไฟตรงสองระดับ เนื่องจากความซับซ้อนในการออกแบบตัวควบคุมสำหรับวงจรแปลงผัน วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำวิธีอสมการมาใช้เพื่อช่วยในการออกแบบตัวควบคุมในวงจรแปลงผัน โดยวางเกณฑ์ปัญหาการออกแบบ (เช่น ความรวดเร็วของระบบ ช่วงเพื่อเสถียรภาพ) ในรูปของชุดอสมการและใช้อัลกอริทึมเชิงเลขคำนวณคำตอบของการออกแบบ วงจรขยายเสียงแบบวิธีสวิตซ์ที่ทำการออกแบบมีกำลังด้านออกสูงสุด 100W แบนวิดท์ 20Hz–25.7kHz ผลการทดสอบการทำงานแสดงให้เห็นว่าวงจรขยายมีประสิทธิภาพ 82% และความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิกรวม 0.45% (ที่ความถี่หลักมูล 1kHz, กำลังออก 100W และโหลดตัวต้านทาน  $8\Omega$ )

สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ภาควิชา ..... วิศวกรรมไฟฟ้า .....  
สาขาวิชา ..... วิศวกรรมไฟฟ้า .....  
ปีการศึกษา ..... 2542 .....

ลายมือชื่อนิสิต ชัยสิทธิ์ วานิชทวีวัฒน์  
ลายมือชื่ออาจารย์ที่ปรึกษา .....  
ลายมือชื่ออาจารย์ที่ปรึกษาร่วม ..... *Suei Arundawong*

# # 3970424621 : MAJOR POWER ELECTRONICS

KEYWORDS: SWITCHING POWER AMPLIFIER / AUDIO AMPLIFIER / PWM INVERTER / THE METHOD OF INEQUALITIES

CHAISIT WANITTAWEWAT: DESIGN OF A SWITCHING AUDIO POWER AMPLIFIER WITH TWO-LEVEL DC POWER SUPPLY BY THE METHOD OF INEQUALITIES. THESIS ADVISOR: CHERDKUL SOPAVANIT, THESIS COADVISOR: SUCHIN ARUNSAWATWONG. Ph. D. 103 pp. ISBN 974-333-712-1.

The application of a multi-level DC power supply in a switching audio power amplifier can improve both efficiency and total harmonic distortion at low power operation. In this thesis, a switching audio power amplifier with two-level dc power supply is designed and implemented. Owing to the complexity in the design process, the method of inequalities is employed to design a controller for the converter. The design problem is formulated as a set of inequalities and the design solution is obtained by means of numerical algorithms. The switching amplifier is designed for 100W maximum output power and a 20Hz–27.5kHz bandwidth. Experimental results indicate that the efficiency of developed amplifier is about 82% and total harmonic distortion is 0.45% (at fundamental frequency 1kHz, output power 100W and resistive load  $8\Omega$ ).



ภาควิชา ..... วิศวกรรมไฟฟ้า .....  
สาขาวิชา ..... วิศวกรรมไฟฟ้า .....  
ปีการศึกษา ..... 2542 .....

ลายมือชื่อนิสิต ..... ชัยสิทธิ์ ..... วานิชทวีวัฒน์ .....  
ลายมือชื่ออาจารย์ที่ปรึกษา .....  
ลายมือชื่ออาจารย์ที่ปรึกษาร่วม ..... Sue Arunsawatwong .....



## กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยความช่วยเหลือ และ เอาใจใส่อย่างดียิ่งของอาจารย์ เจิดกุล โสภานิตย์ และ อาจารย์ ดร. สุชิน อรุณสวัสดิ์วงศ์ อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ ผู้ที่ให้คำแนะนำตลอดจนความช่วยเหลือด้านต่าง ๆ ที่เป็นประโยชน์ต่อการทำวิจัยตลอดมา รวมทั้งรองศาสตราจารย์ ดร. ยุทธนา กุลวิฑิต และ อาจารย์ ดร. สมบูรณ์ แสงวงศ์วานิชย์ ที่ได้ให้คำปรึกษาที่เป็นประโยชน์ และกรุณาให้ยืมเครื่องมือที่ใช้ในงานวิจัย ขอขอบคุณโครงการศึกษygันกฎที่ได้สนับสนุนทุนวิจัย ไว้ ณ ที่นี้ด้วย

สุดท้ายนี้ข้าพเจ้าขอกราบขอบพระคุณบิดามารดาของข้าพเจ้า ผู้ซึ่งให้โอกาสทางการศึกษาให้การสนับสนุนในทุกด้าน และให้กำลังใจด้วยดีเสมอมา

ชยสิทธิ์ วานิชทวีวัฒน์

สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

## สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย .....	ง
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ .....	จ
กิตติกรรมประกาศ .....	ฉ
สารบัญ .....	ช
สารบัญตาราง .....	ซ
สารบัญภาพ .....	ณ
บทที่	
1 บทนำ .....	1
2 การออกแบบแหล่งจ่ายไฟตรง .....	6
3 การออกแบบวงจรขยายเสียง .....	42
4 ผลการทดสอบการทำงานของระบบ .....	73
5 บทสรุปและข้อเสนอแนะ .....	88
รายการอ้างอิง .....	90
ภาคผนวก .....	92
ภาคผนวก ก .....	93
ภาคผนวก ข .....	98
ประวัติผู้เขียน .....	103

สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

## สารบัญตาราง

	หน้า
ตารางที่ 2.1 พารามิเตอร์ของวงจรทอนระดับ .....	23
ตารางที่ 2.2 สมรรถนะของวงจรทอนระดับ .....	28
ตารางที่ 2.3 พารามิเตอร์ของวงจรกึ่งบริดจ์ .....	30
ตารางที่ 2.4 พารามิเตอร์ในวงจรควบคุมของวงกึ่งบริดจ์ .....	36
ตารางที่ 2.5 สมรรถนะของวงจรกึ่งบริดจ์ .....	36
ตารางที่ 3.1 แสดงค่าแอมพลิจูดขององค์ประกอบวงจรกรองผ่านต่ำอันดับสี่ .....	49
ตารางที่ 3.2 สมรรถนะของวงจรขยายเสียง .....	67
ตารางที่ 3.3 พารามิเตอร์ในวงจรควบคุมของวงจรขยายเสียง .....	67



สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



## สารบัญภาพ

	หน้า
รูปที่ 1.1 โครงสร้างพื้นฐานของวงจรขยายเสียงแบบวิธีสวิทช์.....	1
รูปที่ 1.2 วงจรอินเวอร์เตอร์แบบบริดจ์.....	2
รูปที่ 1.3 ความคลาดเคลื่อนของแรงดันด้านออกในกรณีสัญญาณมีขนาดเล็ก.....	3
รูปที่ 1.4 โครงสร้างวงจรขยายเสียงแบบวิธีสวิทช์ที่มีแหล่งจ่ายไฟตรงสองระดับ.....	4
รูปที่ 2.1 โครงสร้างแหล่งจ่ายไฟตรง.....	6
รูปที่ 2.2 วงจรกึ่งบริดจ์.....	7
รูปที่ 2.3 วงจรทอนระดับ.....	7
รูปที่ 2.4 รูปลักษณะของวงจรทอนระดับในแต่ละช่วงการทำงาน.....	8
รูปที่ 2.5 รูปคลื่นของวงจรทอนระดับภาคกระแสไม่ต่อเนื่อง.....	8
รูปที่ 2.6 วงจรสมมูลสัญญาณขนาดเล็กของวงจรทอนระดับภาคกระแสไม่ต่อเนื่อง.....	10
รูปที่ 2.7 แสดงรูปคลื่นของวงจรกึ่งบริดจ์ที่ไม่มีการสูญเสีย.....	12
รูปที่ 2.8 แสดงวงจรสมมูลของวงจรกึ่งบริดจ์ที่รวมองค์ประกอบเบียดเบียน.....	13
รูปที่ 2.9 วงจรเฉลี่ยของวงจรกึ่งบริดจ์.....	15
รูปที่ 2.10 วงจรเฉลี่ยที่ย้ายองค์ประกอบวงจรไปอยู่ที่กึ่งตัวเหนี่ยวนำ.....	16
รูปที่ 2.11 แบบจำลองเชิงเส้นของวงจรกึ่งบริดจ์.....	17
รูปที่ 2.12 การเติมตัวเก็บประจุอนุกรมกับหม้อแปลง.....	21
รูปที่ 2.13 วงจรควบคุมแรงดันด้านออกของวงจรทอนระดับ.....	24
รูปที่ 2.14 รูปคลื่นและฟังก์ชัน โอนย้ายของวงจรมอดูเลตในวงจรทอนระดับ.....	24
รูปที่ 2.15 บล็อกไดอะแกรมของวงจรทอนระดับ.....	25
รูปที่ 2.16 ผลตอบเชิงความถี่ของวงจรทอนระดับ.....	29
รูปที่ 2.17 วงจรคุ่มค่าแบบสามขั้วสองศูนย์.....	31
รูปที่ 2.18 รูปคลื่นและฟังก์ชัน โอนย้ายของวงจรมอดูเลตในวงจรกึ่งบริดจ์.....	31
รูปที่ 2.19 บล็อกไดอะแกรมของวงจรกึ่งบริดจ์.....	32
รูปที่ 2.20 ผลตอบเชิงความถี่ของวงจรกึ่งบริดจ์.....	37
รูปที่ 2.21 ผลตอบแบบขั้นของแรงดันด้านออกเมื่อแรงดันอ้างอิง $V_R = u(t)$ .....	37
รูปที่ 2.22 ผลตอบแบบขั้นของวงจรสมมูลสัญญาณขนาดเล็กเมื่อ $\hat{i}_0 = 2u(t)$ A.....	38
รูปที่ 2.23 ผลตอบแบบขั้นของวงจรทอนระดับ เมื่อ $V_0 = 20$ V, $\Delta I_0 = 2$ A.....	39
รูปที่ 2.24 ประสิทธิภาพของวงจรทอนระดับ.....	39
รูปที่ 2.25 ผลตอบแบบขั้นของวงจรสมมูลสัญญาณขนาดเล็กเมื่อ $\hat{i}_0 = 4u(t)$ A.....	40

## สารบัญภาพ (ต่อ)

	หน้า
รูปที่ 2.26 ผลตอบแบบขั้นของวงจรกึ่งบริดจ์เมื่อ $V_o=55\text{ V}$ , $\Delta I_o \approx 4\text{ A}$	41
รูปที่ 2.27 ประสิทธิภาพของวงจรกึ่งบริดจ์	41
รูปที่ 3.1 อินเวอร์เตอร์แบบกึ่งบริดจ์	42
รูปที่ 3.2 วงจรมอดูเลตความกว้างพัลส์	43
รูปที่ 3.3 อินเวอร์เตอร์แบบบริดจ์	43
รูปที่ 3.4 รูปลักษณะของวงจรบริดจ์	44
รูปที่ 3.5 รูปคลื่นสัญญาณ PWM ที่ใช้การสวิตช์แรงดันแบบขั้วเดียว	45
รูปที่ 3.6 อินเวอร์เตอร์แบบบริดจ์ที่ใช้แหล่งจ่ายไฟตรงสองระดับ	46
รูปที่ 3.7 รูปคลื่นอินเวอร์เตอร์ที่ใช้แหล่งจ่ายไฟตรงสองระดับและสวิตช์แรงดันแบบขั้วเดียว	47
รูปที่ 3.8 วงจรกรองผ่านต่ำอันดับสี่	48
รูปที่ 3.9 วงจรกรองผ่านต่ำที่ใช้งานจริง	50
รูปที่ 3.10 ผลตอบของวงจรกรองผ่านต่ำอันดับ 4 แบบ maximally flat	51
รูปที่ 3.11 โครงสร้างวงขยายเสียงแบบวิธีสวิตช์	52
รูปที่ 3.12 วงจรสร้างสัญญาณ PWM และวงจรเลือกแหล่งแรงดัน	53
รูปที่ 3.13 วงจรขั้วนำสวิตช์ PWM	54
รูปที่ 3.14 วงจรขั้วนำสวิตช์เลือกแหล่งแรงดัน	55
รูปที่ 3.15 วงจรสวิตช์กำลัง	56
รูปที่ 3.16 อัตรายขยายไฟตรงของวงขยาย	58
รูปที่ 3.17 รูปคลื่นวงขยายแบบวิธีสวิตช์ที่ใช้แหล่งจ่ายไฟตรงสองระดับ	59
รูปที่ 3.18 วงจรคุมค่าและวงจรถูกกลับแรงดัน	60
รูปที่ 3.19 แผนภาพบล็อกรูปกลับแรงดัน	61
รูปที่ 3.20 ผลตอบเชิงความถี่ของวงขยายเสียง	62
รูปที่ 3.21 อัตรายขยายวงรอบปิด $V_o/V_{IN}$	63
รูปที่ 3.22 ผลตอบแบบขั้นของวงขยายเสียงเมื่อ $V_{IN} = u(t)$	64
รูปที่ 3.23 ผลตอบเชิงความถี่ของวงขยายเสียง	68
รูปที่ 3.24 ผลตอบแบบขั้นของวงขยายเสียง	69
รูปที่ 3.25 อัตรายขยายวงรอบปิด $V_o/V_{IN}$	70
รูปที่ 3.26 ผลตอบแบบขั้นของวงขยายเสียง	71
รูปที่ 3.27 ผลตอบแบบเบิร์ตซ์ของวงขยายเสียง (สัญญาณไซน์ 1 kHz 10 cycle)	72

สารบัญญภาพ (ต่อ)

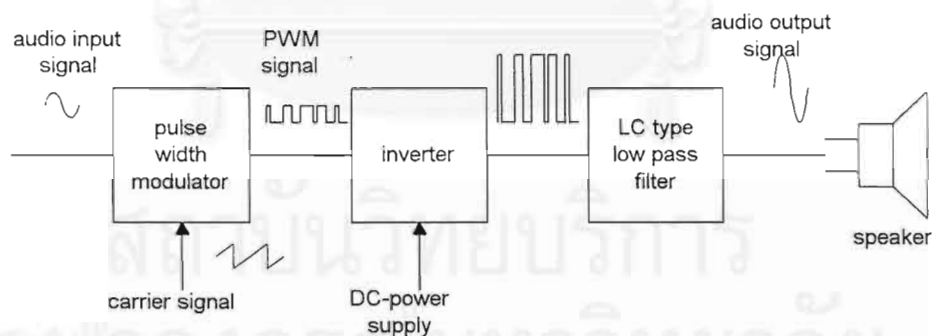
	หน้า
รูปที่ 4.1 เครื่องมือที่ใช้ในการวัดประสิทธิภาพและ THD .....	73
รูปที่ 4.2 สัญญาณเปรียบเทียบจากวงจรเลือกแหล่งแรงดัน .....	74
รูปที่ 4.3 ประสิทธิภาพของวงจรขยายที่ความถี่สัญญาณด้านเข้า 1kHz .....	74
รูปที่ 4.4 ประสิทธิภาพของวงจรขยายกับความถี่ .....	75
รูปที่ 4.5 ความเพี้ยนเชิงฮาร์โมนิกรวมก่อนและหลังการป้อนกลับ .....	76
รูปที่ 4.6 ความเพี้ยนเชิงฮาร์โมนิกกับความถี่เมื่อมีการป้อนกลับแรงดัน .....	77
รูปที่ 4.7 รูปคลื่นและสเปกตรัมของสัญญาณไซน์ 1 kHz ที่กำลังด้านออก 100 W .....	78
รูปที่ 4.8 รูปคลื่นและสเปกตรัมของสัญญาณไซน์ 10 kHz ที่กำลังด้านออก 100 W .....	79
รูปที่ 4.9 ความเพี้ยนเชิงฮาร์โมนิกที่ความถี่ 1kHz .....	80
รูปที่ 4.10 รูปคลื่นสัญญาณวงจขยายที่ใช้แหล่งจ่ายไฟตรงสองระดับ เมื่อ $V_{sio} = 26.8V$ .....	81
รูปที่ 4.11 ผลตอบแบบเบิร์ตสของวงจขยายที่ใช้แหล่งจ่ายไฟตรงสองระดับ .....	82
รูปที่ 4.12 รูปคลื่นแรงดันด้านออก $V_o$ ที่ความถี่ 10 kHz .....	83
รูปที่ 4.13 รูปคลื่นและกำลังด้านออกของวงจขยายแบบวิธีสวิตซ์ที่ใช้แหล่งจ่ายไฟตรง สองระดับ .....	83
รูปที่ 4.14 วงจรกรองโซเบล .....	85
รูปที่ 4.15 อิมพีแดนซ์ของลำโพงที่ใช้ในการทดลอง .....	86
รูปที่ 4.16 รูปคลื่นของวงจขยายเมื่อต่อโหลดลำโพง .....	87
รูปที่ ข.1 การควบคุมแรงดันด้านออกของวงจรแปลงผันไฟตรง-ไฟตรง .....	98
รูปที่ ข.2 บล็อกไดอะแกรมแสดงวงรอบปิดสัญญาณขนาดเล็ก .....	99
รูปที่ ข.3 วงจรคุมค่าแบบหนึ่งขั้ว .....	100



## 1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ปัจจุบันวงจรรขยายเสียงใช้วงจรรขยายแบบเชิงเส้น (linear amplifier) ซึ่งมีประสิทธิภาพต่ำ และขนาดใหญ่เมื่อเทียบกับวงจรรขยายแบบวิธีสวิตช์ (switching amplifier) (Taylor, 1993) วงจรรขยายแบบวิธีสวิตช์ได้ถูกคิดค้นโดย Baxandall (1959) เพื่อใช้ในวงจรรออสซิลเลเตอร์ หลังจากนั้นก็มี การนำมาประยุกต์ใช้ในงานด้านวิทยุกระจายเสียงและวงจรรขยายเสียง แต่เนื่องจากข้อด้อยในแง่ ความเพี้ยนของสัญญาณจากทรานซิสเตอร์กำลัง จึงทำให้วงจรรขยายเสียงแบบวิธีสวิตช์ไม่ได้รับความ นิยมเท่าที่ควร นับตั้งแต่มีการประดิษฐ์มอสเฟตกำลัง วงจรรขยายแบบวิธีสวิตช์เลยได้รับความ สนใจขึ้นมาอีกครั้ง

หลักการทำงานของวงจรรขยายเสียงแบบวิธีสวิตช์ คือ ทำการแปลงสัญญาณเสียงไปเป็น สัญญาณ PWM (pulse width modulated signal) ที่ความถี่คงตัว สัญญาณ PWM จะถูกขยายโดย อินเวอร์เตอร์ หลังจากนั้นสัญญาณเสียงจะถูกสร้างขึ้นใหม่ โดยวงจรรองผ่านต่ำซึ่งทำหน้าที่ กรององค์ประกอบความถี่การสวิตช์ออก ก่อนนำไปขับลำโพง ดังรูปที่ 1.1



รูปที่ 1.1 โครงสร้างพื้นฐานของวงจรรขยายเสียงแบบวิธีสวิตช์

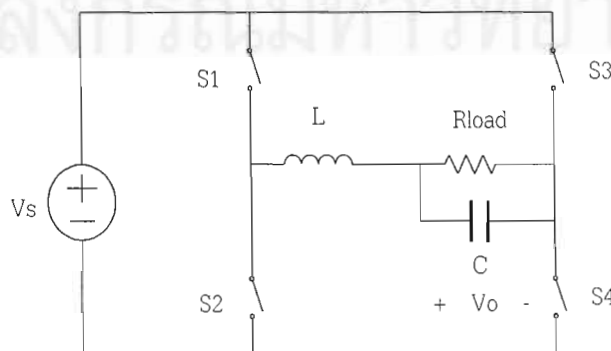
วงจรรขยายที่ดีควรมีลักษณะดังนี้คือ อัตราขยายที่ราบเรียบ (flat response) การเลื่อนเฟส แปรตามความถี่แบบเชิงเส้น (linear phase shift) ความเพี้ยนเชิงฮาร์โมนิกรวม (total harmonic distortion หรือ THD) ต่ำ ในทางทฤษฎีเราสามารถสร้างวงจรรขยายเสียงแบบวิธีสวิตช์ที่ปราศจาก ความเพี้ยนโดยเลือกความถี่การสวิตช์ที่ความถี่สูงเป็นอนันต์ (Antonio and Rosana, 1994; Grant,

1989) แต่ในทางปฏิบัติความถี่การสวิตช์จะถูกจำกัดด้วยคุณสมบัติของสวิตช์กำลัง ซึ่งมีข้อเสียคือทำให้เกิดระลอก (ripple) ของสัญญาณด้านออก

แนวทางในการลดทอนสัญญาณระลอกวงจรขยายเสียงแบบวิธีสวิตช์ (Himmelstoss and Edelmossler, 1997) มีดังนี้

1. เลือกความถี่ในการสวิตช์สูงเมื่อเทียบกับแบนวิดท์ของวงจรขยาย การเลือกความถี่ในการสวิตช์สูงทำให้ค่าระลอกของสัญญาณด้านออกมีค่าต่ำ จึงสามารถใช้อัตราขยายที่ต่ำกว่าได้ แต่ผลที่ตามมาคือวงจรมีการสูญเสียเนื่องจากการสวิตช์มาก เราอาจจะใช้เทคนิคเรโซแนนซ์มาช่วยลดการสูญเสียขณะสวิตช์ (Kazimierzuk, 1991) ซึ่งการวิเคราะห์ห้วงจรและการควบคุมอาจทำได้ยากเนื่องจากความไม่เชิงเส้นของลำโพง
2. เลือกวงจรกรองที่มีอันดับสูงขึ้นทำให้สามารถเลือกใช้ความถี่การสวิตช์ที่ต่ำลง การเลือกวงจรกรองที่มีอันดับสูง ๆ นั้นจะช่วยลดทอนค่าระลอกของสัญญาณลงได้มาก แต่ผลเสียก็คือทำให้เกิดการเลื่อนเฟสของสัญญาณด้านออกบริเวณความถี่สูงมากตามไปด้วย
3. ใช้แหล่งจ่ายกระแสหรือแรงดันที่มีการตอบสนองทางพลวัตที่รวดเร็วเพื่อลดเสียงสัญญาณระลอก (โดยการต่อขนานหรืออนุกรมตามลำดับ) (Himmelstoss and Edelmossler, 1997; Jung, Kim and Cho, 1998; van der Zee and van Tuijl, 1999) วิธีการสุดท้ายมีข้อดีคือเราสามารถลดความถี่การสวิตช์ลงมาเหลือเพียงสองเท่าของแบนวิดท์ ส่งผลให้กำลังสูญเสียที่เกิดจากการสวิตช์ลดลงเป็นอย่างมาก แต่ก็ยังมีข้อด้อยคือ ทำให้เกิดการสูญเสียในแหล่งจ่ายแทน และวงจรมีความซับซ้อนขึ้น

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้เลือกใช้ความถี่การสวิตช์ค่อนข้างสูงและวงจรกรองอันดับปานกลาง โดยโครงสร้างวงจรจ่ายกำลังที่เหมาะสมในกรณีนี้คือวงจรอินเวอร์เตอร์แบบบริดจ์ (full-bridge inverter) ดังรูปที่ 1.2 เนื่องจากความสัมพันธ์ของแรงดันด้านออกกับวัฏจักรงาน (duty cycle) เป็นแบบเชิงเส้นและสามารถจ่ายกำลังได้สูง โดยอินเวอร์เตอร์ PWM นี้ นำเทคนิคการสวิตช์แรงดันแบบขั้วเดียว (unipolar voltage switching) มาใช้ ซึ่งความถี่การสวิตช์ของสัญญาณด้านออกจะมีค่าเป็นสองเท่าของความถี่การสวิตช์จริง ทำให้เราสามารถลดอันดับวงจรกรองลงได้



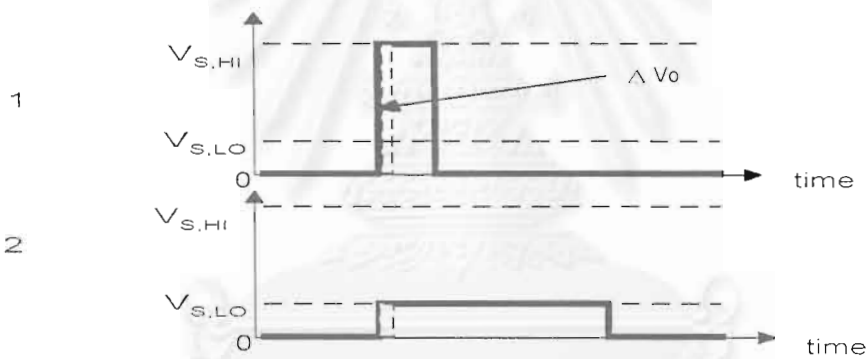
รูปที่ 1.2 วงจรอินเวอร์เตอร์แบบบริดจ์

### 1.1.1 ผลกระทบของแหล่งจ่ายไฟตรง

โดยทั่วไปวงจรขยายเสียงแบบวิธีสวิทช์จะเลือกใช้แหล่งจ่ายไฟตรงระดับเดียว ซึ่งปัญหาของการใช้แหล่งจ่ายไฟตรงระดับเดียวสามารถแบ่งได้ 2 กรณี ดังนี้

1. โดยทั่วไปวงจรขยายแบบสวิทช์ให้ประสิทธิภาพสูงสุดประมาณ 90 % ที่กำลังออกสูงสุด และประสิทธิภาพก็จะลดลงเมื่อกำลังด้านออกลดลง สาเหตุส่วนหนึ่งที่ทำให้ประสิทธิภาพของวงจรลดลงเพราะกำลังสูญเสียที่เกิดจากการสวิทช์นั้นแปรตามแรงดันไฟตรง เนื่องจากสัญญาณเสียงเป็นสัญญาณแบบสุ่ม (random signal) อัตราส่วนของกำลังสูงสุดกับกำลังเฉลี่ยอาจมีค่าแตกต่างกัน 10–20 dBW (Borwick and others, 1988) ดังนั้นในการใช้งานจริงวงจรขยายจะมีประสิทธิภาพโดยรวมลดลงเป็นอย่างมาก

2. ในกรณีของอินเวอร์เตอร์แบบบริดจ์จำเป็นต้องมีการป้องกันการทะลุผ่าน (shoot through) ในกิ่งของอินเวอร์เตอร์โดยการสร้างเวลาพัก (dead time) ปัญหาที่ตามมาก็คือ เมื่อสัญญาณที่คို့งการขยายมีขนาดเล็ก พัลส์ที่สร้างขึ้นมาจะแฉกมาก (เนื่องจากแรงดันของแหล่งจ่ายไฟตรงและความถี่การสวิทช์มีค่าค่อนข้างสูง) ซึ่งส่งผลให้เกิดความคลาดเคลื่อนของแรงดันด้านออก ดังรูปที่ 1.3



รูปที่ 1.3 ความคลาดเคลื่อนของแรงดันด้านออกในกรณีสัญญาณมีขนาดเล็ก

1.3.1 เมื่อเลือกใช้แหล่งแรงดันไฟตรงค่าสูง

1.3.2 เมื่อเลือกใช้แหล่งแรงดันไฟตรงค่าต่ำ

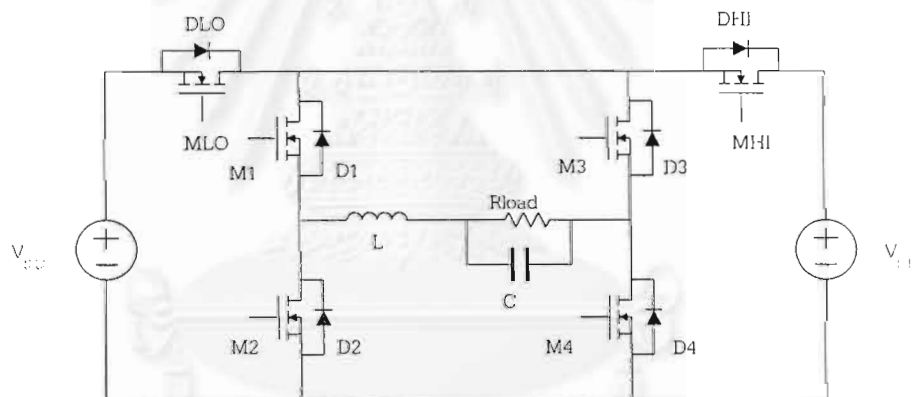
เพื่อแก้ปัญหาข้างต้นวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอวงจรขยายเสียงแบบวิธีการสวิทช์ที่มีแหล่งจ่ายไฟตรงสองระดับ โดยแหล่งแรงดันค่าสูงจะทำงานเมื่อกำลังด้านออกมีค่าสูงและแหล่งจ่ายแรงดันค่าต่ำจะจ่ายกำลังในสภาวะปกติ ซึ่งการใช้แหล่งจ่ายไฟตรงสองระดับมีข้อดีดังนี้

1. ในกรณีกำลังออกต่ำ แหล่งจ่ายไฟตรงค่าต่ำช่วยลดความคลาดเคลื่อนของแรงดันด้านออกอันเนื่องมาจากเวลาพัก และช่วยลดเวลาประวิงอันเนื่องจากการเริ่มและหยุดนำกระแสของสวิทช์

2. เนื่องจากอัตราส่วนระหว่างกำลังสูงสุดกับกำลังเฉลี่ยมีค่าแตกต่างกันมาก โดยทั่วไปวงจรรขยายเสียงจะขยายสัญญาณขนาดเล็ก แต่เมื่อต้องขยายสัญญาณขนาดใหญ่เราสามารถออกแบบให้วงจรรขยายเพื่อกำลังออกได้มากขึ้นเพื่อไม่ให้สัญญาณด้านออกถูกขริบ (clip) ในขณะที่เกิดสถานะชั่วคราว

### 1.1.2 ลักษณะ โครงสร้างและการทำงาน

โครงสร้างของวงจรรขยายแบบวิธีสวิตช์ที่มีแหล่งแรงดันไฟตรงสองระดับสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 1.4 ส่วนของอินเวอร์เตอร์ประกอบด้วยมอสเฟต ( $M_1, M_2, M_3, M_4$ ) ต่อกันแบบกริดส์ สวิตช์ทำงานเป็นสวิตช์ PWM ซึ่งสวิตช์แรงดันแบบขั้วเดียว โดยองค์ประกอบความถี่การสวิตช์จะถูกกรองออกโดยใช้วงจรกรองผ่านต่ำ ส่วนมอสเฟต  $M_{LO}, M_{HI}$  จะเป็นตัวเลือกแหล่งแรงดันที่ต่อเข้ากับกึ่งอินเวอร์เตอร์ เมื่อมีคำสั่งให้แหล่งแรงดันไฟตรงค่าต่ำต่อวงจร ไดโอด  $D_{LO}$  จะนำกระแสเมื่อมีการจ่ายกำลังให้กึ่งอินเวอร์เตอร์ และมอสเฟต  $M_{LO}$  นำกระแสเมื่อมีการคืนพลังงาน กรณีที่มีคำสั่งให้แหล่งแรงดันค่าสูงต่อวงจรมอสเฟต  $M_{HI}$  จะนำกระแสเมื่อมีการจ่ายพลังงาน และไดโอด  $D_{HI}$  จะนำกระแสเมื่อมีการคืนพลังงาน



รูปที่ 1.4 โครงสร้างวงจรรขยายเสียงแบบวิธีสวิตช์ที่มีแหล่งจ่ายไฟตรงสองระดับ

### 1.1.3 ปัญหาการออกแบบตัวควบคุม

ปัญหาอย่างหนึ่งของงานด้านอิเล็กทรอนิกส์กำลังก็คือ การออกแบบตัวควบคุมที่ทำให้ระบบมีสมรรถนะที่ดี เนื่องจากความไม่เชิงเส้นของระบบทำให้การวิเคราะห์หาตัวควบคุมที่เหมาะสมเป็นไปได้ยาก ส่วนใหญ่การออกแบบตัวควบคุมมักใช้วิธีลองผิดลองถูก (trial and error) โดยทดลองออกแบบตัวควบคุมแล้วทำการจำลองการทำงานของวงจรหรืออาจทดสอบกับวงจรจริงเพื่อดูสมรรถนะ ถ้าสมรรถนะไม่ได้ตามต้องการก็จะทดลองออกแบบตัวควบคุมใหม่ ซึ่งทำให้เสียเวลาในการออกแบบมาก ดังนั้นเพื่อให้การออกแบบเป็นไปอย่างมีประสิทธิภาพ วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ นำแนววิธีเชิงออปติไมซ์หลายวัตถุประสงค์ (multiobjective optimization-based approach) ที่สามารถนำคอมพิวเตอร์มาช่วยในการออกแบบ (computer-aided design) ได้ กล่าวคือวงจร

แปลงผันและวงจรควบคุมสามารถแสดงอยู่ในรูปของวงจรสมมูลสัญญาณขนาดเล็ก (small-signal model) เพื่อความสะดวกในการหาฟังก์ชันโอนย้าย (transfer function) หรือแบบจำลองของระบบ โดยที่สมรรถนะของวงจรขึ้นอยู่กับความต้องการของผู้ออกแบบที่กำหนดขึ้น เช่น line rejection หรือ load regulation เป็นต้น หลังจากนั้นได้นำวิธีอสมการของ Zakian (Zakian's method of inequalities) (Zakian and Al-Naib, 1973) มาใช้ออกแบบตัวควบคุม

## 1.2 วัตถุประสงค์

เพื่อศึกษาการออกแบบวงจรขยายแบบวิธีสวิทช์ที่ใช้แหล่งจ่ายไฟตรงสองระดับ และนำวิธีอสมการมาประยุกต์ใช้กับการออกแบบตัวควบคุมในงานด้านอิเล็กทรอนิกส์กำลัง

## 1.3 ขอบเขตวิทยานิพนธ์

พัฒนางจรขยายแบบวิธีสวิทช์ที่มีคุณสมบัติดังนี้คือ

1. ผลตอบสนองเชิงความถี่ (frequency response) 20Hz—20kHz
2. กำลังด้านออกประสิทธิภาพ 100 W
3. ปรับปรุงประสิทธิภาพให้สูงกว่า 70 % (ในขณะจ่ายกำลังสูงสุด)
4. ศึกษา ปรับปรุง ภาวะชั่วคราวของแหล่งจ่ายไฟตรง
5. ออกแบบตัวควบคุมป้อนกลับด้วยวิธีอสมการ

## 1.4 ขั้นตอนและวิธีดำเนินการ

1. ค้นคว้า ศึกษา แหล่งจ่ายไฟตรงที่เหมาะสม
2. จำลองการทำงานของแหล่งจ่ายไฟตรงในคอมพิวเตอร์เพื่อวิเคราะห์การทำงาน
3. ศึกษา ออกแบบวงจรอินเวอร์เตอร์ และจำลองการทำงานในคอมพิวเตอร์
4. ออกแบบวงจรควบคุมและวงจรชดเชย
5. ทดลองสร้างวงจรในแต่ละส่วนพร้อมทั้งทดสอบการทำงาน
6. ประกอบวงจรทั้งหมดเข้าด้วยกัน และทดลองเพื่อหาข้อบกพร่อง
7. ปรับปรุงการทำงานให้ได้ตามเป้าหมาย
8. ประเมินผลและเขียนวิทยานิพนธ์

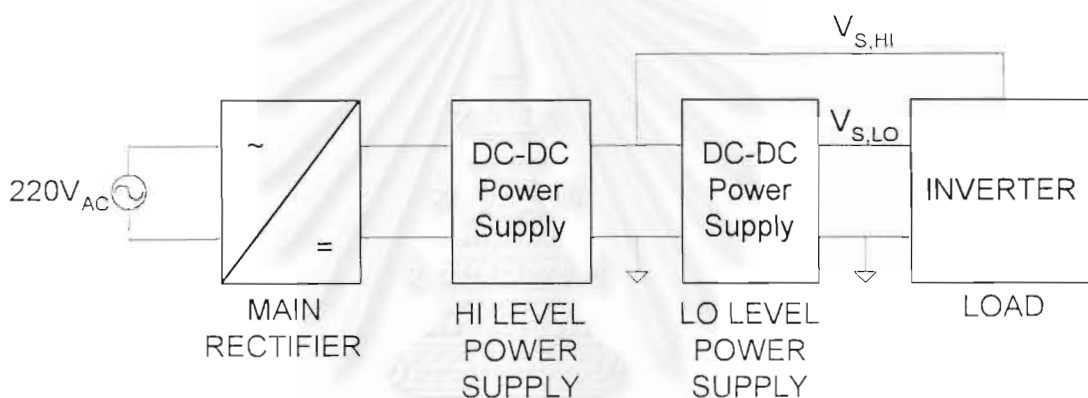
## 1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

1. พัฒนาการออกแบบวงจรขยายแบบวิธีสวิทช์
2. เรียนรู้ปัญหาของการออกแบบอินเวอร์เตอร์ และแหล่งจ่ายไฟตรง
3. ผลการศึกษา วิจัยสามารถนำไปใช้งานในเชิงพาณิชย์ได้



การออกแบบแหล่งจ่ายไฟตรง

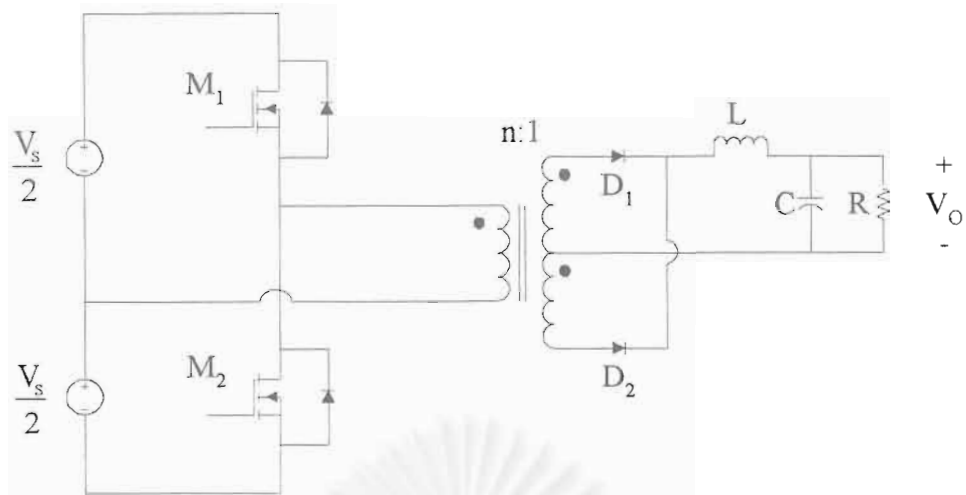
ในบทนี้กล่าวถึงการออกแบบแหล่งจ่ายไฟตรงที่ใช้กับวงจรขยายเสียง โดยในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เลือกใช้แหล่งจ่ายไฟตรงแบบวิธีสวิตช์ (switched-mode power supply) เนื่องจากข้อดีในแง่ของการคุมค่าแรงดัน ซึ่งช่วยลดความแปรปรวนของแรงดันไฟเลี้ยงที่จะเกิดขึ้นกับภาคขยายเสียง (Lai and Smedley, 1995) สำหรับโครงสร้างของแหล่งจ่ายไฟตรงประกอบด้วย วงจรเรียงกระแสซึ่งหน้าที่แปลงแรงดันไฟสลับของแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับ 220 V<sub>AC</sub> เป็นแรงดันไฟตรงก่อน เนื่องจากแรงดันที่ออกจากวงจรเรียงกระแสยังไม่มีการคุมค่า วงจรแปลงผันไฟตรง-ไฟตรงทำหน้าที่คุมค่าและลดทอนแรงดันลงมาอยู่ในระดับที่เหมาะสมก่อนจ่ายให้กับโหลด ดังรูปที่ 2.1



รูปที่ 2.1 โครงสร้างแหล่งจ่ายไฟตรง

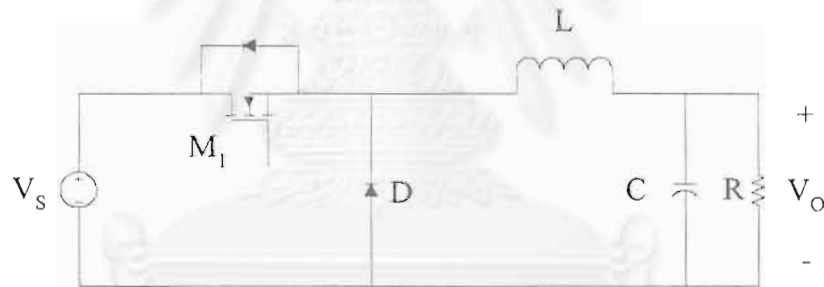
จากรูปที่ 2.1 วงจรแปลงผันไฟตรง-ไฟตรงแยกเป็น 2 วงจร โดยที่ระดับแรงดันด้านออกของวงจรแปลงผันมีค่าแตกต่างกัน ซึ่งแหล่งจ่ายแรงดันค่าต่ำ ( $V_{s,LO}$ ) ทำหน้าที่จ่ายกำลังในขณะที่โหลดต้องการกำลังออกน้อย ส่วนแหล่งจ่ายแรงดันค่าสูง ( $V_{s,HI}$ ) จะจ่ายกำลังเมื่อโหลดต้องการกำลังออกมาก วงจรที่เหมาะสมในช่วงกำลังออกมากก็คือวงจรกึ่งบริดจ์ (half bridge) ดังรูปที่ 2.2 ซึ่งมีข้อดีดังนี้ สวิตช์กำลังแต่ละตัวทนแรงดันเพียง  $V_s$  ไม่มีปัญหาเรื่องความเหนียวแน่นรั่วไหลของหม้อแปลง ตัวประกอบการใช้หม้อแปลง (transformer utilization factor) มีค่าสูง กระแสผ่านสวิตช์มีค่าลดลงเนื่องจากอัตราส่วนจำนวนรอบของหม้อแปลง มีการแยกโคด (isolation) สามารถเพิ่มวงจรด้านออกได้หลายชุด (multiple output) (Billings, 1989; Pressman, 1992)

ถึงแม้วงจรกึ่งบริดจ์สามารถต่อวงจรด้านออกได้หลายชุด แต่การต่อวงจรด้านออกหลายชุดจะมีปัญหาเรื่องการคุมค่าแรงดัน เช่น ในกรณีที่มีการต่อเอาท์พุทสองชุดโดยทำการคุมค่าแรงดันที่เอาท์พุทหลัก ถ้าวจรด้านออกอีกตัวไม่ต่อโหลดหรือมีกระแสออกน้อยเกินไปก็จะส่งผลให้แรงดันด้านออกของวงจรนั้นมีค่าเกินค่าพิกัดได้



รูปที่ 2.2 วงจรกึ่งบริดจ์

สำหรับแหล่งจ่ายไฟตรงค่าต่ำจ่ายกำลังออกสูงสุดประมาณ 20 W โดยรับแรงดันด้านออกของวงจรกึ่งบริดจ์มาลดระดับแรงดันลง วงจรที่เหมาะสมคือวงจรทอนระดับ (buck) (รูปที่ 2.3) ซึ่งข้อดีของวงจรทอนระดับคือ วงจรไม่ซับซ้อน ประสิทธิภาพสูง สามารถทำงานที่ความถี่สูงได้ และง่ายในการออกแบบวงจรควบคุม



รูปที่ 2.3 วงจรทอนระดับ

### 2.1 แบบจำลองวงจรสมมูล (equivalent circuit model)

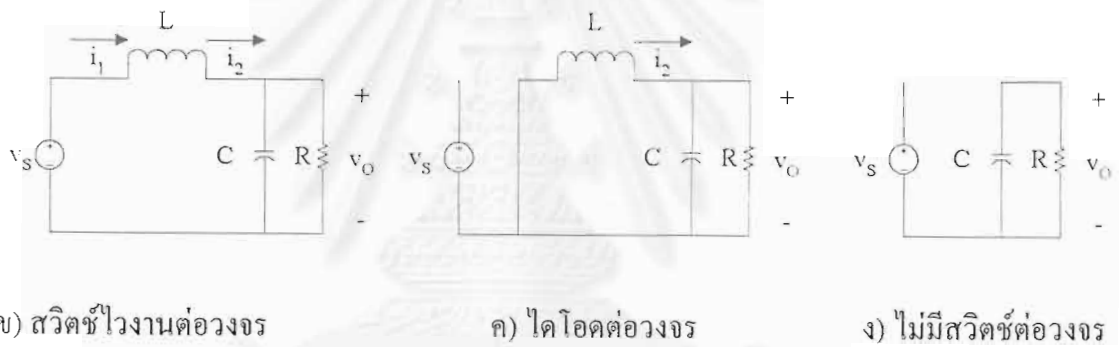
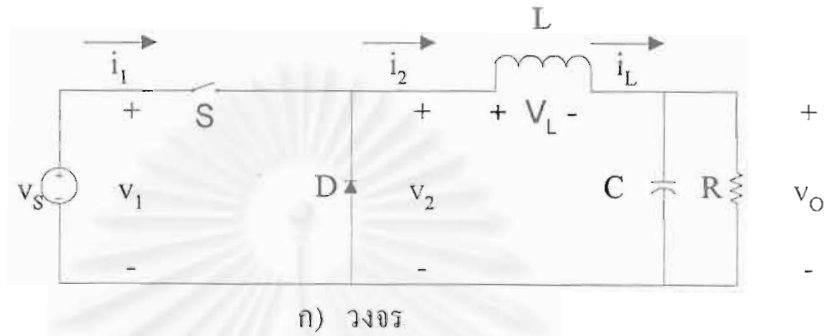
ในหัวข้อนี้ศึกษาการทำงานของวงจรแปลงผันไฟตรง-ไฟตรง โดยเราวิเคราะห์การทำงาน of วงจรเพื่อหาแบบจำลองไฟตรงและแบบจำลองสมมูลสัญญาณขนาดเล็ก เพื่อใช้ในการออกแบบต่อไป

#### 2.1.1 วงจรทอนระดับ

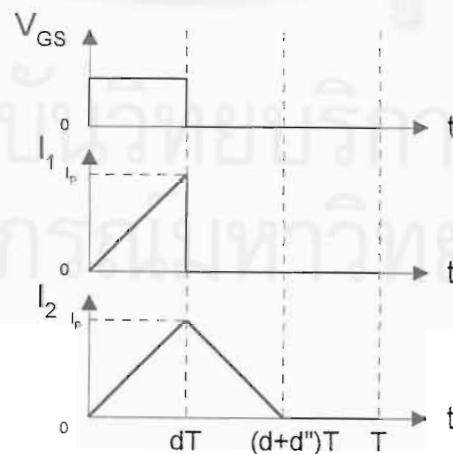
ในกรณีวงจรทอนระดับภาคกระแสไม่ต่อเนื่อง การคำนวณหาแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กเราสามารถหาได้หลายวิธี วิธีที่สะดวกและนิยมคือนำกฎการอนุรักษ์พลังงาน (principle of energy conservation) มาใช้เพื่อคำนวณกระแสเฉลี่ยด้านเข้า  $i_1$  และกระแสเฉลี่ยด้านออก  $i_2$  ของ สวิตช์ PWM ในฟังก์ชันของ  $d$ , แรงดันเฉลี่ยด้านเข้า  $v_1$  และแรงดันเฉลี่ยด้านออก  $v_2$  (การคำนวณ

ด้วยวิธีอื่น แบบจำลองดังกล่าวจะขึ้นกับพารามิเตอร์  $D''$  ซึ่ง  $D''$  เป็นฟังก์ชันที่ซับซ้อนของ  $D$ ) จากนั้นก็ทำการคำนวณสัญญาณขนาดเล็กลงเพื่อใช้ในการเขียนวงจรสมมูลต่อไป

จากรูปที่ 2.3 เมื่อเขียนรูปลักษณะวงจรทอนระดับภาคกระแสไม่ต่อเนื่องในแต่ละช่วงเวลาทำงานสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.4 และรูปคลื่นของวงจรสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.5 โดยในที่นี้แทนสวิทช์กำลังด้วยสวิทช์อุดมคติ และองค์ประกอบภายในวงจรไม่มีการสูญเสีย



รูปที่ 2.4 รูปลักษณะของวงจรทอนระดับในแต่ละช่วงการทำงาน



รูปที่ 2.5 รูปคลื่นของวงจรทอนระดับภาคกระแสไม่ต่อเนื่อง

เมื่อพิจารณาดุล โวลต์-วินาที (volt-sec balance) ที่ตัวเหนี่ยวนำ  $L$  จะได้

$$(V_s - V_o)DT + (-V_o)D''T = 0 \quad (2.1)$$

เราสามารถคำนวณหาอัตราการแปลงผัน  $M$  ได้ดังนี้

$$M = \frac{V_o}{V_s} = \frac{D}{D + D''} \quad (2.2)$$

ในกรณีที่วงจรทำงานในภาคกระแสไม่ต่อเนื่อง โดยที่แรงดันค้ำออกคงตัวเราสามารถคำนวณหา  $D$  และ  $D''$  ในรูปของอัตราการแปลงผัน  $M$  ได้ดังนี้ (Mohan, Undeland and Robins, 1989)

$$D = M \sqrt{\frac{2\tau_L}{1-M}} \quad (2.3)$$

$$D'' = \sqrt{2\tau_L(1-M)} \quad (2.4)$$

โดยที่ ค่าคงตัวเวลา  $\tau_L = \frac{L}{RT}$

จากรูปคลื่นของกระแสตัวเหนี่ยวนำเราสามารถคำนวณได้ว่า

$$I_p = (\bar{v}_1 - \bar{v}_2) \frac{dT}{L} = \bar{v}_2 \frac{d''T}{L} \quad (2.5)$$

โดยที่ “-” หมายถึง ค่าเฉลี่ยของปริมาณใด ๆ

ค่าเฉลี่ยของกระแสด้านเข้า  $\bar{i}_1$  คำนวณได้โดยแทนค่าจากสมการที่ (2.5) ดังนี้

$$\bar{i}_1 = \frac{dI_p}{2} = \left(\frac{d^2T}{2L}\right)(\bar{v}_1 - \bar{v}_2) \quad (2.6)$$

จากกฎการอนุรักษ์พลังงาน เมื่อกำลังด้านเข้าของสวิตช์กำลังเท่ากับกำลังด้านออก เราสามารถคำนวณหาค่าเฉลี่ยของกระแสด้านออก  $\bar{i}_2$  ได้ดังนี้

$$\bar{i}_2 = \frac{\bar{v}_1 \bar{i}_1}{\bar{v}_2} = \frac{\bar{v}_1}{\bar{v}_2} \left(\frac{d^2T}{2L}\right)(\bar{v}_1 - \bar{v}_2) \quad (2.7)$$

จากสมการเฉลี่ยของกระแส  $\hat{i}_x = f_x(\bar{v}_1, \bar{v}_2, d)$  เราสามารถคำนวณสัญญาณขนาดเล็กลงของกระแสได้โดยแทนค่าสมการที่ (2.6) และ (2.7) ลงในสมการที่ (2.8)

$$\hat{i}_x \approx \frac{\partial f_x}{\partial \bar{v}_1} \hat{v}_1 + \frac{\partial f_x}{\partial \bar{v}_2} \hat{v}_2 + \frac{\partial f_x}{\partial d} \hat{d} \quad (2.8)$$

