

การศึกษาวงจรทระดับที่ใช้กิ่งควบคุมแรงดัน



นาย โสภณ อุดมรัตนานนท์

สถาบันวิทยบริการ

จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