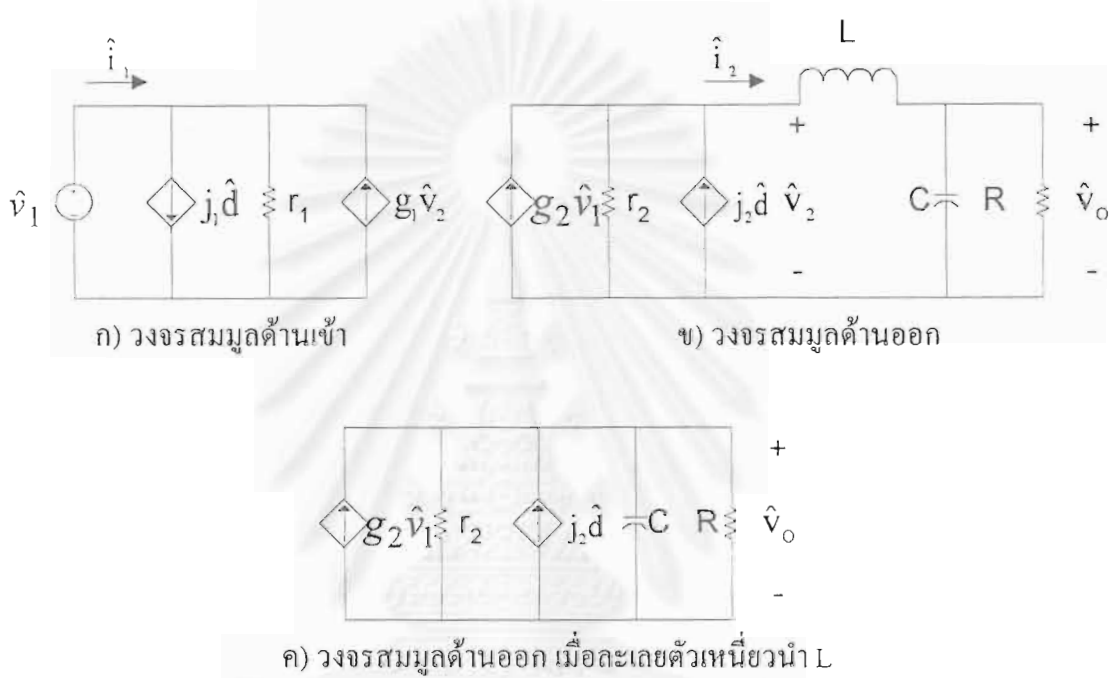
โดยที่ “^” หมายถึง สัญญาณขนาดเล็กลงของปริมาณนั้น ๆ

ดังนั้นสัญญาณขนาดเล็กลงของกระแสสามารถคำนวณได้ดังนี้

$$\hat{i}_1 \approx \left(\frac{D^2T}{2L}\right)\hat{v}_1 - \left(\frac{D^2T}{2L}\right)\hat{v}_2 + (v_1 - v_2)\left(\frac{DT}{L}\right)\hat{d} \quad (2.9)$$

และ 
$$\hat{i}_2 \approx \left(\frac{D^2 T}{2L}\right) \frac{(2V_1 - V_2)}{V_2} \hat{v}_1 - \left(\frac{D^2 T}{2L}\right) \left(\frac{V_1^2}{V_2^2}\right) \hat{v}_2 + \left[\frac{V_1(V_1 - V_2)}{V_2}\right] \left(\frac{DT}{L}\right) \hat{d} \tag{2.10}$$

เมื่อกำหนดให้  $1/r_1, -g_1, j_1$  และ  $g_2, -1/r_2, j_2$  เป็นสัมประสิทธิ์ของ  $\hat{v}_1, \hat{v}_2$  และ  $\hat{d}$  ในสมการที่ (2.9) และ (2.10) ตามลำดับ เราสามารถนำสมการทั้งสองนี้ไปเขียนเป็นวงจรสมมูลได้ดังรูปที่ 2.6 ก) และ ข)



รูปที่ 2.6 วงจรสมมูลสัญญาณขนาดเล็ของวงจรทอนระดับภาคกระแสไม่ต่อเนื่อง

โดยที่ 
$$g_1 = \frac{M^2}{(1-M)R}, r_1 = \frac{(1-M)R}{M^2}, j_1 = \frac{2V_0}{R} \sqrt{\frac{1-M}{2\tau_L}}$$

$$g_2 = \frac{M(2-M)}{R(1-M)}, r_2 = (1-M)R, j_2 = \frac{2V_0}{MR} \sqrt{\frac{1-M}{2\tau_L}}$$

จากรูปที่ 2.6 ก) และ ข) แสดงวงจรสมมูลสัญญาณขนาดเล็ทางด้านเข้าและด้านออกของวงจรทอนระดับภาคกระแสไม่ต่อเนื่องที่หาได้จากการเฉลี่ยและทำให้เป็นเชิงเส้น เมื่อพิจารณาที่ด้านออกซึ่งเป็นวงจร RLC ซึ่งเป็นวงจรอันดับสอง เราสามารถเขียนสมการลักษณะของวงจรได้ดังสมการที่ (2.11) (โคทม, 2537) นั่นคือ

$$A(s) = 1 + a_1 s + a_2 s^2 \quad (2.11)$$

โดยที่  $a_1 = [CRr_2/(R+r_2)] + L/(R+r_2)$  และ  $a_2 = LCR/(R+r_2)$

ในที่นี้เราพบว่า  $r_2$  มีค่าค่อนข้างใหญ่ รากลักษณะของสมการที่ (2.11) จะเป็นเลขจริงที่อยู่ห่างกันและเราสามารถคำนวณจากสมการใกล้เคียงดังนี้

$$A(s) \approx (1 + a_1 s) [1 + (a_2/a_1)s] \quad (2.12)$$

ขั้วหนึ่งที่มีความถี่สูงก็คือ

$$-a_1/a_2 \approx -r_2/L = 2(M/D)^2/T \quad (2.13)$$

สังเกตว่าขั้วค่าสูงจะอยู่สูงกว่าความถี่การสวิตช์  $f_s = 1/T$  โดยทั่วไปเราสามารถละเลยขั้วค่าสูงนี้ได้ เนื่องจากเป็นย่านความถี่ที่แบบจำลองเฉลี่ยไม่สามารถอธิบายการทำงานของวงจรได้ถูกต้อง (แบบจำลองเฉลี่ยสามารถใช้งานได้ภายในย่านความถี่ต่ำกว่า  $f_s/2$ ) หรืออีกนัยหนึ่งก็คือ เราสามารถละเลยความเหนี่ยวนำด้านนอก  $L$  ในรูปที่ 2.6 ข) ได้ และใช้วงจรสมมูลใกล้เคียงดังรูปที่ 2.6 ค) และเมื่อทำการคำนวณฟังก์ชัน โอนย้าย ได้ผลลัพธ์ดังนี้

$$G_s = \frac{\hat{v}_o}{\hat{v}_s} = \frac{M}{1 + \frac{s}{\omega_p}} \quad \text{เมื่อ} \quad \hat{d} = 0 \quad (2.14)$$

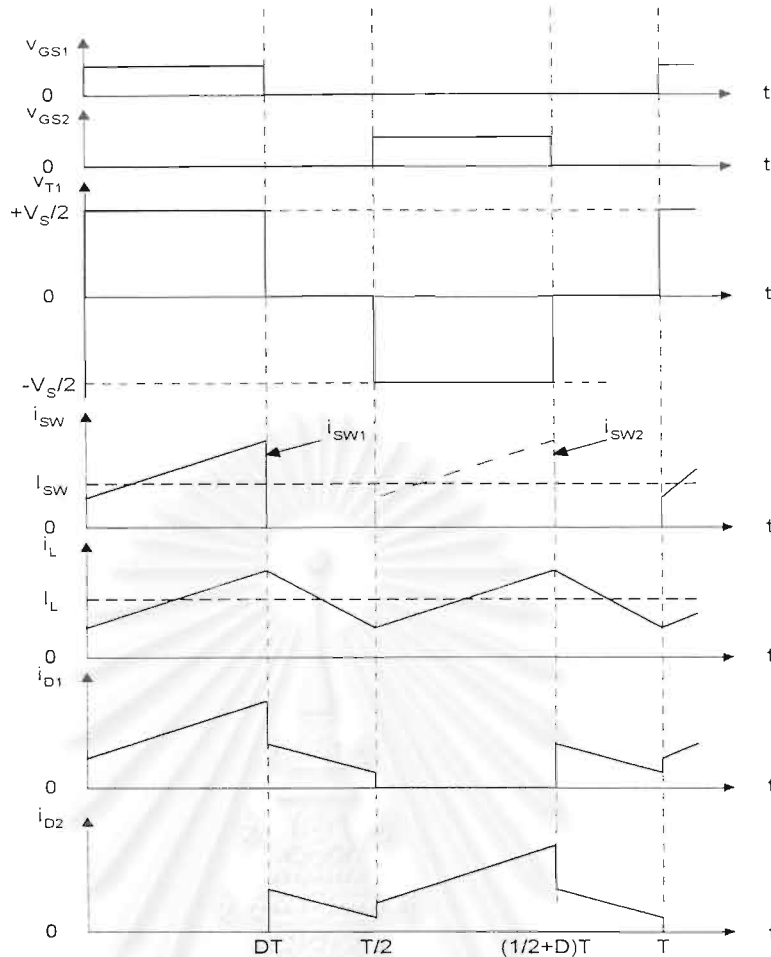
$$G_d = \frac{\hat{v}_o}{\hat{d}} = \frac{G_{od}}{1 + \frac{s}{\omega_p}} \quad \text{เมื่อ} \quad \hat{v}_s = 0 \quad (2.15)$$

$$\text{โดยที่} \quad \omega_p = \frac{2 - M}{RC(1 - M)} \quad \text{และ} \quad G_{od} = \frac{2V_o(1 - M)^2}{M(2 - M)\sqrt{2\tau_L}}$$

### 2.1.2 วงจรกึ่งบริดจ์

การหาแบบจำลองในวงจรกึ่งบริดจ์ที่ใช้ เริ่มด้วยการวิเคราะห์วงจรกึ่งบริดจ์ในกรณีอุดมคติ ก่อน จากนั้นก็จะเพิ่มองค์ประกอบเบียดเบียนเข้าไปในวงจร โดยการใช้กฎการอนุรักษ์พลังงาน เราสามารถหาค่าเฉลี่ยขององค์ประกอบเบียดเบียนได้ เมื่อได้วงจรเฉลี่ยแล้ว เราทำการจัดวงจรให้อยู่ในรูปแบบอย่างง่ายด้วยการย้ายองค์ประกอบเบียดเบียนไปอยู่ในกิ่งกระแส โดยใช้กฎการสะท้อน (reflection rule) จากวงจรเฉลี่ยในรูปแบบอย่างง่ายเราสามารถหาแบบจำลองไฟตรงและแบบจำลองสมมูลสัญญาณขนาดเล็กได้ (Czarkowski and Kazimierzuk, 1992)

รูปที่ 2.7 แสดงรูปคลื่นของวงจรกึ่งบริดจ์ในกรณีอุดมคติซึ่งองค์ประกอบภายในวงจรไม่มีการสูญเสีย และหม้อแปลงเป็นหม้อแปลงอุดมคติ



รูปที่ 2.7 แสดงรูปคลื่นของวงจรกึ่งบริดจ์ที่ไม่มีการสูญเสีย

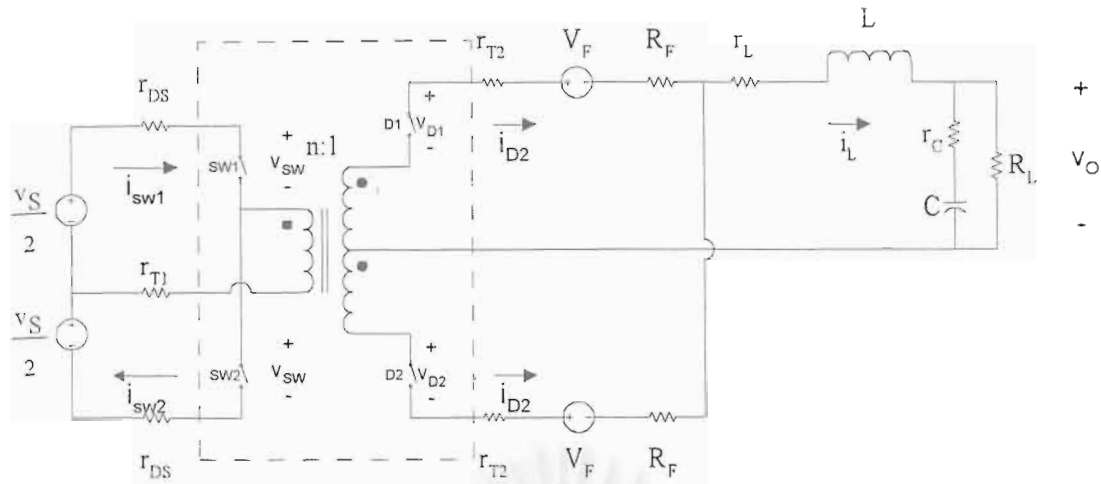
วงจรกึ่งบริดจ์จากรูปที่ 2.2 สามารถเขียนวงจรสมมูลที่ประกอบด้วยองค์ประกอบเบียดเขียนได้ดังรูปที่ 2.8 โดยการแทนสวิทช์กำลังด้วยสวิทช์อุดมคติและตัวต้านทาน (ความต้านทานเดรนซอสของมอสเฟต หรือ  $r_{DS}$ ) ส่วนไดโอดแทนด้วยสวิทช์อุดมคติต่ออนุกรมกับตัวต้านทาน (ความต้านทานไปหน้าของไดโอด หรือ  $R_F$ ) และแหล่งแรงดันไฟตรง (แรงดันคร่อมไดโอดขณะนำกระแส หรือ  $V_F$ )

การวิเคราะห์วงจรกึ่งบริดจ์ในกรณีอุดมคติ เราสมมติว่า

- ก) กระแสตัวเหนี่ยวนำด้านออกคงตัวในแต่ละคาบการสวิทช์และต่อเนื่อง
- ข) องค์ประกอบเฉื่อยงานเป็นเชิงเส้น ไม่ขึ้นกับความถี่ และไม่แปรผันกับเวลา
- ค) สวิทช์กำลังและไดโอดมีความต้านทานเป็นอนันต์ขณะตัดวงจรและมีความต้านทานเป็นศูนย์ในขณะต่อวงจร

ง) ละเลยผลของตัวเก็บประจุด้านออกของสวิทช์กำลังและไดโอด

จ) ละเลยผลของตัวเหนี่ยวนำต่าง ๆ ( $L_\sigma = 0, L_m$  มีค่าใหญ่มาก)



รูปที่ 2.8 แสดงวงจรสมมูลของวงจรกึ่งบริดจ์ที่รวมองค์ประกอบเบียดเบียน

โดยที่  $r_{T1}$  และ  $r_{T2}$  คือ ความต้านทานด้านปฐมภูมิและทุติยภูมิของหม้อแปลงตามลำดับ  
 $r_L$  คือ ความต้านทานของตัวเหนี่ยวนำ  
 $r_C$  คือ ความต้านทานอนุกรมสมมูล (equivalent series resistance หรือ ESR) ของตัวเก็บประจุ  
 $n$  คืออัตราส่วนจำนวนรอบของหม้อแปลง ( $n=N_p/N_s$ )

จากรูปที่ 2.7 เมื่อวิเคราะห์ห่องค์ประกอบไฟตรงของวงจรกึ่งบริดจ์เราจะได้ว่า

$$I_L = \frac{nI_{sw}}{D} = 2I_D \quad (2.16)$$

$$V_D = \frac{2DV_{sw}}{n} \quad (2.17)$$

โดยที่  $I_L$  คือองค์ประกอบไฟตรงของกระแสผ่านตัวเหนี่ยวนำ  
 $I_{sw}$  คือองค์ประกอบไฟตรงของกระแสผ่านสวิตช์อุดมคติ  
 $I_D$  คือองค์ประกอบไฟตรงของกระแสผ่านไดโอดอุดมคติ  
 $V_{sw}$  คือองค์ประกอบไฟตรงของแรงดันคร่อมสวิตช์อุดมคติ  
 $V_D$  คือองค์ประกอบไฟตรงของแรงดันคร่อมไดโอดอุดมคติ  
 วัฏจักรงาน  $D = t_{ON}/T \leq 0.5$  และ ความถี่การสวิตช์  $f_s = 1/T$



จากสมการที่ (2.16) และ (2.17) สามารถหาฟังก์ชัน โอนย้ายของกระแสและแรงดันในส่วน  
ของหม้อแปลงและสวิตช์อุดมคติได้ดังนี้

$$M_I = \frac{I_L}{I_{SW}} = \frac{n}{D} \quad (2.18)$$

$$M_V = \frac{V_D}{V_{SW}} = \frac{2D}{n} \quad (2.19)$$

เมื่อคิดผลขององค์ประกอบเบียดเบียนในวงจร (รูปที่ 2.8) เราสามารถนำหลักการอนุรักษ์  
พลังงาน มาใช้เพื่อหาค่าเฉลี่ยขององค์ประกอบในวงจร ในขณะที่สวิตช์ต่อวงจร กระแสผ่านสวิตช์  
 $i_{sw} \approx I_L/n$  ดังนั้นเราสามารถหาค่ายังผลของกระแสผ่านสวิตช์ได้ดังนี้

$$I_{SW}^{rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{DT} i_{sw}^2 dt} = \frac{\sqrt{DI_L}}{n} = \frac{\sqrt{DI_D}}{2n} = \frac{I_{SW}}{\sqrt{D}} \quad (2.20)$$

จากสมการ (2.20) เมื่อทำการคำนวณกำลังสูญเสียใน  $r_{DS}$  และ  $r_{T1}$  ได้ผลการคำนวณดังนี้

$$\begin{aligned} P_1 &= (r_{DS} + r_{T1}) I_{SW}^{rms2} = \frac{D(r_{DS} + r_{T1})}{n^2} I_L^2 \\ &= \frac{4D(r_{DS} + r_{T1})}{n^2} I_D^2 = \frac{r_{DS} + r_{T1}}{D} I_{SW}^2 \end{aligned} \quad (2.21)$$

ดังนั้นสามารถแทนความต้านทาน  $r_{DS}$  และ  $r_{T1}$  ด้วยความต้านทานสมมูลเฉลี่ย (equivalent  
averaged resistance หรือ EAR) ในกิ่งสวิตช์คือ  $(r_{DS}+r_{T1})/D$

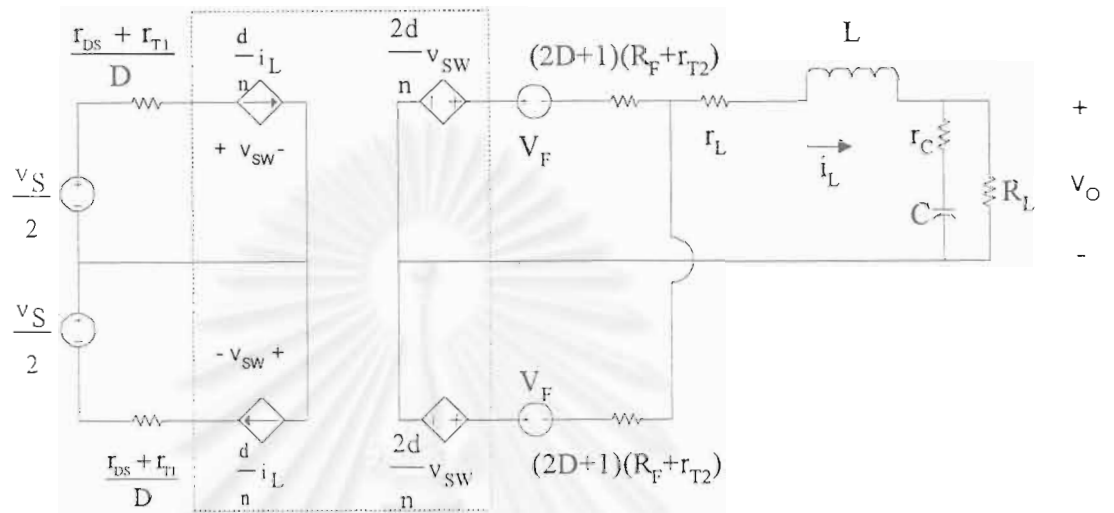
ความต้านทานสมมูลเฉลี่ยในกิ่งไดโอดก็สามารถหาได้ด้วยวิธีเดียวกัน โดยที่กระแสไหล  
ผ่านไดโอด  $i_D \approx I_L$  ในช่วง  $0 < t < DT$   $i_D \approx I_L/2$  ในช่วงเวลา  $DT < t < T/2$  และ  $(1/2+D)T < t < T$   
และ  $i_D = 0$  ในช่วงเวลา  $T/2 < t < (1/2+D)T$  เมื่อทำการหาค่ายังผลของกระแสไดโอด ได้ผลดังนี้

$$I_D^{rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i_D^2 dt} = \frac{I_L \sqrt{2D+1}}{2} = \frac{n I_{SW} \sqrt{2D+1}}{2D} = I_D \sqrt{2D+1} \quad (2.22)$$

จากสมการ (2.22) เมื่อทำการคำนวณกำลังสูญเสียใน  $R_F$  และ  $r_{T2}$  ได้ผลการคำนวณดังนี้

$$\begin{aligned} P_2 &= (R_F + r_{T2}) I_D^{rms2} = (2D+1)(R_F + r_{T2}) I_D^2 \\ &= \frac{(2D+1)(R_F + r_{T2})}{4} I_L^2 = \frac{n^2(2D+1)(R_F + r_{T2})}{4D^2} I_{SW}^2 \end{aligned} \quad (2.23)$$

ดังนั้นความต้านทาน  $R_F$  และ  $r_{T2}$  ในกิ่งไดโอดสามารถแทนด้วยความต้านทานสมมูลเฉลี่ยได้ คือ  $(2D+1)(R_F+r_{T2})$  จากความสัมพันธ์ในสมการที่ (2.18)–(2.23) สามารถนำมาเขียนวงเฉลี่ยของวงจรกึ่งบริดจ์ได้ ดังรูปที่ 2.9



รูปที่ 2.9 วงจรเฉลี่ยของวงจรกึ่งบริดจ์

เราสามารถลดรูปของวงจรเฉลี่ยให้อยู่ในรูปแบบที่กระทัดรัด โดยการนำหลักการสะท้อนมาใช้ เพื่อย้ายองค์ประกอบวงจรจากกิ่งหนึ่งไปยังอีกกิ่ง เมื่อกำหนดให้สัมประสิทธิ์การสะท้อน (reflection coefficient) คือ

$$K_{XY} = \frac{I_Y}{I_X} = \frac{V_X}{V_Y} = \sqrt{\frac{r_X}{r_Y}} \quad (2.24)$$

เมื่อ  $I_X$  และ  $I_Y$  คือ องค์ประกอบไฟตรงของกระแสในกิ่ง X และ Y ตามลำดับ

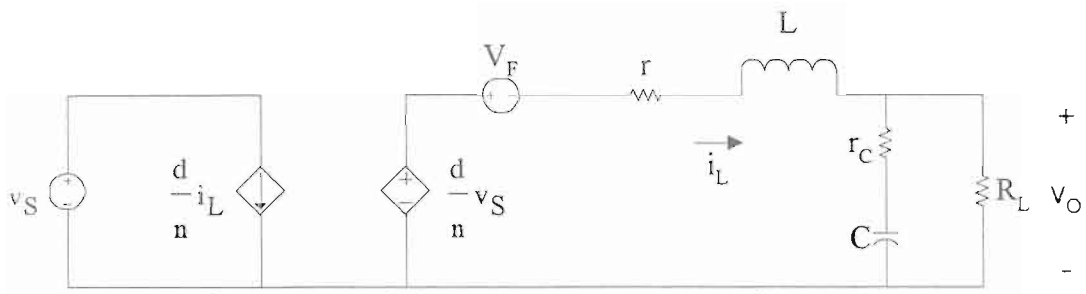
$V_X$  และ  $V_Y$  คือ แรงดันเฉลี่ยในกิ่ง X และ Y ตามลำดับ

$r_X$  และ  $r_Y$  คือ ความต้านทานเฉลี่ยสมมูลในกิ่ง X และ Y ตามลำดับ

จากสมการที่ (2.24) เราสามารถหาสัมประสิทธิ์การสะท้อนของวงจรกึ่งบริดจ์ได้ดังนี้

$$K_{LS} = \frac{D}{n}, \quad K_{LD} = \frac{1}{2}, \quad K_{SD} = \frac{n}{2D} \quad (2.25)$$

ดังนั้น  $r_L = D^2 r_S / n^2 = r_D / 4$  และ  $V_L = DV_S / n = V_D / 2$  และเมื่อทำการเขียนวงจรมูลฐานขึ้นมาใหม่โดยย้ายองค์ประกอบวงจรไปที่กิ่งตัวเหนี่ยวนำจะได้วงจรมูลฐานดังรูปที่ 2.10 (ในที่นี้  $V_S = V_{SW}$ )



รูปที่ 2.10 วงจรเฉลี่ยที่ย้ายองค์ประกอบวงจรไปอยู่ที่กิ่งตัวเหนี่ยวนำ

$$\text{โดยที่ } r = 2D \frac{r_{DS} + r_{T1}}{n^2} + \left(\frac{1}{2} + D\right)(R_F + r_{T2}) + r_L$$

เมื่อพิจารณาวงจรเฉลี่ยในรูปที่ 2.10 เราสามารถเขียนกระแส แรงดัน และวัฏจักรงานในรูปขององค์ประกอบไฟตรงและองค์ประกอบไฟสลับได้ดังนี้

$$v_S = V_S + \hat{v}_S \quad (2.26)$$

$$i_{sw} = I_{sw} + \hat{i}_{sw} \quad (2.27)$$

$$v_D = V_D + \hat{v}_D \quad (2.28)$$

$$d = D + \hat{d} \quad (2.29)$$

$$i_L = I_L + \hat{i}_L \quad (2.30)$$

$$v_O = V_O + \hat{v}_O \quad (2.31)$$

จากสมการที่ (2.18) และ (2.19) เมื่อนำมาจัดรูปใหม่ดังนี้

$$i_{sw} = M_I i_L = \frac{d}{n} i_L \quad (2.32)$$

$$v_D = M_V v_{sw} = \frac{2d}{n} v_{sw} = \frac{d}{n} v_S \quad (2.33)$$

แทนสมการ (2.27), (2.29) และ (2.30) ลงในสมการที่ (2.32) จะได้

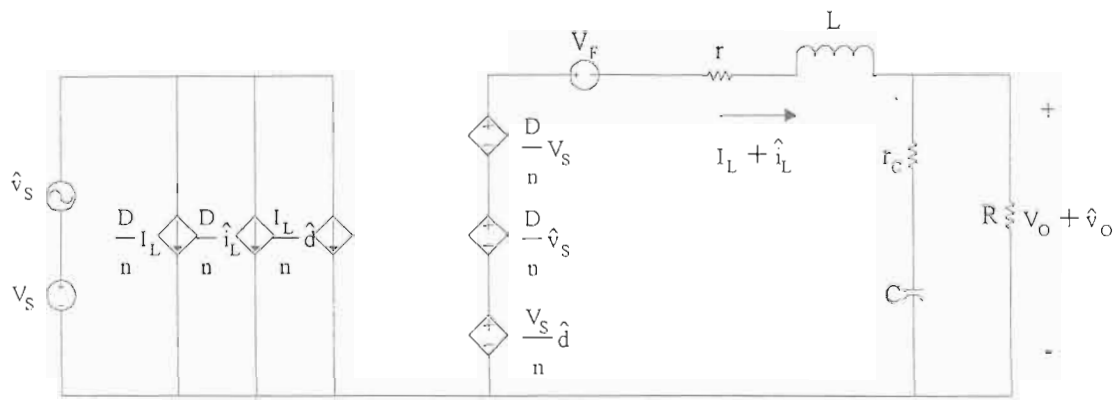
$$I_{sw} + \hat{i}_{sw} = \frac{1}{n} (D + \hat{d})(I_L + \hat{i}_L) = \frac{D}{n} I_L + \frac{D}{n} \hat{i}_L + \frac{I_L}{n} \hat{d} + \frac{\hat{d}}{n} \hat{i}_L \quad (2.34)$$

แทนสมการ (2.26), (2.28) และ (2.29) ลงในสมการที่ (2.33) จะได้

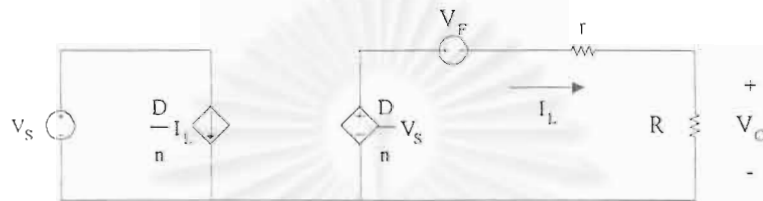
$$V_D + \hat{v}_D = \frac{1}{n} (D + \hat{d})(V_S + \hat{v}_S) = \frac{D}{n} V_S + \frac{D}{n} \hat{v}_S + \frac{V_S}{n} \hat{d} + \frac{\hat{d}}{n} \hat{v}_S \quad (2.35)$$

เมื่อละเลยผลคูณของปริมาณขนาดเล็ก  $\frac{\hat{d}}{n} \hat{i}_L$  และ  $\frac{\hat{d}}{n} \hat{v}_S$  ในสมการที่ (2.34) และ (2.35)

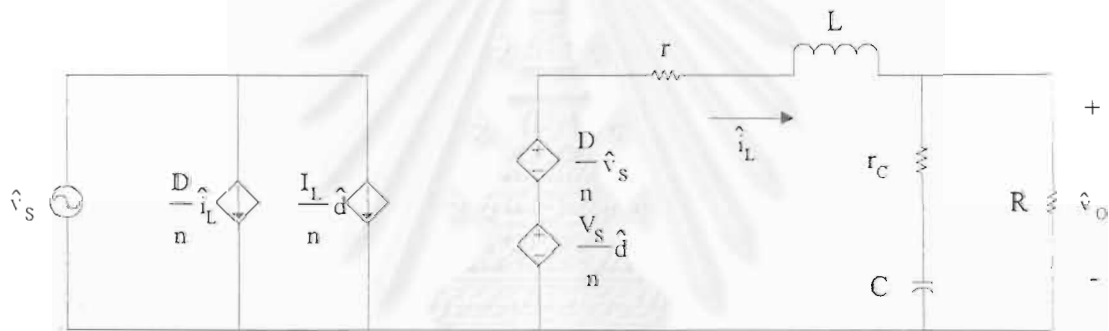
สามารถเขียนแบบจำลองเชิงเส้นของวงจรกึ่งบริดจ์ได้ดังรูปที่ 2.11



ก) แบบจำลองสัญญาณขนาดใหญ่



ข) แบบจำลองไฟตรง



ค) แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็ก

รูปที่ 2.11 แบบจำลองเชิงเส้นของวงจร buck

จากแบบจำลองไฟตรง ดังรูปที่ 2.11 ข) สามารถหาอัตราการผลิตแรงดันได้ดังนี้

$$M_{VDC} = \frac{V_O}{V_S} = \left( \frac{D}{n} - \frac{V_F}{V_S} \right) \frac{R}{R+r} \quad (2.36)$$

การวิเคราะห์หาฟังก์ชันโอนย้ายจากรูปที่ 2.11 ค) จะได้ผลลัพธ์ดังนี้

$$G_S = \frac{\hat{v}_O}{\hat{v}_S} = M \frac{\frac{s}{s+1}}{1 + a_1s + a_2s^2} \quad \text{เมื่อ} \quad \hat{d} = 0 \quad (2.37)$$

$$G_d = \frac{\hat{v}_O}{\hat{d}} = G_{od} \frac{\frac{s}{s+1}}{1 + a_1s + a_2s^2} \quad \text{เมื่อ} \quad \hat{v}_S = 0 \quad (2.38)$$

โดยที่

$$M = \frac{D}{n} \frac{R}{R+r}, \quad G_{od} = \frac{V_S}{n} \frac{R}{R+r},$$

$$a_1 = C \left( r_C + \frac{Rr}{R+r} \right) + \frac{L}{R+r}, \quad a_2 = \frac{LC(R+r_C)}{R+r},$$

$$s_{z1} = \frac{1}{r_C \cdot C}$$

## 2.2 การออกแบบ

ข้อกำหนดในการออกแบบวงจรแปลงผันไฟตรง-ไฟตรงมีดังนี้

- ช่วงกว้างแรงดันขาเข้า  $V_S^{\max}, V_S^{\min}$
- กระแสโหลด  $I_O^{\max}, I_O^{\min}$
- แรงดันค่านอก  $V_O$

### 2.2.1 วงจรทอนระดับ

ในการใช้งานวงจรแปลงผันไฟตรง-ไฟตรงเป็นแหล่งจ่ายแรงดัน จะมีการป้อนกลับเพื่อควบคุมแรงดันค่านอกโดยการปรับค่าวัฏจักรงาน  $D$  กรณีที่แรงดันค่านอกคงตัว  $D$  จะเป็นตัวแปรตามฟังก์ชันของอัตราแปลงผัน  $M$  ตามสมการที่ (2.3) ในการออกแบบเราจะกำหนดค่า  $D$  ขึ้นมาเพื่อใช้ในการคำนวณหาพารามิเตอร์อื่นต่อไป โดยที่  $D \leq M$  เพื่อให้วงจรทำงานในโหมดกระแสไม่ต่อเนื่อง (โคทม อริยา, 2537)

ความเหนี่ยวนำค่านอกคำนวณได้จากสมการ (2.3)

$$L = (V_S - V_O) \frac{DT_S}{I_{LP}} \quad (2.40)$$

โดยที่ กระแสค่ายอดของตัวเหนี่ยวนำ  $I_{LP} = \frac{2I_O V_O}{DV_S}$  (2.41)

ความถี่การสวิตช์  $f_S = \frac{1}{T_S}$

เกณฑ์ในการเลือกตัวเก็บประจุ  $C$  ทำได้โดยพิจารณาจากค่าระลอกของแรงดันค่านอก  $V_{RIPPLE}$  ซึ่งสามารถคำนวณได้จากสมการที่ (2.42) แต่ถ้าต้องการผลการคำนวณที่ใกล้เคียงของ  $V_{RIPPLE}$  เราจะต้องพิจารณาถึงองค์ประกอบเบียดเบียนในตัวเก็บประจุ ซึ่งจะทำให้การคำนวณก่อนข้างยุ่งยาก ในทางปฏิบัติเราสามารถเลือก  $C$  ได้จากคู่มือการออกแบบจากผู้ผลิต

$$C = \frac{T_S V_O \left[ 1 - \frac{D+D''}{2} \right]^2}{RV_{\text{RIPPLE}}} \quad (2.42)$$

เราอาจพิจารณาเลือก C อย่างง่าย โดยเลือก C ที่ทำให้ความถี่หักมุม  $f_c$  ของวงจรกรองผ่านต่ำ ที่ทำให้  $f_c \ll f_s$  (Mohan, Undeland and Robins, 1989) โดยที่

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (2.43)$$

กระแสสูงสุดผ่านสวิตช์  $I_{\text{SW}}^{\text{max}} = I_{\text{LP}}$

แรงดันสูงสุดคร่อมสวิตช์  $V_{\text{DS}}^{\text{max}} = V_S^{\text{max}}$

กระแสสูงสุดผ่านไดโอด  $I_{\text{D}}^{\text{max}} = I_{\text{LP}}$

แรงดันสูงสุดคร่อมสวิตช์  $V_{\text{D}}^{\text{max}} = V_S^{\text{max}}$

กำหนดให้  $V_S = 55 \text{ V}$ ,  $V_O = 20 \text{ V}$ ,  $f_s = 200 \text{ kHz}$  และ  $D_{\text{max}} = 0.27$  ( $D < M \approx 0.364$ )

ในกรณีที่โหลดของแหล่งจ่ายไฟตรงเป็นอินเวอร์เตอร์ ถ้าไม่คิดกำลังสูญเสียในอินเวอร์เตอร์ เราจะประมาณว่ากระแสด้านออกของแหล่งจ่ายไฟตรงเท่ากับกระแสด้านออกของอินเวอร์เตอร์ เมื่ออินเวอร์เตอร์จ่ายกำลังออก  $P_O$  ประมาณ  $20 \text{ W}$  และความต้านทานของลำโพง  $R_L$  ประมาณ  $8 \Omega$  เราสามารถคำนวณค่ายอดของกระแสด้านออกของอินเวอร์เตอร์ได้  $I_O^{\text{peak}} = \sqrt{2P_O/R_L} = \sqrt{2 \times 20/8} = 2.24 \text{ A}$  แต่เราอาจจะเผื่อกระแสด้านออกที่แหล่งจ่ายไฟตรงต้องจ่ายอีก 20% ดังนั้น  $I_{\text{LP}}^{\text{max}} = 2.24 \times 120\% = 2.68 \text{ A}$

เมื่อนำค่าเหล่านี้ไปคำนวณตามสมการ (2.41) จะได้  $I_{\text{LP}} = 7.22 \text{ A}$  ดังนั้นเมื่อแทนค่า  $I_{\text{LP}}$  ลงในสมการ (2.40) จะได้  $L = 6.55 \text{ uH}$  และถ้ากำหนดให้ความถี่หักมุม  $f_c = 1 \text{ kHz}$  จากสมการ (2.43) จะได้  $C = 3867 \text{ uF}$  จากค่าที่คำนวณได้ เมื่อนำไปใช้ในทางปฏิบัติ เราเลือกอุปกรณ์ดังต่อไปนี้

$M_1$  - IRF640 ( $V_{\text{DS}} = 200\text{V}$ ,  $I_{\text{D}} = 18\text{A}$ ,  $R_{\text{DS(ON)}} = 0.18\Omega$ )

D - MUR810 ( $V_R = 100\text{V}$ ,  $I_F = 8\text{A}$ ,  $V_F = 0.8\text{V}$ )

L - 6 uH (EI19)

C - 4700 uF (electrolytic 4700uF/50V + mylar 330nF)

### 2.2.2 วงจรกึ่งบริดจ์

การเลือกอัตราส่วนจำนวนรอบหม้อแปลง  $n$  สามารถคำนวณได้จากสมการ (2.44)

$$n = \frac{N_p}{N_s} = \frac{D_{\max} V_S^{\min}}{V_O^{\max} + V_F} \quad (2.44)$$

โดยที่  $D_{\max}$  คือวัฏจักรงานมากที่สุด มีค่าประมาณ 0.4–0.45

$V_F$  คือแรงดันคร่อมไดโอดขณะนำกระแส มีค่าประมาณ 0.5–1 V

จำนวนรอบของหม้อแปลงทางด้านทุติยภูมิ  $N_s$  สามารถหาได้จาก

$$N_s \geq \frac{D_{\max} V_p^{\max}}{n f_s A_c 2B_{\max}} \times 10^4 \quad (2.45)$$

โดยที่  $B_{\max}$  - ความหนาแน่นของฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุด

$A_c$  - พื้นที่หน้าตัดของแกนประสิทธิผล

$V_p^{\max}$  - แรงดันด้านปฐมภูมิของหม้อแปลงสูงสุด ( $\approx V_S^{\max} / 2$ )

ความเหนี่ยวนำทำแม่เหล็กด้านปฐมภูมิ  $L_p$  สามารถคำนวณได้จาก

$$L_p = N_p^2 A_L \quad (2.46)$$

เมื่อ  $A_L$  คือแฟกเตอร์ตัวเหนี่ยวนำ (induction factor)

กระแสสูงสุดผ่านสวิตช์  $I_{SW}^{\max}$  ขึ้นกับอัตราส่วนของจำนวนรอบ  $n$

$$I_{SW}^{\max} = \frac{I_O^{\max} + \Delta I_L / 2}{n} + I_M \quad (2.47)$$

โดยที่ กระแสทำแม่เหล็ก  $I_M = \frac{V_S^{\max} D_{\max}}{2 f_s L_p}$

แรงดันคร่อมสวิตช์มากที่สุดคือ  $V_{DS}^{\max} = V_S^{\max}$  (2.48)

ในการเลือกสวิตช์กำลัง เราสามารถเลือกได้จากสมการ (2.47) และ (2.48) โดยต้องคำนึงถึงความต้านทานของสวิตช์  $R_{DS}$  ในขณะนำกระแส โดยสวิตช์ที่มี  $R_{DS}$  ต่ำ กำลังสูญเสียในขณะที่สวิตช์ต่อวงจรจะน้อย และวงจรที่ใช้ความถี่การสวิตช์สูงควรพิจารณาถึงสวิตช์ที่มี  $R_{DS}$  ต่ำ จะมีตัวเก็บประจุที่เกต (gate capacitance) ค่าใหญ่ทำให้ช่วงเวลาในการตัดต่อสวิตช์ยาวนานขึ้น ส่งผลให้เกิดกำลังสูญเสียเนื่องจากการสวิตช์เพิ่มขึ้นด้วย (Danz, 1996)

ค่าตัวเหนี่ยวนำสามารถคำนวณได้จากสมการ (2.49)

$$L = \frac{V_O (1 - 2D) T_S}{2 \Delta I_L} \quad (2.49)$$

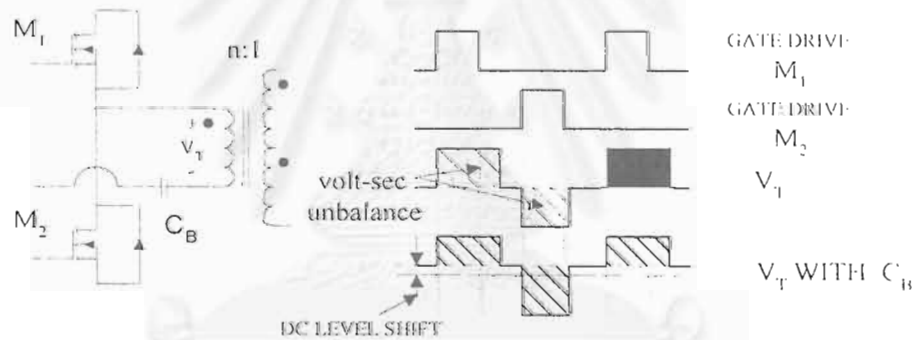
การเลือกตัวเก็บประจุด้านออกนั้นสามารถเลือกได้จากตัวเก็บประจุที่มีค่า ESR เท่ากับที่คำนวณได้จากสมการที่ (2.50) (Mohan, and others, 1989)

$$ESR = \Delta V_O / \Delta I_O \quad (2.50)$$

โดยที่  $\Delta V_O$  คือการเปลี่ยนแปลงของแรงดันด้านออกที่ยอมรับได้ขณะโหลดมีการเปลี่ยนแปลงทันที

$$\Delta I_O \text{ คือผลต่างของกระแสโหลดในภาวะชั่วขณะ } (I_O^{\max} - I_O^{\min})$$

ในทางปฏิบัติวงจรกึ่งบริดจ์จะมีการป้องกันการอิมพัลส์ของหม้อแปลงเนื่องจากความไม่สมดุลของแรงดัน-วินาที (volt-sec unbalance) ซึ่งอาจเกิดจากหลายสาเหตุเช่น ความไม่สมมาตรของสวิตช์กำลัง การเปลี่ยนแปลงโหลดแบบขั้น (step load change) หรือกระบวนการเริ่มต้น (starting-up process) โดยการเติมตัวเก็บประจุ ( $C_B$ ) อนุกรมกับหม้อแปลงทางด้านปฐมภูมิ แรงดันไฟตรงจะตกคร่อมตัวเก็บประจุแทนทำให้เกิดความสมดุลของแรงดัน-วินาทีที่หม้อแปลง ดังรูปที่ 2.12 (Hnatek, 1989; Pressman, 1992)



รูปที่ 2.12 การเติมตัวเก็บประจุอนุกรมกับหม้อแปลง

การคำนวณหาค่าตัวเก็บประจุ  $C_B$  สามารถคำนวณได้ดังนี้ (Kilgusstein, 1989)

$$C_B \leq \frac{I_S^{\max} D_{\max}}{\Delta V_C f_S} \quad (2.51)$$

โดยที่  $\Delta V_C$  แรงดันตกคร่อม  $C_B$  ( $\approx 20$  V)

กำหนดให้  $V_S = 311$ ,  $V_{DC} \pm 10\%$ ,  $V_O = 55$  V,  $f_S = 100$  kHz,  $\Delta V_O = 0.5$  V,  $\Delta I_O = 0.15$  A และ  $D_{\max} = 0.435$

เมื่ออินเวอร์เตอร์จ่ายกำลังออก  $P_o$  ประมาณ 100 W และความต้านทานของลำโพง  $R_L$  ประมาณ  $8\Omega$  เราสามารถคำนวณค่าของกระแสด้านออกของอินเวอร์เตอร์ได้



$$I_o^{\text{peak}} = \sqrt{\frac{2P_o}{R_L}} = \sqrt{\frac{2 \times 100}{8}} = 5 \text{ A} \text{ แต่เราอาจจะเผื่อกระแสต้านออกที่แหล่งจ่ายไฟตรงต้องจ่ายอีก}$$

20 % ดังนั้น  $I_o^{\text{max}} = 5 \times 120\% = 6 \text{ A}$  และ  $I_o^{\text{min}} = I_o^{\text{max}} \times 10\% = 6 \times 10\% = 0.6 \text{ A}$  เมื่อนำค่าเหล่านี้ไปคำนวณตามสมการข้างต้นจะได้  $L = 238 \text{ uH}$  ส่วนตัวเก็บประจุด้านออก C เลือกรุ่นที่มีค่า ESR ประมาณ  $0.09\Omega$  จากผลการคำนวณ เมื่อนำไปใช้ในทางปฏิบัติจะได้

$M_1, M_2$  - IRF840 ( $V_{DS}=500\text{V}, I_D=8\text{A}, R_{DS(ON)}=0.8\Omega$ )

$D_1, D_2$  - MUR810 ( $V_R=100\text{V}, I_F=8\text{A}, V_D=0.8\text{V}$ )

L - 247 uH (EI30)

C - 9,400 uF (electrolytic 4,700uF/63V $\times$ 2 + mylar0.33uF $\times$ 2, ESR=0.09 $\Omega$ )

TR - n=2.4 (ETD44)

$C_B$  - 470nF (mylar470nF/630V)

### 2.3 วงจรควบคุม

จากการพัฒนาแบบจำลองของวงจรแปลงผัน เราจะนำแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กลงมาใช้ ในการออกแบบวงจรควบคุมป้อนกลับ จุดมุ่งหมายในการออกแบบวงจรควบคุมคือต้องการระบบ ที่มีเสถียรภาพ และในขณะเดียวกันยังมีสมรรถนะด้านอื่น ๆ อีก เช่น ความรวดเร็วในการตอบสนองต่อการเปลี่ยนแปลงของโหลดและแรงดันด้านเข้า ความสามารถในการคงค่าแรงดัน เป็นต้น

ขั้นตอนในการออกแบบวงจรควบคุมสำหรับวงจรแปลงผันไฟตรง-ไฟตรงที่ใช้กันอยู่มี ลักษณะของการลองผิดลองถูก กล่าวคือ ทดลองออกแบบตัวควบคุมขึ้นมาก่อน จากนั้นก็ทำการ ทดสอบเสถียรภาพของระบบด้วยแผนภาพโบเด (Bode) (โดยที่แผนภาพโบเดแสดงถึงอัตราขยาย และเฟสของระบบควบคุม) ปัญหาที่คือถ้าผู้ออกแบบต้องการสมรรถนะด้านอื่นเพิ่มเติม จำเป็นต้อง มีการทดสอบการทำงานของระบบเนื่องจากเราไม่สามารถคาดเดาผลของการทดลองออกแบบได้ ถ้าตัวควบคุมไม่สามารถตอบสนองความต้องการของผู้ออกแบบได้ ผู้ออกแบบก็ต้องกลับไป ทดลองออกแบบตัวควบคุมอีกครั้ง ซึ่งเวลาที่ใช้ในการออกแบบก็ขึ้นอยู่กับประสบการณ์ของผู้ออกแบบ

ในที่นี้กล่าวถึงการออกแบบตัวควบคุมสำหรับวงจรแปลงผันไฟตรง-ไฟตรงด้วยวิธี อสมการ (รายละเอียดของวิธีอสมการนำเสนอในภาคผนวก ก) โดยข้อกำหนดด้านสมรรถนะ ของวงจรแปลงผันถูกนำมาเขียนอยู่ในรูปอสมการ (แนวทางการเขียนข้อกำหนดด้านสมรรถนะ สามารถศึกษาได้จากภาคผนวก ข) จากนั้นก็ทำการหาค่าพารามิเตอร์การออกแบบ  $p$  ที่เหมาะสม ของวงจรทอนระดับและกึ่งบริดจ์ ซึ่งผลของการออกแบบตัวควบคุมจะถูกตรวจสอบโดยการจำลอง การทำงานด้วยคอมพิวเตอร์และการทดลอง

### 2.3.1 วงจรทอนระดับ

จากการออกแบบในหัวข้อ 2.2.1 เราสามารถแสดงพารามิเตอร์ในวงจรทอนระดับได้ตามตารางที่ 2.1 ดังนี้

พารามิเตอร์	ค่า	พารามิเตอร์	ค่า
ความต้านทานโหลด R	8 $\Omega$	ความเหนี่ยวนำ L	6 uH
ตัวเก็บประจุ C	4700 uF	อัตราการผลิตผัน M	20/55
แรงดันด้านเข้า $V_s$	55 V	แรงดันด้านออก $V_o$	20V
วัฏจักรงาน D	0.27	ความถี่การสวิตช์ $f_s$	200 kHz
ค่าคงตัวเวลา $\tau_i$	0.15		

ตารางที่ 2.1 พารามิเตอร์ของวงจรทอนระดับ

จากรูปที่ 2.6 ก) เราสามารถหาอิมพีแดนซ์ด้านออกวงรอบเปิด  $Z_{oc}$  ได้ดังนี้

$$Z_{oc}(s) = \frac{R_x}{sCR_x + 1} \quad (2.52)$$

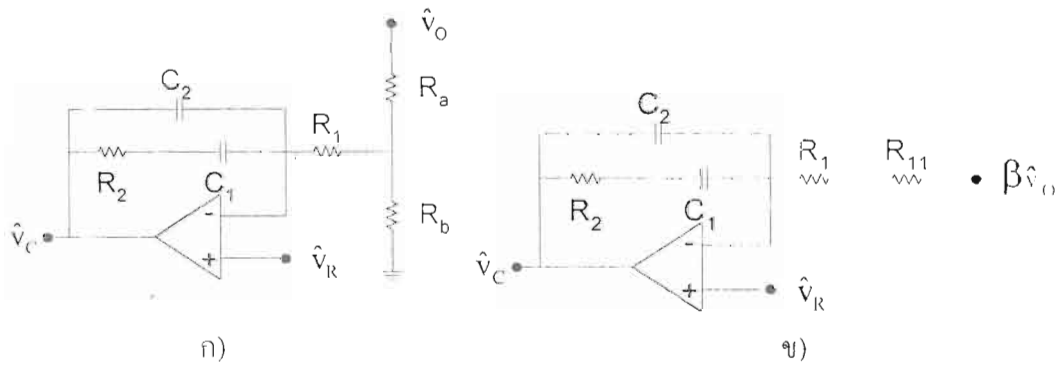
โดยที่  $R_x = r_2 // R$

วงจรคูล่าที่ใช้เป็นวงเป็นวงจรคูล่าแบบสองขั้วหนึ่งศูนย์โดยมีขั้วหนึ่งที่มีความถี่ศูนย์ ดังรูปที่ 2.13 ก) ซึ่ง  $R_s$  และ  $R_p$  ทำหน้าที่ทอนแรงดันด้านออกลงมาให้อยู่ในระดับที่เหมาะสม เพื่อความสะดวกในการหาฟังก์ชันโอนย้ายของวงจรควบคุมเราสามารถแปลงวงจรจากรูปที่ 2.13 ก) เป็นวงจรในรูปที่ 2.13 ข) (โดยใช้ทฤษฎีบทของเทเวนินและนอร์ตัน) โดยที่  $R_{11}$  หมายถึง ความต้านทานเทเวนิน ( $R_{11} = R_s // R_p$ ) และ  $\beta V_o$  หมายถึง แหล่งเทเวนิน ( $\beta = R_p / (R_s + R_p)$ )

จากรูปที่ 2.13 ข) สามารถหาความสัมพันธ์ของแรงดันควบคุม  $\hat{v}_c$  กับแรงดันด้านออก  $\hat{v}_o$  และแรงดันอ้างอิง  $\hat{v}_n$  ได้ดังนี้

$$\hat{v}_c = -K(s)\beta \hat{v}_o + (1+K(s)) \hat{v}_n \quad (2.53)$$

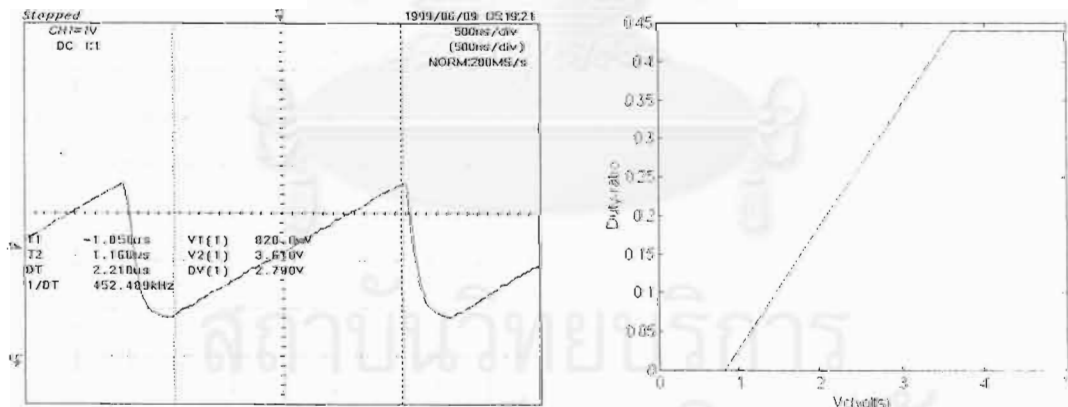
$$\text{โดยที่ } K(s) = \frac{(1 + sR_2 C_1)}{(R_1 + R_{11})(C_1 + C_2)(1 + sR_2 \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2})} \quad (2.54)$$



รูปที่ 2.13 วงจรควบคุมแรงดันด้านออกของวงจรทอนระดับ

วงจรมอดูเลตความกว้างพัลส์ใช้วงจรประมวลเบอร์ SG3525A โดยรูปคลื่นสัญญาณสามเหลี่ยมที่ใช้ในการมอดูเลตสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.14 ก) และเราสามารถเขียนความสัมพันธ์ของวัฏจักรงานกับแรงดันควบคุมได้ดังรูปที่ 2.14 ข) โดยที่วัฏจักรงาน  $d$  มีค่าระหว่าง 0 ( $V_c=0.82$  V) ถึง 0.44 ( $V_c=3.61$  V) เนื่องจากสัญญาณสามเหลี่ยมที่ใช้มีแรงดันออฟเซตและมีช่วงเวลาพัก ซึ่งทำให้ฟังก์ชันโอนย้ายของวงจรมอดูเลต  $F \neq 1/V_p$  แต่เราก็สามารถคำนวณได้ดังนี้ (Mohan and others, 1989)

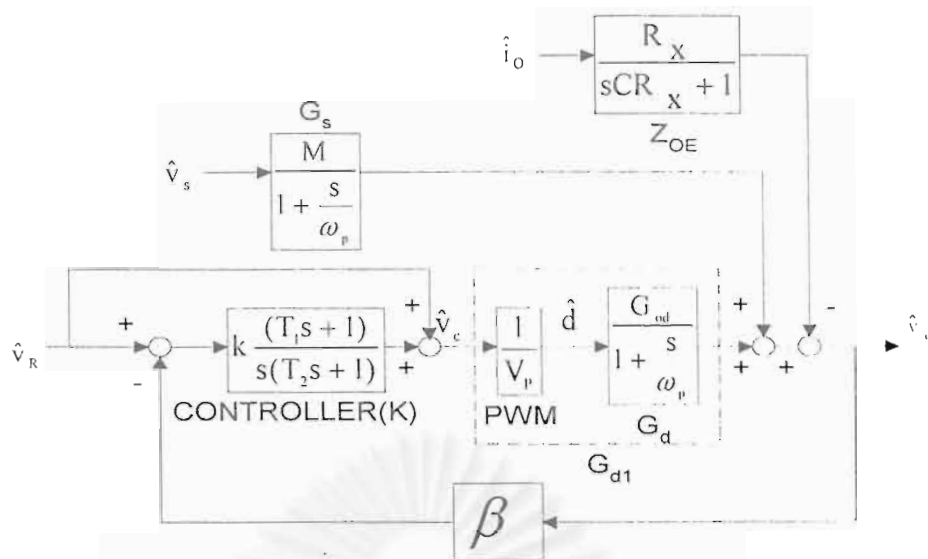
$$F(s) = \frac{\hat{d}}{\hat{v}_c} = \frac{\Delta d}{\Delta v_c} = \frac{0.44 - 0}{3.61 - 0.82} \approx 0.16 \quad (2.55)$$



ก) สัญญาณสามเหลี่ยมที่ใช้ในการมอดูเลต      ข) ฟังก์ชัน โอนย้ายของวงจรมอดูเลต

รูปที่ 2.14 รูปคลื่นและฟังก์ชัน โอนย้ายของวงจรมอดูเลตในวงจรทอนระดับ

จากสมการที่ (2.14), (2.15), (2.52), และ (2.53) สามารถนำมาเขียนบล็อกไดอะแกรมวงรอบปิดของวงจรทอนระดับได้ดังรูปที่ 2.15 โดยที่  $\hat{v}_R$  เป็นสัญญาณด้านเข้า  $\hat{i}_O$  และ  $\hat{v}_s$  เป็นความแปรปรวน



รูปที่ 2.15 บล็อกไดอะแกรมของวงจรทอนระดับ

จากรูปที่ 2.15 เราสามารถหาลักษณะวงรอบปิดของวงจรทอนระดับได้ดังนี้  
อัตราขยายวงรอบปิดสัญญาณอ้างอิงผู้ด้านออก (เมื่อ  $\hat{v}_s = 0, \hat{i}_O = 0$ )

$$\frac{\hat{v}_O}{\hat{v}_R} = \frac{G_{d1}(K + 1)}{1 + \beta K G_{d1}} \quad (2.56)$$

ฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบปิดด้านเข้าผู้ด้านออก (เมื่อ  $\hat{v}_R = 0, \hat{i}_O = 0$ )

$$A = \frac{\hat{v}_O}{\hat{v}_s} = \frac{G_s}{1 + \beta K G_{d1}} \quad (2.57)$$

อิมพีแดนซ์ด้านออก (เมื่อ  $\hat{v}_R = 0, \hat{v}_s = 0$ )

$$Z_O = \frac{\hat{v}_O}{\hat{i}_O} = \frac{-Z_{oe}}{1 + \beta K G_{d1}} \quad (2.58)$$

โดยที่ อัตราขยายวงรอบ  $1 = \beta K G_{d1}$

จากสมการที่ (2.54) ถ้ากำหนดให้พารามิเตอร์การออกแบบ  $\mathbf{p}$  คือ

$$\mathbf{p} = (p_1, p_2, p_3, p_4) = (R_1, C_1, R_2, C_2) \quad (2.59)$$

$$\text{ดังนั้นฟังก์ชันโอนย้ายของวงจรควบคุม } K(s, \mathbf{p}) = \frac{k(1 + sT_1)}{s(1 + sT_2)} \quad (2.60)$$

โดยที่  $k = 1/(R_1 + R_{11})(C_1 + C_2) = 1/(p_1 + R_{11})(p_2 + p_4)$ ,  $T_1 = R_2 C_1 = p_2 p_3$  และ  $T_2 = R_2 C_1 C_2 / (C_1 + C_2) = p_3 p_2 p_4 / (p_2 + p_4)$

เมื่อเขียนข้อกำหนดด้านสมรรถนะ  $\phi_i(\mathbf{p})$  ในรูปของพารามิเตอร์การออกแบบ : สามารถแสดงได้ดังนี้

$$\text{ช่วงเผื่อขนาด} \quad g(\mathbf{p}) := 20 \log |\beta G_{dl}(j\omega_r) K(\mathbf{p}, j\omega_r)| \quad (2.61)$$

$$\text{ช่วงเฟส} \quad r(\mathbf{p}) := 180^\circ + \angle G_{dl}(j\omega_c) + \angle K(\mathbf{p}, j\omega_c) \quad (2.62)$$

$$\text{ความรวดเร็วของระบบ} \quad \omega_c \quad (2.63)$$

$$\text{line rejection} \quad A(\mathbf{p}) := \max_{\omega > 0} \left\{ 20 \log \left| \frac{G_s(j\omega)}{1 + \beta G_{dl}(j\omega) K(\mathbf{p}, j\omega)} \right| \right\} \quad (2.64)$$

$$\text{load rejection} \quad Z_O(\mathbf{p}) := \max_{\omega > 0} \left\{ \left| \frac{Z_{oc}(j\omega)}{1 + \beta G_{dl}(j\omega) K(\mathbf{p}, j\omega)} \right| \right\} \quad (2.65)$$

เมื่อกำหนดขอบเขต  $C_i$  แล้ว อสมการ  $\phi_i(\mathbf{p}) \leq C_i$  ที่ใช้ในการออกแบบมีดังนี้

$$\left. \begin{aligned} \phi_1(\mathbf{p}) &:= -g \leq -6\text{dB} \\ \phi_2(\mathbf{p}) &:= -r \leq -45^\circ \\ \phi_3(\mathbf{p}) &:= \omega_c \leq 20\text{kHz} \\ \phi_4(\mathbf{p}) &:= -\omega_c \leq -1\text{kHz} \\ \phi_5(\mathbf{p}) &:= A \leq -50\text{dB} \\ \phi_6(\mathbf{p}) &:= Z_O \leq 20\text{m}\Omega \end{aligned} \right\} \quad (2.66)$$

นอกจากนั้น ในที่นี้ยังกำหนดขอบเขตพารามิเตอร์  $\mathbf{p}$  ในวงจรควบคุมกล่าวคือ ด้านทานมีค่าอยู่ระหว่าง  $100\Omega$  ถึง  $10\text{M}\Omega$  และตัวเก็บประจุมีค่าอยู่ระหว่าง  $1\text{pF}$  ถึง  $10\text{nF}$  (การกำหนดค่าตัวเก็บประจุที่มีค่าใหญ่สามารถทำได้ แต่ปัญหาที่ตามมาคือในกรณีที่ออปแอมป์ที่ใช้ไม่สามารถจ่ายกระแสออกได้เพียงพอ ทำให้เราจำเป็นต้องทำการชดเชยออป-แอมป์ที่ใช้ในวงจรควบคุม เพื่อหลีกเลี่ยงปัญหาดังกล่าวเราจึงกำหนดให้ตัวเก็บประจุมีค่าไม่ใหญ่เกินไป) อสมการดังกล่าวที่เพิ่มเติมมีดังนี้

$$\left. \begin{aligned} 100\Omega &\leq R_1 \leq 10\text{M}\Omega \\ 100\Omega &\leq R_2 \leq 10\text{M}\Omega \\ 1\text{pF} &\leq C_1 \leq 10\text{nF} \\ 1\text{pF} &\leq C_2 \leq 10\text{nF} \end{aligned} \right\} \quad (2.67)$$

สรุป อสมการทั้งหมดที่ใช้ในการออกแบบคืออสมการ (2.66) และ (2.67)

กำหนดให้  $V_R=1V$  โดยที่  $V_R=\beta V_O=R_b/(R_a+R_b)\times V_O$  ดังนั้น  $R_b=V_R\times R_a/(V_O-V_R)$  ถัดเลือก  $R_a=1.8\text{ k}\Omega$  เราสามารถคำนวณได้ว่า  $R_b=94.7\Omega$  ในทางปฏิบัติเลือก  $R_b=100\ \Omega$  นั่นก็คือ  $\beta=0.053$  โดยการแทนค่าพารามิเตอร์ในตารางที่ 2.1 ในแบบจำลอง จากนั้นก็ทำการตรวจสอบเงื่อนไขเสถียรภาพ

เมื่อสุ่มเลือกค่าเริ่มต้นของพารามิเตอร์ในการออกแบบ  $p'$  (ดูสมการ (2.59) ประกอบ) ดังนั้น  $R_1=4\text{ k}\Omega, C_1=8\text{ nF}, R_2=700\text{ k}\Omega, C_2=300\text{ pF}$  แล้วทำการตรวจสอบเงื่อนไขเสถียรภาพ  $\phi_1(p) < \infty$  (ดูสมการ ก.10.2) เราพบว่าทุก ๆ  $\phi_1(p)$  เป็นไปตามเงื่อนไขข้างต้น ดังนั้นเราสามารถทำการคำนวณตามขั้นตอนต่อไปได้

ในการหาคำตอบของอสมการ (2.66) และ (2.67) เราทำการคำนวณด้วยอัลกอริทึม MBP โดยใช้โปรแกรม MATLAB (การคำนวณตามอัลกอริทึม MBP ในงานวิจัยนี้ใช้ไฟล์ mbp.m และ Gramschm.m เขียนโดย Dr. J. F. Whidborne และได้รับมาจาก อ.ดร.สุจิน อรุณสวัสดิ์วงศ์) เราแสดงสมรรถนะของวงจรทอนระดับก่อนและหลังการใช้วิธีอสมการได้ดังตารางที่ 2.2 โดยพารามิเตอร์การออกแบบหลังจากการใช้วิธีอสมการคือ  $p^*$  ซึ่งมีค่าดังนี้  $R_1=1.2\text{ k}\Omega, C_1=3.3\text{ nF}, R_2=470\text{ k}\Omega, C_2=15\text{ pF}$  รูปที่ 2.16 แสดงการผลตอบเชิงความถี่ของวงจรทอนระดับทั้งก่อนและหลังการใช้วิธีอสมการ

จากจุด  $p^*$  เราสามารถทำการปรับปรุงการออกแบบให้ดีขึ้น โดยที่เราเลือกค่าขอบเขต  $C_i$  บางค่าเพื่อให้อสมการรัดกุมขึ้น (tighten) ในที่นี้ทำการปรับปรุงการออกแบบเป็น 2 กรณีคือ กรณีที่หนึ่งปรับปรุง  $\phi_5$  (ซึ่งจะได้คำตอบเป็นจุด  $p^{\wedge}$ ) และกรณีที่สองปรับปรุง  $\phi_6$  (ซึ่งจะได้คำตอบเป็นจุด  $p^z$ )

ในกรณีที่ทำการลด  $\phi_5$  ลงให้ต่ำที่สุด สามารถแสดงปัญหาการออกแบบได้ดังนี้

$$\begin{array}{ll} \min_p \phi_5(p) & \\ \text{s. t. } \phi_1(p) \leq -6\text{dB}, & \phi_2(p) \leq -45^\circ \\ \phi_3(p) \leq 20\text{kHz}, & \phi_4(p) \leq -1\text{kHz}, \\ \phi_6(p) \leq 20\text{m}\Omega, & \\ 100\Omega \leq R_1 \leq 10\text{M}\Omega, & 100\Omega \leq R_2 \leq 10\text{M}\Omega, \\ 1\text{pF} \leq C_1 \leq 10\text{nF}, & 1\text{pF} \leq C_2 \leq 10\text{nF} \end{array} \quad (2.68)$$

ปัญหาดังกล่าวยังสามารถหาคำตอบได้โดยใช้อัลกอริทึม MBP ซึ่งทำได้โดยลดขอบเขตของ  $C_i$  ให้มีค่าต่ำมาก ๆ (โดยในที่นี้กำหนดให้  $C_5 = -80\text{dB}$  ส่วนเงื่อนไขอื่นยังคงเดิม) เมื่อทำการคำนวณ

สามารถแสดงสมรรถนะของวงจรได้ดังตารางที่ 2.2 ในกรณีนี้ผลการคำนวณให้ค่า  $\phi_5$  มีค่าต่ำสุดเท่ากับ  $-74.1$  dB โดยจุดที่ทำให้  $\phi_5$  มีค่าต่ำสุดคือ  $p^\wedge = (105\Omega, 8.77\text{nF}, 788\text{k}\Omega, 1\text{pF})$  (สังเกตว่า  $p_3^\wedge$  มีค่าเท่ากับขอบเขตล่างของพารามิเตอร์การออกแบบ ซึ่งมีค่าเท่ากับ  $1\text{pF}$ )

ส่วนในกรณีที่เกิด  $\phi_6$  ลง สามารถแสดงปัญหาการออกแบบได้ดังนี้

$$\begin{aligned} & \min_p \phi_6(p) \\ \text{s. t. } & \left. \begin{aligned} \phi_1(p) &\leq -6\text{dB}, & \phi_2(p) &\leq -45^\circ, \\ \phi_3(p) &\leq 20\text{kHz}, & \phi_4(p) &\leq -1\text{kHz}, \\ \phi_5(p) &\leq -50\text{dB}, \\ 100\Omega &\leq R_1 \leq 10\text{M}\Omega, & 100\Omega &\leq R_2 \leq 10\text{M}\Omega, \\ 1\text{pF} &\leq C_1 \leq 10\text{nF}, & 1\text{pF} &\leq C_2 \leq 10\text{nF} \end{aligned} \right\} (2.69) \end{aligned}$$

เมื่อใช้อัลกอริทึม MBP แก้ปัญหาข้างต้น เราทำโดยปรับลดขอบเขตของ  $C_6$  ลงมาก ๆ (กำหนดให้  $C_6 = 1\text{m}\Omega$  และยังคงเงื่อนไขอื่นไว้) เมื่อทำการคำนวณสามารถหาค่า  $\phi_6$  ที่ต่ำที่สุดได้เท่ากับ  $1.6\text{m}\Omega$  โดยจุดที่ให้ค่า  $\phi_6$  ต่ำที่สุดคือ  $p^z = (100\Omega, 8.82\text{nF}, 788\text{k}\Omega, 2.5\text{pF})$  (สังเกตว่า  $p_1^z$  มีค่าเท่ากับขอบเขตล่างของพารามิเตอร์การออกแบบ ซึ่งมีค่าเท่ากับ  $100\Omega$ )

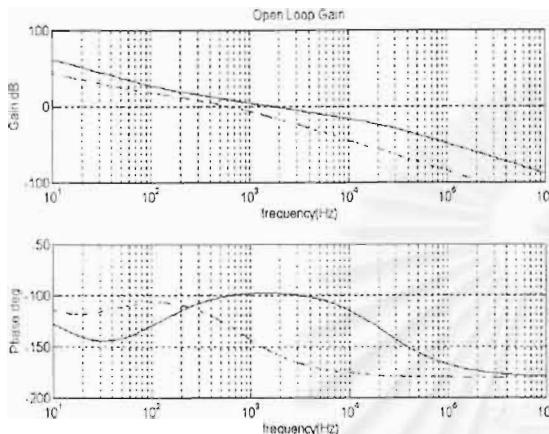
	g (dB)	r (degree)	$\omega_c$ (kHz)	$\phi_5$ (dB)	$\phi_6$ (m $\Omega$ )
ก่อนการใช้วิธีอสมการ ( $p^1$ )	66.2	50.6	0.6	-42.4	64.9
หลังการใช้วิธีอสมการ ( $p^*$ )	69.8	82.4	1.7	-52.7	19.8
ปรับปรุงกรณีทีหนึ่ง ( $p^\wedge$ )	69.0	84.0	19.9	-74.1	16.9
ปรับปรุงกรณีที่สอง ( $p^z$ )	76.3	75.6	20.0	-74.4	1.6

ตารางที่ 2.2 สมรรถนะของวงจรทอนระดับ

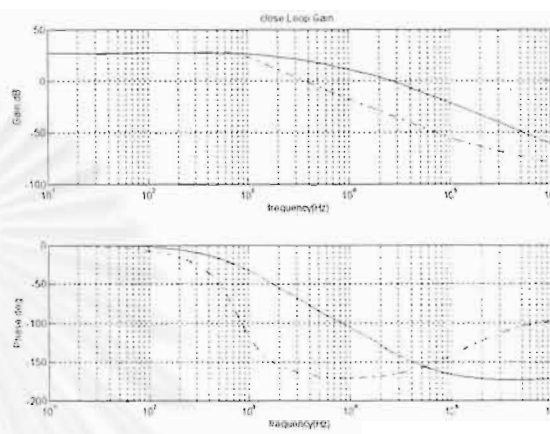
เราพบว่าขอบเขตการลดค่า  $\phi_5$  และ  $\phi_6$  ต่างถูกจำกัดโดยอสมการ  $\phi_3(p) \leq 20\text{kHz}$  ก่อนข้อกำหนดตัวอื่น นั่นหมายถึงว่าในการลด  $\phi_5$  และ ในการลด  $\phi_6$  เกิดความขัดแย้ง (conflict) กับอสมการ  $\phi_3(p) \leq 20\text{kHz}$

สังเกตค่า  $\phi_5$  จากการปรับปรุงกรณีทีหนึ่งและกรณีที่สอง เราพบว่า  $\phi_5(p^z)$  กลับมีค่าต่ำกว่า  $\phi_5(p^\wedge)$  เล็กน้อย และในทั้งสองกรณีเราพบว่า ความถี่ตัดข้ามของวงจร  $\omega_c$  มีค่าสูงขึ้นซึ่งมีค่าประมาณ  $20\text{ kHz}$  เมื่อความถี่ตัดข้าม  $\omega_c$  มีค่าเพิ่มขึ้นส่งผลให้อัตราการลดทอนความถี่การเสียดซ์

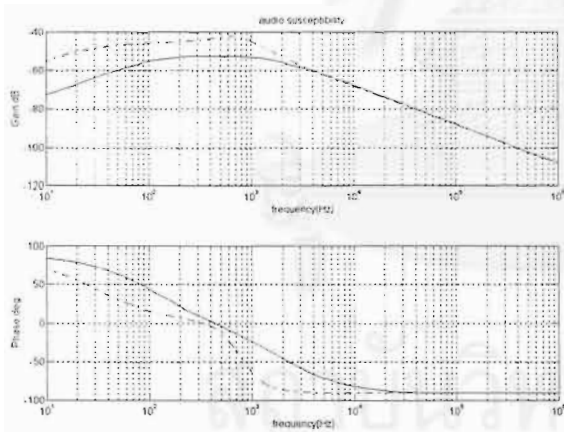
มีค่าลดลงด้วย สำหรับวงจรถอนระดับภาคกระแสไม่ต่อเนื่องนั้นค่าระลอกของแรงดันด้านออกที่เกิดขึ้นเนื่องจากความถี่การสวิตช์นั้นมีค่าค่อนข้างสูงอยู่แล้ว ดังนั้นถ้าเราเลือก  $\omega_C$  ที่มีค่าสูงขึ้นก็จะเป็นการเพิ่มสัญญาณรบกวนความถี่สูงเข้าไปในระบบ (ในที่นี้จึงเลือกใช้พารามิเตอร์  $p^*$  ในการทดสอบการทำงานของวงจรถอน)



ก) อัตรายขยายวงรอบเปิด 1

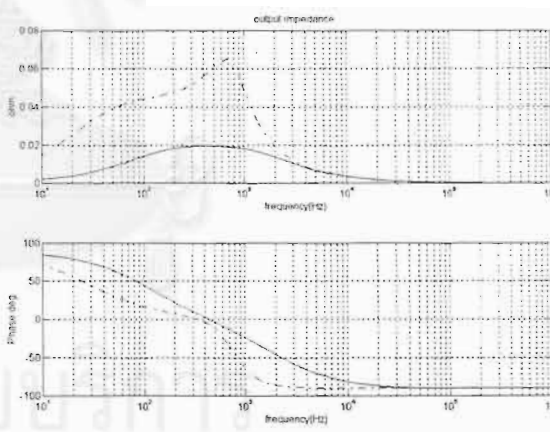


ข) อัตรายขยายวงรอบปิด  $\hat{v}_O / \hat{v}_R$



ค) อัตรายขยายวงรอบปิด  $\hat{v}_O / \hat{v}_S$

---- ก่อนการใช้วิธีสมการ  $p^1$



ง) อิมพีแดนซ์ด้านออก  $Z_O$

— หลังการใช้วิธีสมการ  $p^*$

รูปที่ 2.16 ผลตอบเชิงความถี่ของวงจรถอนระดับ



### 2.3.2 วงจรกึ่งบริดจ์

จากการออกแบบวงจรกึ่งบริดจ์ในหัวข้อที่ 2.2.2 เมื่อทำการวัดองค์ประกอบวงจรด้วยเครื่องวิเคราะห์อิมพีแดนซ์สามารถแสดงค่าพารามิเตอร์ได้ดังตารางที่ 2.3

พารามิเตอร์	ค่า	พารามิเตอร์	ค่า
ความต้านทานโหลด R	8 $\Omega$	ความเหนี่ยวนำ L	247 $\mu\text{H}$
ความต้านทานของตัวเหนี่ยวนำ $r_L$	0.20 $\Omega$	ตัวเก็บประจุด้านออก C	9400 $\mu\text{F}$
ความต้านทานอนุกรมสมมูลของตัวเก็บประจุ $r_C$	0.09 $\Omega$	อัตราส่วนจำนวนรอบของหม้อแปลง n	2.4
ความต้านทานด้านปฐมภูมิ $r_{T1}$	0.14 $\Omega$	ความต้านทานด้านปฐมภูมิ $r_{T2}$	0.07 $\Omega$
ความต้านทานไปหน้าของไดโอด $R_f$	0.034 $\Omega$	แรงดันด้านออก $V_o$	55 V
แรงดันด้านเข้า $V_s$	310 V	ความถี่การสวิตช์ $f_s$	100 kHz
วัฏจักรงาน D	0.435	อัตราการแปลงผัน M	55/310

ตารางที่ 2.3 พารามิเตอร์ของวงจรกึ่งบริดจ์

จากแบบจำลองสมมูลสัญญาณขนาดเล็ก 2.11 ค) เมื่อทำการวิเคราะห์ห้วงจรเราสามารถหาอิมพีแดนซ์ด้านออกขณะเปิดวงรอบได้ดังสมการ (2.70)

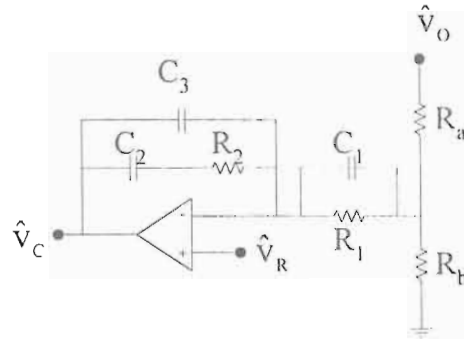
$$Z_{oe} = \frac{R}{r + R} \frac{(r + sL)(\frac{s}{s_1} + 1)}{1 + a_1 s + a_2 s^2} \quad (2.70)$$

วงจรคูล์ค่าที่เลือกใช้เป็นวงจรแบบสามขั้วสองศูนย์ โดยมีหนึ่งขั้วที่ความถี่ศูนย์ดังรูปที่ 2.17 เมื่อทำการวิเคราะห์หาความสัมพันธ์ของแรงดันด้านออก, แรงดันอ้างอิงและแรงดันควบคุมได้ดังสมการที่ (2.71)

$$\hat{v}_o = -K(s)\beta\hat{v}_u + (1 + K(s))\hat{v}_u \quad (2.71)$$

$$\text{โดยที่ } K(s) = \frac{(1 + sR_1 C_1)(1 + sR_2 C_2)}{s(R_1 + R_{11})(C_2 + C_3)(1 + s(R_{11} // R_1)C_1)(1 + sR_2 \frac{C_1 C_3}{C_2 + C_3})} \quad (2.72)$$

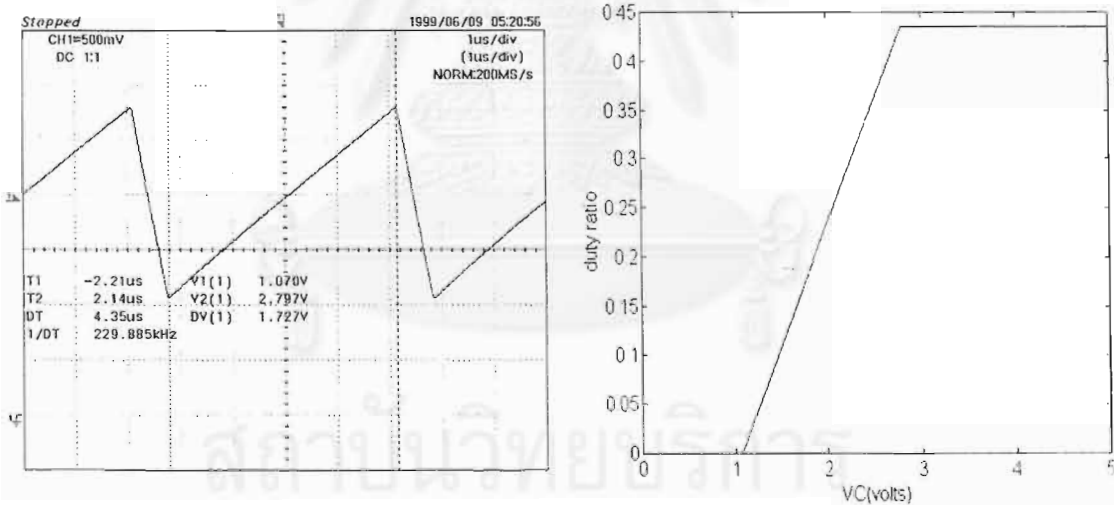
$$R_{11} = R_a // R_b$$



รูปที่ 2.17 วงจรคุมค่าแบบสามขั้วสองศูนย์

วงจรมอดูเลตใช้วงจรประมวลเบอร์ UC3825 เมื่อทำการวัดสัญญาณสามเหลี่ยมที่ใช้ในการมอดูเลต จากรูปที่ 2.18 ก) เราสามารถหาความสัมพันธ์ของวัฏจักรงานกับแรงดันควบคุมได้ดังรูปที่ 2.18 ข) เมื่อทำการค้นหาฟังก์ชันโอนย้ายของวงจรมอดูเลต F สามารถคำนวณได้ดังนี้

$$F(s) = \frac{\hat{d}}{\hat{v}_c} = \frac{\Delta d}{\Delta v_c} = \frac{0.435 - 0}{2.79 - 1.07} \approx 0.253 \quad (2.73)$$



ก) สัญญาณสามเหลี่ยมที่ใช้ในการมอดูเลต      ข) ฟังก์ชันโอนย้ายของวงจรมอดูเลต

รูปที่ 2.18 รูปคลื่นและฟังก์ชัน โอนย้ายของวงจรมอดูเลตในวงจรกึ่งบริดจ์

จากสมการ (2.37), (2.38), (2.70) และ (2.71) สามารถนำมาเขียนแสดงวงรอบปิดของวงจรกึ่งบริดจ์ที่ควบคุมด้วยการป้อนกลับแรงดันด้านนอกได้ดังรูปที่ 2.19



กำหนดให้  $\phi_7(\mathbf{p}) := t_r$  และ  $\phi_8(\mathbf{p}) := M_p$  เป็นข้อกำหนดสมรรถนะเพิ่มเติม เมื่อกำหนดขอบเขตของ  $\phi_i$  และขอบเขตของพารามิเตอร์การออกแบบ  $\mathbf{p}$  (คูสมการ (2.74) ประกอบ) ดังนั้นสามารถเขียนอยู่ในรูปอสมการได้ดังนี้

$$\begin{aligned}
 \phi_1(\mathbf{p}) &:= -g \leq -6\text{dB} \\
 \phi_2(\mathbf{p}) &:= -r \leq -45^\circ \\
 \phi_3(\mathbf{p}) &:= \omega_c \leq 20\text{kHz} \\
 \phi_4(\mathbf{p}) &:= -\omega_c \leq -1\text{kHz} \\
 \phi_5(\mathbf{p}) &:= A \leq -50\text{dB} \\
 \phi_6(\mathbf{p}) &:= Z_o \leq 0.1\Omega \\
 \phi_7(\mathbf{p}) &:= t_r \leq 0.2\text{ms} \\
 \phi_8(\mathbf{p}) &:= M_p \leq 10\% \\
 100\Omega &\leq R_s \leq 10\text{M}\Omega, & 100\Omega &\leq R_l \leq 10\text{M}\Omega, \\
 100\Omega &\leq R_2 \leq 10\text{M}\Omega, & 1\text{pF} &\leq C_1 \leq 10\text{nF}, \\
 1\text{pF} &\leq C_2 \leq 10\text{nF}, & 1\text{pF} &\leq C_3 \leq 10\text{nF}
 \end{aligned} \tag{2.76}$$

สังเกตข้อกำหนดสมรรถนะ  $\phi_i(\mathbf{p})$ ,  $i=1,2,\dots,5$  ยังเหมือนกับในอสมการ (2.66) ยกเว้น  $\phi_6$  จะกำหนดให้  $\phi_6 \leq 0.1\Omega$  (โดยสมมติฐานที่ว่าเมื่อความถี่เพิ่มขึ้น  $Z_o$  จะลู่เข้าสู่ค่า  $R_c$  เท่ากับ  $0.09\Omega$ )

ขั้นตอนการคำนวณหาตัวแปรการออกแบบของวงจรที่บริจักษ์ก็คล้ายกับวงจรทอนระดับ โดยใช้อัลกอริทึม MBP ในที่นี้แบบจำลองวงจรอยู่ในรูปของฟังก์ชันโอนย้าย เราสามารถหาผลตอบเชิงเวลาและเชิงความถี่ได้โดยใช้คำสั่งที่มีอยู่ในโปรแกรม MATLAB ปัญหาที่พบเกิดจากการใช้คำสั่ง step (คำสั่ง step เป็นคำสั่งที่อยู่ภายใน control toolbox ของโปรแกรม MATLAB เพื่อใช้หาผลตอบแบบขั้นของฟังก์ชันโอนย้าย) พบว่าในบางกรณีคำสั่ง step ไม่สามารถหาผลเฉลยที่ถูกต้องได้อีกทั้งยังทำให้การคำนวณใช้เวลาค่อนข้างมาก ดังนั้นผู้วิจัยจึงได้นำวิธีการหาผลเฉลยอีกวิธีหนึ่งซึ่งมีความน่าเชื่อถือสูง (reliability) และยังทำให้การคำนวณรวดเร็วขึ้น โดยใช้คำสั่ง IMN\_RAT เพื่อหาผลตอบที่ถูกต้อง (ผลตอบนี้สอดคล้องกับการจำลองโดยโปรแกรม LEK) ในการคำนวณนี้ใช้ไฟล์ IMN\_RAT.M และ I34xone.mex ที่พัฒนาขึ้นโดย อ.ดร.สุชิน อรุณสวัสดิ์วงศ์ ซึ่งเป็นอัลกอริทึมที่เสนอในบทความ Zakian and Coleman (1971)

โดยกำหนดให้  $V_r=2.65V$  และแทนค่าต่าง ๆ จากตารางที่ 2.3 ลงในแบบจำลอง จากนั้นทำการหาคำตอบของอสมการ (2.76) ด้วยอัลกอริทึม MBP ซึ่งผลจากการคำนวณแสดงดังตารางที่ 2.4 และ 2.5 รูปที่ 2.20 แสดงผลตอบเชิงความถี่ของวงจรกึ่งบริดจ์ก่อนและหลังการใช้วิธีอสมการ และรูปที่ 2.21 แสดงผลตอบแบบขั้นของแรงดันด้านออกต่อแรงดันอ้างอิง

จากจุดเริ่มต้น  $p'$  เมื่อทำการคำนวณตามเงื่อนไขข้างต้น สามารถคำนวณพารามิเตอร์ที่เหมาะสม  $p^*$  ได้ดังตารางที่ 2.4 (ในที่นี้เมื่อปรับค่าความต้านทานและตัวเก็บประจุที่คำนวณได้ให้ใกล้เคียงกับอุปกรณ์ที่มีจำหน่าย ทำให้ค่า  $\phi_5(p^*)$  ที่ได้มีค่าเท่ากับ  $-47.7dB$  ซึ่งสูงกว่าค่าที่ตั้ง ( $-50dB$ ) เล็กน้อย)

หลังจากที่ได้คำตอบ  $p^*$  สำหรับอสมการ เราสามารถปรับปรุงผลการออกแบบให้ดีขึ้นอีก โดยในที่นี้แสดงการปรับปรุงการออกแบบเป็นสามกรณี คือ กรณีที่หนึ่งปรับปรุง  $\phi_5$  (จุดที่ให้คำตอบคือ  $p^A$ ) กรณีที่สองปรับปรุง  $\phi_6$  (จุดที่ให้คำตอบคือ  $p^Z$ ) และ กรณีสุดท้ายปรับปรุง  $r_r$  กับ  $M_p$  (จุดที่ให้คำตอบคือ  $p^T$ )

ในกรณีลด  $\phi_5$  ลงให้ต่ำที่สุด สามารถแสดงปัญหาการออกแบบได้ดังนี้

$$\begin{aligned} & \min_p \phi_5(p) \\ \text{s. t. } & \left. \begin{aligned} \phi_1(p) &\leq -6dB, & \phi_2(p) &\leq -45^\circ, \\ \phi_3(p) &\leq 20kHz, & \phi_4(p) &\leq -1kHz, \\ \phi_6(p) &\leq 0.1\Omega, & \phi_7(p) &\leq 0.2ms, & \phi_8(p) &\leq 10\%, \\ 100\Omega &\leq R_3 \leq 10M\Omega, & 100\Omega &\leq R_1 \leq 10M\Omega, \\ 100\Omega &\leq R_2 \leq 10M\Omega, & 1pF &\leq C_1 \leq 10nF, \\ 1pF &\leq C_2 \leq 10nF, & 1pF &\leq C_3 \leq 10nF \end{aligned} \right\} (2.77) \end{aligned}$$

เมื่อนำอัลกอริทึม MBP มาใช้แก้ปัญหข้างต้น เราสามารถทำได้โดยการปรับลดขอบเขตของ  $C_5$  ให้มีค่าต่ำลงมาก ๆ (ในที่นี้กำหนดให้  $C_5 = -70dB$  ส่วนเงื่อนไขอื่นยังคงเดิม) ซึ่งเมื่อทำการคำนวณสามารถลด  $\phi_5(p^A)$  ลงมาต่ำสุดได้เท่ากับ  $-66.8dB$  (ดูตารางที่ 2.5) ในขบวนการลดค่า  $\phi_5$  เราพบว่าค่า  $\phi_5(p^A)$  นี้ถูกจำกัดโดยอสมการ  $\phi_3(p) \leq 20kHz$  ก่อนข้อกำหนดตัวอื่น ส่งผลให้  $\phi_5$  ไม่สามารถลดค่าลงได้ต่ำกว่านี้

ในกรณีที่เกิด  $\phi_6$  ลงให้ต่ำที่สุด สามารถแสดงปัญหาการออกแบบได้ดังนี้

$$\begin{aligned} & \min_p \phi_6(p) \\ \text{s. t. } & \phi_1(p) \leq -6\text{dB}, & \phi_2(p) \leq -45^\circ, \\ & \phi_3(p) \leq 20\text{kHz}, & \phi_4(p) \leq -1\text{kHz}, \\ & \phi_5(p) \leq -50\text{dB}, & \phi_7(p) \leq 0.2\text{ms}, & \phi_8(p) \leq 10\%, \\ & 100\Omega \leq R_s \leq 10\text{M}\Omega, & 100\Omega \leq R_l \leq 10\text{M}\Omega, \\ & 100\Omega \leq R_2 \leq 10\text{M}\Omega, & 1\text{pF} \leq C_1 \leq 10\text{nF}, \\ & 1\text{pF} \leq C_2 \leq 10\text{nF}, & 1\text{pF} \leq C_3 \leq 10\text{nF} \end{aligned} \quad (2.78)$$

เมื่อใช้อัลกอริทึม MBP แก้ปัญหาข้างต้น เราทำการปรับลดขอบเขตของ  $C_6$  ให้มีค่าต่ำลงมาก ๆ (ในที่นี้กำหนดให้  $C_6 = 10\text{m}\Omega$ ) จากผลการคำนวณให้ค่า  $\phi_6(p^*)$  ต่ำสุดเท่ากับ  $89.8\text{m}\Omega$  โดยที่  $\phi_6$  ไม่สามารถลดลงไปได้ต่ำกว่านี้เนื่องจาก  $Z_0$  มีค่าลู่เข้า  $R_c$  จากรูปที่ 2.23 ง) ประกอบ ซึ่งสอดคล้องกับสมมติฐานในเบื้องต้น

ในกรณีที่ทำการลดค่า  $t_r$  และ  $M_p$  ลงพร้อม ๆ กัน เราได้ทำการปรับลดขอบเขตของ  $C_7$  และ  $C_8$  ให้มีค่าต่ำลงมาก ๆ (ในที่นี้กำหนดให้  $C_7 = 0.01\text{ms}$  และ  $C_8 = 0.01\%$ ) เมื่อทำการคำนวณด้วยอัลกอริทึม MBP พบว่าสมการที่กำหนดขึ้นไม่สามารถหาผลเฉลยได้ แต่เราสามารถลด  $t_r$  และ  $M_p$  ลงมาได้ค่าถึงระดับหนึ่งโดยจุดนี้คือ  $p^T$  ผลการคำนวณให้ค่า  $t_r(p^T) = 0.02\text{ms}$  และ  $M_p(p^T) = 0.2\%$  จากค่าที่ได้เราไม่สามารถลด  $t_r$  ลงได้อีกถ้าไม่ยอมให้  $M_p$  มากขึ้น และในทางกลับกันถ้าต้องการลด  $M_p$  เราจำเป็นต้องยอมให้  $t_r$  เพิ่มขึ้นเนื่องจากตัววัดสมรรถนะทั้งสองตัวเกิดการขัดแย้งกันเอง ดังนั้นในการออกแบบผู้ออกแบบจำเป็นต้องยอมประนีประนอม (compromise) ระหว่างข้อกำหนดทั้งสองตัว

โดยทั่วไปแล้ว วงจรแปลงผันไฟตรง-ไฟตรงที่มีหม้อแปลงเป็นส่วนประกอบ มักจะมีการหน่วงแรงดันอ้างอิงโดยใช้ตัวเก็บประจุต่อเข้ากับจุดอ้างอิง เพื่อไม่ให้เกิดการเปลี่ยนแปลงของค่าตั้งที่รวดเร็วเกินไป เนื่องจากอาจจะทำให้เกิดการอิมพัลส์ของหม้อแปลงซึ่งเป็นอันตรายต่อสวิตช์กำลังได้ ดังนั้นในกรณีที่จำเป็นต้องใช้งานวงจรที่มีการตอบสนองต่อคำสั่งที่รวดเร็วก็ควรทำการตรวจสอบกระแสที่ไหลผ่านสวิตช์ด้วย

เมื่อสังเกตสมรรถนะของวงจร ถึงแม้จุด  $p^T$  จะมีสมรรถนะที่ดีกว่าจุด  $p^*$  แต่ในที่นี้เลือกพารามิเตอร์  $p^*$  ในการทดสอบวงจร เนื่องจากโครงสร้างของแหล่งจ่ายไฟตรงที่ต้องการใช้ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ไม่ได้ให้ความสำคัญต่อการตอบสนองต่อแรงดันคำสั่งที่รวดเร็ว เพียงแต่ได้แสดงให้เห็นแนวทางสำหรับกรณีที่เป็นเท่านั้น

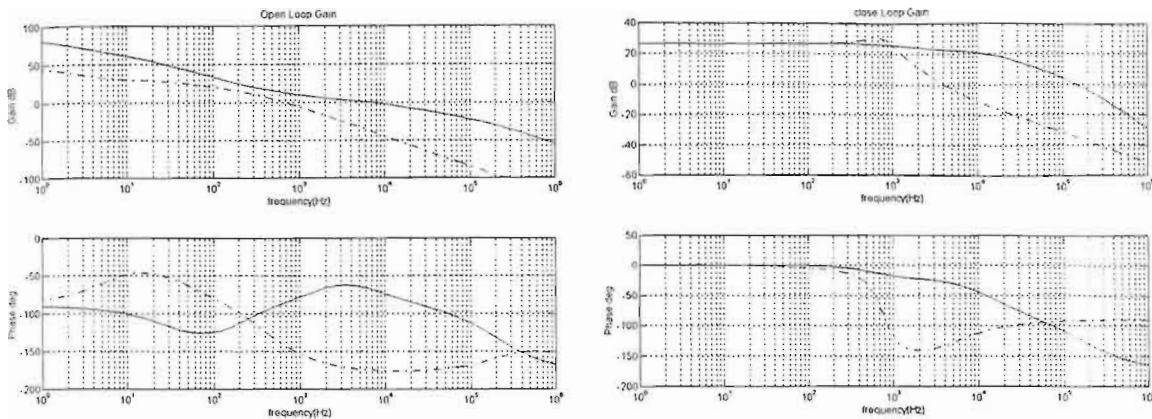
	$R_a(k\Omega)$	$R_1(k\Omega)$	$C_1(nF)$	$R_2(k\Omega)$	$C_2(pF)$	$C_3(pF)$	$R_b(\Omega)$
จุดเริ่มต้น $p^1$	1000	2400	10	1	500	500	5500
จุดที่เหมาะสม $p^*$	4.7	200	3.3	820	100	50	330
จุด $p^A$	1	2.88	7.28	973	10	33	50.6
จุด $p^Z$	1.86	200	3.3	820	100	50	94.2
จุด $p^T$	4.47	1900	7.89	868	5.5	34.3	226

ตารางที่ 2.4 พารามิเตอร์ในวงจรควบคุมของวงกึ่งบริดจ์

	g (dB)	r (degree)	$\omega_C$ (kHz)	$\phi_s$ (dB)	$\phi_6$ (m $\Omega$ )	$t_R$ (us)	$M_p$ (%)
ก่อนการใช้วิธีอสมการ ( $p^1$ )	185	51.1	0.46	-33.5	141	510	25.2
หลังการใช้วิธีอสมการ ( $p^*$ )	79.0	116	3.5	-47.7	91.0	180	5.3
ปรับปรุงกรณีทีหนึ่ง ( $p^A$ )	62.8	80.5	20.0	-66.8	92.0	20	7.0
ปรับปรุงกรณีที่สอง ( $p^Z$ )	110	117	3.5	-47.7	89.8	180	5.3
ปรับปรุงกรณีที่สาม ( $p^T$ )	75.1	82.5	18.1	-65.5	99.0	20	0.2

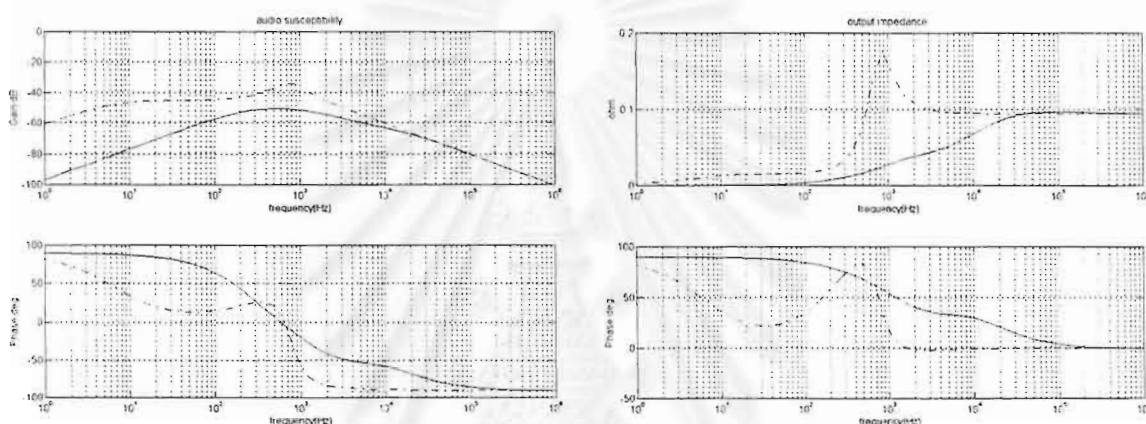
ตารางที่ 2.5 สมรรถนะของวงกึ่งบริดจ์

สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



ก) อัตราขยายวงรอบเปิด 1

ข) อัตราขยายวงรอบเปิด  $\hat{v}_O / \hat{v}_R$



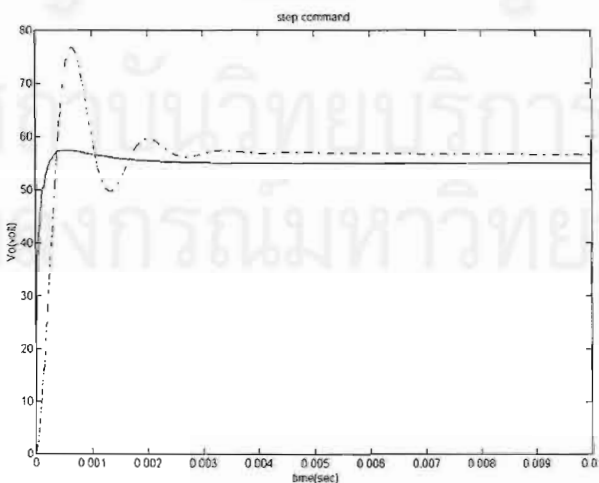
ค) อัตราขยายวงรอบปิด  $\hat{v}_O / \hat{v}_S$

ง) อิมพีแดนซ์ต้านออก  $Z_O$

---- ก่อนการใช้วิธีสมการ  $p^1$

— หลังการใช้วิธีสมการ  $p^*$

รูปที่ 2.20 ผลตอบเชิงความถี่ของวงจรกึ่งบริดจ์



รูปที่ 2.21 ผลตอบแบบขั้นของแรงดันต้านออกเมื่อแรงดันอ้างอิง  $V_R = u(t)$



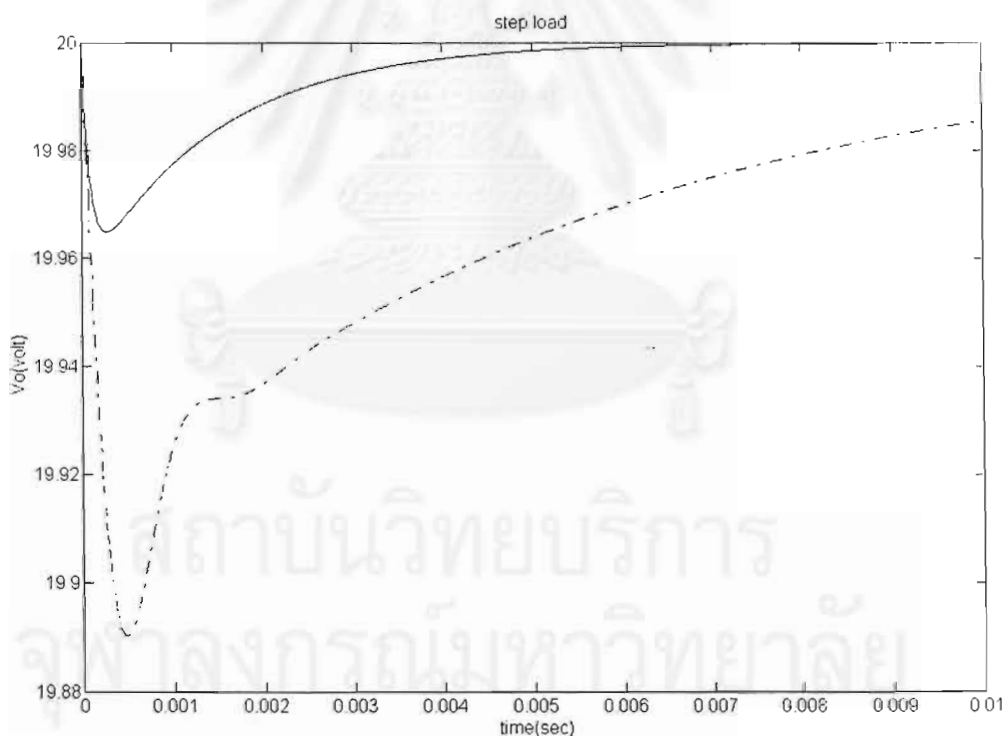
## 2.4 ผลการทดลอง

เมื่อนำผลการคำนวณในหัวข้อที่ 2.2 และ 2.3 ไปสร้างวงจรทอนระดับและวงจรกึ่งบริดจ์ และนำมาตรวจสอบการทำงานได้ดังนี้

### 2.4.1 วงจรทอนระดับ

รูปที่ 2.22 แสดงรูปคลื่นที่ได้จากการจำลอง (โดยโปรแกรม MATLAB) และรูปที่ 2.23 แสดงรูปคลื่นที่ได้จากการทดลอง รูปที่ 2.24 แสดงประสิทธิภาพของวงจรทอนระดับที่เป็นฟังก์ชันกับกระแสโหลด ที่กำลังออกประมาณ 47 W ( $V_o=19.75V$ ) ประสิทธิภาพของวงจรประมาณ 81.25% พบว่าประสิทธิภาพของวงจรค่อนข้างต่ำเนื่องจากการเลือกใช้ความถี่การสวิตช์ที่สูงทำให้เกิดการสูญเสียขณะสวิตช์สูงตามไปด้วย อีกทั้งความต้องการในการคงค่าแรงดันด้านออกที่ดีก็จำเป็นต้องมีการต่อตัวต้านทานที่ด้านออกเพื่อให้วงจรจ่ายกระแสออกเล็กน้อย และจากผลการทดลองสามารถหาค่า load regulation ได้ดังนี้

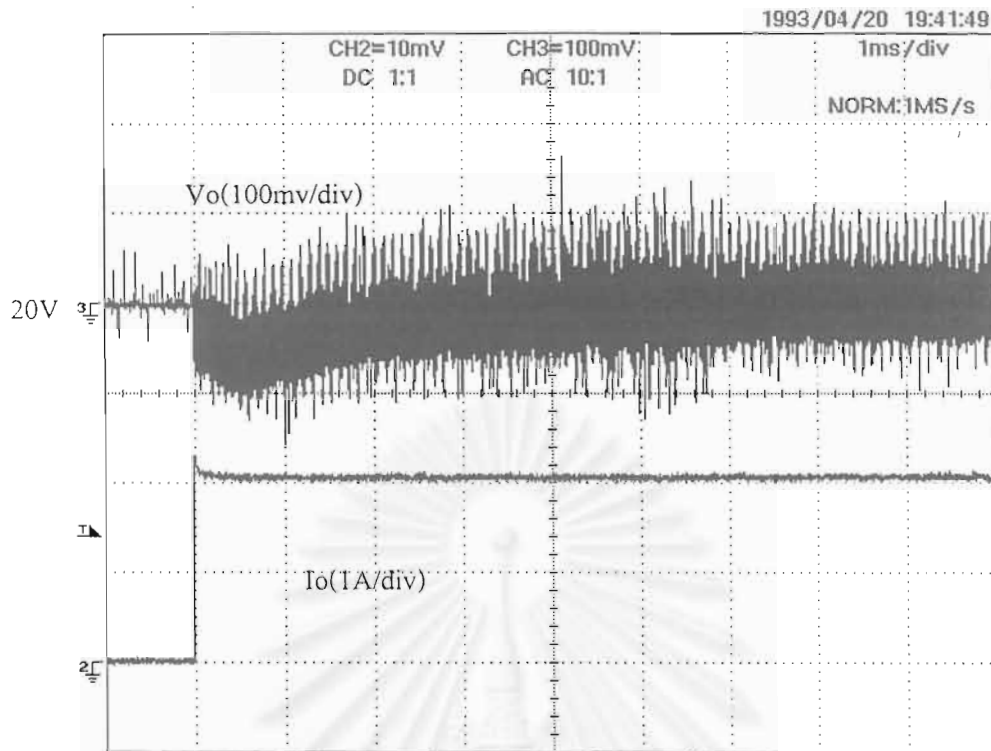
$$\text{load regulation} = (V_{\text{light load}} - V_{\text{full load}}) / V_{\text{full load}} = (19.95 - 19.75) / 19.75 \times 100 = 1.01\%$$



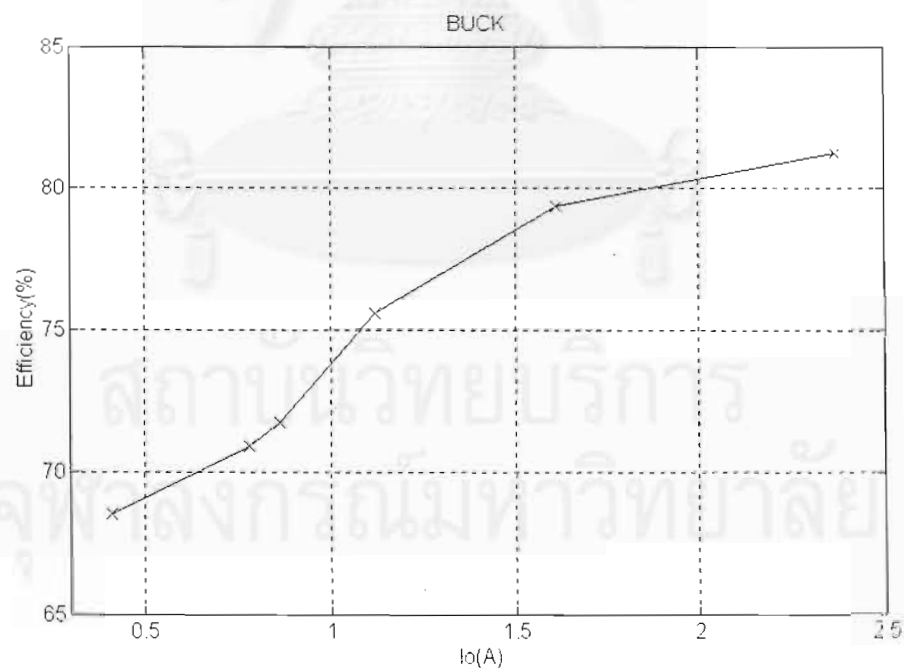
----- ก่อนการใช้วิธีสมการ  $p'$

———— หลังการใช้วิธีสมการ  $p^*$

รูปที่ 2.22 ผลตอบแบบขั้นของวงจรสมมูลสัญญาณขนาดเล็กเมื่อ  $i_o = 2u(t)$  A



รูปที่ 2.23 ผลตอบแบบ斬ของวงจรทอนระดับ เมื่อ  $V_o=20\text{ V}$ ,  $\Delta I_o=2\text{ A}$

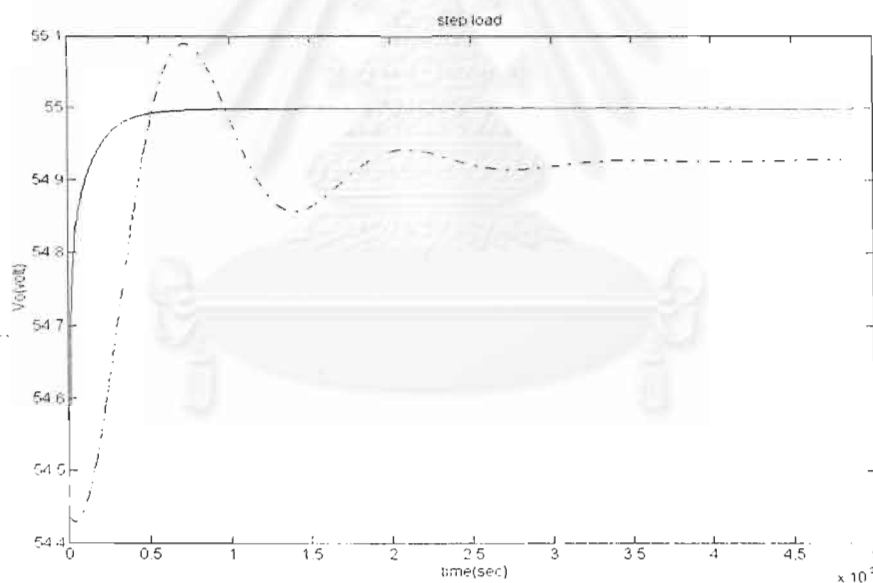


รูปที่ 2.24 ประสิทธิภาพของวงจรทอนระดับ

### 2.4.2 วงจรกึ่งบริดจ์

รูปที่ 2.25 แสดงผลตอบแบบขั้นของวงจรกึ่งบริดจ์เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงของกระแสด้านออกที่ได้จากการจำลอง พบว่าหลังจากการปรับปรุงสมรรถนะด้วยวิธีสมการวงจรมีการตอบสนองต่อเปลี่ยนแปลงของโหลดที่รวดเร็วยิ่งขึ้น และเมื่อทำการทดลองสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.26 จากผลการทดลองพบว่าผลตอบแบบขั้นจะแตกต่างจากที่คำนวณได้ โดยความคลาดเคลื่อนนี้อาจเกิดจากหลายสาเหตุ เช่น ความคลาดเคลื่อนของพารามิเตอร์ในแบบจำลอง (เนื่องจากองค์ประกอบภายในวงจรแปรตามความถี่) ความคลาดเคลื่อนของอุปกรณ์ในวงจรคุ่มค่า แต่ประเด็นหลักน่าจะเกิดจากตัวเก็บประจุ  $C_B$  เนื่องจากเมื่อเกิดการเปลี่ยนแปลงของกระแสโหลดทันทีทันใด ส่งผลให้กระแสด้านปฐมภูมิของหม้อแปลงเกิดการเปลี่ยนแปลงซึ่งเป็นเหตุให้เกิดแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ  $C_B$  (แบบจำลองเฉลี่ยได้ละเลยผลของ  $C_B$  เนื่องจากในภาวะอยู่ตัวแรงดันเฉลี่ยคร่อม  $C_B$  มีค่าเท่ากับ 0) ประสิทธิภาพของวงจรแปลงผันสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.27

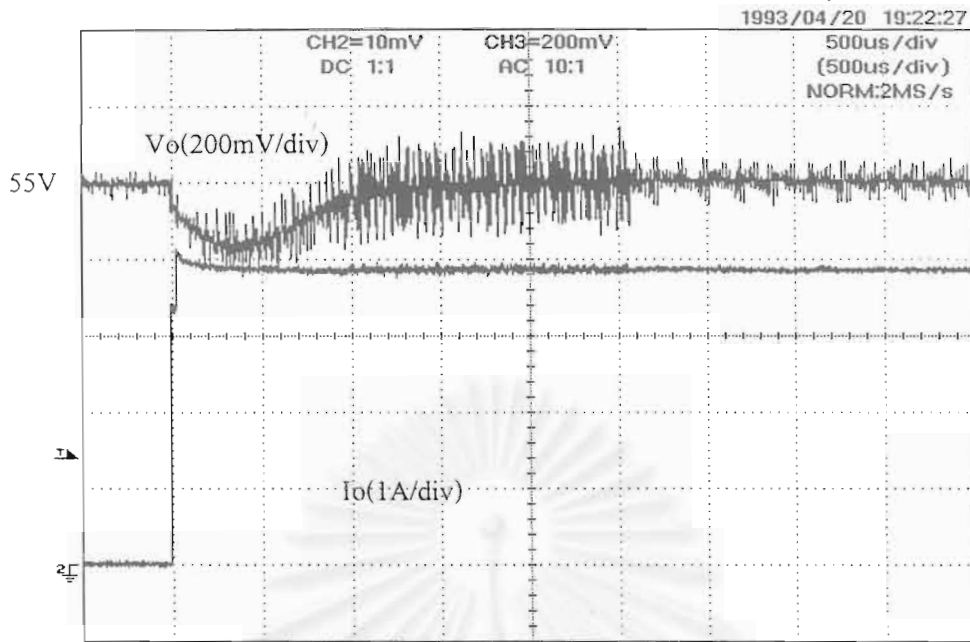
$$\begin{aligned} \text{load regulation} &= (V_{\text{light load}} - V_{\text{full load}}) / V_{\text{full load}} \\ &= (54.72 - 54.51) / 54.51 \times 100 = 0.39\% \end{aligned}$$



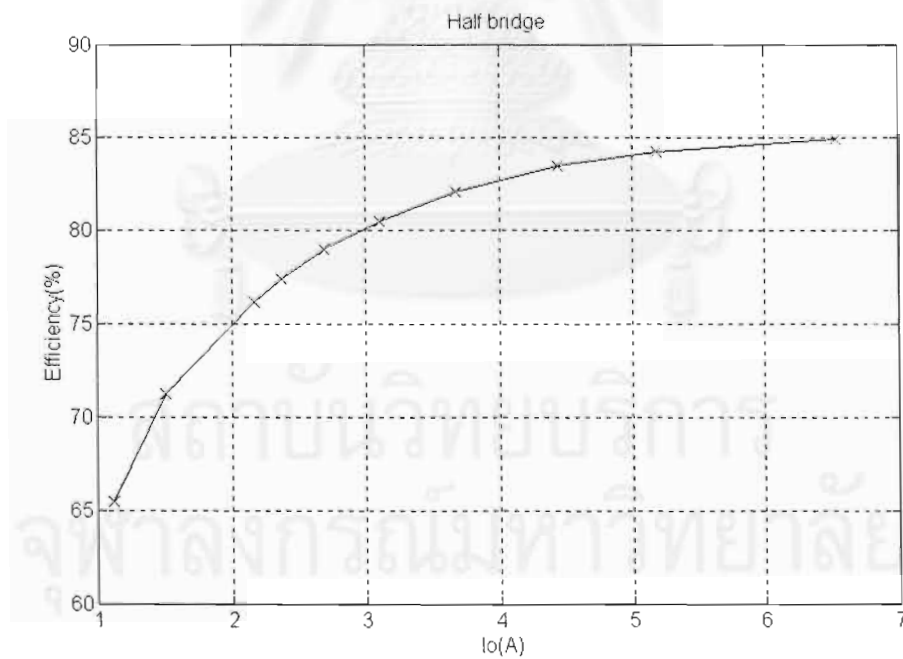
---- ก่อนการใช้วิธีสมการ  $p^1$

— หลังการใช้วิธีสมการ  $p^*$

รูปที่ 2.25 ผลตอบแบบขั้นของวงจรสมมูลสัญญาณขนาดเล็กเมื่อ  $\hat{i}_o = 4u(t)$  A



รูปที่ 2.26 ผลตอบแบบขึ้นของวงจรกึ่งบริดจ์เมื่อ  $V_o=55\text{ V}$ ,  $\Delta I_o \approx 4\text{ A}$



รูปที่ 2.27 ประสิทธิภาพของวงจรกึ่งบริดจ์

การออกแบบวงจรขยายเสียง

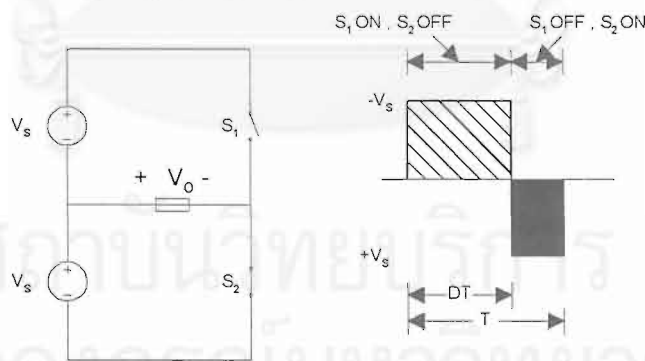
ในบทนี้กล่าวถึงหลักการงานและการออกแบบวงจรขยายเสียงแบบวิธีสวิตช์ โดยอาศัยวิธีการมอดูเลตความกว้างพัลส์ ซึ่งโครงสร้างของภาคขยายกำลังเลือกใช่วงจรอินเวอร์เตอร์แบบบริดจ์ที่มีแหล่งจ่ายไฟตรงสองระดับ

3.1 หลักการทำงานของวงจรขยายเสียงแบบวิธีสวิตช์

วงจรขยายเสียงสามารถขยายสัญญาณในย่านความถี่เสียง โดยทั่วไปทรานซิสเตอร์กำลังมีจุดทำงานในย่านเชิงเส้น แต่ในวงจรขยายเสียงแบบวิธีสวิตช์จะใช้ทรานซิสเตอร์เพื่อเป็นสวิตช์ในวงจรแปลงผัน ซึ่งวงจรแปลงผันทำหน้าที่ในการขยายสัญญาณอ้างอิง  $V_R$  จนได้เป็นแรงดันด้านออก  $V_O$  ที่สามารถจ่ายกำลังค่าสูงให้กับโหลด

วงจรขยายแบบวิธีสวิตช์ ตามรูปที่ 3.1 ใช้วิธีการมอดูเลตความกว้างพัลส์ PWM โดยที่แรงดันด้านออก  $V_O$  สามารถแปรค่าได้ระหว่าง  $-V_S$  ถึง  $+V_S$  เมื่อวัฏจักรงาน  $D$  แปรค่าระหว่าง 0 ถึง 1 ถ้าเรากำหนดให้วัฏจักรงาน  $D$  เป็นฟังก์ชันของเวลา  $d(t)$  โดยที่  $d(t)$  แปรค่าอย่างช้า ๆ เมื่อเทียบกับความถี่การสวิตช์ ดังนั้นเราจึงสามารถสังเคราะห์แรงดันด้านออก  $V_O$  ซึ่งเป็นฟังก์ชันกับเวลาได้ดังสมการที่ (3.1) (Grant, 1989)

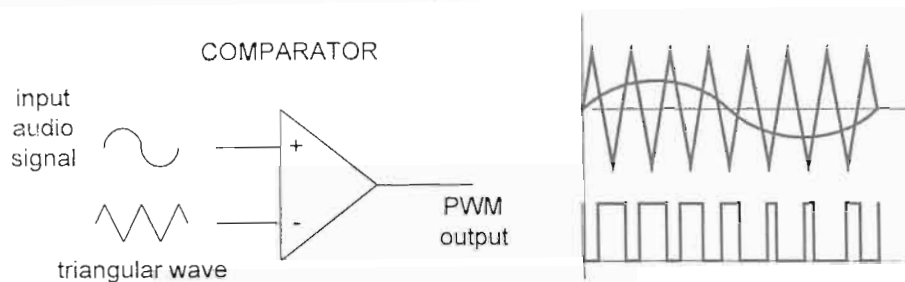
$$V_O = V_S (2 d(t) - 1) \tag{3.1}$$



รูปที่ 3.1 อินเวอร์เตอร์แบบกึ่งบริดจ์

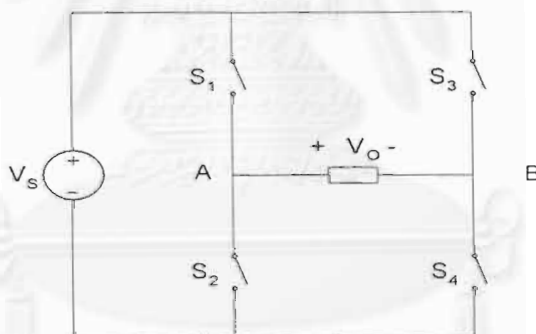
โดยทั่วไปสัญญาณ PWM สามารถสร้างได้จากการเปรียบเทียบสัญญาณสามเหลี่ยมความถี่คงตัวกับสัญญาณอ้างอิงที่ต้องการขยาย (ในที่นี้ก็คือสัญญาณเสียง) ดังรูปที่ 3.2 สัญญาณที่ได้จากการเปรียบเทียบจะใช้ในการควบคุมการทำงานของสวิตช์กำลัง ( $S_1, S_2$ ) ซึ่งค่าเฉลี่ยเฉพาะที่ของแรงดันด้านออกจากอินเวอร์เตอร์จะสอดคล้องกับสัญญาณอ้างอิง แต่เนื่องจากแรงดันด้านออกของ

อินเวอร์เตอร์ประกอบด้วยองค์ประกอบความถี่การสวิตช์ ดังนั้นจำเป็นต้องมีการกำจัดองค์ประกอบความถี่สูงนี้ออกด้วยวงจรกรองผ่านต่ำ (Sherman, 1995)



รูปที่ 3.2 วงจรมอดูเลตความกว้างพัลส์

โครงสร้างของอินเวอร์เตอร์ที่ใช้กับวงจรขยายเสียงแบบวิธีสวิตช์มีหลายแบบ (Hua and Huang, 1988) แต่ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะใช้อินเวอร์เตอร์แบบบริดจ์ (รูปที่ 3.3) ซึ่งแรงดันด้านออกสามารถแปรค่าได้ระหว่าง  $-V_s$  ถึง  $+V_s$  โดยใช้แหล่งจ่ายแรงดันเพียงชุดเดียว อีกทั้งยังสามารถใช้เทคนิคการสวิตช์แรงดันแบบขั้วเดียว ซึ่งมีข้อดีคือทำให้ความถี่การสวิตช์ที่ด้านออกของอินเวอร์เตอร์มีค่าเป็นสองเท่าของความถี่การสวิตช์ ช่วยให้การกรองความถี่การสวิตช์สามารถทำได้ง่ายขึ้น

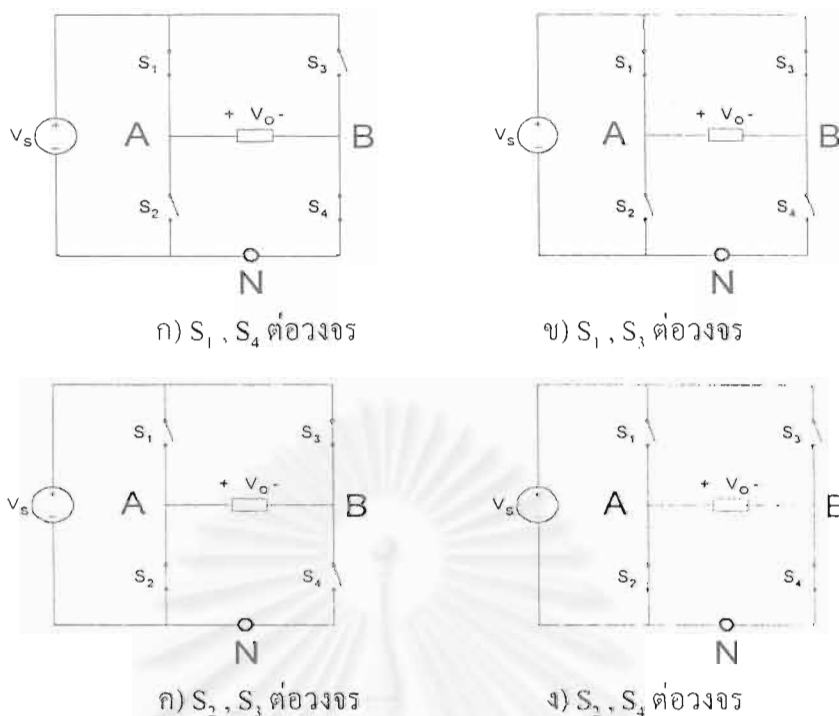


รูปที่ 3.3 อินเวอร์เตอร์แบบบริดจ์

### 3.2 อินเวอร์เตอร์แบบบริดจ์ที่ใช้การสวิตช์แรงดันแบบขั้วเดียว

วงจรบริดจ์สามารถขั้วนำให้สวิตช์ตัดต่อวงจรได้หลายรูปลักษณะ แต่ในที่นี้แสดงรูปลักษณะที่สำคัญเพื่อใช้ในการวิเคราะห์ ดังรูปที่ 3.4 จากรูปลักษณะต่าง ๆ ของวงจร เราสามารถหาความสัมพันธ์ของแรงดันด้านออก  $V_o$  กับ การตัดต่อสวิตช์ได้ดังนี้

- ก)  $S_1, S_4$  ต่อดวงจร :  $V_o = V_s$
- ข)  $S_1, S_3$  ต่อดวงจร :  $V_o = 0$
- ค)  $S_2, S_3$  ต่อดวงจร :  $V_o = -V_s$
- ง)  $S_2, S_4$  ต่อดวงจร :  $V_o = 0$



รูปที่ 3.4 รูปลักษณะของวงจรบริดจ์

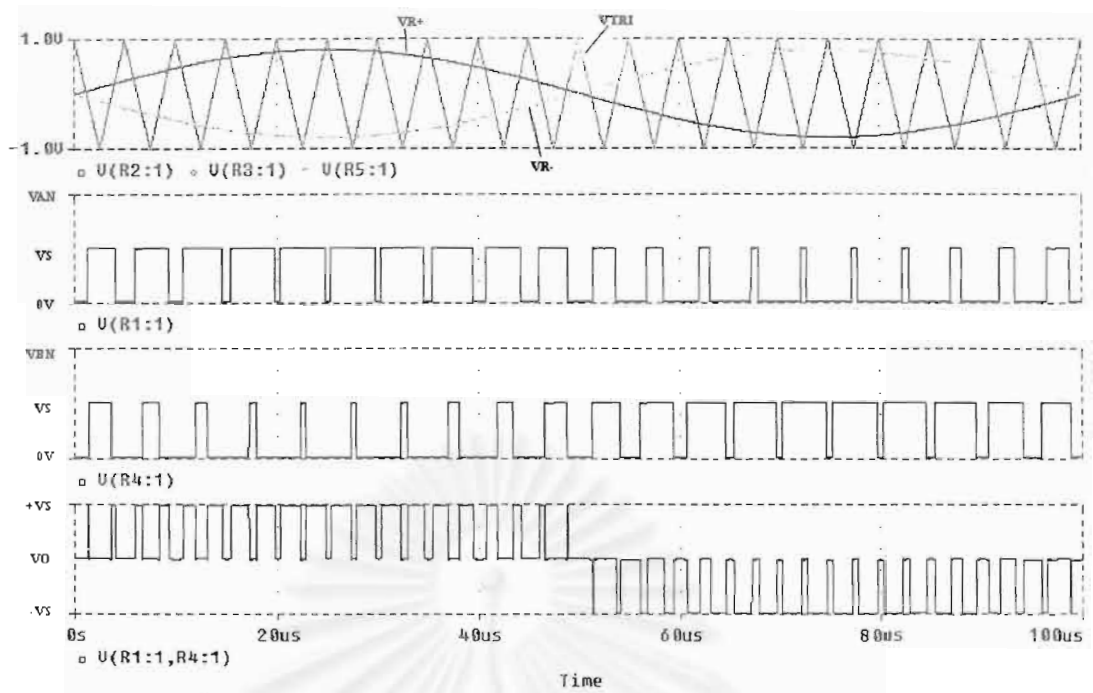
จากรูปลักษณะของวงจร เมื่อให้สวิตช์  $S_1, S_4$  ต่อดวงจรพร้อมกันและทำงานเป็นคู่ประกอบกับสวิตช์  $S_2, S_3$  จะได้แรงดันด้านออกเหมือนกับกรณีอินเวอร์เตอร์แบบกึ่งบริดจ์ (การสวิตช์แรงดันแบบสองขั้ว) แต่ถ้าให้สวิตช์  $S_1, S_3$  ทำงานเป็นอิสระต่อกัน (กึ่ง A และ B ทำงานเป็นอิสระต่อกัน) โดยที่สวิตช์  $S_1$  กับ  $S_2$  และ  $S_3$  กับ  $S_4$  ทำงานเป็นคู่ประกอบกัน เราสามารถสร้างแรงดันด้านออกที่มีลักษณะแตกต่างออกไป โดยเรียกรูปการสวิตช์แบบนี้ว่าการสวิตช์แรงดันแบบขั้วเดียว ดังรูปที่ 3.5 สัญญาณขั้วนำสวิตช์ในกึ่ง A และ B สามารถสร้างได้โดยการเปรียบเทียบสัญญาณสามเหลี่ยม  $V_{TRI}$  กับสัญญาณอ้างอิง  $V_R^+$  และ  $V_R^-$  เมื่อกำหนดให้ขั้วลบของแหล่งจ่ายแรงดันเป็นจุดอ้างอิง N เราสามารถพิจารณาแรงดันที่กึ่งอินเวอร์เตอร์ A ได้ดังนี้

$$\begin{aligned} \text{เมื่อ } V_R^+ > V_{TRI} & : S_1 \text{ ON และ } V_{AN} = V_S \\ V_R^+ < V_{TRI} & : S_2 \text{ ON และ } V_{AN} = 0 \end{aligned}$$

เช่นเดียวกันสัญญาณควบคุมสวิตช์ในกึ่ง B ได้จากการเปรียบเทียบสัญญาณอ้างอิง  $V_R^-$  กับสัญญาณสามเหลี่ยม  $V_{TRI}$  เดียวกัน

$$\begin{aligned} \text{เมื่อ } V_R^- > V_{TRI} & : S_3 \text{ ON และ } V_{BN} = V_S \\ V_R^- < V_{TRI} & : S_4 \text{ ON และ } V_{BN} = 0 \end{aligned}$$

สังเกตได้ว่า สัญญาณ PWM ที่เกิดขึ้น  $V_{AB}$  จะมีระดับแรงดันด้านออกอยู่ระหว่าง 0 กับ  $+V_S$  และ 0 กับ  $-V_S$  และความถี่ของสัญญาณ PWM มีค่าเพิ่มขึ้นเป็นสองเท่าเมื่อเทียบกับความถี่ของสัญญาณสามเหลี่ยมที่ใช้ในการมอดูเลต



รูปที่ 3.5 รูปคลื่นสัญญาณ PWM ที่ใช้การสวิตช์แรงดันแบบขั้วเดียว

เราพบว่าค่าเฉลี่ย  $V_{AN}$  และ  $V_{BN}$  มีค่าขึ้นอยู่กับวัฏจักรงานของสวิตช์  $S_1$  และ  $S_3$  เท่านั้น ซึ่งมีความสัมพันธ์กันดังนี้

$$\frac{\langle V_{AN} \rangle}{V_s} = D_1 \quad \text{และ} \quad \frac{\langle V_{BN} \rangle}{V_s} = D_3 \quad (3.2)$$

โดยที่  $\langle V_{AN} \rangle$  และ  $\langle V_{BN} \rangle$  คือค่าเฉลี่ยของแรงดันที่ถึง A และ B ตามลำดับ

$D_1$  และ  $D_3$  คือวัฏจักรงานของ  $S_1$  และ  $S_3$  ตามลำดับ

เมื่อ  $V_{TRI}^{PEAK}$  คือค่ายอดของสัญญาณสามเหลี่ยมและ  $V_R^{PEAK}$  คือค่ายอดของสัญญาณอ้างอิง เราจะนิยามอัตราการมอดูเลต  $m_a$  ดังนี้

$$m_a = \frac{V_R^{PEAK}}{2V_{TRI}^{PEAK}} \quad (3.3)$$

ถ้าเรากำหนดให้  $d_1$  และ  $d_3$  เป็นฟังก์ชันกับเวลาดังนี้

$$d_1(t) = 0.5 + m_a \sin \omega_a t, \quad d_3(t) = 0.5 - m_a \sin \omega_a t \quad (3.4)$$

โดยที่ อัตราการมอดูเลต  $m_a$  มีค่าสูงสุดเท่ากับ 0.5

$\omega_a$  คือความถี่การมอดูเลต (ความถี่ของสัญญาณอ้างอิง)



เมื่อแทนสมการที่ (3.4) ลงในสมการที่ (3.2) จะได้

$$\frac{\bar{V}_{AN}}{V_S} = 0.5 + m_a \sin \omega_a t, \quad \frac{\bar{V}_{BN}}{V_S} = 0.5 - m_a \sin \omega_a t \quad (3.5)$$

โดยที่  $\bar{V}_{AN}$  และ  $\bar{V}_{BN}$  คือค่าเฉลี่ยเฉพาะที่ของแรงดัน  $V_{AN}$  และ  $V_{BN}$  ตามลำดับ

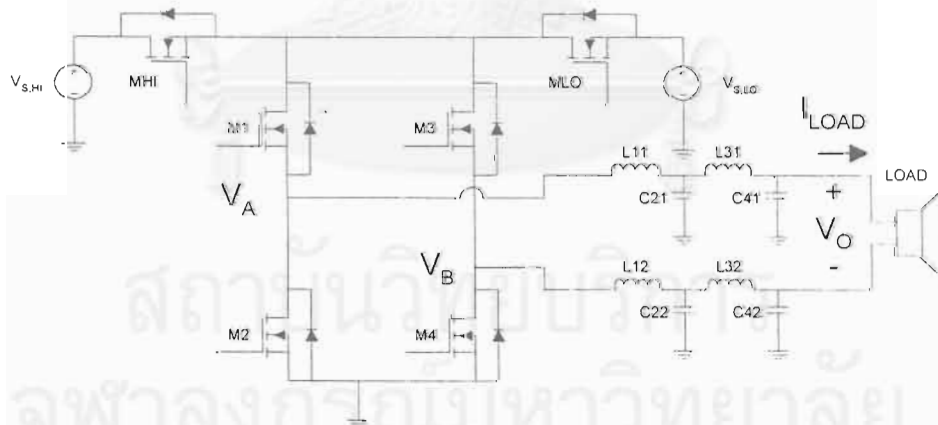
$$\text{นั่นก็คือ} \quad \frac{\bar{V}_O}{V_S} = \frac{\bar{V}_{AB}}{V_S} = 2m_a \sin \omega_a t = \frac{V_R^{\text{PEAK}}}{V_{\text{TRI}}^{\text{PEAK}}} \sin \omega_a t \quad (3.6)$$

$$\text{หรือ} \quad \frac{\bar{V}_O}{V_S} = m_{a1} \sin \omega_a t \quad (3.6.1)$$

เมื่อ อัตราการมอดูเลต  $m_{a1}$  ในสมการที่ (3.6.1) มีค่าเท่ากับ  $V_R^{\text{PEAK}}/V_{\text{TRI}}^{\text{PEAK}}$  ซึ่งมีความแตกต่างจากสมการที่ (3.3) โดยสมการที่ (3.6.1) มองความสัมพันธ์โดยรวมของอินเวอร์เตอร์ (สมการที่ (3.3) จะวิเคราะห์แต่ละกิ่งของอินเวอร์เตอร์)

### 3.3 อินเวอร์เตอร์แบบบริดจ์ที่ใช้แหล่งจ่ายไฟตรงสองระดับ

รูปที่ 3.6 แสดงอินเวอร์เตอร์แบบบริดจ์ที่ใช้แหล่งจ่ายไฟตรงสองระดับ โดยสวิตช์  $M_{LO}$  ทำหน้าที่ต้องจรรยาเมื่อต้องการให้แหล่งแรงดันไฟตรงค่าต่ำ  $V_{S,LO}$  ต้องจรรยา และสวิตช์  $M_{HI}$  ต้องจรรยาเมื่อต้องการให้แหล่งแรงดันค่าสูง  $V_{S,HI}$  ต้องจรรยา โดยที่สวิตช์  $M_{LO}$  และ  $M_{HI}$  ทำงานเป็นคู่ประกอบกัน



รูปที่ 3.6 อินเวอร์เตอร์แบบบริดจ์ที่ใช้แหล่งจ่ายไฟตรงสองระดับ

จากสมการที่ (3.6) เมื่อนำมาเขียนใหม่เราจะได้

$$\bar{V}_O = \frac{V_S}{V_{\text{TRI}}^{\text{PEAK}}} V_R^{\text{PEAK}} \sin \omega_a t = G_{\text{PWM}} V_R^{\text{PEAK}} \sin \omega_a t \quad (3.7)$$

โดยที่ อัตราขยายของอินเวอร์เตอร์  $G_{PWM} = V_S / V_{TRI}^{PEAK}$

เมื่อพิจารณาจากสมการที่ (3.7) พบว่าค่าเฉลี่ยเฉพาะที่ของแรงดันด้านออกมีค่าเท่ากับผลคูณของอัตราขยาย  $G_{PWM}$  กับสัญญาณอ้างอิง  $V_R$  ในกรณีที่ต้องการเปลี่ยนระดับแรงดันไฟตรง  $V_S$  เพื่อให้ค่าเฉลี่ยเฉพาะที่ของสัญญาณด้านออกมีความต่อเนื่องสามารถทำได้ 2 วิธีคือ

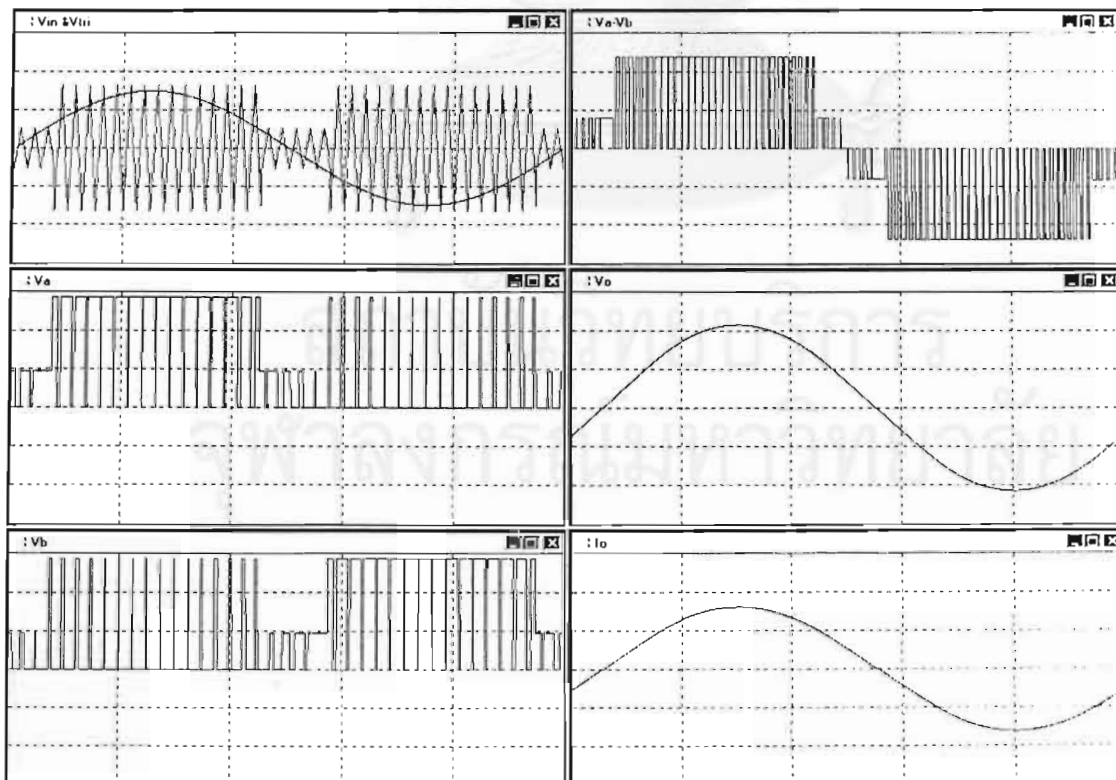
1. ปรับขนาดของสัญญาณสามเหลี่ยม  $V_{TRI}$  ที่ใช้ในการมอดูเลต โดยให้สัญญาณอ้างอิง  $V_R$  มีขนาดคงที่ จากสมการที่ (3.7) สามารถเขียนความสัมพันธ์ของแรงดันแหล่งจ่ายไฟตรง  $V_S$  ตรงกับขนาดสัญญาณสามเหลี่ยม  $V_{TRI}$  ได้ดังนี้

$$\frac{V_{S,HI}}{V_{TRI,HI}^{PEAK}} = \frac{V_{S,LO}}{V_{TRI,LO}^{PEAK}} \quad (3.7.1)$$

2. ปรับขนาดสัญญาณอ้างอิง  $V_R$  โดยที่ขนาดสัญญาณสามเหลี่ยม  $V_{TRI}$  คงที่ ซึ่งสามารถเขียนความสัมพันธ์ของสัญญาณอ้างอิงกับระดับแรงดันไฟตรง  $V_S$  ได้ดังนี้

$$V_{S,HI} \times V_{R,HI}^{PEAK} = V_{S,LO} \times V_{R,LO}^{PEAK} \quad (3.7.2)$$

รูปที่ 3.7 แสดงรูปคลื่นของอินเวอร์เตอร์ที่ใช้แหล่งจ่ายไฟตรงสองระดับที่ได้จากการจำลองการทำงาน (โดยโปรแกรม simulink) ซึ่งอาศัยวิธีการปรับขนาดสัญญาณสามเหลี่ยมเมื่อมีการเปลี่ยนระดับแรงดันไฟตรง



รูปที่ 3.7 รูปคลื่นอินเวอร์เตอร์ที่ใช้แหล่งจ่ายไฟตรงสองระดับและสวิตช์แรงดันแบบขั้วเดียว

### 3.4 การคำนวณค่าแรงดันของแหล่งจ่ายไฟตรง

ตามรูปที่ 3.4 ก) และค) เห็นได้ว่าอินเวอร์เตอร์แบบบริดจ์ มีสวิตช์สองตัวต่อวงจรในขณะจ่ายกระแสให้กับโหลด กระแสโหลด  $i_{LOAD}$  จะไหลผ่านความต้านทานเบียดเบียนในวงจร ความต้านทานของวงจรกรองและความต้านทานของโหลด เราสามารถหาความสัมพันธ์ของกระแสโหลด  $i_{LOAD}$  กับแรงดันของแหล่งจ่ายไฟตรง  $V_S$  ได้ดังนี้ (Danz, 1996)

$$V_S = i_{LOAD} (2 \cdot r_{DS} + R_X + R_{LOAD}) + V_{SW} \quad (3.8)$$

เมื่อ  $R_X$  คือความต้านทานเบียดเบียนในวงจรและความต้านทานของวงจรกรอง

$R_{LOAD}$  คือความต้านทานของโหลด(ลำโพง)

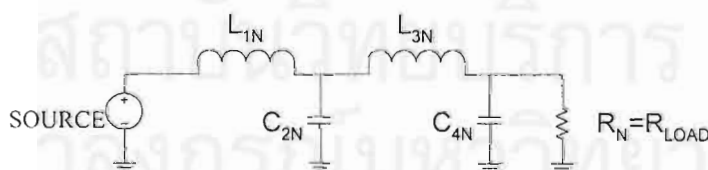
$V_{SW}$  คือแรงดันตกคร่อมสวิตช์เลือกแหล่งแรงดัน โดยที่  $V_{SW} = i_{LOAD} \cdot r_{DS}$  เมื่อมอสเฟต  $M_{III}$  หรือ  $M_{LO}$  ต่อวงจร และ  $V_{SW} = V_F + i_{LOAD} R_F$  เมื่อไดโอด  $D_{III}$  หรือ  $D_{LO}$  ต่อวงจร (เพื่อความสะดวกในการคำนวณเราจะประมาณค่า  $V_{SW}=2 V$ )

ในกรณีสัญญาณไซน์ เราสามารถคำนวณได้ว่า  $I_{PEAK} = \sqrt{2} I_{RMS}$  และกำลังที่จ่ายให้กับโหลด  $P_{LOAD} = I_{RMS}^2 R_{LOAD}$  ซึ่งเมื่อแทนค่าเหล่านี้ลงในสมการที่ (3.8) เราสามารถหาความสัมพันธ์ของกำลังที่จ่ายให้โหลด  $P_{LOAD}$  กับ แรงดันไฟตรง  $V_S$  ได้ดังนี้

$$V_S = \sqrt{\frac{2 \cdot P_{LOAD}}{R_{LOAD}}} (2 \cdot r_{DS} + R_X + R_{LOAD}) + V_{SW} \quad (3.9)$$

### 3.5 การออกแบบวงจรกรองผ่านต่ำ

ลักษณะเฉพาะของวงจรกรองสามารถแสดงได้ในรูปของผลตอบเชิงความถี่ (อัตราการลดทอนและเฟส) กรุปดีเลย์ และผลตอบแบบขั้น (แสดงถึงลักษณะทางพลวัต) ในการออกแบบวงจรกรองผ่านต่ำสำหรับอินเวอร์เตอร์ เราสมมติว่าอินเวอร์เตอร์เป็นแหล่งจ่ายแรงดันที่มีอิมพีแดนซ์ด้านออกต่ำจนสามารถละเลยได้



รูปที่ 3.8 วงจรกรองผ่านต่ำอันดับสี่

แบบจำลองของลำโพงที่ความถี่สูงประกอบด้วยตัวเหนี่ยวนำอนุกรมกับความต้านทาน แต่เพื่อความสะดวกในการคำนวณเราจะประมาณค่าอิมพีแดนซ์ของลำโพงด้วยความต้านทาน  $R_{LOAD}$  และอิมพีแดนซ์ของอินเวอร์เตอร์มีค่าเป็นศูนย์ การออกแบบวงจรกรองผ่านต่ำสามารถดูได้จากตารางที่ 3.1 (Himmelstoss, Edelmoser, and Anselmi, 1995) ซึ่งแสดงค่านอร์เมทไลซ์ของ

องค์ประกอบในวงจรกรองผ่านต่ำอันดับสี่รูปแบบต่าง ๆ (รูปที่ 3.8) เมื่อกำหนดความถี่หักมุมของวงจรกรองและรู้ค่าอิมพีแดนซ์ของโหลด เราสามารถหาค่าขององค์ประกอบในวงจรกรองได้

	Chebyshev	Legrende	Butterworth	linear phase	maximally flat	Gaussian
$L_{1N}$	1.4361	1.6120	1.5307	1.5211	1.5012	1.4518
$C_{2N}$	1.8888	1.6616	1.5772	1.044	0.9781	0.8406
$L_{3N}$	1.5211	1.4292	1.0824	0.7395	0.6127	0.4905
$C_{4N}$	0.9126	0.6399	0.3827	0.2925	0.2114	0.1642

ตารางที่ 3.1 แสดงค่านอร์แมลไลซ์ขององค์ประกอบวงจรกรองผ่านต่ำอันดับสี่

จากค่านอร์แมลไลซ์เมื่อต้องการแปลงค่ากลับไปใช้ในวงจรจริง เราสามารถคำนวณได้ดังนี้ สำหรับตัวเหนี่ยวนำ

$$L_1 = L_{1N} \cdot \frac{R_N}{\omega_{3dB}}, \quad L_3 = L_{3N} \cdot \frac{R_N}{\omega_{3dB}} \quad (3.10)$$

สำหรับตัวเก็บประจุ

$$C_2 = \frac{C_{2N}}{R_N \cdot \omega_{3dB}}, \quad C_4 = \frac{C_{4N}}{R_N \cdot \omega_{3dB}} \quad (3.11)$$

เมื่อ  $\omega_{3dB}$  คือความถี่หักมุมของวงจรกรอง (rad/sec)

$R_N$  คือความต้านทานนอร์แมลไลซ์ซึ่งมีค่าเท่ากับอิมพีแดนซ์ของโหลด ( $\Omega$ )

สำหรับวงจรกรองที่มีความถี่หักมุม  $\omega_{3dB}$  และอิมพีแดนซ์ของโหลด  $R_{LOAD}$  เท่ากัน วงจรกรองแบบ Chebyshev มีอัตราการลดทอนมากที่สุด รองลงมาคือ Legrende ส่วน Gaussian จะมีอัตราการลดทอนน้อยที่สุด (อัตราการลดทอนจะเรียงลำดับจากมากไปหาน้อย ตามตารางที่ 3.1)

เมื่อเรานิยามให้กรุปดีเลย์  $t_g$  คืออัตราการเปลี่ยนแปลงของเฟสต่ออัตราการเปลี่ยนแปลงของความถี่ซึ่งสามารถคำนวณได้ดังนี้

$$t_g = \frac{\partial \text{phase}}{\partial \text{frequency}} \quad (3.12)$$

สัญญาณที่ป้อนผ่านวงจรกรองจะผิดเพี้ยนหรือไม่ก็ขึ้นอยู่กับผลตอบของเฟส โดยที่สัญญาณจะคงรูปเดิมได้ถ้าการเลื่อนเฟสในแต่ละความถี่มีความสัมพันธ์แบบเชิงเส้นกับความถี่ (ถ้าแต่ละความถี่มีดีเลย์ไม่เท่ากัน เมื่อป้อนสัญญาณพัลส์ผ่านวงจรกรอง สัญญาณด้านออกก็จะไม่

เหมือนเดิม) วงจรกรองแบบ Gaussian, maximally flat และ linear phase มีรูปดีเลย์ที่ค่อนข้างราบเรียบ ซึ่งเหมาะในการใช้งานด้านเสียงมากกว่า

ในที่นี้เลือกใช้วงจรกรองแบบ maximally flat เนื่องจากอัตราการลดทอนและการตอบสนองของเฟสอยู่ในช่วงกลาง ๆ เมื่อกำหนดให้ ความต้านทานของโหลด  $R_{LOAD} = 8 \Omega$  และความถี่หักมุม  $\omega_{3dB} = 30 \text{ kHz} = 188.5 \text{ krad/s}$  จากตารางที่ 3.1 เราสามารถคำนวณองค์ประกอบในวงจรได้ดังนี้

$$L_1 = 63.71 \text{ uH}, C_2 = 648.6 \text{ nF}, L_3 = 26.00 \text{ uH}, C_4 = 140 \text{ nF}$$

รูปที่ 3.9 แสดงวงจรกรองผ่านต่ำที่ใช้งานจริง โดยค่าความเหนี่ยวนำจะลดลงครึ่งหนึ่งและค่าความเก็บประจุจะเพิ่มขึ้นสองเท่าจากที่คำนวณได้ด้านบน เมื่อเปรียบเทียบกับรูปที่ 3.6 กับรูปที่ 3.9 เราคำนวณได้ดังนี้

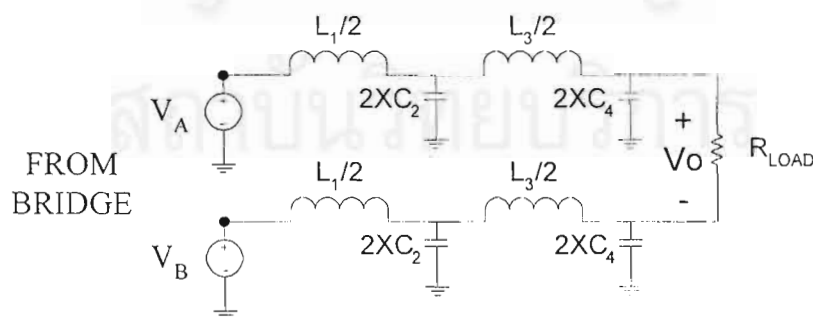
$$L_{11} = L_{12} = L_1/2 = 31.8 \text{ uH} \approx 31 \text{ uH}$$

$$C_{21} = C_{22} = 2 \times C_2 = 1.30 \text{ uF} \approx 1.3 \text{ uF}$$

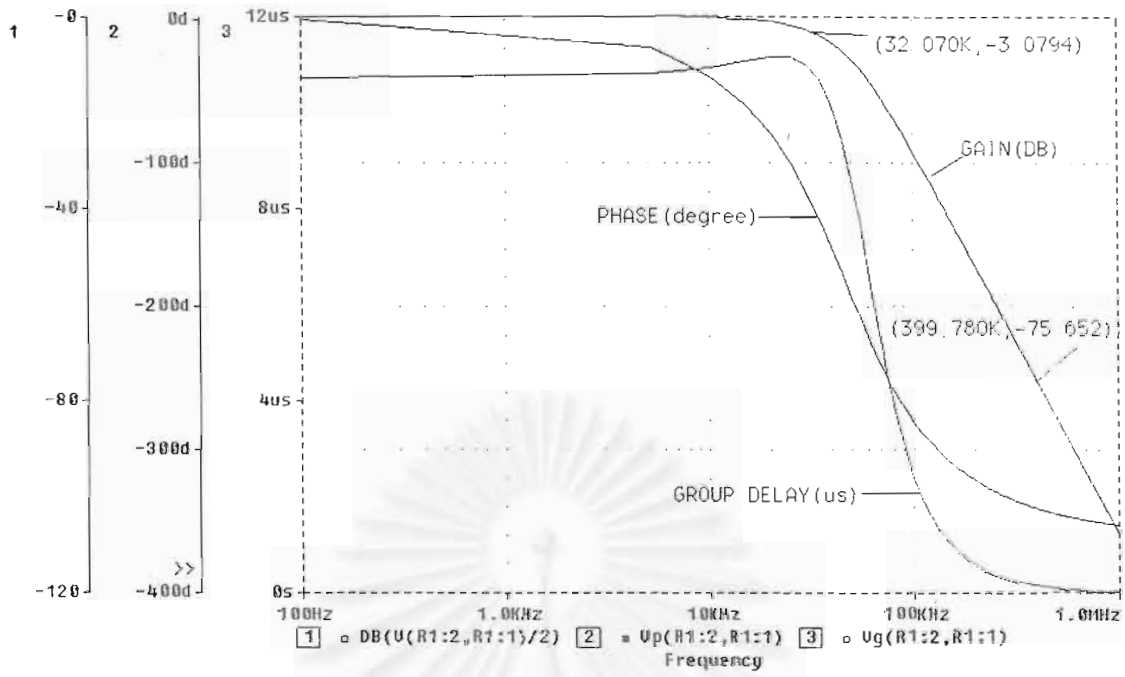
$$L_{31} = L_{32} = L_3/2 = 13.0 \text{ uH} \approx 13 \text{ uH}$$

$$C_{41} = C_{42} = 2 \times C_4 = 280 \text{ nF} \approx 300 \text{ nF}$$

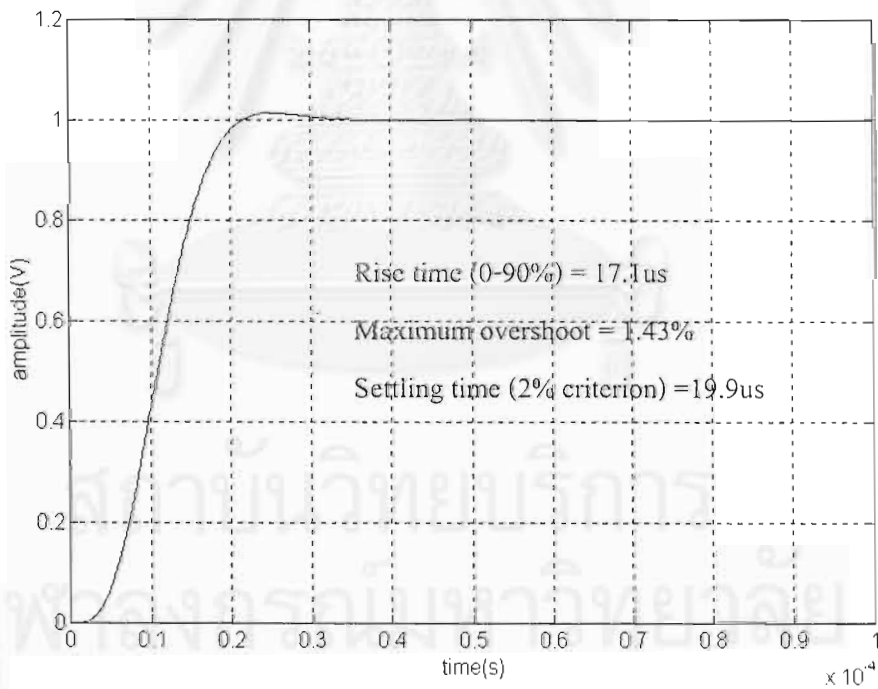
เมื่อใช้พารามิเตอร์เหล่านี้คำนวณหาผลตอบเชิงความถี่ สามารถแสดงอัตราการลดทอนเฟส และรูปดีเลย์ ได้ดังรูปที่ 3.10 ก) (โดยโปรแกรม spice) และรูปที่ 3.10 ข) แสดงผลตอบแบบขั้นของวงจรกรอง (โดยโปรแกรม MATLAB)



รูปที่ 3.9 วงจรกรองผ่านต่ำที่ใช้งานจริง



ก) ผลตอบเชิงความถี่



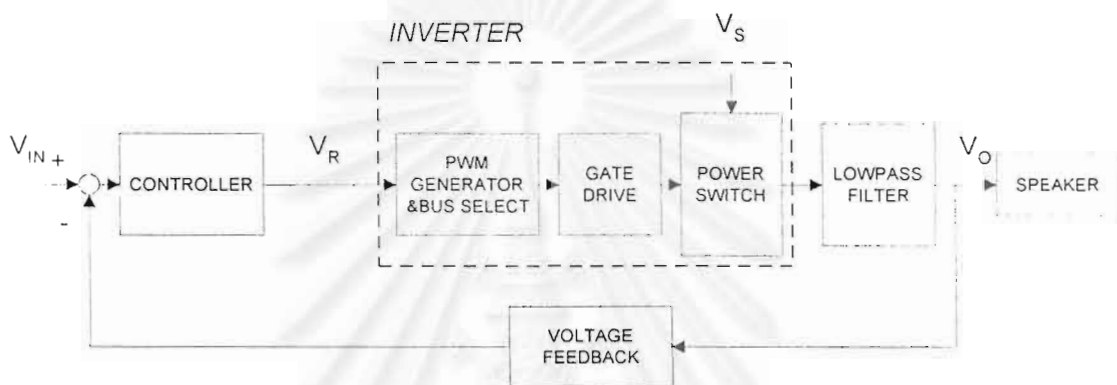
ข) ผลตอบแบบขั้น

รูปที่ 3.10 ผลตอบของวงจรกรองผ่านต่ำอันดับ 4 แบบ maximally flat

### 3.6 โครงสร้างของอินเวอร์เตอร์

รูปที่ 3.11 แสดงระบบของวงจรขยายเสียงแบบวิธีการสวิตช์ที่ใช้การควบคุมป้อนกลับแรงดัน (นอกจากนี้ยังมีการควบคุมในแบบอื่น เช่น การควบคุมวงรอบกระแสและแรงดัน (Jeong, Seong, Yi and Cho, 1995) การควบคุมแบบหนึ่งวงรอบการสวิตช์ (one-cycle control) (Lai and Smedley, 1995)) ซึ่งภายในวงจรขยายเสียงนี้ประกอบด้วย อินเวอร์เตอร์ที่ใช้แหล่งจ่ายแรงดันไฟตรงสองระดับ วงจรกรองผ่านต่ำ วงจรป้อนกลับแรงดัน และวงจรควบคุม

ในส่วนของอินเวอร์เตอร์ประกอบไปด้วย วงจรสร้างสัญญาณ PWM และวงจรเลือกแหล่งแรงดันไฟตรง วงจรขับนำ (สวิตช์แบบบริดจ์และสวิตช์เลือกแหล่งแรงดัน) และวงจรสวิตช์กำลัง



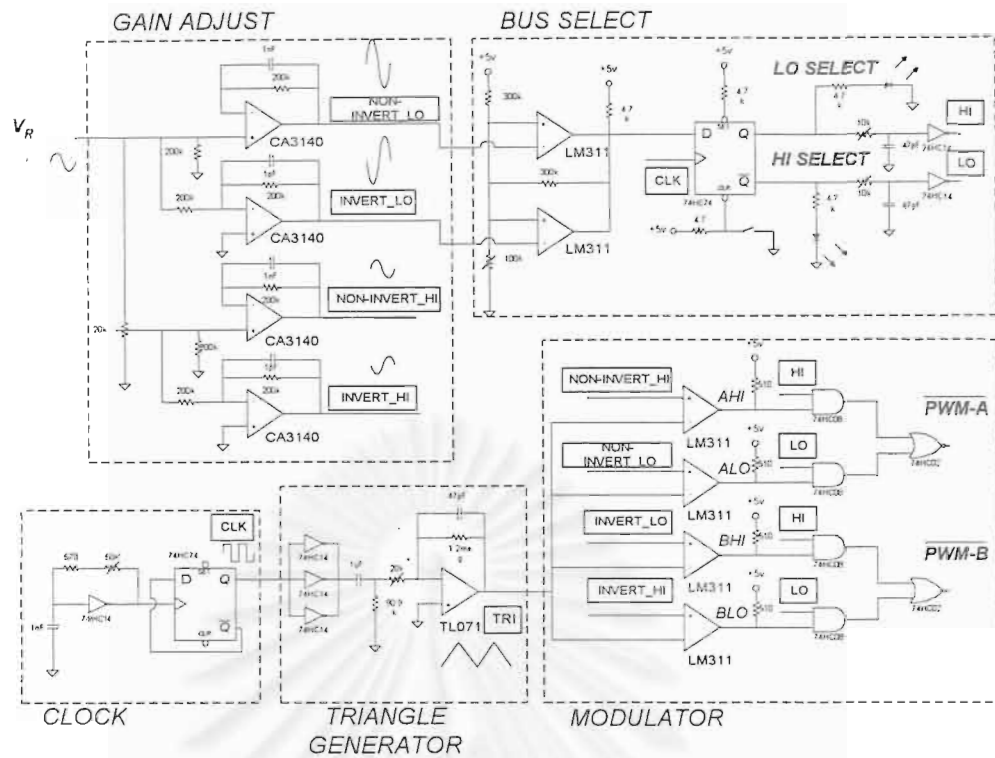
รูปที่ 3.11 โครงสร้างวงขยายเสียงแบบวิธีสวิตช์

#### 3.6.1 วงจรสร้างสัญญาณ PWM และ วงจรเลือกแหล่งแรงดัน

วงจรมีส่วนประกอบด้วยวงจรร้อย 5 วงจร คือวงจรถ่ายสัญญาณนาฬิกา (CLOCK) วงจรสร้างสัญญาณสามเหลี่ยม (TRIANGLE GENERATOR) วงจรปรับอัตราขยายสัญญาณอ้างอิง (GAIN ADJUST) วงจรมอดูเลตความกว้างพัลส์ (MODULATOR) และวงจรเลือกแหล่งแรงดัน (BUS SELECT) ดังรูปที่ 3.12 ในที่นี้เลือกใช้การปรับขนาดของสัญญาณอ้างอิงเมื่อมีการเปลี่ยนระดับแรงดันไฟตรงโดยอาศัยความสัมพันธ์ตามสมการที่ (3.7.1) เนื่องจากการปรับขนาดสัญญาณสามเหลี่ยมความถี่สูงค่อนข้างยุ่งยากในทางปฏิบัติ

วงจรสร้างสัญญาณนาฬิกา ใช้วงจรออสซิลเลเตอร์แบบชmitt์ทริกเกอร์ (Schmitt trigger oscillator) สร้างสัญญาณสี่เหลี่ยมความถี่ประมาณ 400 kHz จากนั้นก็ใช้ D FLIP-FLOP (74HC74) เพื่อหารความถี่ลงมาสองเท่า (200 kHz) และปรับสัญญาณของสัญญาณนาฬิกา CLK ให้มีความสมมาตร

วงจรถ่ายสัญญาณสามเหลี่ยมทำหน้าที่สร้างสัญญาณสามเหลี่ยมเพื่อใช้ในการมอดูเลตโดยสัญญาณนาฬิกา CLK ถูกต่อผ่านบัฟเฟอร์ (74HC14) จากนั้นวงจรถ่ายผ่านสูงทำหน้าที่กรององค์ประกอบไฟตรงออก ซึ่งสัญญาณสี่เหลี่ยมที่ได้เมื่อผ่านวงจรอินทิเกรต (TL071) ก็จะได้สัญญาณสามเหลี่ยม TRI



รูปที่ 3.12 วงจรสร้างสัญญาณ PWM และวงจรเลือกแหล่งแรงดัน

วงจรปรับอัตราขยายทำหน้าที่ ปรับอัตราขยายของสัญญาณอ้างอิง  $V_R$  ให้เหมาะสมกับระดับแรงดันของแหล่งจ่ายไฟตรงโดยอาศัยความสัมพันธ์ตามสมการที่ (3.7) และ (3.7.2) โดยที่สัญญาณไม่กลับเฟส NON-INVERTING และสัญญาณกลับเฟส INVERTING ถูกนำไปมอดูเลตเพื่อใช้ในการขับนำสวิตช์อินเวอร์เตอร์ในกิ่ง A และ B ตามลำดับ

วงจรมอดูเลต ใช้วงจรเปรียบเทียบ (LM311) เปรียบเทียบสัญญาณสามเหลี่ยม TRI กับสัญญาณอ้างอิง  $V_R$  ที่ถูกปรับขนาดและเฟสแล้วเพื่อสร้างสัญญาณ PWM ขึ้นมา 4 สัญญาณ (AHI, ALO, BHI, BLO) จากนั้นก็จะเลือกสัญญาณขับนำสวิตช์ที่เหมาะสมกับระดับแรงดันไฟตรงอีกครั้ง โดยสัญญาณขับนำสวิตช์ PWM - A และ PWM - B มีความสัมพันธ์กับสัญญาณ ดังนี้

$$\text{PWM - A} = \text{AHI} \cdot \text{HI} + \text{ALO} \cdot \text{LO}$$

$$\text{PWM - B} = \text{BHI} \cdot \text{HI} + \text{BLO} \cdot \text{LO}$$

วงจรเลือกแหล่งแรงดันทำหน้าที่เลือกแหล่งแรงดันไฟตรงที่เหมาะสมเพื่อจ่ายให้กับอินเวอร์เตอร์ โดยแหล่งแรงดันค่าสูงถูกต้องวงจรเมื่อสัญญาณอ้างอิงมีขนาดใหญ่จนแหล่งแรงดันค่าเล็กไม่สามารถจ่ายกำลังออกได้พอ

โดยใช้วงจรเปรียบเทียบแบบหน้าต่างที่มีฮิสเตอร์ซิส (windows comparator with hysteresis) ซึ่งประกอบด้วยวงจรเปรียบเทียบ (LM311) สองตัวทำหน้าที่เปรียบเทียบสัญญาณอ้างอิง



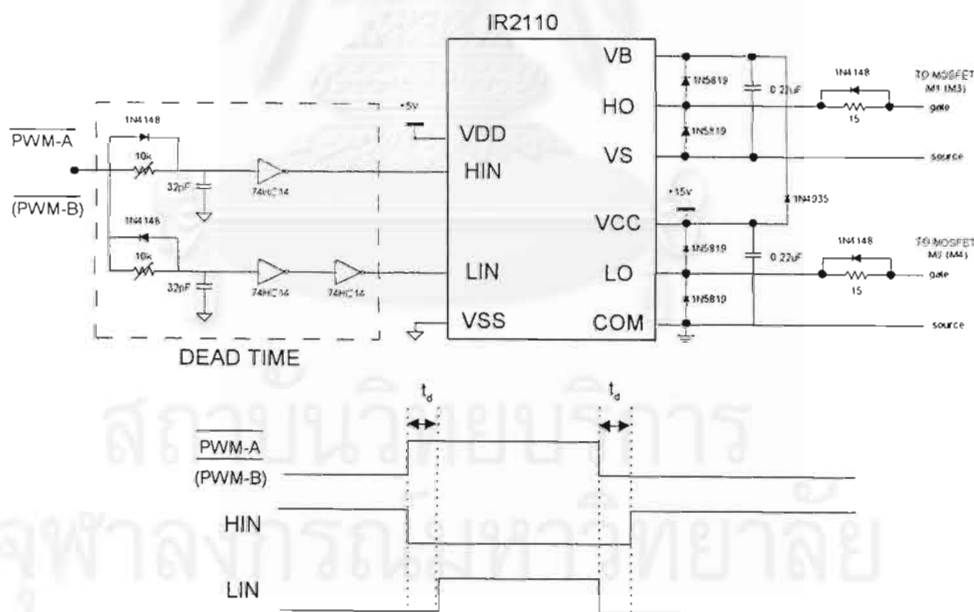
อิงที่ไม่กลับเฟสและกลับเฟส เมื่อสัญญาณอ้างอิงมีค่าสัมบูรณ์เกินกว่าค่าที่ตั้งไว้ วงจรก็จะให้สัญญาณออกเป็น 5V เพื่อให้แรงดันเฉลี่ยด้านออกของอินเวอร์เตอร์มีความต่อเนื่องในขณะที่ทำการเปลี่ยนระดับแรงดันไฟตรง เราจะสั่งให้มีการเปลี่ยนระดับแรงดันเมื่อสวิตช์ PWM ทำงานจนครบหนึ่งคาบการสวิตช์เท่านั้น โดยใช้สัญญาณนาฬิกา CLK เป็นตัวกำหนดจังหวะการทำงาน D FLIP-FLOP (74HC74) ทำหน้าที่สร้างสัญญาณขั้วนำสวิตช์เลือกแหล่งแรงดัน HI\_SELECT และ LO\_SELECT ซึ่งสัญญาณขั้วนำนี้ทำงานเป็นคู่ประกอบกัน เนื่องจากวงจรเปรียบเทียบ (LM311) ในส่วนวงจรมอดูเลตมีเวลาตอบสนองที่ค่อนข้างช้าเมื่อเทียบกับการทำงานวงจรตรรก ทำให้ต้องมีการหน่วงสัญญาณเลือกแหล่งแรงดัน HI\_SELECT และ LO\_SELECT ออกไป (โดยใช้วงจรกรอง RC และ บัฟเฟอร์) ก่อนที่จะนำไปใช้เลือกสัญญาณ PWM

### 3.6.2 วงจรขั้วนำ

วงจรขั้วนำมี 2 ส่วนคือ วงจรขั้วนำสวิตช์ PWM และวงจรขั้วนำสวิตช์เลือกแหล่งแรงดัน ซึ่งสามารถอธิบายการทำงานได้ดังนี้

ก) วงจรขั้วนำสวิตช์ PWM (M1, M2, M3, M4)

วงจรขั้วนำสวิตช์ PWM ประกอบด้วยวงจรสร้างเวลาพัก และวงจรขั้วนำเกิด ตามรูปที่ 3.13



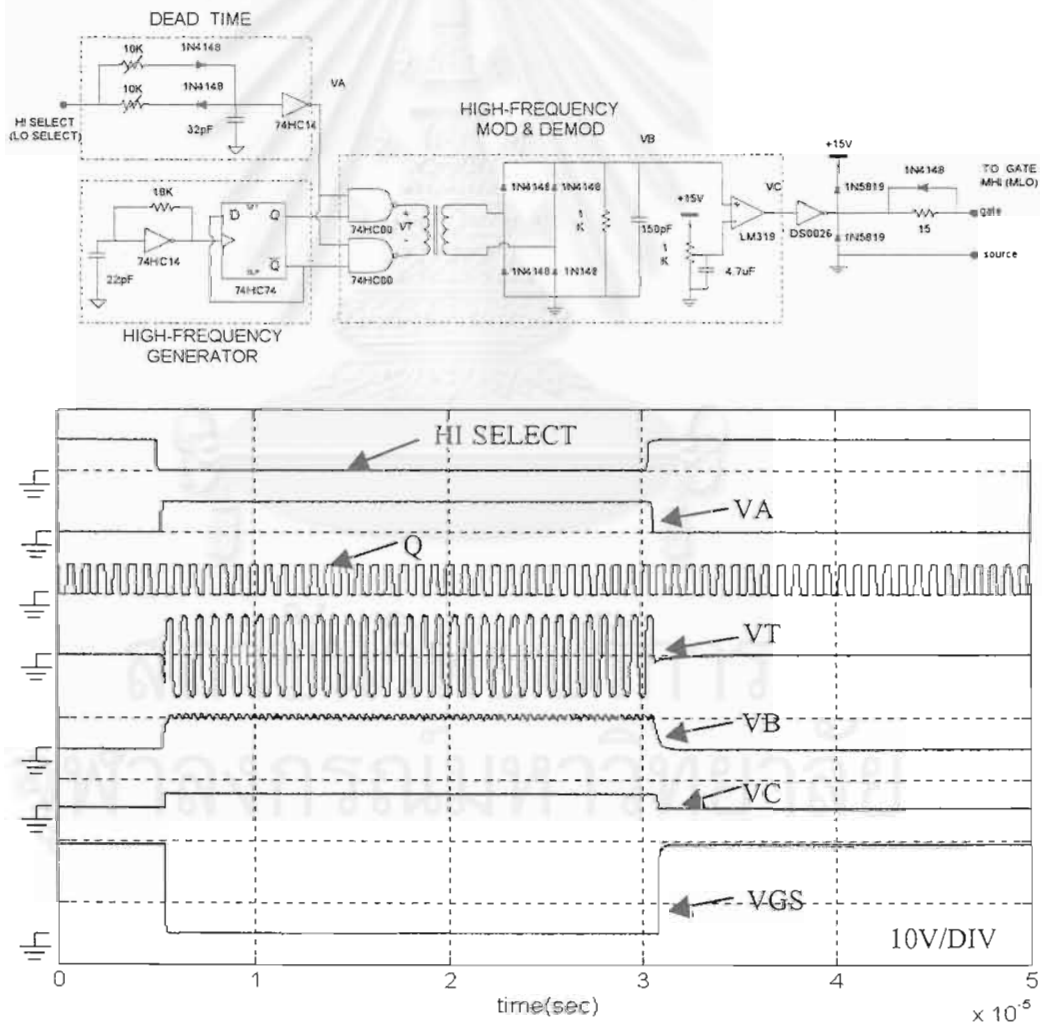
รูปที่ 3.13 วงจรขั้วนำสวิตช์ PWM

วงจรสร้างเวลาพัก ทำหน้าที่ในการสร้างเวลาพัก  $t_d$  และสร้างสัญญาณขั้วนำ  $H_{IN}$  และ  $L_{IN}$  ที่ทำงานเป็นคู่ประกอบกัน ดังรูปที่ 3.13

วงจรขั้วนำใช้วงจรประมวลเบอร์ IR2110 ซึ่งเป็นวงจรขั้วนำสำหรับสวิตช์กึ่งบริดจ์ ที่สามารถใช้งานได้ที่ความถี่สูง สัญญาณขั้วนำมีความสมมาตร และสามารถจ่ายกระแสออกได้สูง โดยสวิตช์ด้านบนในกิ่งอินเวอร์เตอร์ (M1, M3) ใช้หลักการบูทสเตรป (boot strap) ทำให้ไม่จำเป็นต้องต่อไฟเลี้ยงเพิ่มเติม

#### ข) วงจรขั้วนำสวิตช์เลือกแหล่งแรงดัน (MHI, MLO)

ในกรณีที่ต้องการขั้วนำสวิตช์ที่ลอยอยู่ เราอาจเลือกใช้วงจรขั้วนำแบบบูทสเตรปได้ แต่ถ้าคาบการสวิตช์ที่ยาวนานจะทำให้ไฟเลี้ยงที่ต่ออยู่ตัวเก็บประจุบูทสเตรปตกลง ส่งผลให้ลักษณะทางพลวัตต่าง ๆ ของสวิตช์เปลี่ยนแปลง เช่น ช่วงเวลาตัดต่อวงจร หรือความต้านทานขณะต่อวงจรของสวิตช์ เป็นต้น ในที่นี้เลือกใช้วงจรขั้วนำที่มีหม้อแปลงแปลงความถี่สูงในการแยกโคด โดยสัญญาณควบคุมสวิตช์ถูกมอดูเลตด้วยสัญญาณความถี่สูงเพื่อไม่ให้หม้อแปลงอิ่มตัว ดังรูปที่ 3.14



รูปที่ 3.14 วงจรขั้วนำสวิตช์เลือกแหล่งแรงดัน

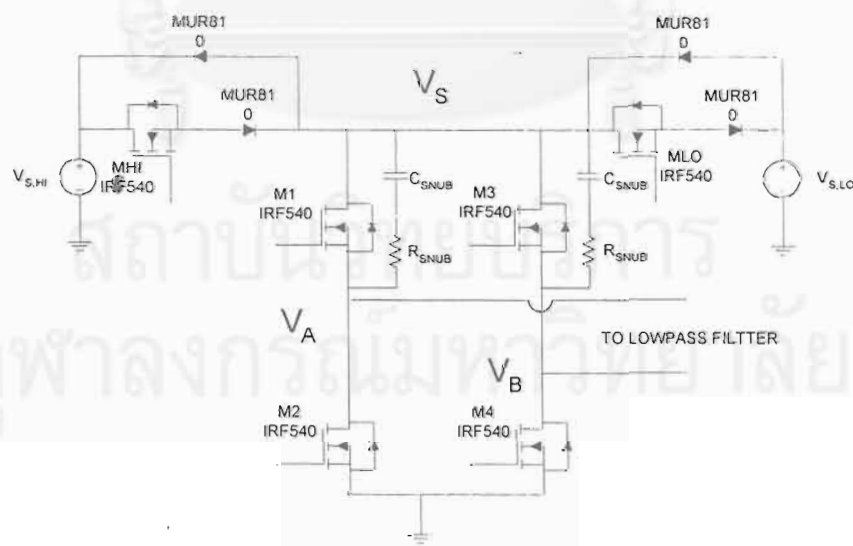
วงจรขั้วนำนี้ประกอบด้วยวงจรสร้างสัญญาณความถี่สูง (HIGH FREQUENCY GENERATOR) เพื่อใช้ในการมอดูเลต วงจรสร้างเวลาพัก (DEAD TIME) ซึ่งสัญญาณที่ได้จะถูกมอดูเลตโดยเกต NAND (74HC00) ทำให้แรงดันตกคร่อมหม้อแปลงเป็นสัญญาณไฟสลับความถี่สูง โดยทางด้านทุติยภูมิของหม้อแปลงประกอบด้วยวงจรเรียงกระแสเพื่อกรองความถี่สูงที่ใช้ในการมอดูเลตออก จากนั้นก็ทำการจัดสัณฐานรูปคลื่นโดยใช้วงจรเปรียบเทียบ (LM319) ก่อนที่จะส่งสัญญาณไปยังบัฟเฟอร์ (DS0026) เพื่อขั้วนำสวิตช์

### 3.6.3 วงจรสวิตช์กำลัง

จากรูปที่ 3.6 เมื่อนำมาใช้งานจริงสวิตช์เลือกแหล่งแรงดัน MLO, MHI จะต้องมีการต่อไดโอด (MUR810) เพิ่มเติม เพื่อตัดการนำกระแสของไดโอดที่ติดมากับมอสเฟต เนื่องจากช่วงเวลาหยุดนำกระแสที่ค่อนข้างช้าดังรูปที่ 3.15

ในแต่ละกิ่งของอินเวอร์เตอร์ประกอบด้วยตัวเหนี่ยวนำค่าเล็ก ๆ โดยตัวเหนี่ยวนำนี้ทำให้เกิดขดเหนี่ยวนำของแรงดันคร่อมมอสเฟต ซึ่งขนาดขดเหนี่ยวนำแปรผันตรงกับช่วงเวลาการสับเปลี่ยนกระแส กรณีที่ค่าขดเหนี่ยวนำสูงเกินไปก็จะทำให้เกิดความเสียหายกับวงจรขั้วนำได้ โดยการต่อวงจรระงับ R-C (R-C snubber) ครอบสวิทช์มอสเฟตตัวบนในแต่ละกิ่ง ดังรูปที่ 3.15 เมื่อสวิตช์ PWM ทำงานที่ความถี่การสวิตช์  $f_s$  สามารถคำนวณหาพลังงานที่ใช้ในการประจุและคายประจุให้กับตัวเก็บประจุระงับ  $C_{SNUB}$  ทั้ง 2 ตัวได้ดังนี้ (Danz, 1996)

$$E = C_{SNUB} \times V_s^2 \times f_s$$



รูปที่ 3.15 วงจรสวิตช์กำลัง

โดยที่พลังงานในส่วนนี้จะถูกคายทิ้งให้กับตัวต้านทาน  $R_{SNUB}$  ดังนั้นเพื่อไม่ให้เกิดกำลังสูญเสียในวงจรมากเกินไปก็ควรเลือกตัวเก็บประจุที่มีขนาดเล็กที่สุดโดยที่ค่าขดเหนี่ยวยังไม่สูงเกินไปและประโยชน์อีกข้อหนึ่งของวงจรระดับคือ ช่วยลดความเพี้ยนของสัญญาณด้านออก  $V_O$  เนื่องจากค่าขดเหนี่ยวยของแรงดันจะมีผลโดยตรงกับระดับ THD+NOISE ที่วัดได้

### 3.7 การออกแบบ

เมื่อกำหนดให้ กำลังด้านออกของวงจรสูงสุดในขณะต่อกับแหล่งแรงดันค่าสูง  $P_{LOAD,HI} = 100W$  กำลังด้านออกสูงสุดขณะต่อกับแหล่งแรงดันค่าต่ำ  $P_{LOAD,LO} = 10W$ ,  $R_{LOAD} = 8\Omega$ ,  $r_{DS} = 0.2\Omega$  และประมาณ  $R_x = 0.5\Omega$  จากสมการ (3.9) สามารถคำนวณหาแรงดันของแหล่งจ่ายไฟตรงได้ โดยที่ แรงดันของแหล่งจ่ายแรงดันค่าสูง  $V_{S,HI} = 46.50V$ , แรงดันของแหล่งจ่ายแรงดันค่าต่ำ  $V_{S,LO} = 16.07V$

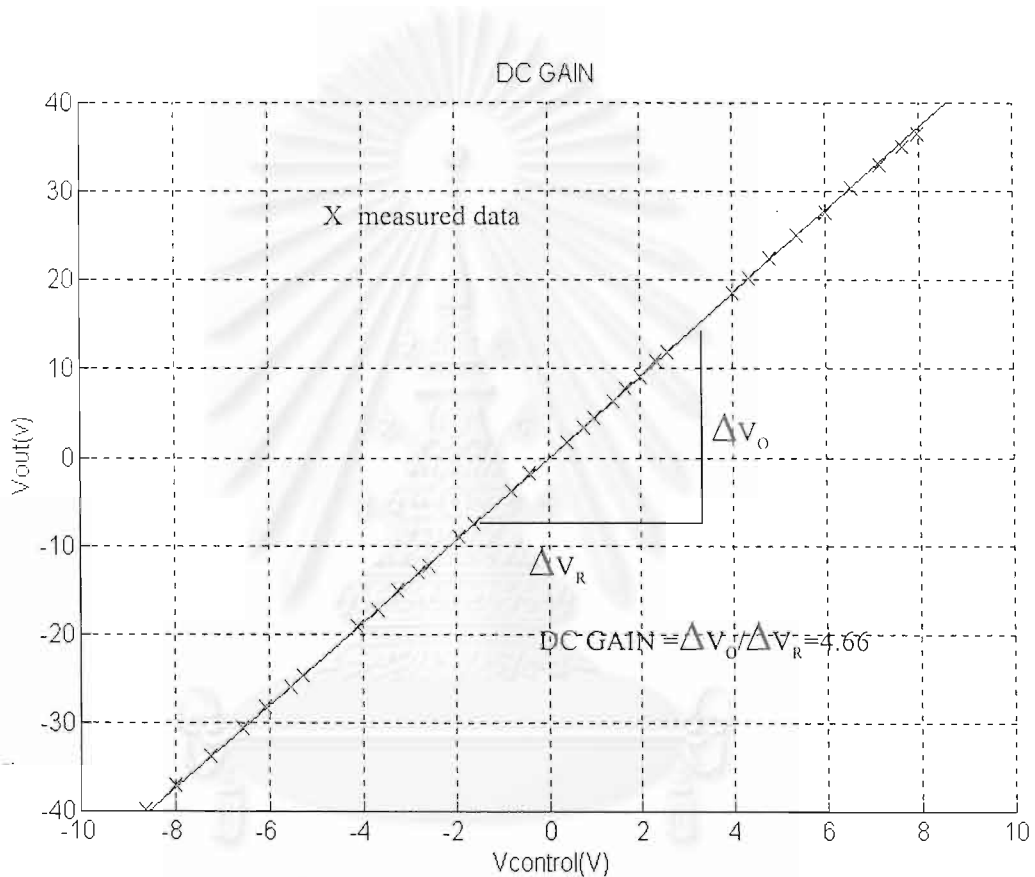
ในทางปฏิบัติเราจะเลือกแรงดันให้มีความสูงกว่าที่คำนวณได้ข้างต้น เนื่องจากผลของเวลาพักซึ่งทำให้แรงดันด้านออกมีค่าตกลงเล็กน้อย และในย่านความถี่สูงวงจรกรองผ่านต่ำจะลดทอนแรงดันด้านออกลงมาทำให้วงจรไม่สามารถจ่ายกำลังได้ตามที่ต้องการ โดยในที่นี้เลือก  $V_{S,HI} = 55V$  และ  $V_{S,LO} = 20V$  เมื่อกำหนดให้ ค่าขดของสัญญาณสามเหลี่ยม  $V_{TRI}^{PEAK} = 4V$  จากสมการ (3.7.2) สามารถคำนวณความสัมพันธ์ของสัญญาณอ้างอิงได้ดังนี้

$$V_{R,HI} = \frac{V_{S,LO}}{V_{S,HI}} \times V_{R,I,LO} = \frac{20}{55} \times V_{R,I,LO} = 0.363V_{R,I,LO}$$

ถ้ากำหนดให้  $V_R = V_{R,I,LO}$  จากสมการที่ (3.6.1) สามารถคำนวณความสัมพันธ์ของแรงดันอ้างอิง  $V_R$  กับแรงดันด้านออก  $V_O$  ได้ดังนี้

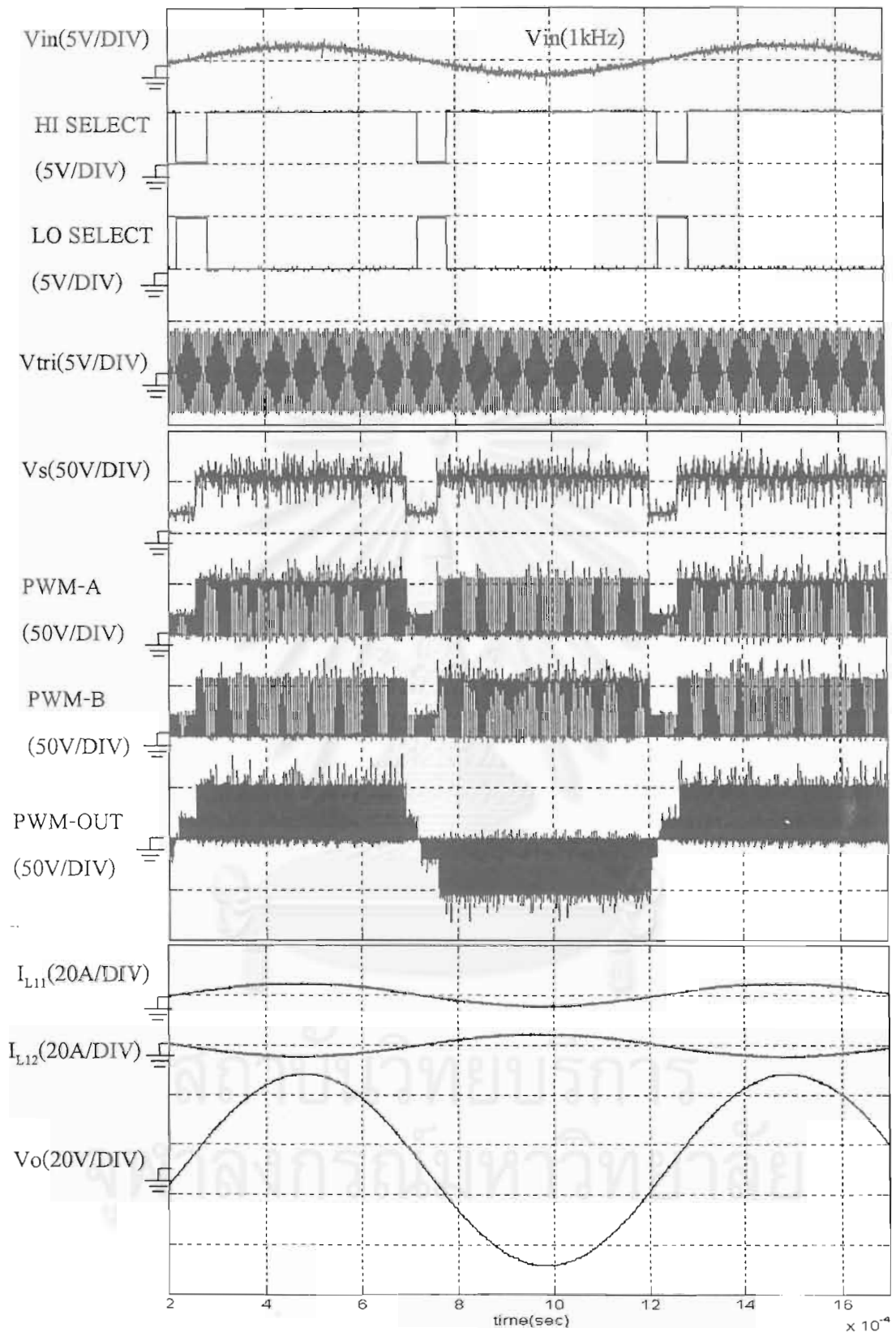
$$V_O = \frac{V_{S,LO}}{V_{tri}^{peak}} \times V_R = \frac{20}{4} \times V_R = 5V_R$$

เมื่อนำผลการคำนวณข้างต้นไปสร้างวงจรรขยายเสียงแบบวิธีการสวิตช์ที่ใช้แหล่งจ่ายไฟตรงสองระดับโดยที่ความถี่การสวิตช์  $f_s = 200 \text{ kHz}$  วงจรจะมีอัตราขยายแรงดันเท่ากับ 5 เท่า เราสามารถตรวจสอบการทำงานได้ รูปที่ 3.16 แสดงความสัมพันธ์ของแรงดันด้านเข้าและแรงดันด้านออกเมื่อต่อตัวต้านทาน  $8\Omega$  เป็นโหลด อัตราขยายแรงดันไฟตรงของวงจรสามารถประมาณได้จากความชันของกราฟซึ่งมีค่าเท่ากับ 4.66 เมื่อป้อนสัญญาณด้านเข้าเป็นสัญญาณไซน์ความถี่ 1kHz สามารถแสดงรูปคลื่นของวงจรรขยายได้ดังรูปที่ 3.17



รูปที่ 3.16 อัตราขยายไฟตรงของวงจรรขยาย

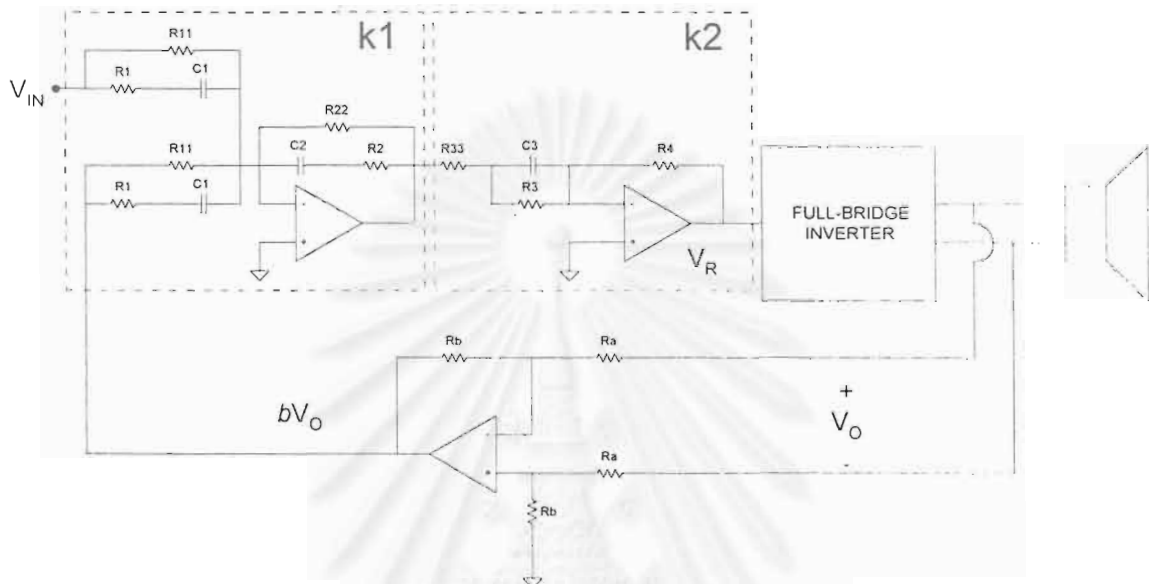
สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



รูปที่ 3.17 รูปคลื่นวงจรขยายแบบวิธีสวิตช์ที่ใช้แหล่งจ่ายไฟตรงสองระดับ

### 3.8 วงจรควบคุม

จากรูปที่ 3.11 แสดงโครงสร้างวงจรถยายเสียงแบบวิธีสวิตช์โดยใช้การป้อนกลับแรงดัน เราสามารถกำหนดรูปลักษณะของวงจรถควบคุมได้หลายรูปลักษณะ ขึ้นอยู่กับสมรรถนะและผลตอบเชิงความถี่ที่ต้องการ ในที่นี้วงจรถควบคุมเลือกใช้วงจรถคุมค่าแบบสามศูนย์สามขั้ว และวงจรถ้อนกลับใช้วงจรถยายผลต่างดังรูปที่ 3.18



รูปที่ 3.18 วงจรถคุมค่าและวงจรถ้อนกลับแรงดัน

วงจรถ้อนกลับแรงดันทำหน้าที่ขยายผลต่างของแรงดันด้านออก และลดทอนแรงดันลงมาให้อยู่ในระดับที่เหมาะสม โดยค่ออยู่ที่ขั้วของดำโหมง (ส่วนใหญ่นิยมต่อวงจรป้อนกลับก่อนวงจรกรองผ่านต่ำซึ่งทำให้การชดเชยง่ายขึ้นแต่วิธีนี้ไม่ค่อยให้ผลของการควบคุมที่ดีนัก) เราสามารถเขียนสมการของแรงดันด้านออก  $V_O$  กับแรงดันที่วัด  $V_M$  ได้ดังนี้

$$V_M = -\frac{R_b}{R_a} \times V_O = -bV_O \quad (3.13)$$

โดยที่ อัตราการลดทอนแรงดัน  $b = R_b/R_a$

ความสัมพันธ์ของแรงดันในวงจรถคุมค่าแบบสามศูนย์สามขั้วตามรูปที่ 3.18 สามารถแสดงได้ดังนี้

$$V_R = K(s) (V_{IN} - bV_O) \quad (3.14)$$

$$\text{โดยที่ } K(s) = k_1(s) \times k_2(s) = K_1 \frac{(sT_1 + 1)(sT_2 + 1)}{(sT_4 + 1)(sT_5 + 1)} \times K_2 \frac{(sT_3 + 1)}{(sT_6 + 1)} \quad (3.15)$$

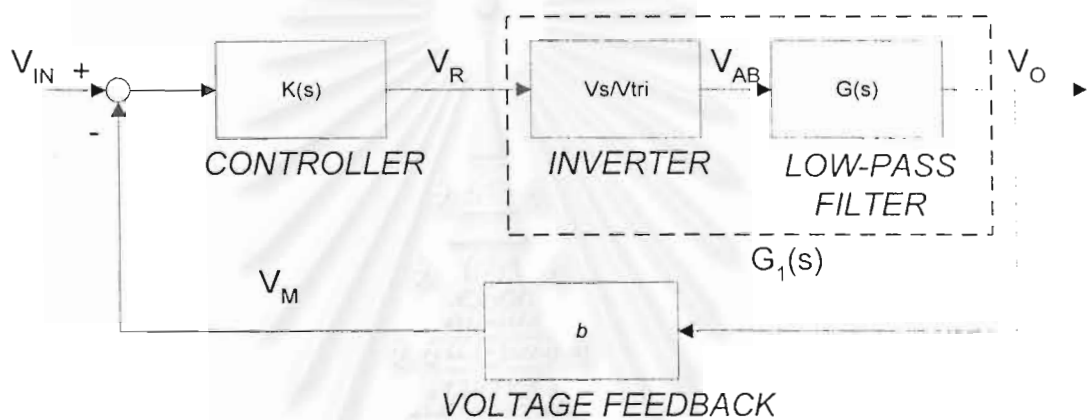
เมื่อ  $K_1 = R_{22}/R_{11}$ ,  $K_2 = R_4/(R_3 + R_{33})$ ,  $T_1 = C_1(R_1 + R_{11})$ ,  $T_2 = C_2R_2$ ,  $T_3 = C_3R_3$ ,  $T_4 = C_2(R_2 + R_{22})$ ,  $T_5 = C_1R_1$ ,  $T_6 = C_3R_3R_{33}/(R_3 + R_{33})$

ฟังก์ชันโอนย้ายของวงจรกรองผ่านต่ำ  $G(s)$  (จากรูปที่ 3.9) หาได้ดังนี้

$$G(s) = \frac{V_O}{V_A - V_B}$$

$$= \frac{1}{L_1 C_2 L_3 C_4 s^4 + \frac{L_1 L_3 C_2}{Z_o} s^3 + ((L_1 + L_3) C_4 + L_1 C_2) s^2 + \frac{L_1 + L_3}{Z_o} s + 1} \quad (3.16)$$

จากสมการที่ (3.7.1), (3.13), (3.14) และ (3.16) เมื่อนำมาเขียนในรูปแผนภาพบล็อกการป้อนกลับแรงดันสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 3.19



รูปที่ 3.19 แผนภาพบล็อกการป้อนกลับแรงดัน

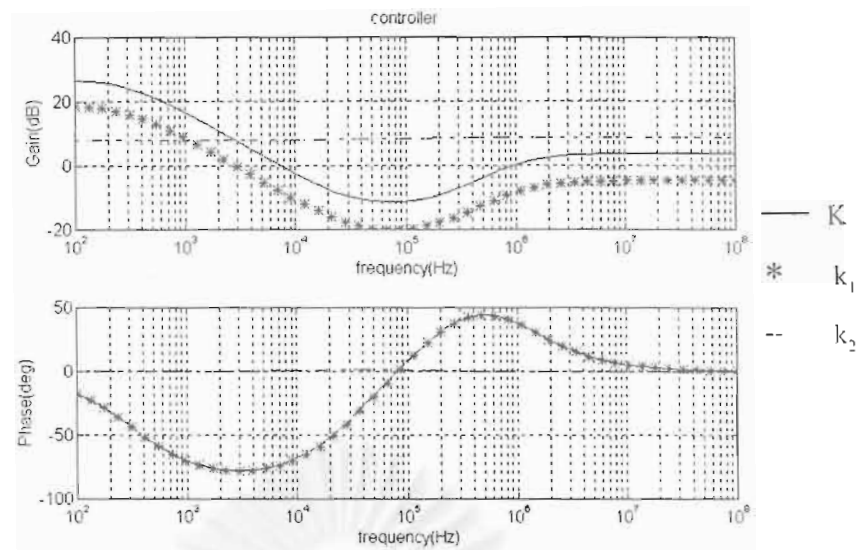
จากรูปที่ 3.19 เราสามารถหาอัตราขยายวงรอบปิดสัญญาณด้านเข้าสู่อันออกได้ดังนี้

$$\frac{V_O}{V_{IN}} = \frac{K(s)G_1(s)}{1 + bK(s)G_1(s)} \quad (3.17)$$

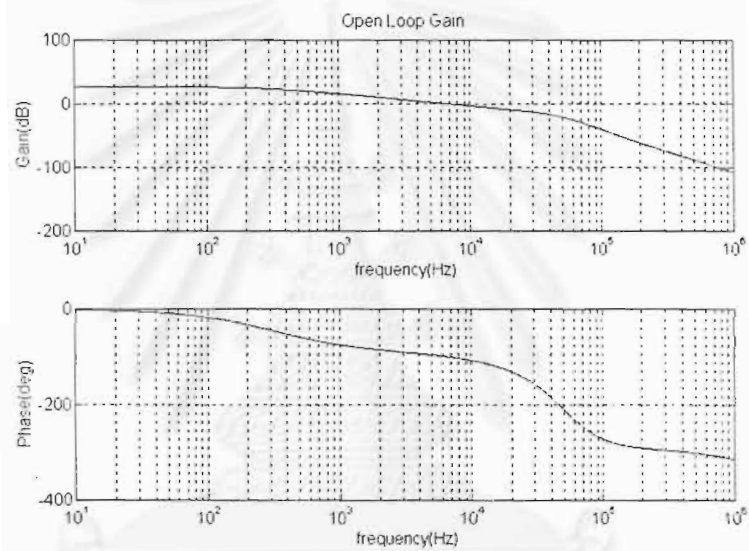
โดยที่ อัตราขยายวงรอบเปิด  $1 = bK(s)G_1(s)$

กำหนดให้ อัตราการลดทอน  $b = 0.2$ ,  $R_a = 100 \text{ k}\Omega$  ดังนั้น  $R_b = 20 \text{ k}\Omega$  โดยพารามิเตอร์ของวงจรกรองผ่านต่ำที่ใช้มีดังนี้  $L_1 = 62 \text{ uH}$ ,  $C_2 = 650 \text{ nF}$ ,  $L_3 = 26 \text{ uH}$  และ  $C_4 = 150 \text{ nF}$  เมื่อทดลองออกแบบพารามิเตอร์ในวงจรควบคุม ซึ่งมีค่าดังนี้  $R_1 = 1500 \Omega$ ,  $R_{11} = 56 \text{ k}\Omega$ ,  $C_1 = 82 \text{ pF}$ ,  $R_2 = 930 \Omega$ ,  $R_{22} = 500 \text{ k}\Omega$ ,  $C_2 = 1 \text{ nF}$ ,  $R_3 = 4.3 \text{ k}\Omega$ ,  $R_{33} = 75 \text{ k}\Omega$ ,  $C_3 = 1 \text{ nF}$  และ  $R_4 = 200 \text{ k}\Omega$  สามารถหาค่าผลตอบเชิงความถี่ได้ดังรูปที่ 3.20

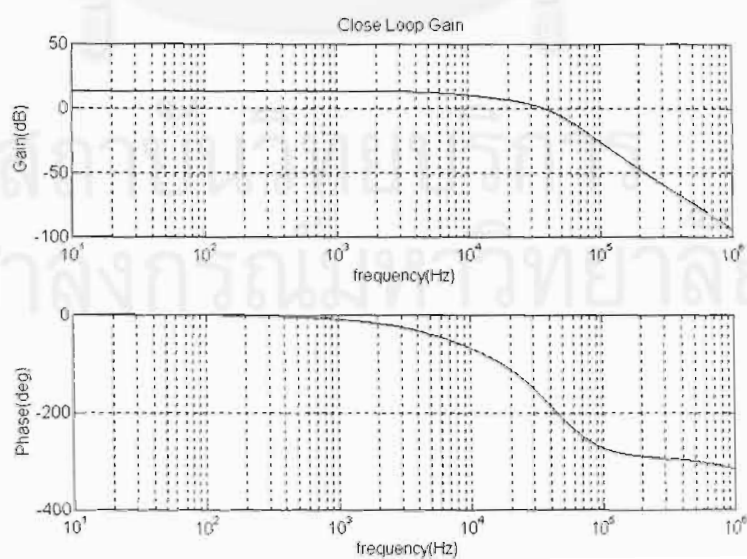




ก) อัตราขยายวงจรมุมค่า K

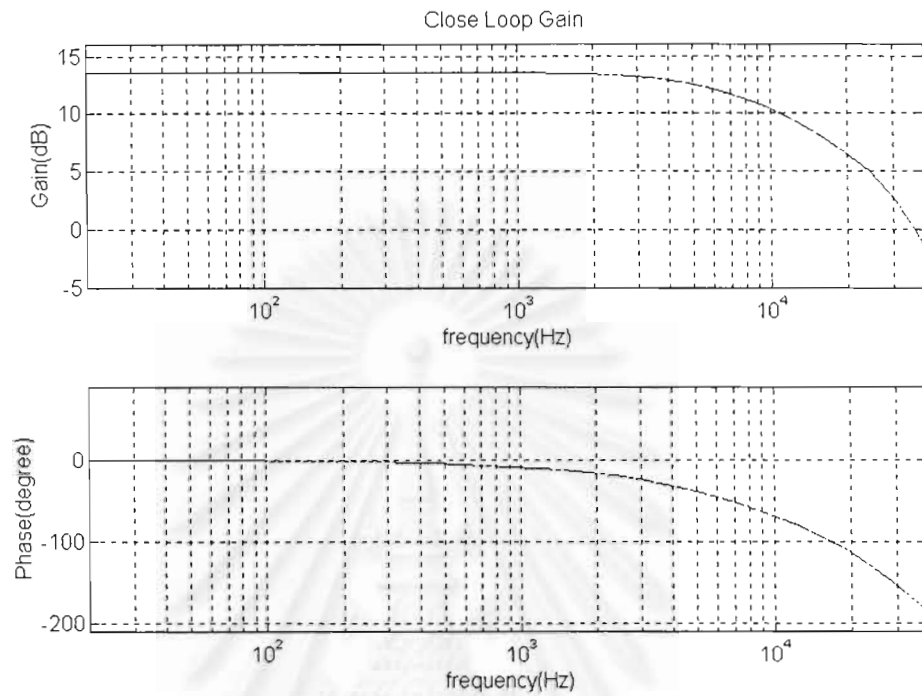


ข) อัตราขยายวงรอบเปิด 1

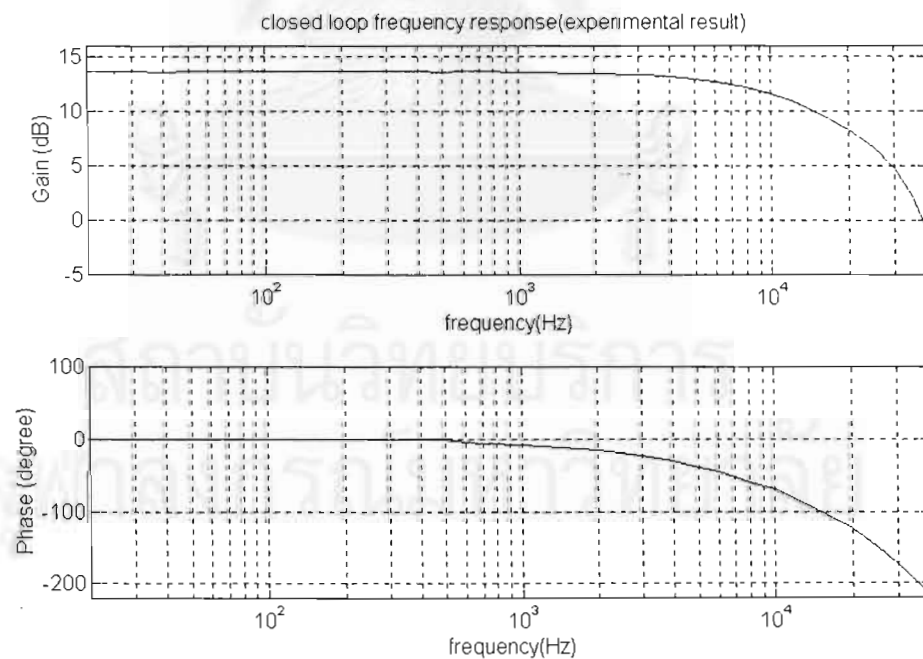
ค) อัตราขยายวงรอบปิด  $V_O/V_{IN}$ 

รูปที่ 3.20 ผลตอบเชิงความถี่วงจรมุมค่า K

จากการออกแบบในเบื้องต้นสามารถตรวจสอบการทำงานของวงจรถูกคุมได้ รูปที่ 3.21 แสดงผลตอบเชิงความถี่อัตราขยายวงรอบปิดสัญญาณด้านเข้าสู่ด้านออก รูปที่ 3.22 แสดงผลตอบแบบขั้นเมื่อ  $V_{IN} = u(t)$

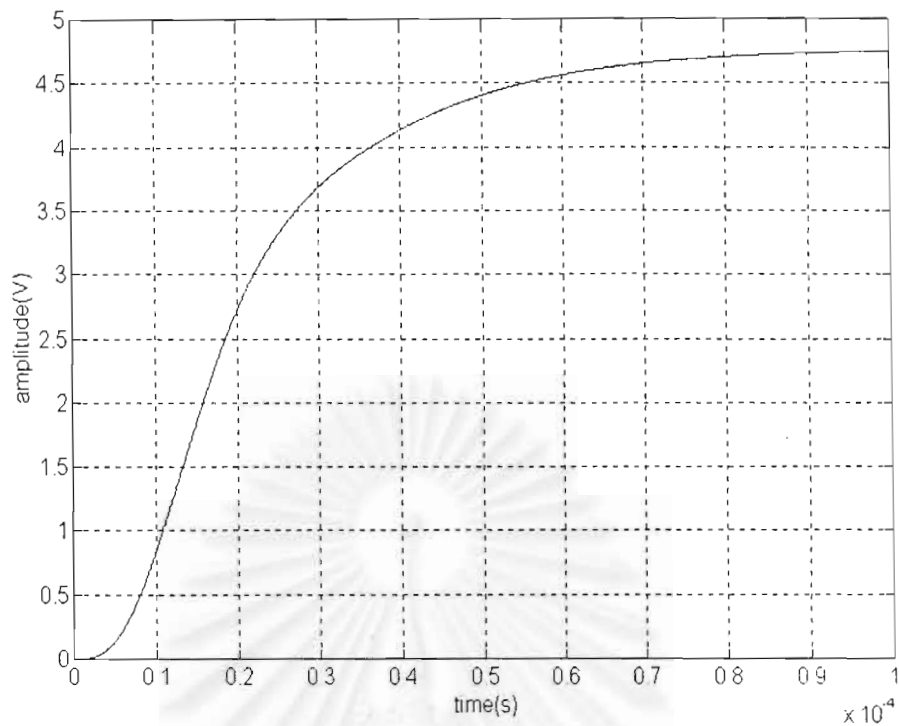


ก) จากการคำนวณ

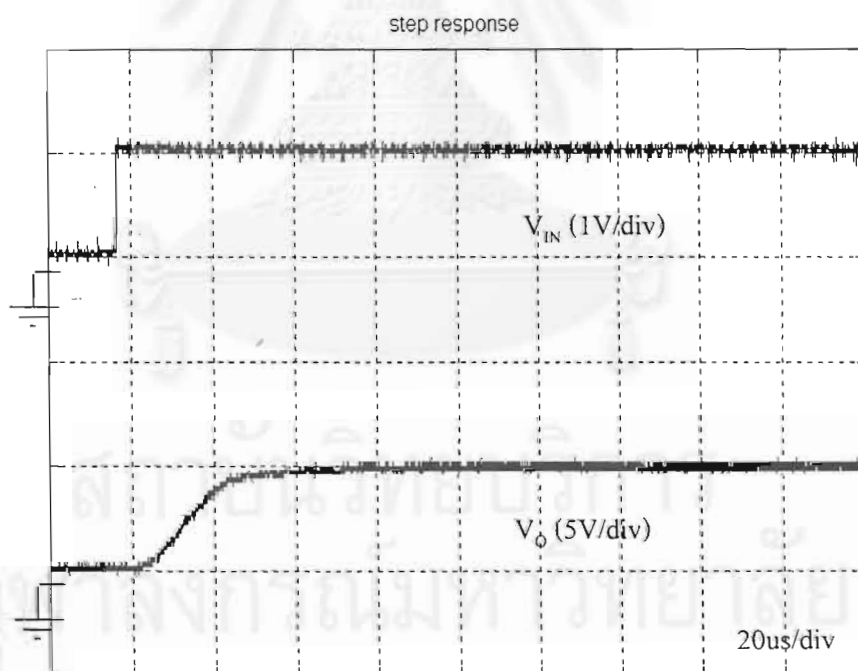


ข) จากผลการทดลอง

รูปที่ 3.21 อัตราขยายวงรอบปิด  $V_O/V_{IN}$



ก) รูปคลื่นของแรงดันด้านออก  $V_o$  จากการคำนวณ



ข) จากผลการทดลอง

รูปที่ 3.22 ผลตอบแบบขั้นของวงจรขยายเสียงเมื่อ  $V_{IN} = u(t)$

จากการออกแบบเบื้องต้น เป็นการยากที่จะหาค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมเนื่องจากการเลือก การป้อนกลับที่โหลดทำให้ระบบมีความซับซ้อน ดังนั้นเราสามารถนำวิธีสมการมาใช้เพื่อช่วย ปรับพารามิเตอร์ในวงจรควบคุม เมื่อกำหนดให้พารามิเตอร์การออกแบบ  $p$  คือ

$$p = (p_1, p_2, p_3, p_4, p_5, p_6, p_7, p_8, p_9) = (R_1, R_2, C_1, C_2, R_{11}, R_3, R_{33}, C_3, R_4) \quad (3.18)$$

ดังนั้นฟังก์ชันโอนย้ายของวงจรควบคุม (ดูสมการ (3.15) ประกอบ) สามารถเขียนอยู่ในรูป พารามิเตอร์การออกแบบคือ

$$k(p,s) = K_1 K_2 \frac{(sT_1 + 1)(sT_2 + 1)(sT_3 + 1)}{(sT_4 + 1)(sT_5 + 1)(sT_6 + 1)} \quad (3.19)$$

โดยที่  $K_1 = R_{22}/p_5$ ,  $K_2 = p_9/(p_6 + p_7)$ ,  $T_1 = p_3(p_1 + p_5)$ ,  $T_2 = p_2 p_4$ ,  $T_3 = p_6 p_8$ ,  $T_4 = p_4(p_2 + R_{22})$ ,  $T_5 = p_1 p_3$ ,  $T_6 = p_8 p_6 p_7 / (p_6 + p_7)$

สำหรับวงจรมีเสถียรเราอาจสนใจแบนวิดท์ของวงจร โดยที่แบนวิดท์สามารถพิจารณาได้จากความถี่ที่หักมุม  $\omega_{3dB}$  ของอัตราขยายวงรอบปิด  $V_o/V_{in}$  (ในกรณีที่วงจรมีอันดับต่ำเราอาจจะประมาณแบนวิดท์ของวงจรได้จากความถี่ตัดข้าม  $\omega_c$  ของอัตราขยายวงรอบเปิด  $1$ ) ซึ่งเรานำมาใช้เป็นข้อกำหนดสมรรถนะ นอกจากนี้เราอาจพิจารณาถึงช่วงเมื่อเสถียรภาพของวงจรอีกด้วย

กำหนดขอบเขต  $C_i$  และจัดให้อยู่ในรูปอสมการ  $\phi_i(p) \leq C_i$  ดังนี้

$$\left. \begin{aligned} \phi_1(p) &:= -g \leq -8\text{dB} \\ \phi_2(p) &:= -r \leq -45^\circ \\ \phi_3(p) &:= -\omega_c \leq -15\text{kHz} \\ \phi_4(p) &:= \omega_c \leq 20\text{kHz} \\ \phi_5(p) &:= \omega_{3dB} \leq 40\text{kHz} \end{aligned} \right\} \quad (3.20)$$

โดยที่  $\omega_{3dB}$  คือความถี่ที่อัตราขยายวงรอบปิดมีค่าลดลง 3dB จากอัตราขยายในย่านความถี่ต่ำ (ในทางปฏิบัติอาจจะมีการต่อวงจรกรองผ่านสูงก่อนเข้าสู่ภาคขยาย ในที่นี้ละเลยผลของวงจรกรองผ่านสูงโดยถือว่าอัตราขยายในย่านความถี่ต่ำมีค่าเท่ากับอัตราขยายไฟตรง)

กำหนดขอบเขตของพารามิเตอร์ในวงจรควบคุม  $p$  โดยตัวต้านทานมีค่าอยู่ระหว่าง  $1\text{k}\Omega$  ถึง  $10\text{M}\Omega$  และตัวเก็บประจุมีค่าระหว่าง  $1\text{pF}$  ถึง  $10\text{nF}$  (ยกเว้น  $R_2$  มีค่าระหว่าง  $930\Omega$  ถึง  $10\text{M}\Omega$  และ กำหนดให้  $R_{22} = 500\text{k}\Omega$ )

$$\left. \begin{aligned} 1\text{k}\Omega &\leq R_1 \leq 10\text{M}\Omega, & 930\Omega &\leq R_2 \leq 10\text{M}\Omega, \\ 1\text{k}\Omega &\leq R_3 \leq 10\text{M}\Omega, & 1\text{k}\Omega &\leq R_{33} \leq 10\text{M}\Omega, \\ 1\text{k}\Omega &\leq R_4 \leq 10\text{M}\Omega, & 1\text{pF} &\leq C_1 \leq 10\text{nF}, \\ 1\text{pF} &\leq C_2 \leq 10\text{nF}, & 1\text{pF} &\leq C_3 \leq 10\text{nF} \end{aligned} \right\} \quad (3.21)$$

จากนั้นคำนวณค่าตอบของอสมการ (3.20) และ (3.21) ด้วยอัลกอริทึม MBP จากจุดเริ่มต้น  $p^1$  ซึ่งเป็นจุดที่มีเสถียรภาพ (สอดคล้องตามอสมการ ก.10.2) เราสามารถหาจุด  $p^2$  ซึ่งให้ทุกอสมการเป็นจริง โดยที่ตารางที่ 3.2 แสดงสมรรถนะของวงจรรขยาย และตารางที่ 3.3 แสดงพารามิเตอร์ในวงจรรควบคุม รูปที่ 3.23 แสดงผลตอบเชิงความถี่ของวงจรรขยายเสียง ส่วนรูปที่ 3.24 แสดงผลตอบแบบขั้น

พิจารณาผลตอบแบบขั้นของวงจรร ตามรูปที่ 3.24 ที่จุด  $p^2$  วงจรมี  $M_p$  ก่อนข้างสูงเมื่อเปรียบเทียบกับก่อนการป้อนกลับ ดูรูปที่ 3.10 ข) เนื่องจากข้อกำหนดด้านสมรรถนะที่ใช้ยังไม่เพียงพอ ดังนั้นเราอาจกำหนดสมรรถนะ  $\phi_i(p)$  เพิ่มเติม โดยเราสามารถพิจารณาผลตอบในเชิงเวลาหรือในเชิงความถี่ก็ได้ ถ้าเราพิจารณาในเชิงความถี่ เราอาจจะทำการปรับอัตราขยายวงรอบปิด  $V_o/V_N$  และกรุปดีเลย์ ให้มีลักษณะที่ราบเรียบขึ้น (ในช่วงความถี่ที่เราสนใจ) แต่ถ้าเราพิจารณาในเชิงเวลา เราอาจมุ่งเน้นไปที่  $t_r$ ,  $M_p$  และ  $t_s$  ในที่นี้ได้นำผลตอบในเชิงเวลามาพิจารณาในการออกแบบ

ดังนั้นกำหนดสมรรถนะ  $\phi_i(p)$  เพิ่มเติม ดังนี้

rise time (0-90%)  $\phi_6(p) := t_r$

maximum overshoot  $\phi_7(p) := M_p$

settling time (2% criterion)  $\phi_8(p) := t_s$

เมื่อ  $t_s$  คือช่วงเวลาที่แรงดันด้านออกมีค่าและอยู่ภายในช่วงกำหนดของค่าสุดท้ายในภาวะอยู่ตัว กำหนดขอบเขต  $C$ , ฟังก์ชันสมรรถนะสามารถเขียนให้อยู่ในรูปอสมการ  $\phi_i(p) \leq C$ , ดังนี้

$$\phi_1(p) \leq -8\text{dB}$$

$$\phi_2(p) \leq -45^\circ$$

$$\phi_3(p) \leq -10\text{kHz}$$

$$\phi_4(p) \leq 20\text{kHz}$$

$$\phi_5(p) \leq 40\text{kHz}$$

$$\phi_6(p) \leq 25\mu\text{s}$$

$$\phi_7(p) \leq 1\%$$

$$\phi_8(p) \leq 25\mu\text{s}$$

(3.22)

สังเกตฟังก์ชันสมรรถนะ  $\phi_3(p)$  กำหนดให้  $\phi_3(p) \leq -10\text{kHz}$  ส่วนข้อกำหนดอื่นยังคงเดิม (ดูอสมการ 3.20)

จากนั้นทำการคำนวณค่าตอบของอสมการ (3.21) และ (3.22) ด้วยอัลกอริทึม MBP ในกรณีที่เริ่มต้นคำนวณจากจุดเริ่มต้น  $p^1$  เราสามารถหาจุดที่ให้ผลเฉลยของอสมการได้คือ  $p^*$  แต่ถ้าเริ่มจากจุด  $p^2$  เราไม่สามารถหาผลเฉลยของอสมการได้ แต่เมื่อทำการปรับขอบเขตของ  $R_1$  โดยกำหนดให้  $R_1$  มีค่าอยู่ระหว่าง  $100\Omega$  ถึง  $10M\Omega$  สามารถหาผลเฉลยของอสมการได้ โดยจุดที่ให้

ผลเฉลยคือ  $p^3$  เห็นได้ชัดเจนว่า ถึงแม้คำตอบของอสมการจะมีอยู่จริง แต่การเริ่มต้นจากจุดเริ่มต้นที่ไม่เหมาะสม ก็อาจจะทำให้การคำนวณด้วยอัลกอริทึม MBP ไม่สามารถหาคำตอบได้

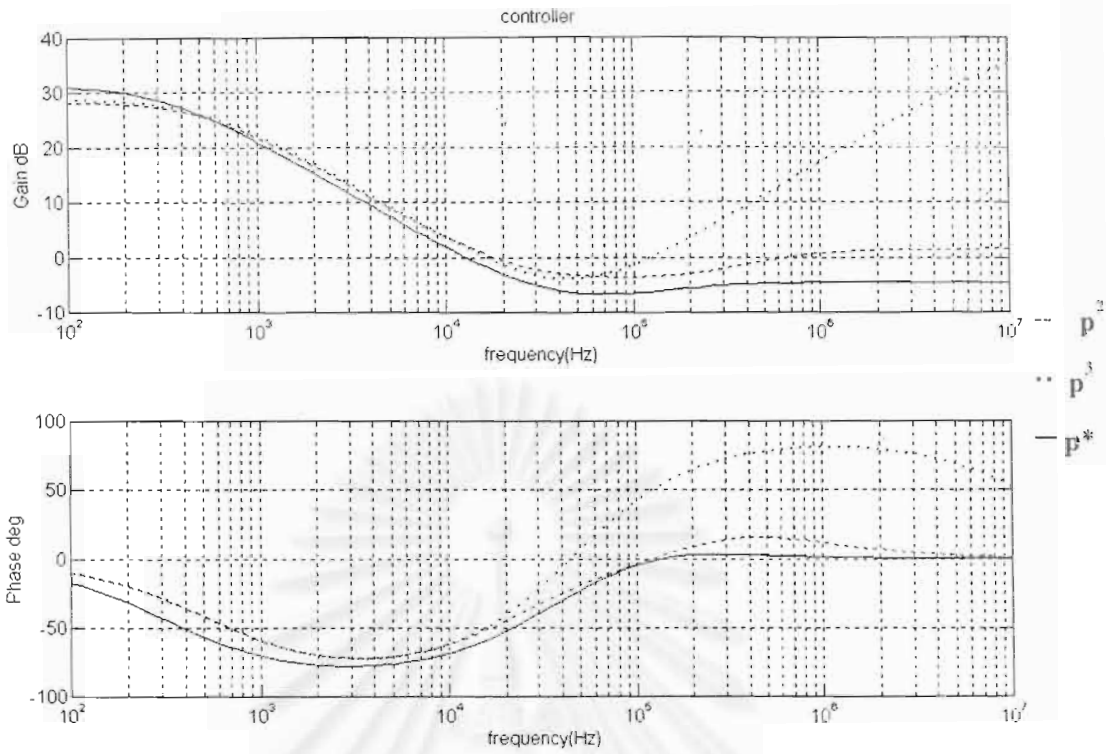
	g (dB)	R (degree)	$\omega_c$ (kHz)	$\omega_{,dB}$ (kHz)	$t_R$ (us)	$M_p$ (%)	$t_s$ (us)
ค่าที่จุดเริ่มต้น $p^1$	16	79.7	6.74	9.77	45	0	73
ค่าที่จุด $p^2$	8	64.7	15.9	38.4	16	10.6	45
ค่าที่จุด $p^3$	12.4	69.8	14.1	29.9	18	0.52	20
ค่าที่จุด $p^*$	10.9	68.3	11.4	25.7	22	0.41	25

ตารางที่ 3.2 สมรรถนะของวงจรขยายเสียง

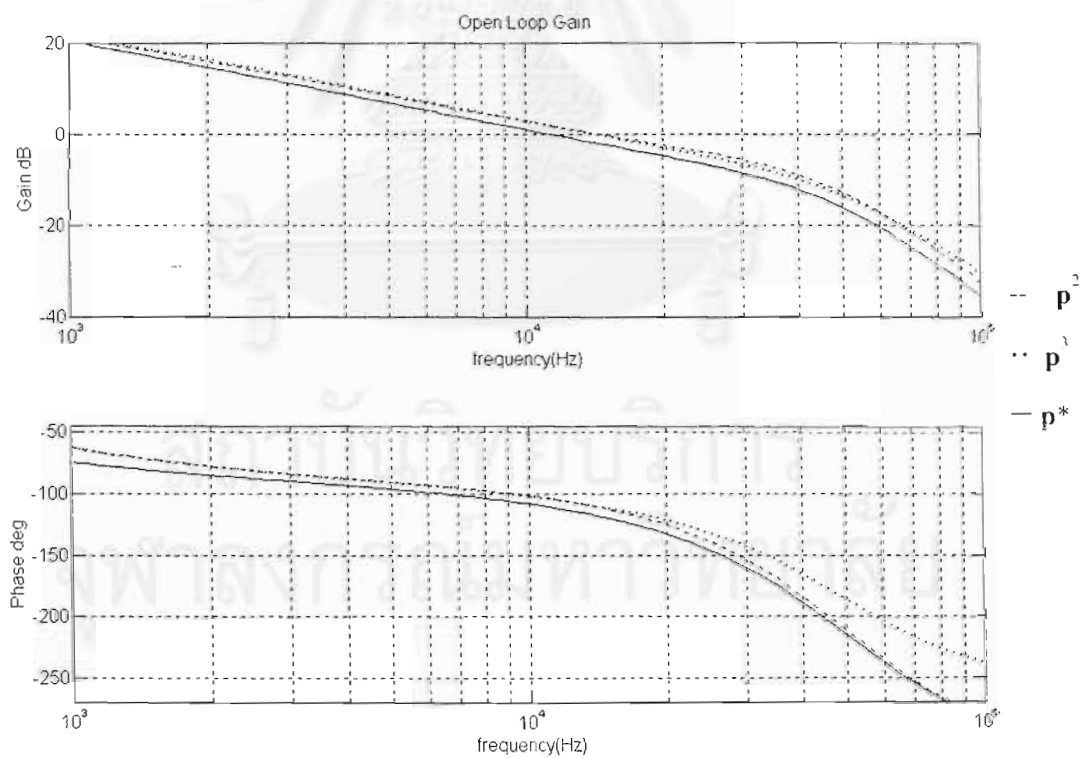
	$R_1$ ( $\Omega$ )	$R_2$ ( $\Omega$ )	$C_1$ (pF)	$C_2$ (pF)	$R_{11}$ (k $\Omega$ )	$R_3$ (k $\Omega$ )	$R_{33}$ (k $\Omega$ )	$C_3$ (nF)	$R_4$ (k $\Omega$ )
จุดเริ่มต้น $p^1$	1500	930	82	1000	56	4.30	75	1	200
จุด $p^2$	2400	930	120	600	50	2.70	24	3.3	75
จุด $p^3$	161	5200	73	590	47	3.76	23.6	1	70.5
จุดที่เหมาะสม $p^*$	12000	1500	82	1000	50	1.80	68	1	261

ตารางที่ 3.3 พารามิเตอร์ในวงจรควบคุมของวงจรขยายเสียง

เมื่อพิจารณาจุด  $p^3$  และ  $p^*$  ซึ่งเป็นจุดที่ให้ผลเฉลยของอสมการ จากตารางที่ 3.2 สมรรถนะของวงจรมีค่าใกล้เคียงกัน แต่ถ้าสังเกตผลตอบเชิงความถี่ของวงจรคุ่มค่า ตามรูปที่ 3.32 ก) เราพบว่าในย่านความถี่สูง จุด  $p^3$  มีอัตราขยายที่สูงกว่า  $p^*$  มาก นั่นคือถ้ามีสัญญาณรบกวนความถี่สูง บริเวณวงจรคุ่มค่าเพียงเล็กน้อย ก็จะทำให้เกิดสัญญาณรบกวนที่ด้านออกเป็นปริมาณมากเช่นกัน ดังนั้นในที่นี้จึงเลือกจุด  $p^*$  ในการทดสอบวงจรต่อไป

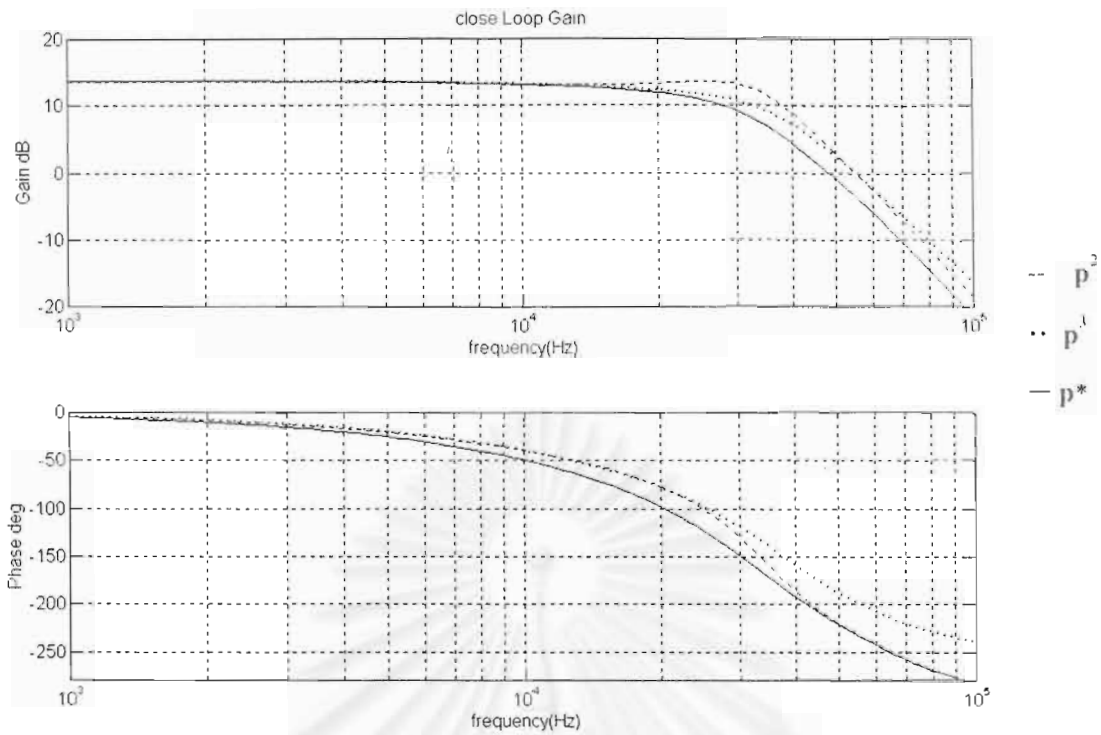


ก) อัตราขยายของวงจรถวลุม K

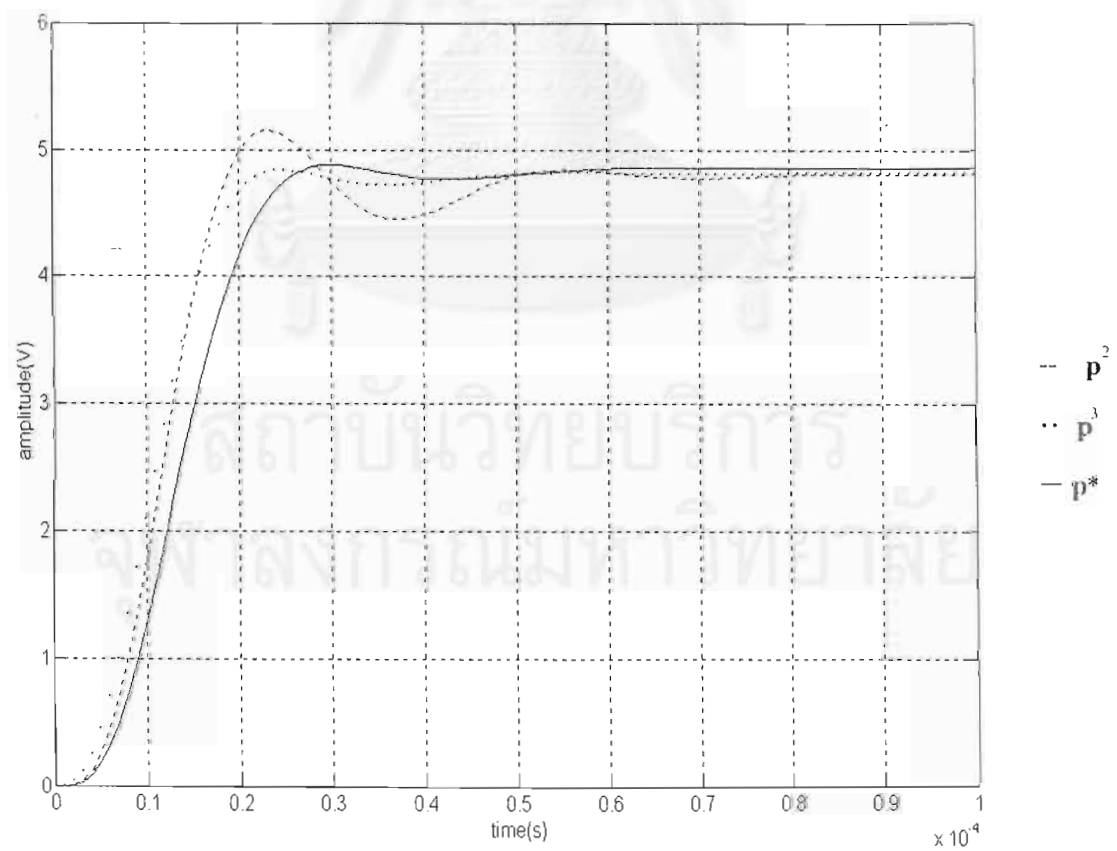


ข) อัตราขยายวงรอบเปิด 1

รูปที่ 3.23 ผลตอบเชิงความถี่ของวงจรถวลุม K



ค) อัตรายายวงรอบปิด  $V_o/V_{IN}$   
 รูปที่ 3.23 ผลตอบเชิงความถี่ของวงจรรขยายเสียง (ต่อ)

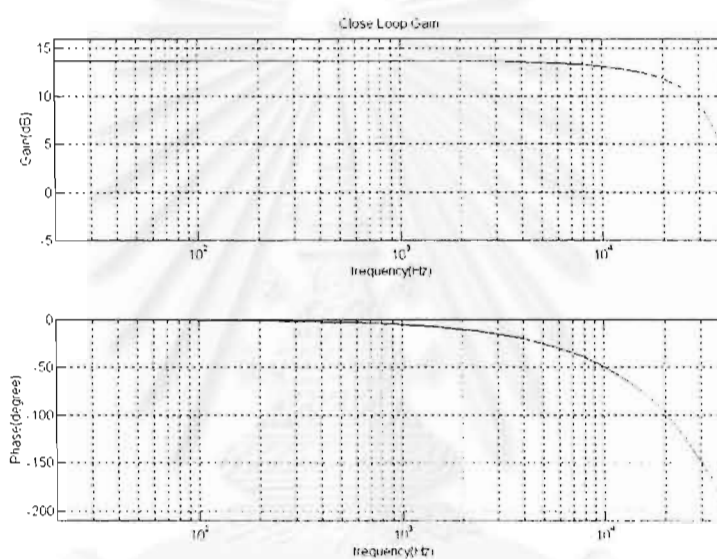


รูปที่ 3.24 ผลตอบแบบขั้นของวงจรรขยายเสียง

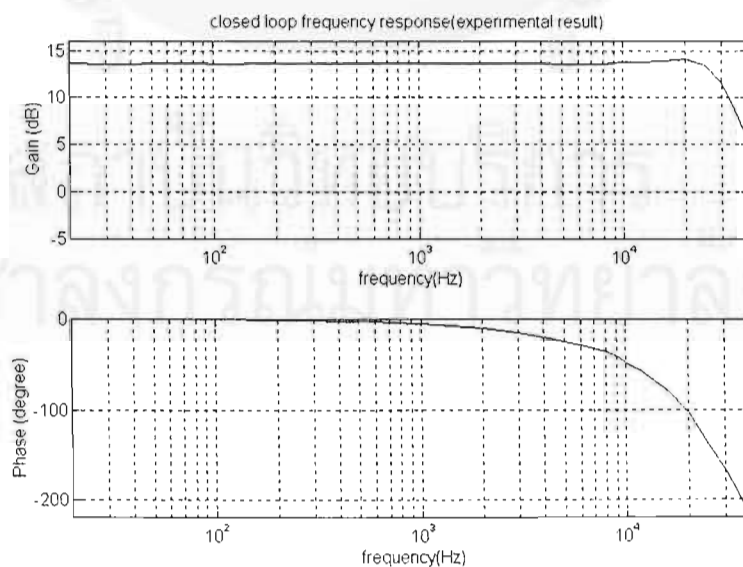


เราสามารถตรวจสอบผลการทำงานของวงจรมายเสียงได้โดยดูจากลักษณะอัตราขยายวงรอบปิด  $V_O/V_{IN}$  ดังรูปที่ 3.25 พบว่าในช่วงความถี่สูง (10kHz–40kHz) อัตราขยายและเฟสมีค่าแตกต่างจากที่คำนวณได้ ซึ่งความคลาดเคลื่อนที่เกิดขึ้นอาจมาจากหลายสาเหตุ เช่น ความคลาดเคลื่อนในวงจรกรองผ่านต่ำ (แบบจำลองไม่ได้คิดถึงการสูญเสียในวงจรกรองผ่านต่ำ) ความคลาดเคลื่อนในวงจรคูล์ (อัตราขยายของออป-แอมป์ในช่วงความถี่สูงอาจจะไม่เพียงพอ หรือความคลาดเคลื่อนของตัวต้านทานและตัวเก็บประจุ) เวลาประวิงที่เกิดขึ้นในอินเวอร์เตอร์ เป็นต้น

ลักษณะชั่วคราวของวงจรมายเสียงสามารถพิจารณาได้โดยการป้อนสัญญาณแบบขั้นและสัญญาณแบบเบิร์สต์ (burst) รูปที่ 3.26 ก) และ ข) แสดงผลตอบแบบขั้นที่ได้จากการจำลองการทำงานและจากผลการทดลองตามลำดับ รูปที่ 3.27 แสดงผลตอบแบบเบิร์สต์ที่ได้จากการทดลอง

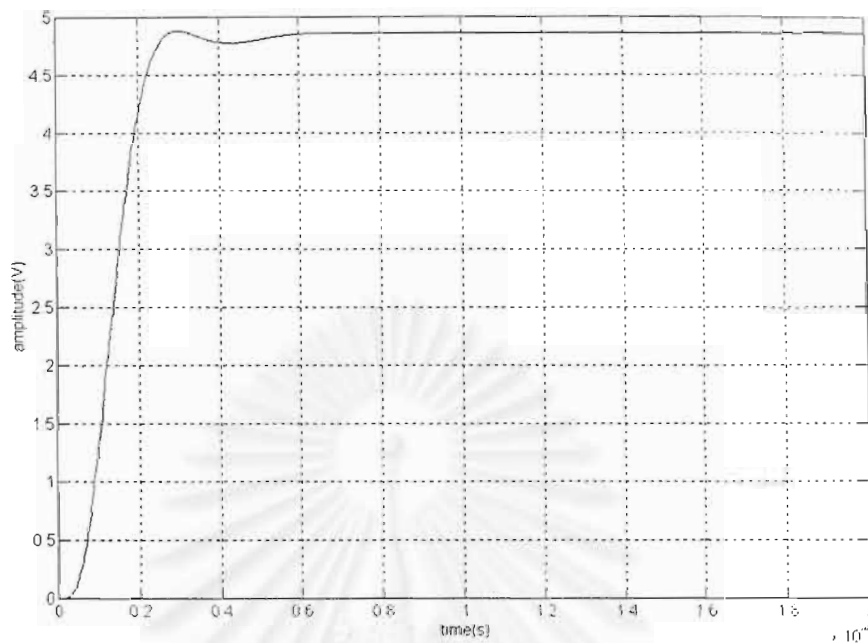


ก) ผลจากการจำลองการทำงาน

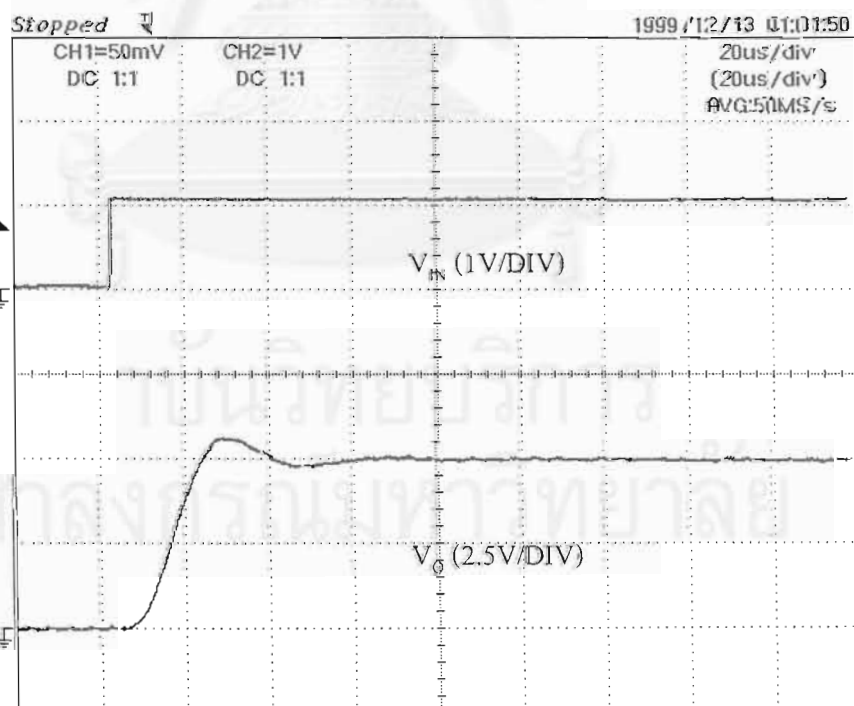


ข) ผลจากการทดลอง

รูปที่ 3.25 อัตราขยายวงรอบปิด  $V_O/V_{IN}$

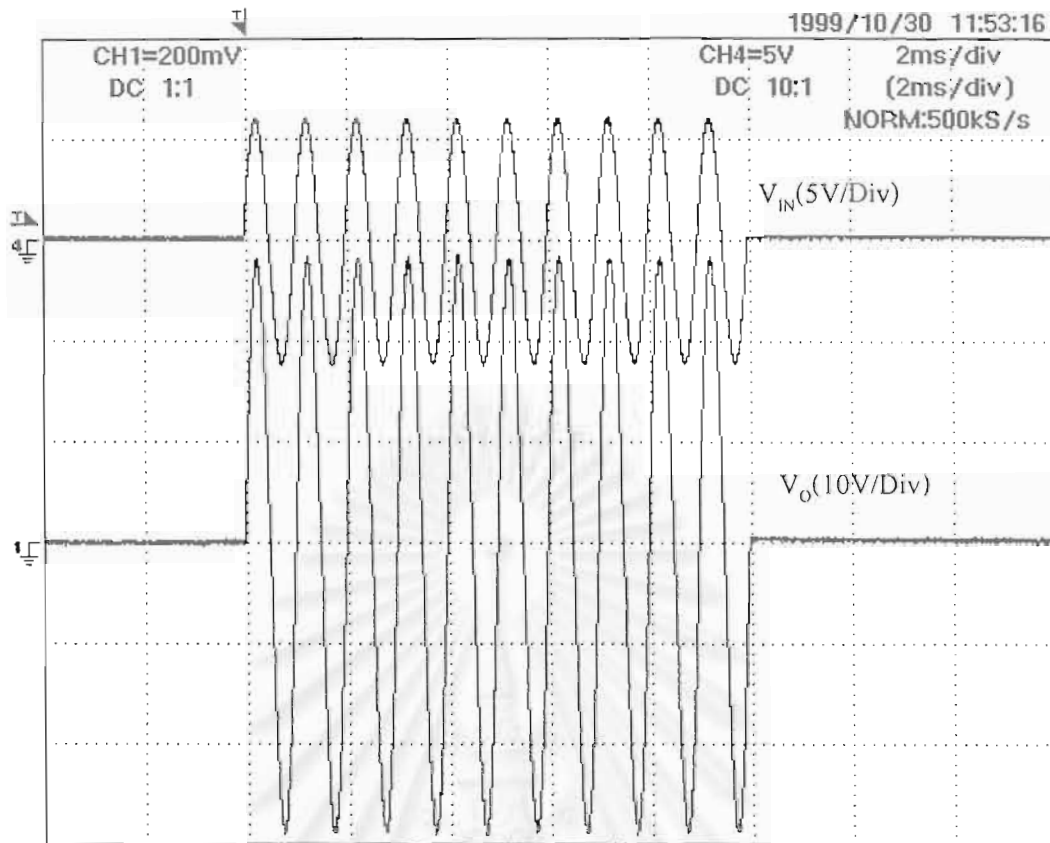


ก) จากการจำลองการทำงานเมื่อ  $V_{IN} = u(t)$



ข) จากการทดลอง

รูปที่ 3.26 ผลตอบแบบขั้นของวงจรขยายเสียง



รูปที่ 3.27 ผลตอบแบบเบียร์สของวงจรขยายเสียง (สัญญาณไซน์ 1 kHz 10 cycle)

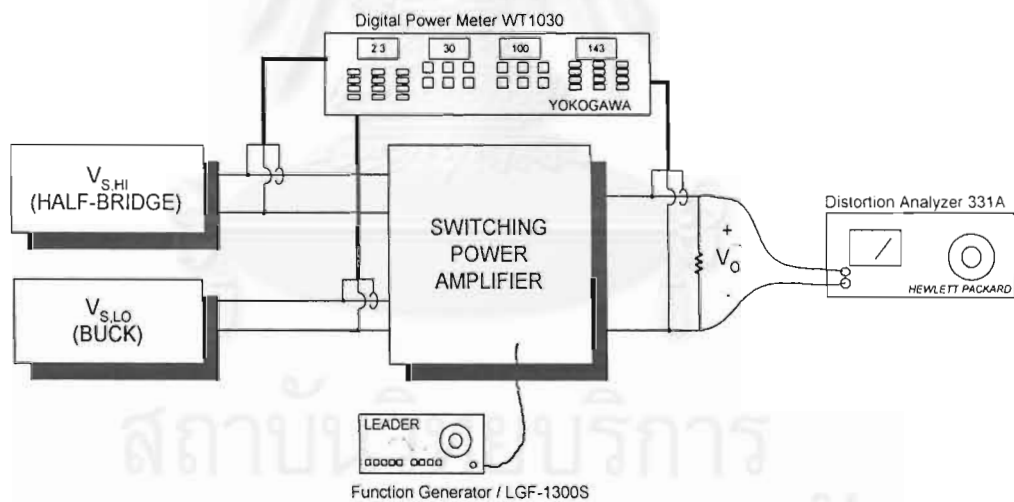
สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

## บทที่ 4

### ผลการทดสอบการทำงานของระบบ

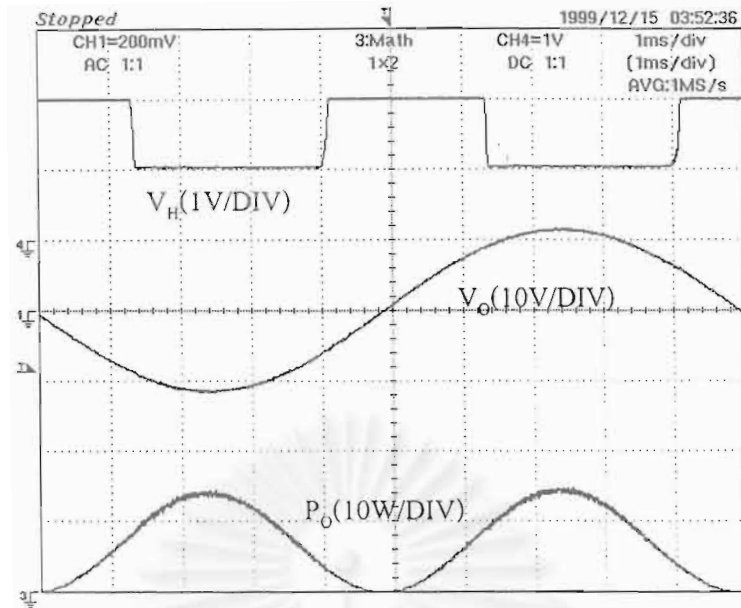
ในบทนี้ได้นำวงจรขยายที่สร้างขึ้น มาทดสอบคุณสมบัติในด้านต่าง ๆ โดยในส่วนของประสิทธิภาพและความเพี้ยนเชิงฮาร์โมนิกได้ทำการเปรียบเทียบระหว่างวงจรขยายที่ใช้แหล่งจ่ายไฟตรงสองระดับและสองระดับ

การทดสอบประสิทธิภาพและความเพี้ยนเชิงฮาร์โมนิกรวมของวงจรขยายที่สร้างขึ้น ทำการทดสอบด้วยเครื่องมือดังรูปที่ 4.1 โดยใช้ตัวต้านทานขนาด  $8\Omega$  ต่อเป็นโหลด Digital Power meter (WT1030) ทำหน้าที่วัดกำลังด้านเข้าและด้านออกเพื่อใช้ในการคำนวณประสิทธิภาพ ส่วน Distortion Analyzer (331A) ใช้ในการวัดความเพี้ยนเชิงฮาร์โมนิกรวม ซึ่งค่าที่อ่านได้จะหมายถึงถึงความถี่การสวิตช์ด้วย



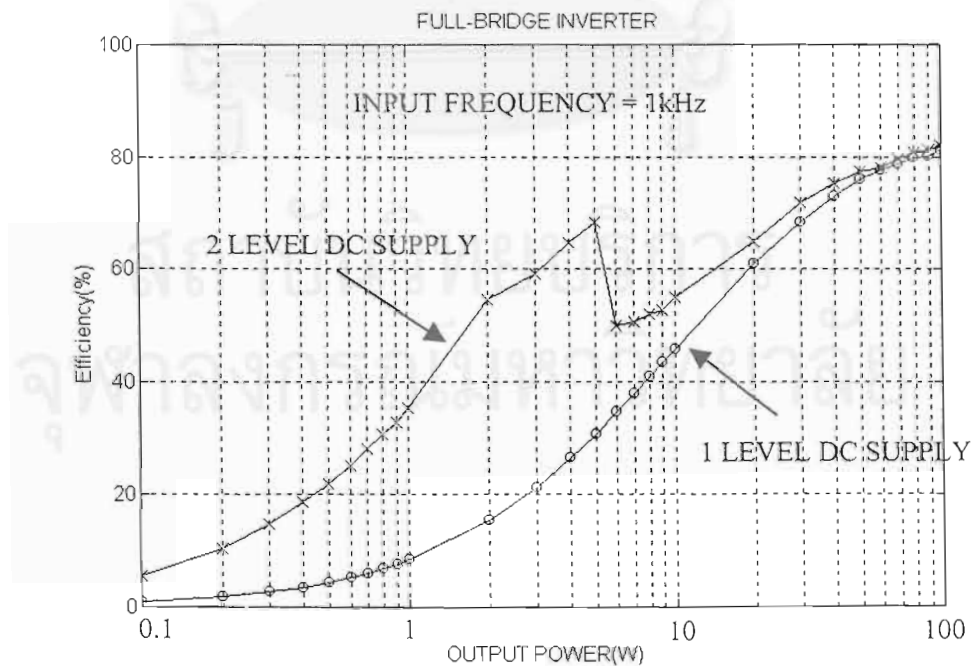
รูปที่ 4.1 เครื่องมือที่ใช้ในการวัดประสิทธิภาพและTHD

ในการทดสอบนี้ ส่วนของวงจรเปรียบเทียบแบบหน้าต่างที่มีฮิสเตอร์ซิส (วงจรเลือกแหล่งแรงดัน ตามรูปที่ 3.12) ได้ตั้งค่าแรงดันเปรียบเทียบ  $V_H$  ไว้ที่ 2V และ 1V ซึ่งตรงกับกำลังออกขณะใดประมาณ 10 W และ 5W ตามลำดับ (รูปที่ 4.2)



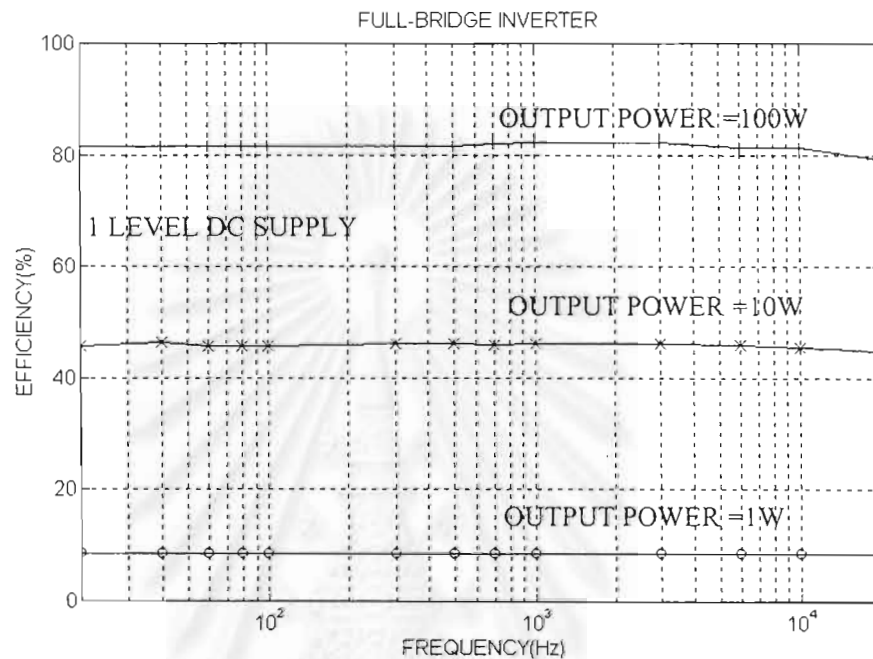
รูปที่ 4.2 สัญญาณเปรียบเทียบจากวงจรเลือกแหล่งแรงดัน

เมื่อทำการป้อนสัญญาณไซน์ความถี่ 1kHz แล้วทำการปรับขนาดสัญญาณด้านออกให้ได้กำลังด้านออกที่ต้องการ สามารถหาความสัมพันธ์ของกำลังด้านออกและประสิทธิภาพของวงจรขยายได้ดังรูปที่ 4.3 จากผลการทดลองเมื่อเปรียบเทียบวงจรขยายแบบวิธีสวิตซ์ที่ใช้แหล่งจ่ายไฟตรงสองระดับและระดับเดียว พบว่าในช่วงที่วงจรจ่ายกำลังออกน้อย (<10W) วงจรที่ใช้แหล่งจ่ายไฟตรงสองระดับมีประสิทธิภาพสูงกว่าอย่างเห็นได้ชัด แต่เมื่อวงจรจ่ายกำลังออกสูงขึ้นประสิทธิภาพของวงจรก็จะใกล้เคียงกัน

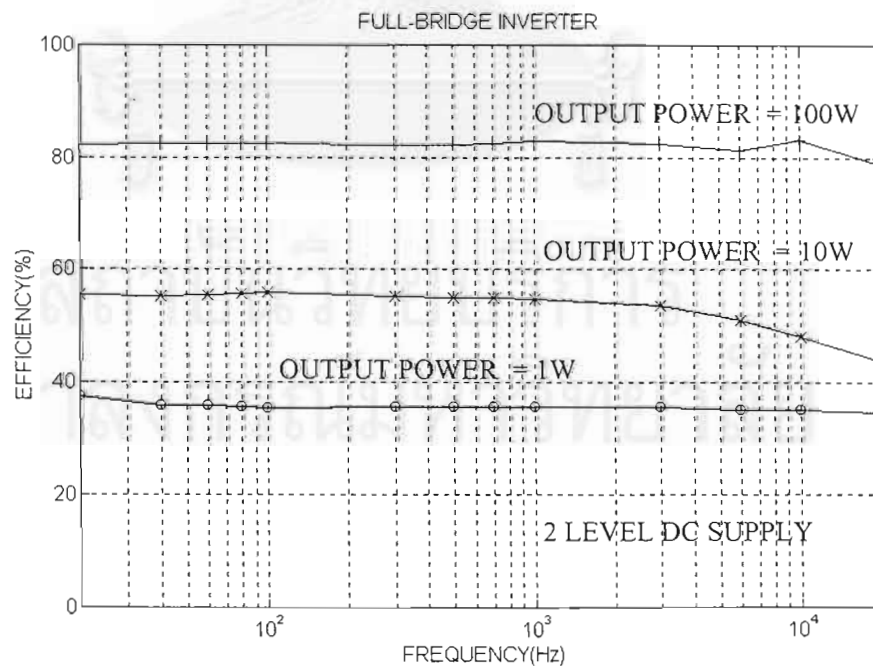


รูปที่ 4.3 ประสิทธิภาพของวงจรขยายที่ความถี่สัญญาณด้านเข้า 1kHz

เมื่อป้อนสัญญาณด้านเข้าในช่วงความถี่เสียง (20Hz – 20kHz) โดยทำการแปรค่ากำลังด้านออก 3 ค่า คือ 1W, 10W และ 100W ประสิทธิภาพของวงจรขยายสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.4 ที่กำลังด้านออก 1W การใช้แหล่งจ่ายไฟตรงสองระดับมีประสิทธิภาพที่ดีกว่า ในขณะที่กำลังออก 10W พบว่าย่านความถี่ต่ำการใช้แหล่งจ่ายไฟตรงสองระดับมีประสิทธิภาพสูงกว่า แต่เมื่อความถี่เพิ่มขึ้นประสิทธิภาพจะเริ่มลดลงจนเท่ากับการใช้แหล่งจ่ายไฟตรงระดับเดียว



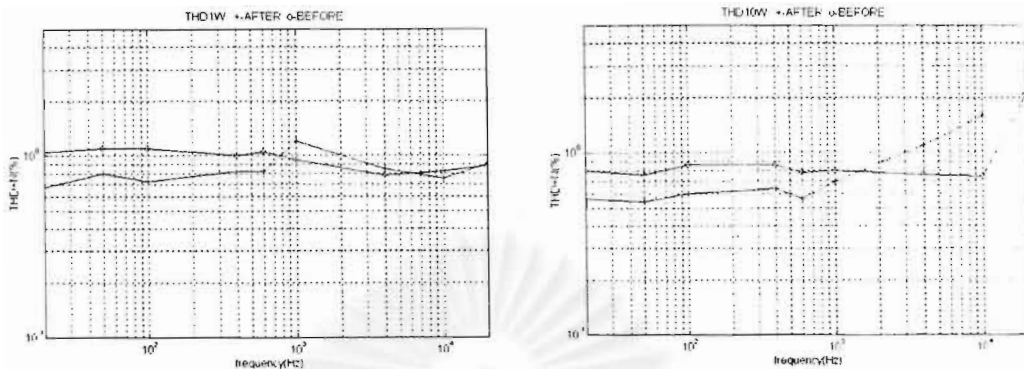
ก) วงจรขยายเสียงที่ใช้แหล่งจ่ายไฟตรงระดับเดียว



ข) วงจรขยายที่ใช้แหล่งจ่ายไฟตรงสองระดับ

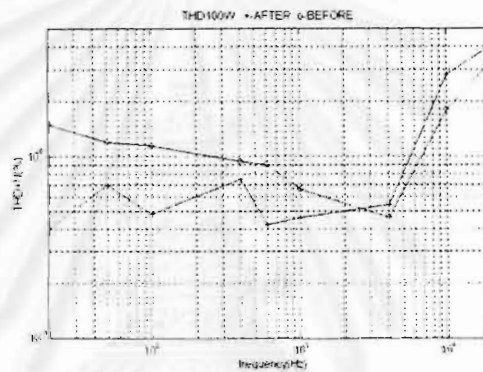
รูปที่ 4.4 ประสิทธิภาพของวงจรขยายกับความถี่

เมื่อทำการวัดค่า THD โดยเปรียบเทียบระหว่างก่อนการป้อนกลับและหลังการป้อนกลับ สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.5 เราพบว่าในย่านความถี่ต่ำ การป้อนกลับช่วยลดความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิกรวมลงได้ในทุกช่วงกำลัง



ก) กำลังออก 1 W

ข) กำลังออก 10 W



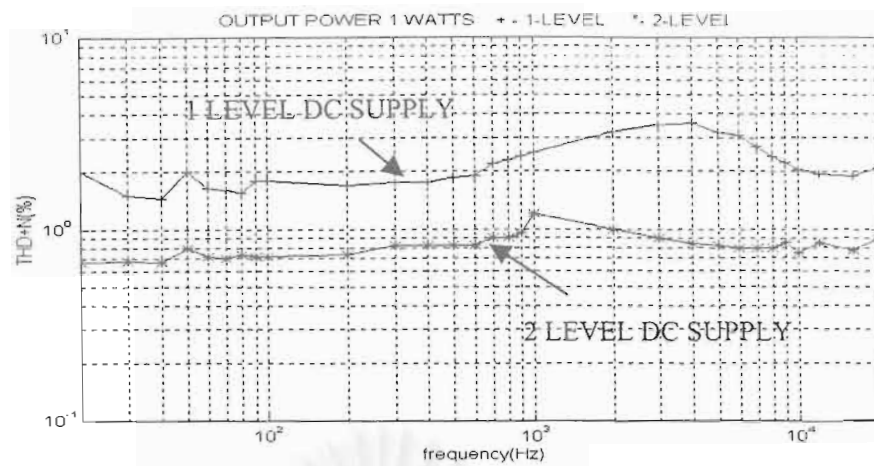
ค) กำลังออก 100 W

รูปที่ 4.5 ความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิกรวมก่อนและหลังการป้อนกลับ

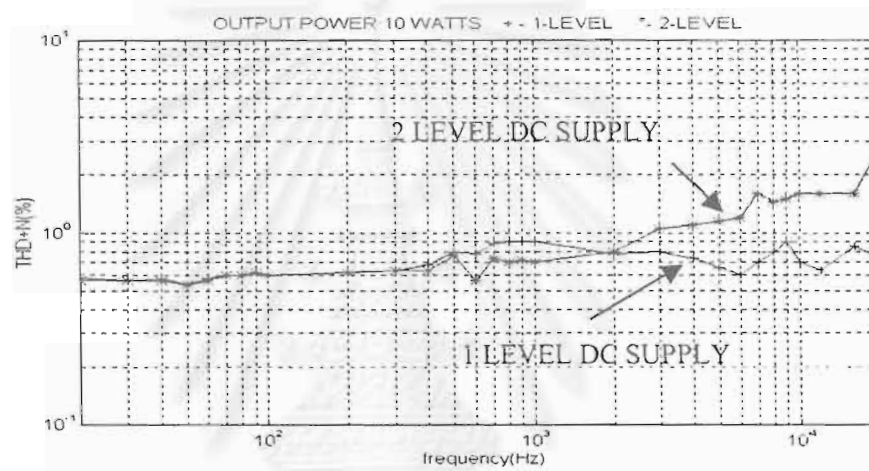
รูปที่ 4.6 แสดงค่า THD ของวงจรขยายเมื่อมีการป้อนกลับแรงดัน โดยเปรียบเทียบระหว่างวงจรที่ใช้แหล่งจ่ายไฟตรงสองระดับและระดับเดียว ที่กำลังด้านออกและความถี่ต่าง ๆ เราพบว่าที่ กำลังด้านออก 1W ตามรูปที่ 4.6 ก) วงจรที่ใช้แหล่งจ่ายสองระดับจะมีค่า THD ที่ต่ำกว่าในทุกล้านความถี่ ส่วนที่ กำลังออก 10W และ 100W ตามรูปที่ 4.6 ข) และ ค) ค่า THD ของวงจรทั้งสองมีค่าใกล้เคียงกัน แต่ในย่านความถี่สูงพบว่าวงจรที่ใช้แหล่งจ่ายไฟตรงสองระดับกลับมีค่า THD ที่สูงกว่า

รูปที่ 4.7 แสดงรูปคลื่นและสเปกตรัมของสัญญาณด้านเข้าและสัญญาณด้านออก ที่ความถี่ 1 kHz และกำลังด้านออกประมาณ 100 W จากสเปกตรัมของสัญญาณด้านเข้าพบว่ามีฮาร์มอนิกต่าง ๆ ปนอยู่บ้าง ทำให้ค่า THD ที่วัดได้อาจจะสูงกว่าความเป็นจริงเล็กน้อย

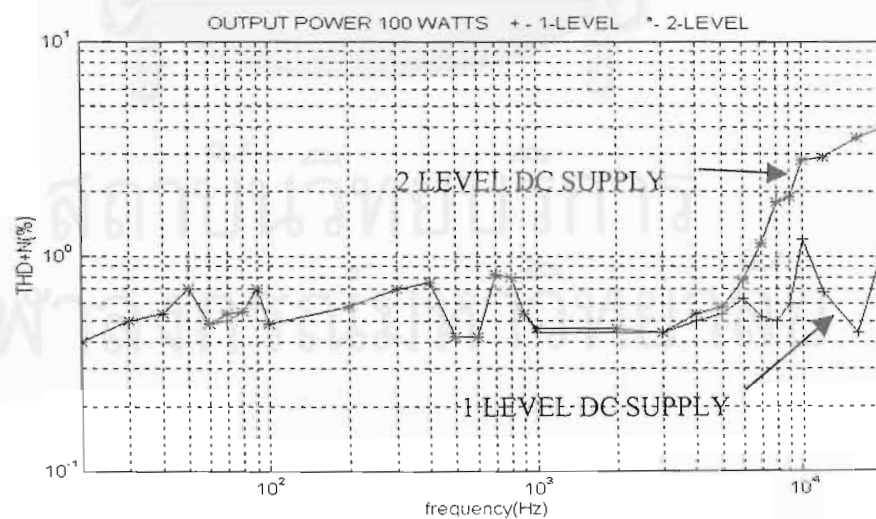
รูปที่ 4.8 แสดงรูปคลื่นและสเปกตรัมของสัญญาณไซน์ความถี่ 10 kHz กำลังด้านออกประมาณ 100 W สเปกตรัมของสัญญาณด้านออกของวงจรที่ใช้แหล่งจ่ายไฟตรงสองระดับจะมีฮาร์มอนิกต่าง ๆ ปนอยู่ค่อนข้างมากเมื่อเทียบกับวงจรที่ใช้แหล่งจ่ายไฟตรงระดับเดียว



ก) กำลังด้านออก 1 W



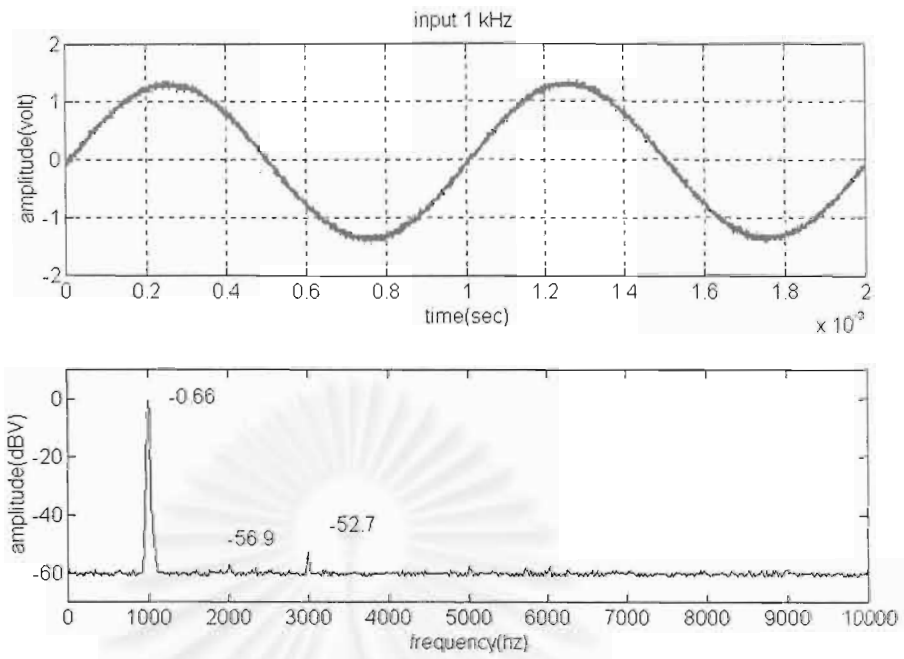
ข) กำลังด้านออก 10 W



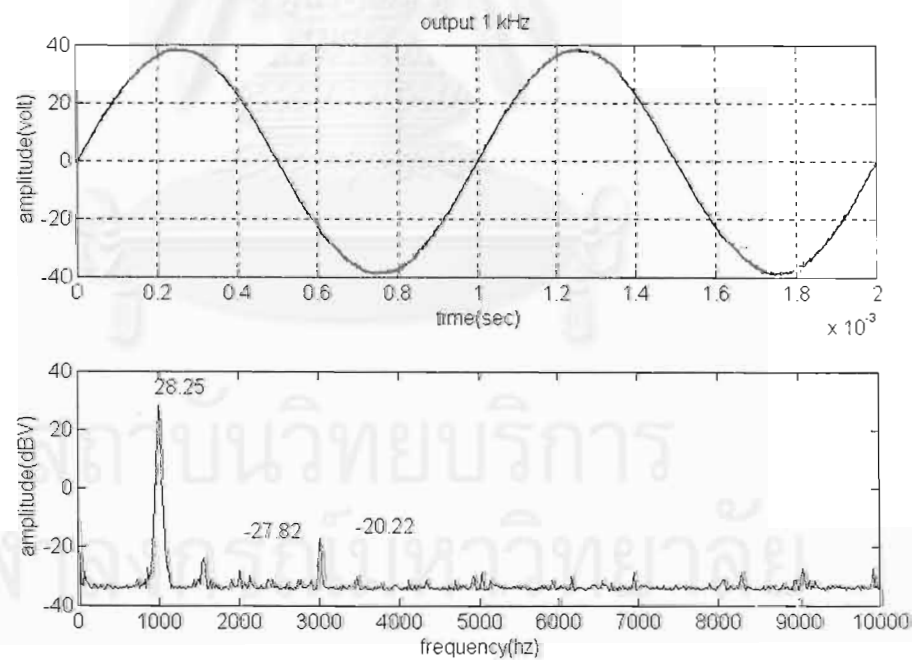
ค) กำลังด้านออก 100 W

รูปที่ 4.6 ความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิกกับความถี่เมื่อมีการป้อนกลับแรงดัน



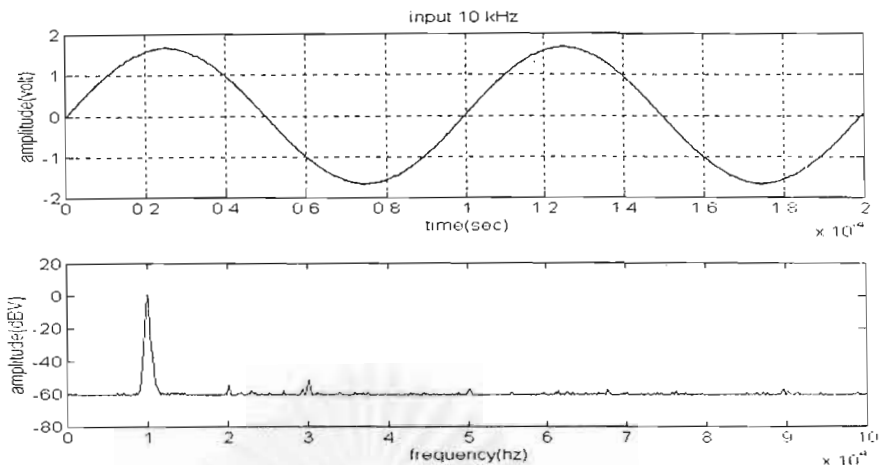


ก) สัญญาณด้านเข้า  $V_{IN}$

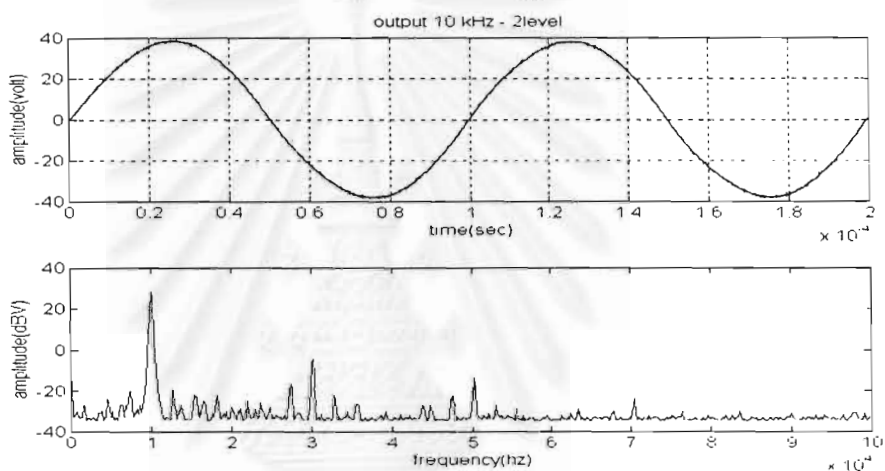


ข) สัญญาณด้านออก  $V_O$

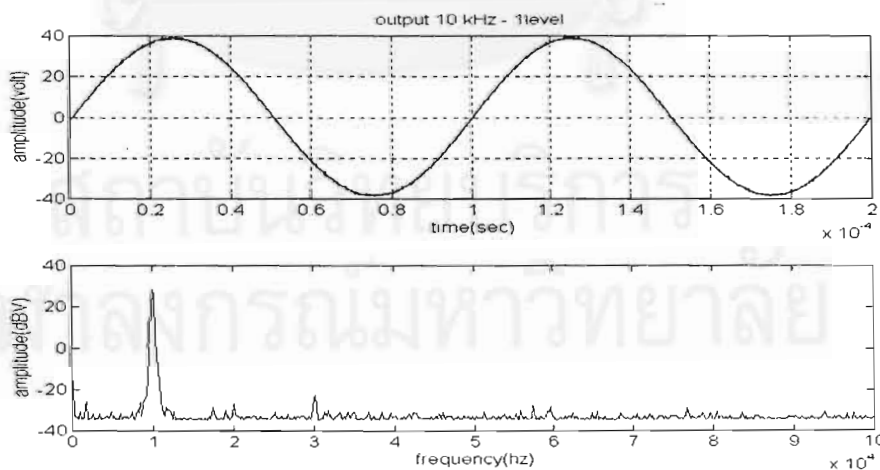
รูปที่ 4.7 รูปคลื่นและสเปกตรัมของสัญญาณไซน์ 1 kHz ที่กำลังด้านออก 100 W



ก) สัญญาณด้านเข้า  $V_{IN}$



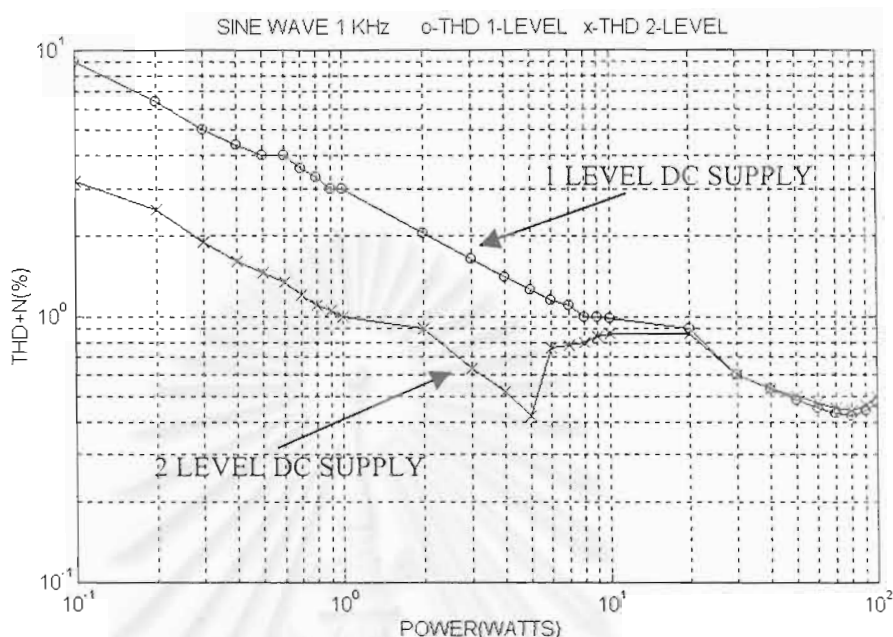
ข) สัญญาณด้านออก  $V_o$  เมื่อใช้แหล่งจ่ายไฟตรงสองระดับ



ค) สัญญาณด้านออก  $V_o$  เมื่อใช้แหล่งจ่ายไฟตรงระดับเดียว

รูปที่ 4.8 รูปคลื่นและสเปกตรัมของสัญญาณไซน์ 10 kHz ที่กำลังด้านออก 100 W

เมื่อป้อนสัญญาณไซน์ความถี่ 1 kHz สามารถแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่า THD และ กำลังด้านออกได้ดังรูปที่ 4.9 เราพบว่าวงจรขยายที่ใช้แหล่งจ่ายสองระดับมีค่า THD ที่ต่ำกว่าในช่วงที่กำลังด้านออกมีค่าน้อย



รูปที่ 4.9 ความเพี้ยนเชิงฮาร์โมนิกที่ความถี่ 1kHz

ปัญหาของวงจรขยายแบบวิธีสวิทช์ที่ใช้แหล่งจ่ายไฟตรงสองระดับที่สร้างขึ้นคือ ในย่านความถี่สูงที่กำลังออก 10 W และ 100 W ตามรูปที่ 4.6 ข) และ ค) ตามลำดับ ค่า THD ของวงจรกลับมีค่าสูงกว่าวงจที่ใช้แหล่งจ่ายไฟตรงระดับเดียว เนื่องจากในกรณีการใช้แหล่งสองระดับมีการตัดต่อสวิทช์เลือกแหล่งแรงดันซึ่งจะมีการทะลุผ่านในช่วงเวลาสั้น ๆ ทำให้มีการอัดประจุจากตัวเก็บประจุด้านออกของวงจรกึ่งบริดจ์ไปยังตัวเก็บประจุด้านออกของวงจรทอนระดับ ในขณะที่ป้อนสัญญาณไซน์ที่มีขนาดใหญ่พอจนทำให้มีการเปลี่ยนแหล่งจ่ายแรงดัน พบว่าใน 1 วงรอบ จะมีการต่อแหล่งแรงดันค่าสูงและต่ำอย่างละ 2 ครั้ง (รูปที่ 4.2) นั่นก็คือมีการทะลุผ่าน 4 ครั้งใน 1 วงรอบ และที่ความถี่สัญญาณด้านเข้าค่าหนึ่ง ๆ เมื่อขนาดสัญญาณมีค่าเพิ่มขึ้น พบว่าช่วงเวลาที่แหล่งจ่ายไฟตรงค่าต่ำมีช่วงเวลาการต่อวงจรลดลงทำให้มีช่วงเวลาการจ่ายพลังงานไปสู่โหลดลดลง นั่นก็คือเมื่อสัญญาณด้านเข้ามีความถี่และขนาดเพิ่มขึ้น ทำให้มีการทะลุผ่านเพิ่มขึ้นและช่วงเวลาที่แหล่งจ่ายไฟตรงค่าต่ำจ่ายพลังงานให้โหลดลดลง ส่งผลให้แหล่งจ่ายไฟตรงค่าต่ำไม่สามารถคุมค่าได้ (มีแรงดันเกินค่าที่ตั้งไว้)

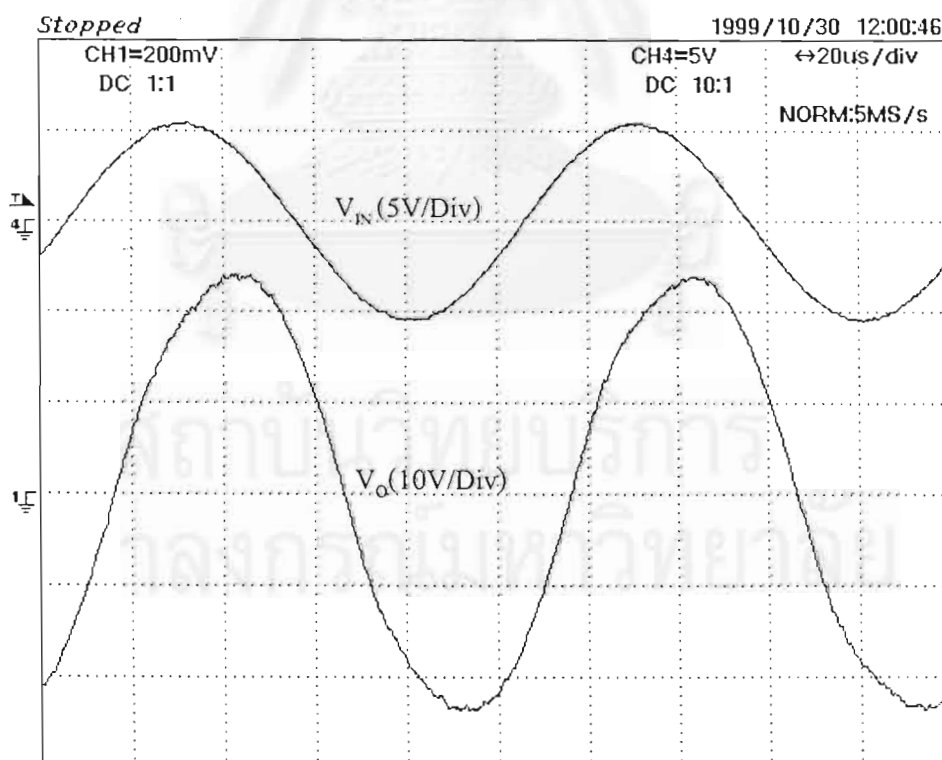
จากผลของการทะลุผ่านที่ทำให้แรงดันของแหล่งจ่ายไฟตรงค่าต่ำมีค่าเกินที่ตั้งไว้ พบว่าอัตราขยายของวงจรขยายเมื่อต่อแหล่งไฟตรงค่าต่ำและสูงมีค่าไม่เท่ากัน (สมการที่ 3.7) ส่งผลให้เกิดความเพี้ยนของสัญญาณด้านออก เมื่อทำการป้อนสัญญาณไซน์ 10 kHz (รูปที่ 4.10) เพื่อให้

เกิดการทะลุผ่านของแหล่งจ่ายไฟตรงค่าต่ำ เมื่อแหล่งจ่ายไฟตรงค่าต่ำเข้าสู่สถานะอยู่ตัวจึงทำการวัดแรงดัน  $V_{S,LO}$  ซึ่งได้เท่ากับ 26.8 V (ค่าที่ตั้ง  $V_{S,LO}=20$  V)

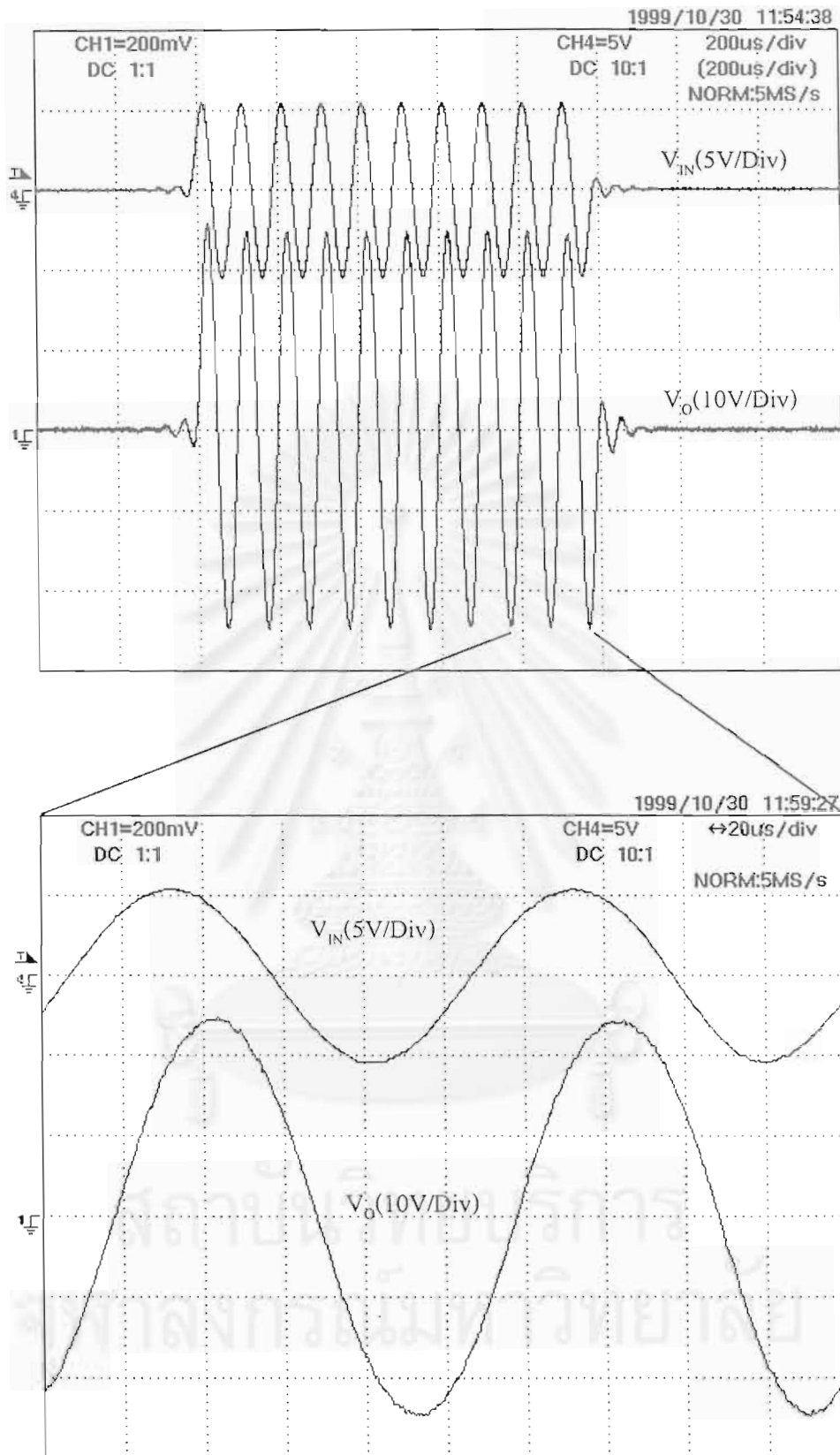
ในกรณีที่ป้อนสัญญาณแบบเบิร์ต (สัญญาณไซน์ 10 kHz 10 วงรอบ) ดังรูปที่ 4.11 พบว่ารูปคลื่นมีความเพี้ยนที่น้อยกว่ารูปที่ 4.10 เมื่อทำการวัดแรงดันไฟตรงของแหล่งจ่ายค่าต่ำพบว่าวงจรยังสามารถคุมค่าอยู่ได้ ( $V_{S,LO} \approx 20$  V) รูปที่ 4.12 เปรียบเทียบแรงดันด้านออกของวงจรขยายที่ใช้แหล่งจ่ายไฟตรงสองระดับ โดยรูปคลื่นรูปบนแสดงเอนVELOPE (envelope) ของสัญญาณด้านออกในกรณีที่แหล่งแรงดันค่าต่ำมีค่าเกินค่าที่ตั้งไว้ (ซึ่งรูปคลื่นนี้ใช้ในการวัด THD ของวงจร) รูปคลื่นรูปล่างแสดงสัญญาณด้านออกแบบเบิร์ต (วงรอบที่ 9 และ 10)

เมื่อทำการตรวจสอบการทำงานโดยการป้อนสัญญาณเสียง (รูปที่ 4.13) แล้วทำการวัดแรงดันของแหล่งจ่ายไฟตรงค่าต่ำ พบว่าวงจรยังสามารถคุมค่าแรงดันได้

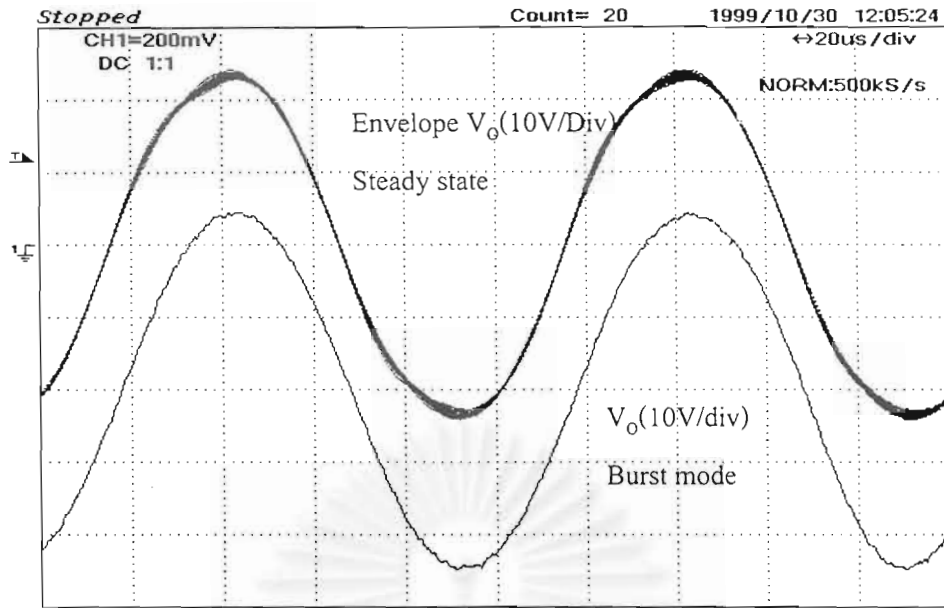
จากผลการทดลองเมื่อทำการทดสอบด้วยสัญญาณเบิร์ตและสัญญาณเสียงแล้ว ไม่สามารถตรวจพบความผิดปกติของแหล่งจ่ายไฟตรงค่าเล็ก จึงอาจสรุปได้ว่าวงจรขยายแบบวิธีสวิทช์ที่ใช้แหล่งจ่ายไฟตรงสองระดับน่าจะมีความผิดเพี้ยนของสัญญาณใกล้เคียงกับวงจรที่ใช้แหล่งจ่ายไฟตรงแหล่งเดียว



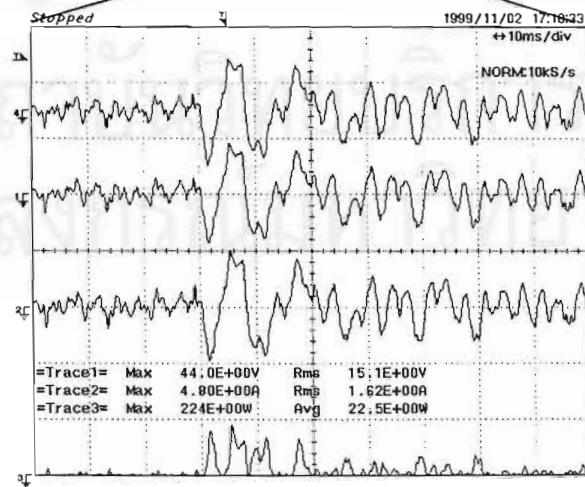
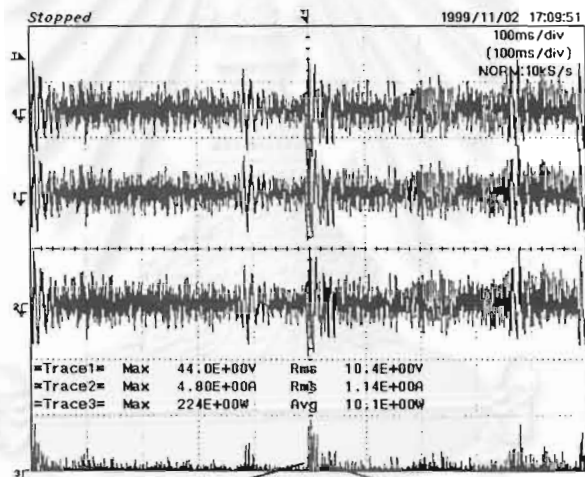
รูปที่ 4.10 รูปคลื่นสัญญาณวงจรขยายที่ใช้แหล่งจ่ายไฟตรงสองระดับ เมื่อ  $V_{S,LO}=26.8$  V



รูปที่ 4.11 ผลตอบแบบเบิร์ตส์ของวงจรขยายที่ใช้แหล่งจ่ายไฟตรงสองระดับ



รูปที่ 4.12 รูปคลื่นแรงดันด้านออก  $V_o$  ที่ความถี่ 10 kHz



$V_{IN}$ (10V/DIV)

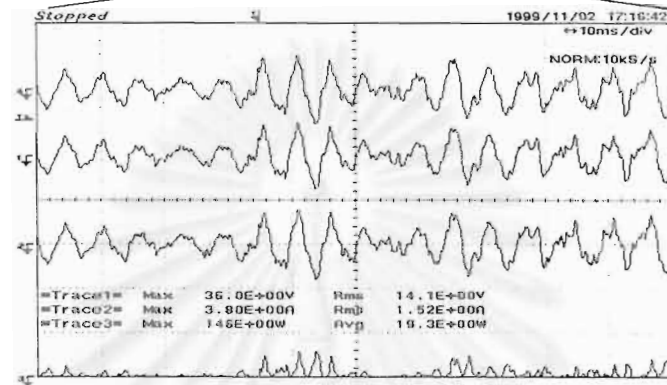
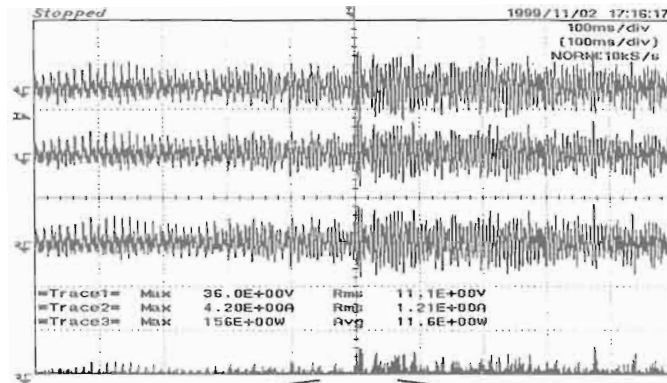
$V_o$ (50V/DIV)

$I_o$ (5A/DIV)

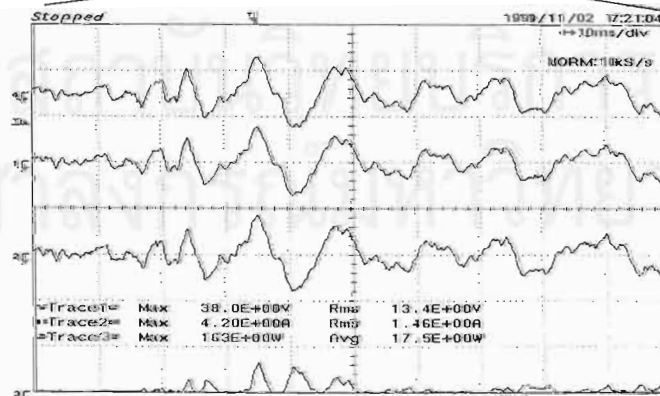
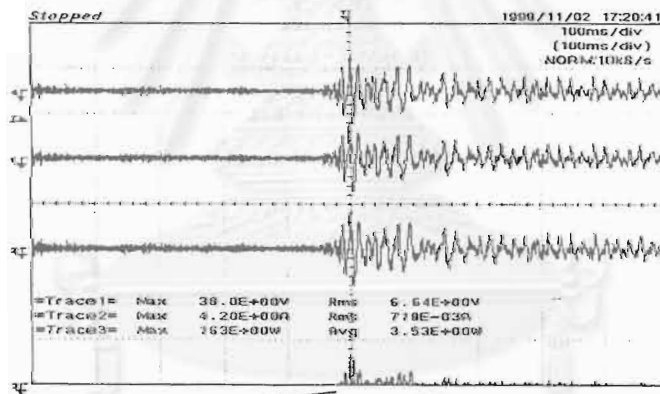
$P_o$ (250W/DIV)

ก)

รูปที่ 4.13 รูปคลื่นและกำลังด้านออกของวงจรขยายแบบวิธีสวิตซ์ที่ใช้แหล่งจ่ายไฟตรงสองระดับ



จ)



ค)

รูปที่ 4.13 รูปคลื่นและกำลังด้านออกของวงจรขยายแบบวิธีสวิตซ์ที่ใช้แหล่งจ่ายไฟตรงสองระดับ

(ต่อ)

ในย่านความถี่สูง วงจรสมมูลของลำโพงประกอบด้วยตัวเหนี่ยวนำอนุกรมกับตัวต้านทาน เมื่อต่อลำโพงเป็นโหลดของวงจรขยายทำให้กระแสต้านออกลำหลังแรงดัน ส่งผลให้ตัวประกอบกำลังมีค่าลดลงนั่นก็คือประสิทธิภาพของวงจรขยายจะลดลง จากการออกแบบวงจรกรองผ่านต่ำและวงจรควบคุม โดยสมมติฐานเบื้องต้นคือโหลดที่ใช้เป็นตัวต้านทาน แต่เมื่อโหลดที่ใช้เป็นลำโพงทำให้ผลการคำนวณมีค่าเปลี่ยนไป เนื่องจากโหลดของวงจรกรองผ่านต่ำมีการเลื่อนตำแหน่งไป อีกทั้งถ้าเราออกแบบวงจรควบคุมไม่รัดกุมพออาจทำให้วงจรเกิดการขาดเสถียรภาพได้

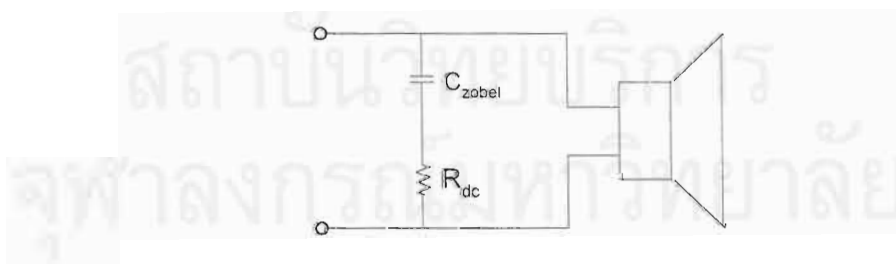
เราสามารถชดเชยอิมพีแดนซ์ของลำโพงได้โดยการต่อวงจรขนานกับลำโพง (Borwick, and other, 1988; Danz, 1996) โดยวงจรที่ตอนนี้มีอิมพีแดนซ์ที่เป็นคอนจูเกตกับอิมพีแดนซ์ของลำโพง แต่วิธีที่ง่ายที่สุดเราสามารถใช่วงจรกรองโซเบล (zobel filter) ดังรูปที่ 4.14 โดยวงจรประกอบด้วยตัวเก็บประจุ  $C_{zobel}$  อนุกรมกับตัวต้านทาน  $R_{dc}$  ซึ่งเราสามารถคำนวณค่าตัวเก็บประจุ  $C_{zobel}$  ได้ดังนี้

$$C_{zobel} = L_{load} / R_{dc}^2 \quad (4.1)$$

โดยที่  $L_{load}$  คือความเหนี่ยวนำของลำโพง

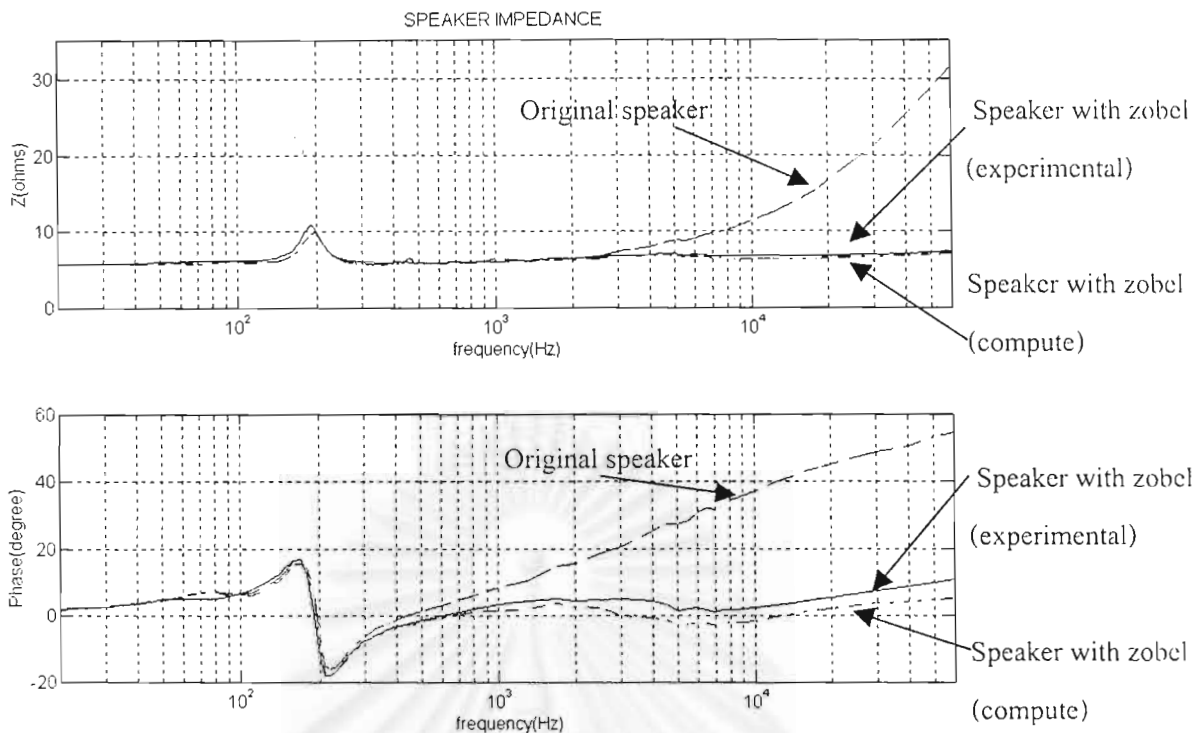
$R_{load}$  คือความต้านทานไฟสลับของลำโพงในย่านความถี่ที่ต้องการชดเชย (เราอาจจะกำหนดให้  $R_{dc} = R_{load}$ )

ที่ความถี่ 3 kHz เมื่อทำการวัดความต้านทานของลำโพง  $R_{load} = 6.96 \Omega$  และความเหนี่ยวนำ  $L_{load} = 137 \mu\text{H}$  จากนั้นทำการคำนวณตามสมการที่ (4.1) จะได้  $C_{zobel} = 2.83 \mu\text{F}$  ในทางปฏิบัติเลือก  $R_{dc} = 8 \Omega$  และ  $C_{zobel} = 3 \mu\text{F}$  เพื่อใช้ในการชดเชย รูปที่ 4.15 แสดงอิมพีแดนซ์ของลำโพงก่อนและหลังจากการชดเชย เมื่อต่อลำโพงที่ทำการชดเชยอิมพีแดนซ์แล้วเข้ากับวงจรขยายสามารถแสดงรูปคลื่นได้ดังรูปที่ 4.16

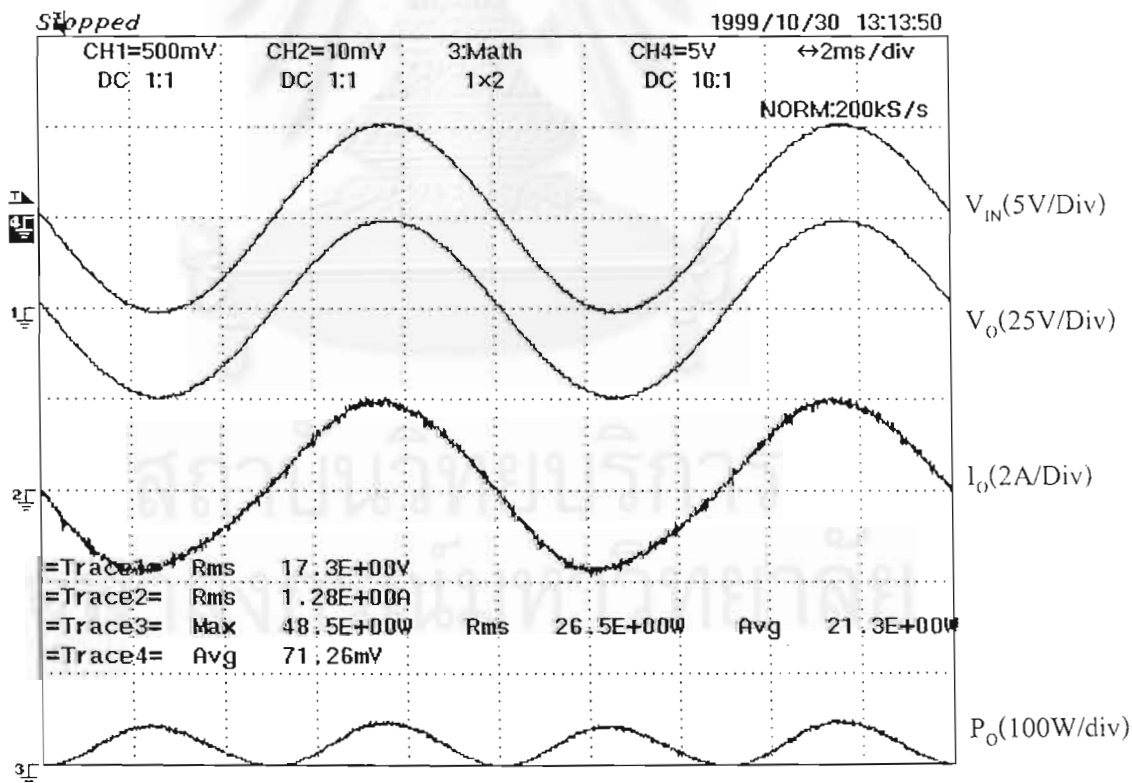


รูปที่ 4.14 วงจรกรองโซเบล



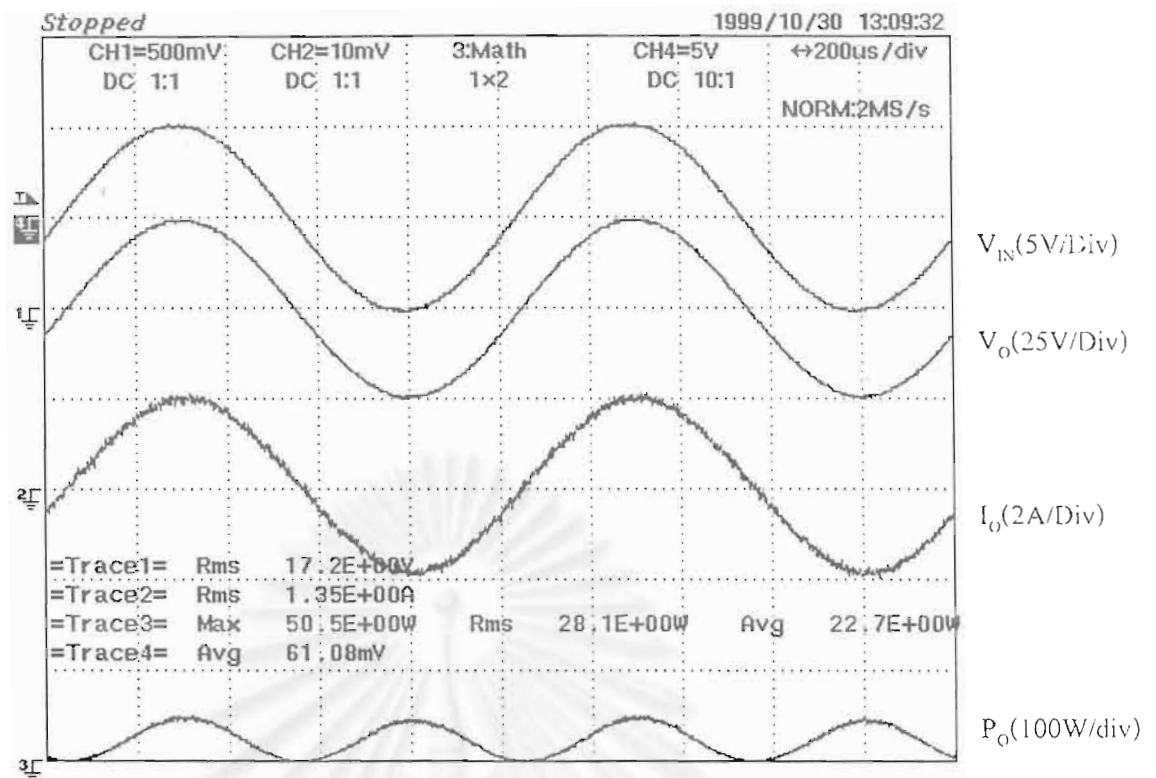


รูปที่ 4.15 อิมพีแดนซ์ของลำโพงที่ใช้ในการทดลอง

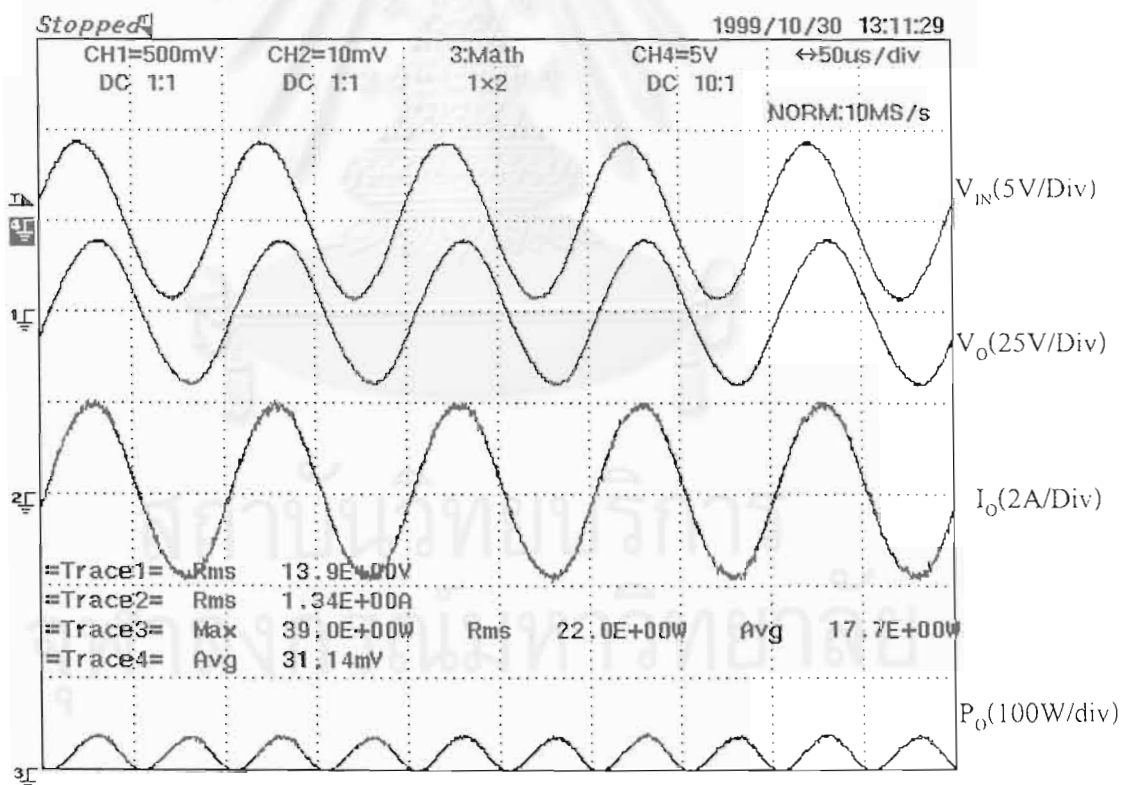


ก) เมื่อป้อนสัญญาณไซน์ความถี่ 100 Hz

รูปที่ 4.16 รูปคลื่นของวงจรขยายเมื่อต่อโหลดลำโพง



ข) เมื่อป้อนสัญญาณ ไซน์ความถี่ 1 kHz



ค) เมื่อป้อนสัญญาณ ไซน์ความถี่ 10 kHz

รูปที่ 4.16 รูปคลื่นของวงจรขยายเมื่อต่อโหลดลำโพง (ต่อ)

## บทที่ 5

### บทสรุปและข้อเสนอแนะ

#### 5.1 สรุปผลการวิจัย

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ผู้วิจัยได้ทำการศึกษา ค้นคว้า ออกแบบสร้าง วงจรขยายเสียงแบบวิธีสวิตช์ที่ใช้แหล่งจ่ายไฟตรงสองระดับและได้นำวิธีอสมการมาช่วยในการออกแบบตัวควบคุมที่เหมาะสม โดยทำการสรุปในสองส่วนคือ ข้อสรุปเกี่ยวกับวงจรขยาย และข้อสรุปของวิธีการออกแบบด้วยวิธีอสมการ

เราสามารถสรุปข้อดีของการเลือกใช้แหล่งจ่ายไฟตรงสองระดับกับวงจรขยายแบบวิธีสวิตช์ได้ดังนี้

1. จากผลการทดลอง เมื่อพิจารณาจากประสิทธิภาพของวงจรขยายเสียง พบว่าการใช้แหล่งจ่ายไฟตรงสองระดับสามารถเพิ่มประสิทธิภาพของวงจรขยายได้ในช่วงกำลังออกต่ำซึ่งเป็นจุดทำงานส่วนใหญ่ในทางเวลา ส่งผลให้ภาคขยายมีประสิทธิภาพสูงตลอดเวลา แต่ถ้าพิจารณาถึงกำลังสูญเสียที่เกิดขึ้นในแหล่งจ่ายไฟตรงค่าเล็กแล้ววงจรอาจจะมีประสิทธิภาพที่ด้อยลงเพียงเล็กน้อยเท่านั้น ดังนั้นข้อควรระวังในการเลือกใช้งานวงจรขยายเสียงที่มีแหล่งจ่ายสองระดับคือเรื่องกำลังสูญเสียในแหล่งจ่ายเล็กที่เพิ่มเข้ามา ซึ่งเราสามารถลดกำลังสูญเสียในส่วนนี้ได้หลายวิธี เช่น การเลือกความถี่การสวิตช์ที่เหมาะสมเพื่อไม่ให้เกิดกำลังสูญเสียขณะสวิตช์ที่มากเกินไป หรือเลือกวงจรที่ทำงานในภาคกระแสต่อเนื่องเพื่อลดการสูญเสียขณะสวิตช์ต่อวงจร หรือนำเทคนิคสวิตช์แรงดันศูนย์ (zero voltage switch หรือ ZVS) หรือ สวิตช์กระแสศูนย์ (zero current switch หรือ ZCS) มาใช้ เป็นต้น

2. จากผลการทดสอบ THD ของวงจรขยาย พบว่าที่ กำลังออกต่ำเมื่อใช้แหล่งจ่ายไฟตรงค่าเล็กสามารถช่วยลด THD ได้เมื่อเทียบกับการใช้แหล่งจ่ายค่าใหญ่ โดย THD ลดลงเนื่องจาก ระยะเวลาพักรวมของกระแสด้านออกมีค่าลดลง ความคลาดเคลื่อนของแรงดันด้านออกเนื่องจากเวลาพักรวมมีค่าลดลง

นอกจากนี้เราสามารถสรุปการออกแบบด้วยวิธีอสมการได้ดังนี้

1. วิธีอสมการเป็นวิธีที่เหมาะสมในการแก้ปัญหาการออกแบบที่ซับซ้อน ในงานวิจัยนี้เราได้นำวิธีอสมการมาใช้ในการออกแบบตัวควบคุม ยิ่งไปกว่านั้นเมื่อนำคอมพิวเตอร์เข้ามาช่วยในการคำนวณ ทำให้การออกแบบเป็นไปอย่างมีประสิทธิภาพ ผู้ออกแบบสามารถรวบรวมแนวคิดเกี่ยวกับการวางแผนแก้ปัญหาและใช้ดุลยพินิจในการพิจารณาชุดอสมการที่เหมาะสมสำหรับการออกแบบ เช่น

ในกรณีที่ต้องการเสถียรภาพของระบบที่ดีเราจะให้ความสำคัญกับข้อกำหนดด้านเสถียรภาพ (ช่วงเฟื้อขนาดและช่วงเฟื้อเฟส) เป็นหลัก หรือในกรณีที่ต้องการการตอบสนองต่อคำสั่งที่รวดเร็วเราจะเน้นที่ความถี่ตัดข้าม  $\omega_c$  หรือ rise time เป็นหลัก ฯลฯ เมื่อนำอัลกอริทึม MBP มาแก้สมการดังกล่าวทำให้ผู้ออกแบบสามารถหาพารามิเตอร์การออกแบบที่เหมาะสมกับตัวควบคุมที่กำหนดขึ้นได้

2. ด้วยเหตุที่วิธีการสมการเป็นการออกแบบไมซ์ฟังก์ชันหลายวัตถุประสงค์ซึ่งมีประโยชน์มากกว่าคือทำให้ผู้ออกแบบสามารถเห็นถึงขีดจำกัดทางด้านกายภาพของวงจรในหลาย ๆ ด้านพร้อมกันอย่างชัดเจน ตัวอย่างเช่น กรณีที่ทำการปรับลดขนาดสูงสุดของอิมพีแดนซ์ด้านออกในวงจรทอนระดับเราจะเห็นข้อขัดแย้งที่เกิดขึ้นกับความถี่ตัดข้าม (ดูรายละเอียดในหัวข้อ 2.3.1) หรือกรณีที่ทำการปรับลด  $M_p$  และ  $M_p$  ของวงจรถัดจึลง ข้อกำหนดสมรรถนะทั้งสองตัวนี้ก็เกิดการขัดแย้งกันเอง (ดูรายละเอียดในหัวข้อ 2.3.2)

## 5.2 ข้อเสนอแนะในการพัฒนาต่อไป

1. ปัจจุบันแหล่งกำเนิดสัญญาณเสียงมีบางส่วนเป็นสัญญาณแบบดิจิทัล เราสามารถทำการแปลงสัญญาณดิจิทัลไปเป็นสัญญาณ PWM ได้โดยใช้ตัวประมวลผลเชิงเลข (digital signal processor หรือ DSP) และเรียกวงจรขยายประเภทนี้ว่า วงจรขยายแบบดิจิทัล (digital amplifier) ซึ่งได้มีผู้ทำการศึกษาและวิจัยไปบ้างแล้ว แนวโน้มต่อไปในอนาคตนั้นการเก็บข้อมูลเสียงและเข้ารหัสสัญญาณแบบ MP3 กำลังได้รับความนิยมเป็นอย่างมาก เนื่องจากความสามารถในการเก็บข้อมูลได้เป็นจำนวนมาก ในจุดนี้เองเราอาจจะทำการศึกษาความเป็นไปได้ในการถอดรหัสจากสัญญาณ MP3 ไปเป็นสัญญาณ PWM ซึ่งจะเป็นก้าวต่อไปของวงจรขยายแบบดิจิทัล

2. ด้วยเหตุที่วงจรขยายแบบวิธีสวิตช์มีขนาดเล็กและน้ำหนักเบาได้ จากข้อดีข้างต้นเราอาจจะทำการติดตั้งวงจรขยายเข้าไปในตัวลำโพงซึ่งเหมาะสมกับระบบลำโพงไวงาน (active speaker) (ลำโพงไวงานประกอบด้วย วงจรตัดข้ามแบบอิเล็กทรอนิกส์ (electronic crossover) วงจรขยาย และ ลำโพง โดยวงจรตัดข้ามทำหน้าที่แบ่งสัญญาณแต่ละช่วงความถี่ให้เหมาะสมกับลำโพงแต่ละหน่วย (driver unit) และลำโพงแต่ละหน่วยจะมีวงจรขยายของตัวเอง) โดยทั่วไปวงจรขยายมักใช้การควบคุมแรงดันหรือกระแส และถูกออกแบบภายใต้เงื่อนไขที่โหลดเป็นตัวต้านทาน แต่ในความเป็นจริงลำโพงมีอิมพีแดนซ์ด้านเข้าที่ซับซ้อนมาก ดังนั้นเราอาจจะศึกษาการทำงานของวงจรขยายร่วมกับลำโพงเพื่อหาวิธีการควบคุมลำโพงที่เหมาะสมต่อไป

## รายการอ้างอิง

### ภาษาไทย

โททม อารีธา. เอกสารประกอบการสอนวิชา Power Electronics. ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย, กรุงเทพฯ: 2537.

### ภาษาอังกฤษ

- Antonio, G. D., and Rosana, E. R. Audio amplifier based on a monophasic inverter. Proceedings of Electrical and Computer Engineering Conference 1(1994): 113-116.
- Billings, K. H. Handbook of switchmode power supplies. NY: McGraw-Hill, 1989.
- Borwick, J., and others. Loudspeaker and headphone handbook. London: Butterworths, 1988.
- Cai, X. C., and Wang, Y. D. Optimal control for the PWM switching-mode power supply. IEEE 4<sup>th</sup> Workshop on Computers in Power Electronics (1994): 288-293.
- Chen, F., and Cai, X. C. Parameter optimization for a compensation network of switching regulators. 19<sup>th</sup> Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference 1 (April 1988): 517-524.
- Czarkowski, D., and Kazimierzuk, M. K. Circuit models of PWM half-bridge DC-DC converter. Proceedings of the 35<sup>th</sup> Midwest Symposium on Circuits and Systems 1 (1992): 469-472.
- Danz, G. E. Class-D audio ii evaluation board (HIP4080AEVAL2). Harris Intelligent Power (March 1996): 1-16.
- Himmelstoss, F. A., and Edelmoser, K. H. High dynamic class-D power amplifier. Digest of Technical Papers. International Conference on Consumer Electronics (1997): 302-303.
- Himmelstoss, F. A., and Edelmoser, K. H. Multipurpose half-bridge DC-AC converter. 17<sup>th</sup> International Telecommunications Energy Conference (1995): 684-689.
- Himmelstoss, F. A., Edelmoser, K. H., and Anselmi, C. C. Analysis of a quality class-D amplifier. Digest of Technical Papers. International Conference on Consumer Electronics (June 1996): 296.
- Grant, D. A. Power MOSFETS: Theory and applications. NY: John Wiley & Sons, 1989.
- Flvatek, E. R. Design of solid state power supplies. NY: Van Nostrand Reinhold, 1989.
- Hua, G. C., and Huang, S. P. New PWM switched-mode converter topologies. IEEE Power Electronics Specialists Conference (April 1988): 150-156.

- Jeong, J. H., Seong, H. H., Yi, J. H., and Cho, G. H. A class-D switching power amplifier with high efficiency and wide bandwidth by dual feedback loops. IEEE International Conference on Consumer Electronics (1995): 428-429.
- Jung, N. S., Kim, N. I., and Cho, G. H. A new high-efficiency and super-fidelity analog Audio amplifier with the aid of digital switching amplifier: Class K amplifier. IEEE Power Electronics Specialists Conference (1998): 457-463.
- Kazimierczuk, M. K. Class D voltage-switching MOSFET power amplifier. Proceedings of the IEE 138 (November 1991): 285-296.
- Kilgenstein, O. Switched-mode power supplies in practice. Chichester: John Wiley & Sons, 1989.
- Lai, Z. and Smedley, K. M. A low distortion switching audio power amplifier. IEEE Power Electronics Specialists Conference 1 (1995): 174-180.
- Mayne, D. Q., Polak, E., and Heunis, A. J. Solving non-linear inequalities in a finite number of iterations. Journal of Optimization Theory & Applications 33 (1981): 207-221.
- Mayne, D. Q., and Sahba, M. An efficient algorithm for solving inequalities. Journal of Optimization Theory & Application 45 (1985): 407-423.
- Mohan, N., Undeland, T. M., and Robins, W. P. Power electronics: Converters, applications, and design. Singapore: John Wiley & sons, 1989.
- Polak, E., and Mayne, D. Q. On the finite solution of nonlinear inequalities. IEEE Transactions on Automatic Control 24 (1979): 443-445.
- Pressman, A. I. Switching power supply design. Singapore: McGraw-Hill, 1992.
- van der Zee, R. A. R. and van Tuijl, A. J. M. A power-efficient audio amplifier combining switching and linear techniques. Journal of IEEE Solid-State Circuits (July 1999): 985-991.
- Sherman, J. D. Class D amplifiers provide high efficiency for audio systems. EDN (May 1995): 103-108.
- Taylor, B. E. Power MOSFET design. Chichester, John Wiley & Sons, 1993.
- Zakian, V., and Al-Naib, U. Design of dynamical and control systems by the method of inequalities. Proceedings of the IEE 120 (November 1973): 1421-1427.
- Zakian, V., and Coleman, R. Numerical inversion of rational Laplace transforms. Electronics Letters 7 (1971): 777-778.



สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

## ภาคผนวก ก

### วิธีอสมการ

ในหัวข้อนี้กล่าวถึงวิธีอสมการ (Zakian และ Al-Naib, 1973) และอัลกอริทึม (algorithm) ที่ใช้ในงานนี้เพื่อหาค่าพารามิเตอร์ (parameter) ในวงจรควบคุม

#### ก.1 การวางเกณฑ์ของปัญหา (problem formulation)

โดยทั่วไป เราสามารถวางเกณฑ์ของปัญหาในการออกแบบระบบควบคุมให้อยู่ในรูปอสมการได้ดังนี้

$$\phi_i(\mathbf{p}) \leq C_i, \quad i=1, 2, \dots, m \quad (\text{ก.1})$$

โดยที่  $\mathbf{p} \in \mathbf{R}^N$  เป็นเวกเตอร์ของพารามิเตอร์การออกแบบ (design parameter)  $\phi_i(\mathbf{p})$  เป็นจำนวนจริงที่แสดงถึงพฤติกรรมของระบบหรือวงจรในแง่หนึ่ง ๆ ที่สนใจ  $C_i \in \mathbf{R}$  เป็นค่าขอบเขตที่มากที่สุดของ  $\phi_i(\mathbf{p})$  ที่สามารถยอมรับได้ จุดมุ่งหมายของการออกแบบหาคือค่า  $\mathbf{p}$  ที่เป็นไปตามเงื่อนไขของอสมการ (ก.1)

ในบางกรณี  $\phi_i(\mathbf{p})$  มีความสัมพันธ์กับลักษณะทางพลวัตของระบบ ซึ่งลักษณะทางพลวัตของระบบสามารถเขียนอยู่ในรูปของฟังก์ชันในเชิงเวลา  $f(t)$ ,  $0 \leq t < \infty$  ตัวอย่างเช่น  $f(t)$  อาจหมายถึงตัวแปรด้านออก (output variable) หรือ ตัวแปรสถานะ (state variable) โดยทั่วไป บาง  $\phi_i(\mathbf{p})$  ในอสมการเป็นฟังก์ชันของฟังก์ชัน  $f(t, \mathbf{p})$  ตัวอย่างเช่น  $\phi_i(\mathbf{p})$  อาจหมายถึงพลังงานของ  $f(t, \mathbf{p})$  นั่นก็คือ

$$\phi_i(\mathbf{p}) = \int_0^{\infty} |f(t, \mathbf{p})|^2 dt \quad (\text{ก.2})$$

ตัวอย่างอื่นเช่น

$$\phi_i(\mathbf{p}) = \max_{0 \leq t < \infty} f(t, \mathbf{p}) \quad (\text{ก.3})$$

สำหรับแต่ละอสมการ  $\phi_i(\mathbf{p}) \leq C_i$  เรานิยามเซต  $S_i$  ดังนี้

$$S_i = \{\mathbf{p}: \phi_i(\mathbf{p}) \leq C_i\} \quad (\text{ก.4})$$

โดยที่ ขอบเขตของ  $S_i$  ถูกนิยามโดย  $\phi_i(\mathbf{p}) = C_i$  จากสมการที่ (ก.4) ถ้ามีจุด  $\mathbf{p}$  ใด ๆ ที่สามารถทำให้ทุก ๆ อสมการ  $\phi_i(\mathbf{p}) \leq C_i$  เป็นจริง ดังนั้น  $\mathbf{p}$  จะอยู่ในทุก ๆ เซต  $S_i$  เมื่อกำหนดให้  $S = \bigcap_{i=1}^m S_i$  เราจะพบว่า  $\mathbf{p}$



ที่ทำให้ทุก ๆ อสมการเป็นจริง ก็ต่อเมื่อ  $p$  อยู่ในเซต  $S$  โดยเราเรียกเซต  $S$  ว่าเซตที่ยอมรับได้ (admissible set) และจุด  $p$  ที่อยู่ใน  $S$  ว่า จุดที่ยอมรับได้ (admissible point)

ในการหาพารามิเตอร์เพื่อแก้สมการสามารถทำได้ 2 วิธีคือ วิธีเชิงวิเคราะห์ (analytical method) และ วิธีเชิงเลข (numerical method) วิธีแรกจะยุ่งยากมากเมื่อปัญหาที่มีความซับซ้อนเพิ่มขึ้น จึงทำให้มีข้อจำกัดในการใช้งาน ส่วนวิธีหลังนั้นสามารถทำการหาคำตอบได้ง่ายกว่าและยังสามารถใช้งานได้กว้างกว่าเมื่อใช้กับคอมพิวเตอร์ ในที่นี้เราจะใช้อัลกอริทึมที่ชื่อ moving boundaries process (MBP) ซึ่งถูกเสนอโดย Zakian และ Al-Naib (1973) ส่วนอัลกอริทึมอื่นที่ใช้แก้สมการสามารถอ่านได้จากเอกสาร Mayne, Polak and Heunis (1981), Mayne and Sahba (1985) หรือ Polak and Mayne (1979)

## ก.2 การหาคำตอบของอสมการด้วยวิธีเชิงเลข

ขั้นตอนในการหาคำตอบของ MBP เราจะกำหนดจุดเริ่มต้นขึ้นมาหนึ่งจุด  $p^0$  (โดยที่จุดเริ่มต้นนี้เป็นจุดใด ๆ (arbitrary initial point)) แล้วทำการคำนวณซ้ำ (iteration) เพื่อเคลื่อนที่ไปยังจุดที่ยอมรับได้

เมื่อกำหนดให้  $p^k$  คือจุด  $p$  ที่เกิดจากการเคลื่อนที่ไปครั้งที่  $k$  และ  $S_i^k$  เป็นเซตของ  $p$  ที่สอดคล้องกับอสมการ  $\phi_i(p) \leq \phi_i(p^k)$  (โดยมีขอบเขตอยู่ที่  $\phi_i(p) = \phi_i(p^k)$ ) เราจะเคลื่อนจุด  $p^k$  ไปยังจุดทดลอง (trial point)  $\tilde{p}^k$  ถ้าขอบเขตที่กำหนดเคลื่อนเข้าใกล้หรือไม่ออกห่างไปจากขอบเขตของ  $S_i$  สำหรับทุก ๆ  $i \in \{1, 2, \dots, m\}$  โดยที่ขอบเขตที่กำหนดคือ  $\phi_i(p) = \phi_i(\tilde{p}^k)$  ถ้าจุด  $\tilde{p}^k$  เป็นจุดที่ยอมรับได้ (ทำให้ขอบเขตเล็กลงหรือเท่าเดิม)  $\tilde{p}^k$  ก็จะกลายเป็นจุดใหม่  $p^{k+1}$  ในการคำนวณครั้งต่อไป (ในที่นี้ขอเรียกเหตุการณ์นี้ว่า 'สำเร็จ' (success)) หลังจากมีการเคลื่อนที่ 'สำเร็จ' อย่างเพียงพอก็จะทำให้ขอบเขต  $S_i^k$  เคลื่อนเข้าทับ  $S_i$  สำหรับทุก ๆ  $i \in \{1, 2, \dots, m\}$

ในการกำเนิดจุด  $\tilde{p}^k$  เราสามารถใช้ขั้นตอนวิธีของ Rosenbrock ตามสมการที่ (ก.5) (MBP ดัดแปลงมาจากขั้นตอนวิธีของ Rosenbrock (1960) ที่ใช้ในการออปติไมซ์ฟังก์ชันวัตถุประสงค์เดียว (single objective function))

$$\tilde{p}^k = p^k + e_j V_j^r, \quad j = 1, 2, \dots, N \quad (\text{ก.5})$$

โดยที่  $V_j^r$  เป็น orthonormal unit vector ( $V_j^r \in \mathbb{R}^N$ ) และ  $e_j$  เป็นจำนวนจริง ( $e_j \in \mathbb{R}$ ) ถ้าหา  $\tilde{p}^k$  สำเร็จ  $e_j$  จะถูกแทนด้วย  $\alpha e_j$  โดยที่  $\alpha > 1$  ในทางกลับกันถ้าหา  $\tilde{p}^k$  ไม่สำเร็จ  $e_j$  จะถูกแทนด้วย  $\beta e_j$  โดยที่  $-1 < \beta < 0$

ในกรณีที่เรามาหา  $\tilde{\mathbf{p}}^k$  สำเร็จหนึ่งครั้งแล้วตามด้วยไม่สำเร็จอีกหนึ่งครั้ง สำหรับทุก ๆ  $j=1,2,\dots,N$  เราจะแทน  $\mathbf{V}_j^r$  ด้วย  $\mathbf{V}_j^{r+1}$ ,  $j=1,2,\dots,N$  โดยที่  $\mathbf{V}_j^{r+1}$  สามารถคำนวณได้ตามวิธีการดังนี้ เมื่อกำหนดให้  $d_j$  เท่ากับผลรวมของค่าที่สำเร็จของ  $e_j$  ในระหว่าง ขั้นตอนที่  $j$  เมื่อกำหนด

$$\begin{aligned} a_1 &= d_1 V_1^r + d_2 V_2^r + \dots + d_N V_N^r, \\ a_2 &= d_2 V_2^r + \dots + d_N V_N^r, \\ &\vdots \\ a_N &= d_N V_N^r \end{aligned} \quad (\text{ก.6})$$

โดยการทำให้เป็น orthonormal unit vector ด้วยระเบียบวิธีของ Gram-Schmidt เราจะได้

$$\begin{aligned} b_1 &= a_1, \\ V_1^{r+1} &= b_1 / \|b_1\|, \\ b_2 &= a_2 - \langle a_2, V_1^{r+1} \rangle V_1^{r+1}, \\ V_2^{r+1} &= b_2 / \|b_2\|, \\ &\vdots \\ b_N &= a_N - \sum_{k=1}^{N-1} \langle a_N, V_k^{r+1} \rangle V_k^{r+1}, \\ V_N^{k+1} &= b_N / \|b_N\|, \end{aligned} \quad (\text{ก.7})$$

โดยที่  $\langle x, y \rangle$  คือ inner products ของเวกเตอร์  $x$  กับ  $y$  และ  $\|x\|$  คือขนาดของเวกเตอร์  $x$

### ก.3 เสถียรภาพของระบบพลวัต

สำหรับฟังก์ชันเชิงเวลา  $f(t, \mathbf{p})$  จุด  $\mathbf{p}$  เป็นจุดที่มีเสถียรภาพ (stability point) ก็ต่อเมื่อ

$$f(\infty, \mathbf{p}) = \lim_{t \rightarrow \infty} f(t, \mathbf{p}) < \infty \quad (\text{ก.8})$$

เมื่อกำหนดให้  $\Sigma \subset \mathbf{R}^N$  คือเซตของจุดที่มีเสถียรภาพ และ  $F(s, \mathbf{p})$  คือตัวแปลงลาปลาซของ  $f(t, \mathbf{p})$  เราพบว่า  $F(s, \mathbf{p})$  มีเสถียรภาพก็ต่อเมื่อ  $\mathbf{p}$  ทำให้โพลของระบบอยู่ในซีกซ้ายของระนาบเชิงซ้อน ยกเว้น โพลหนึ่งโพลที่  $s=0$

โดยทั่วไป ฟังก์ชัน  $f_i(t, \mathbf{p})$ ,  $i=1,2,\dots,N$  แสดงถึงลักษณะทางพลวัตของระบบควบคุม มักจะมีเขตเสถียรภาพ  $\Sigma$  ร่วมกัน เราพบว่าฟังก์ชัน  $\phi_i(\mathbf{p})$  ที่ใช้ในการออกแบบมีความหมาย (defined) ก็ต่อเมื่อ  $\mathbf{p}$  เป็นจุดที่มีเสถียรภาพ นั่นก็คือเราสามารถสรุปได้ว่าเซตที่ยอมรับได้  $S$  ต้องอยู่ในเขต  $\Sigma$  และจุดเริ่มต้น  $\mathbf{p}^0$  และจุดทดลองอื่น ๆ ที่เกิดจาก MBP ก็จำเป็นต้องอยู่ในเขต  $\Sigma$  เพื่อให้แน่ใจว่า  $\phi_i(\mathbf{p})$  มีความหมาย เนื่องจากคอมพิวเตอร์ไม่สามารถทำการคำนวณต่อไปได้ถ้า  $\phi_i(\mathbf{p})=\infty$

จากจุดเริ่มต้นใด ๆ  $\mathbf{p}^0 \in \mathbf{R}^N$  เราสามารถใช้ MBP เพื่อหาจุด  $\mathbf{p}^1$  ซึ่งอยู่ในเขต  $\Sigma$  ได้ ถ้ากำหนดให้  $\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_n$  หมายถึงโพลทั้งหมดของปริมาณ  $sF(s, \mathbf{p})$  (โพล  $\lambda_i$  จะขึ้นอยู่กับ  $\mathbf{p}$ ) เราพบว่า

$$\phi_i(\mathbf{p}) < \infty \quad \forall_i \quad \leftrightarrow \quad \text{Re}(\lambda_i) < 0 \quad \forall_i \quad (\text{ก.9})$$

เพื่อความสะดวกในการใช้เงื่อนไข (ก.9) เรานิยาม  $\alpha_0 := \max_i \{\text{Re}(\lambda_i)\}$  ดังนั้นจะได้ว่า

$$\begin{aligned} \alpha_0(\mathbf{p}) < 0 & \quad \leftrightarrow \quad \text{Re}(\lambda_i) < 0 \quad \forall_i \\ & \quad \leftrightarrow \quad \phi_i(\mathbf{p}) < \infty \quad \forall_i \end{aligned} \quad (\text{ก.10.1})$$

โดยที่ อสมการ  $\alpha_0(\mathbf{p}) < 0$  เป็นเงื่อนไขจำเป็นและเพียงพอสำหรับอสมการ  $\phi_i(\mathbf{p}) < \infty \quad \forall_i$  ในทางปฏิบัติเมื่อใช้วิธีอสมการ เราแทนอสมการ (ก.10.1) ได้ด้วยอสมการ (ก.10.2) ซึ่งเป็นเงื่อนไขเพียงพอ

$$\alpha_0(\mathbf{p}) := \max_i \{\text{Re}(\lambda_i)\} \leq \varepsilon \quad (\text{ก.10.2})$$

โดยที่  $\varepsilon$  เป็นจำนวนลบค่าเล็ก (arbitrary small negative number) และ  $\alpha_0$  เรียกว่าพิกัดที่หนึ่งของเสถียรภาพ (abscissa of stability) โดยการแก้สมการ ก.10.2 ด้วยขั้นตอนวิธี MBP ดังนั้นเราสามารถหาจุดที่มีเสถียรภาพ เพื่อใช้ในการหาพารามิเตอร์ที่เหมาะสมต่อไป

#### ก.4 แนวทางการหาคำตอบของอสมการ

ในการคำนวณหาคำตอบของอสมการ  $\phi_i(\mathbf{p}) \leq C_i$  โดยใช้วิธีเชิงเลขใด ๆ สามารถสรุปขั้นตอนการคำนวณได้ 2 ขั้นตอนดังนี้ (Zakian และ Al-Naib, 1973)

1. จากจุดเริ่มต้นใด ๆ  $\mathbf{p}^0 \in \mathbf{R}^N$  หาจุด  $\mathbf{p}^1$  ที่สอดคล้องกับอสมการที่ (ก.11)

$$\phi_i(\mathbf{p}^1) < \infty \quad (\text{ก.11})$$

เพื่อให้แน่ใจว่าทุก ๆ  $\phi_i(\mathbf{p})$  มีค่าอันตะ ซึ่งทำให้การคำนวณด้วยวิธีเชิงเลขใด ๆ สามารถทำงานได้ สำหรับระบบพลวัตนั้น โดยทั่วไป  $\phi_i(\mathbf{p})$  เป็นฟังก์ชันเชิงเวลาของ  $f(t)$  ซึ่งสมมูลกับฟังก์ชันเชิงความถี่  $F(s)$  ดังนั้นเราสามารถทดแทนเงื่อนไข  $\phi_i(\mathbf{p}) < \infty$  ได้ด้วย  $\alpha_0(\mathbf{p}) < 0$  (สังเกตว่า  $\alpha_0(\mathbf{p})$  มีคุณสมบัติพิเศษคือ  $\alpha_0(\mathbf{p}) < \infty$  สำหรับทุก ๆ  $\mathbf{p} \in \mathbf{R}^N$ )

2. โดยเริ่มต้นจากจุด  $p'$  ที่สอดคล้องกับอสมการ  $\phi_i(p') < \infty$  เราสามารถทำการปรับปรุงสมรรถนะของวงจรได้ตามต้องการ โดยหาจุด  $p^*$  ที่สอดคล้องกับอสมการที่ (ก.12)

$$\phi_i(p^*) \leq C_i \quad (\text{ก.12})$$

ในที่นี้จุด  $p^*$  ก็คือจุดที่ยอมรับได้ (ทำให้ทุกอสมการเป็นจริง) ซึ่งการแก้สมการ  $\phi_i(p) \leq C_i$  อาจจะมีจุด  $p^*$  อยู่จริงหรือไม่ก็ได้ ขึ้นอยู่กับการกำหนดขอบเขต  $C_i$  เราสามารถสรุปได้ว่าอสมการ (ก.12) จะเป็นจริงหรือไม่ขึ้นอยู่กับ

1. มีจุดที่ยอมรับได้  $p^*$  มากกว่าเท่ากับ 1 จุด
2. ไม่มีจุดที่ยอมรับได้



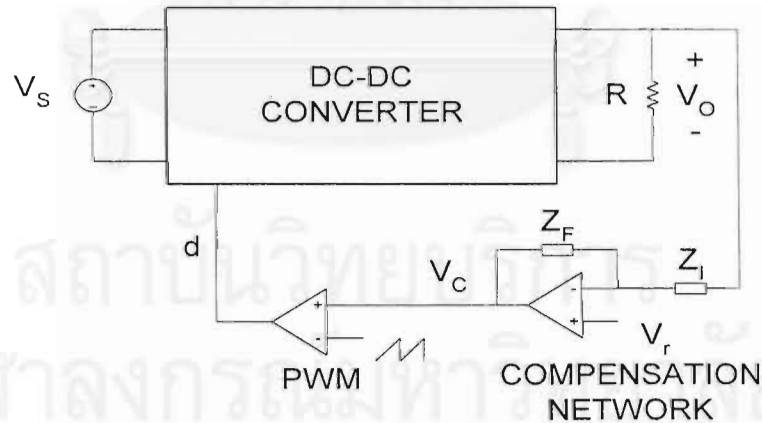
สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

## ภาคผนวก ข

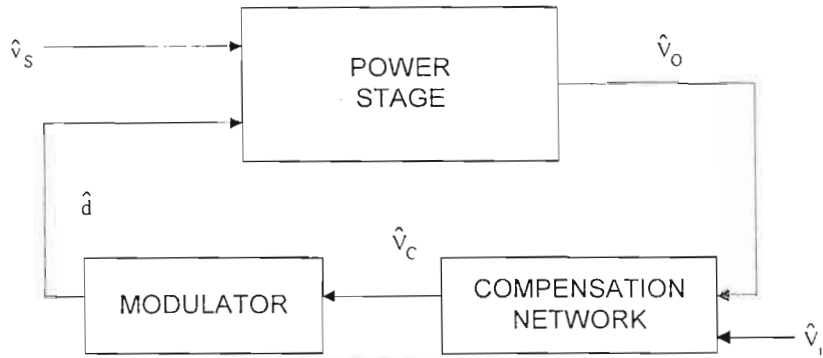
### ข้อกำหนดด้านสมรรถนะ (performance specifications)

สำหรับวงจรแปลงผันใด ๆ เราสามารถทำการควบคุมได้หลายรูปแบบ เช่น การควบคุมแรงดันด้านออก การควบคุมแบบฉีดกระแส (current injected control หรือ CIC) หรือการควบคุมแบบหลายวงรอบอื่น ๆ เป็นต้น ซึ่งมีข้อดีข้อเสียแตกต่างกันไป ในส่วนนี้แสดงตัวอย่างการควบคุมแรงดันด้านออก (เนื่องจากความสะดวกในการวิเคราะห์ห้วงจร) เพื่อใช้เป็นแนวทางในการเขียนข้อกำหนดด้านสมรรถนะของวงจรแปลงผันให้อยู่ในรูปออสซิลโลแกรม

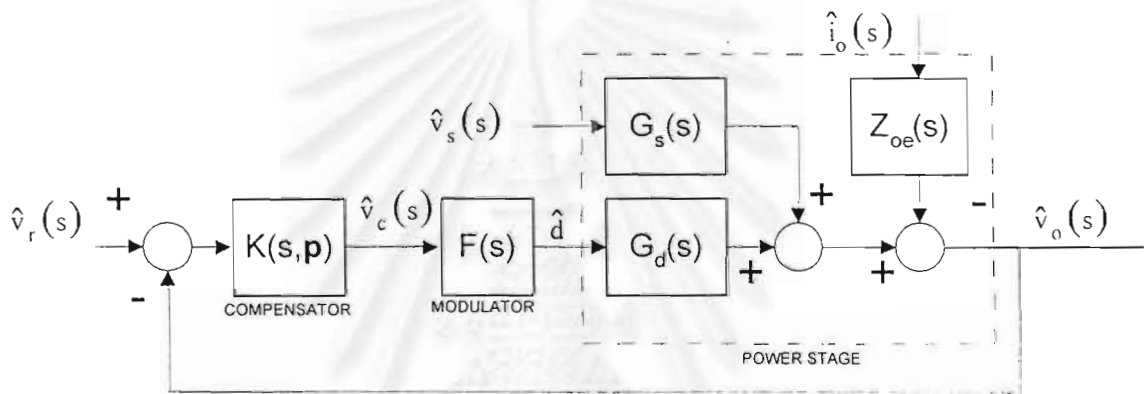
รูปที่ ข.1 แสดงการควบคุมแรงดันด้านออกของวงจรแปลงผันไฟตรง-ไฟตรงด้วยการป้อนกลับแรงดัน โดยใช้โอป-แอมป์ทำเป็นวงจรชดเชย (compensation network) และใช้วงจรเปรียบเทียบสัญญาณคลาดเคลื่อนกับสัญญาณฟันเลื่อยเป็นมอดูเลเตอร์ (PWM) จากรูปที่ ข.1 เราสามารถแสดงวงจรแปลงผันให้อยู่ในรูปสัญญาณขนาดเล็กได้ดังรูปที่ ข.2 ก) โดยที่  $\hat{v}_i$  คือความแปรปรวนของแรงดันด้านเข้า  $\hat{v}_r$  คือความแปรปรวนของแรงดันอ้างอิง  $\hat{v}_o$  คือความแปรปรวนของแรงดันด้านออก และ  $\hat{d}$  คือความแปรปรวนของวัฏจักรงาน แต่ละบดออกจากรูปที่ ข.2 ก) สามารถแสดงอยู่ในรูปของฟังก์ชัน โอนย้ายได้ดังรูปที่ ข.2 ข) โดยระบบอยู่ในรูปตัวแปลงลาปลาซ



รูปที่ ข.1 การควบคุมแรงดันด้านออกของวงจรแปลงผันไฟตรง-ไฟตรง



ก)



ข)

รูปที่ ข.2 บล็อกไดอะแกรมแสดงวงรอบปิดสัญญาณขนาดเล็ก

เพื่อหาค่าพารามิเตอร์  $p$  ของวงจรควบคุม เราสมมติว่า

ก) วงจรแปลงผันทำงานภายใต้เงื่อนไข สัญญาณแปรปรวนเป็นสัญญาณขนาดเล็ก

ข) วงจรมอดูเลตถูกทำให้เป็นเชิงเส้น โดยมีฟังก์ชันโอนย้ายคือ  $F(s) = 1/V_p$

เมื่อ  $V_p$  คือค่ายอดของสัญญาณฟันเลื่อย

ค) ทราบค่าพารามิเตอร์ในวงจรแปลงผัน

สมรรถนะของระบบนั้นขึ้นอยู่กับพารามิเตอร์ในวงจรถวลุม  $p$  เนื่องจากฟังก์ชันโอนย้ายของวงจรถวลุมค่า  $K(s)$  เป็นฟังก์ชันของพารามิเตอร์การออกแบบ  $p$  ดังนั้นเมื่อเรากำหนดโครงสร้างของวงจรถวลุมอย่างชัดเจนแล้ว เราสามารถแสดง  $K(s)$  อยู่ในรูปของตัวแปรในการออกแบบได้คือ  $K(s, p)$

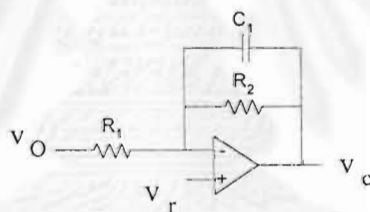
วิธีการที่ง่ายที่สุดในการออกแบบวงจรถวลุมก็คือเลือกวงจรถวลุมที่มีความซับซ้อนน้อยก่อน ตัวอย่างเช่น วงจรถวลุมค่าแบบหนึ่งขั้ว (รูปที่ ข.3) ซึ่งมีฟังก์ชันโอนย้ายดังนี้

$$K(s) = \frac{R_2}{R_1} \frac{1}{1 + sR_2C_1} \quad (\text{ข.1})$$

จากสมการที่ (ข.1) เราอาจจะเลือก  $R_1, R_2, C_1$  ตัวใดตัวหนึ่งหรือสองตัวหรือเลือกทั้งสามตัวเป็นพารามิเตอร์ในการออกแบบ  $p$ , เช่น เมื่อเลือก  $R_1$  และ  $C_1$  เป็นพารามิเตอร์ในการออกแบบ เราสามารถเขียนฟังก์ชันโอนย้ายของวงจรถวลุมได้ดังนี้

$$K(s, p) = \frac{p_1}{R_1} \frac{1}{1 + sp_1 p_2} \quad (\text{ข.2})$$

โดยที่  $p_1 = R_2$  และ  $p_2 = C_1$



รูปที่ ข.3 วงจรถวลุมค่าแบบหนึ่งขั้ว

เมื่อเราทราบถึงฟังก์ชันโอนย้ายทั้งระบบแล้ว ขั้นตอนต่อไปก็คือหาความสัมพันธ์ข้อกำหนดสมรรถนะในด้านต่าง ๆ ในรูปอสมการ แล้วทำการหาค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมต่อไปด้วยวิธีอสมการ (ตามภาคผนวก ก) โดยการกำหนดตัวแปรเริ่มต้น  $p^0$  แล้วก็ทำการคำนวณหา  $p^1$  และ  $p^*$  ตามลำดับ (โดยโปรแกรม MATLAB) การคำนวณด้วยวิธีอสมการนั้นอาจจะให้ผลเฉลยของอสมการหรือไม่ก็ได้ ขึ้นอยู่กับ การกำหนดขอบเขตของข้อบังคับ ในบางครั้งขอบเขตที่ได้จากการคำนวณอาจจะเข้าใกล้ขอบเขตที่ตั้งไว้ เราก็อาจจะเอาตัวแปรที่คำนวณได้นี้เป็นคำตอบ ในทางกลับกันเราอาจจะหาคำตอบของอสมการ ด้วยการปรับขอบเขต  $C_1$  ให้กว้างขึ้น

แนวทางในการหาคำตอบของอสมการสามารถสรุปได้ดังนี้

- 1) ปรับข้อบังคับในการออกแบบบางตัว
  - 2) เพิ่มตัวแปรเข้าไปในวงจรควบคุม เช่น ในกรณีวงจรคุมค่าแบบหนึ่งขั้ว (ตามสมการที่
- ข.1) เราอาจนำ  $R_1$  มาเป็นตัวแปรในการออกแบบ  $p_3$
- 3) เปลี่ยนวงจรควบคุมให้มีความซับซ้อนมากขึ้น เช่น วงจรหนึ่งขั้วหนึ่งศูนย์ หรือ วงจรสองขั้วหนึ่งศูนย์ เป็นต้น

จากสมการที่ (ก.1) เราสามารถแบ่งข้อบังคับในการออกแบบได้ 2 ประเภท คือ

- 1) ความต้องการด้านสมรรถนะของวงจรแปลงผัน (ขอบเขต  $C_1$ )
- 2) ข้อบังคับของพารามิเตอร์ในวงจรควบคุม  $p$  ซึ่งในที่นี้หมายถึงค่าสูงสุดหรือค่าต่ำสุดของพารามิเตอร์ เช่น ค่าความจุไฟฟ้าสูงสุดของ  $C_1$  (รูปที่ ข.3) มากกว่า 1 pF และไม่เกิน 10 nF

โดยทั่วไปข้อกำหนดสมรรถนะของวงจรแปลงผัน (Chen and Cai, 1988; Cai and Wang, 1994) สามารถแสดงอยู่ในรูปอสมการได้ ดังนี้

ก) ช่วงเพื่อเสถียรภาพ (stability margin)

ในวงจรแปลงผันไฟตรง-ไฟตรง โดยทั่วไปเราจะออกแบบให้ระบบมีช่วงเผื่อขนาด  $g(p)$  (gain margin) อย่างน้อยประมาณ 6 dB และช่วงเผื่อเฟส  $r(p)$  (phase margin) อย่างน้อยประมาณ  $45^\circ$  เมื่อกำหนดให้  $s = j\omega$  ช่วงเพื่อเสถียรภาพสามารถคำนวณได้จากแผนภาพโบเด และเราสามารถแสดงช่วงเพื่อเสถียรภาพอยู่ในรูปของอสมการได้ดังนี้

$$g_l \leq g(p, j\omega_r) \leq g_u \quad (\text{ข.3})$$

$$r_l \leq r(p, j\omega_c) \leq r_u \quad (\text{ข.4})$$

โดยที่  $g_l$  และ  $g_u$  คือขีดจำกัดล่างและขีดจำกัดบนของช่วงเผื่อขนาดตามลำดับ

$r_l$  และ  $r_u$  คือขีดจำกัดล่างและขีดจำกัดบนของช่วงเผื่อเฟสตามลำดับ

$\omega_c$  ความถี่ตัดข้ามขนาด (gain crossover frequency)

$\omega_r$  ความถี่ตัดข้ามเฟส (phase crossover frequency)



ข) ความรวดเร็วของระบบ (system fastness)

โดยทั่วไปแล้วแบนวิดท์ของฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบปิดสามารถแสดงถึงลักษณะความรวดเร็วในการตอบสนองของระบบ ซึ่งเราสามารถประมาณแบนวิดท์ของระบบได้จากความถี่ตัดข้าม  $\omega_c$  ของฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบเปิด เมื่อเขียนข้อบังคับในการออกแบบในรูปของอสมการสามารถแสดงได้ดังนี้

$$\omega_l \leq \omega_c(p) \leq \omega_u \quad (\text{ข.5})$$

โดยที่  $\omega_l$  และ  $\omega_u$  คือขีดจำกัดล่างและขีดจำกัดบนของความถี่ตัดข้าม

ค) line rejection

line rejection (audio susceptibility หรือ A) แสดงถึงความสามารถในการคงค่าแรงดันด้านออกของวงจรแปลงผันต่อความแปรปรวนของแรงดันด้านเข้า ซึ่งกำหนดโดย  $A = \hat{v}_o(s) / \hat{v}_i(s)$  เราสามารถแสดง A อยู่ในรูปของพารามิเตอร์ p คือ  $A(p, j\omega)$  เมื่อขนาดสูงสุดที่ยอมรับได้ของ |A| คือ  $A_u$  (dB) ดังนั้น ข้อกำหนดเกี่ยวกับ line rejection สามารถเขียนในรูปอสมการได้ดังนี้

$$\max_{\omega \in (\omega_1, \omega_2)} 20 \log |A(p, j\omega)| \leq A_u \quad (\text{ข.6})$$

โดยที่  $(\omega_1, \omega_2)$  ช่วงความถี่เราสนใจ (ผู้ออกแบบสามารถเลือกได้เอง)

ง) load rejection

load rejection เป็นตัววัดลักษณะทางพลวัตของวงจรแปลงผันโดยมุ่งเน้นไปที่ความแปรปรวนที่เกิดจากโหลด เราสามารถเขียน load rejection อยู่ในรูปอิมพีแดนซ์ด้านออกวงรอบปิด  $Z_o$  โดยที่  $Z_o(s) = \hat{v}_o / \hat{i}_o$  เช่นเดียวกัน load rejection สามารถแสดงอยู่ในรูปของพารามิเตอร์ในการออกแบบได้คือ  $Z_o(p, j\omega)$  เมื่อกำหนดให้ขนาดสูงสุดที่ยอมรับได้ของ  $|Z_o|$  คือ  $Z_u(\Omega)$  ดังนั้น เราสามารถเขียนข้อกำหนดเกี่ยวกับ load rejection ให้อยู่ในรูปอสมการได้ดังนี้

$$\max_{\omega \in (\omega_1, \omega_2)} |Z_o(p, j\omega)| \leq Z_u \quad (\text{ข.7})$$

เมื่อ  $Z_u$  เป็นขีดจำกัดบนของขนาดอิมพีแดนซ์ด้านออก (เช่น  $0.01\Omega$  หรือ  $0.2\Omega$  เป็นต้น)

## ประวัติผู้เขียน

นายชัยสิทธิ์ วานิชทวีวัฒน์ เกิดเมื่อวันที่ 22 มิถุนายน พ.ศ. 2517 ที่เขตธนบุรี กรุงเทพมหานคร สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า จาก จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย ปีการศึกษา 2539 และ ได้เข้ารับการศึกษาคือต่อในหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า (อิเล็กทรอนิกส์กำลัง) ณ ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย ในปีการศึกษา 2539



สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย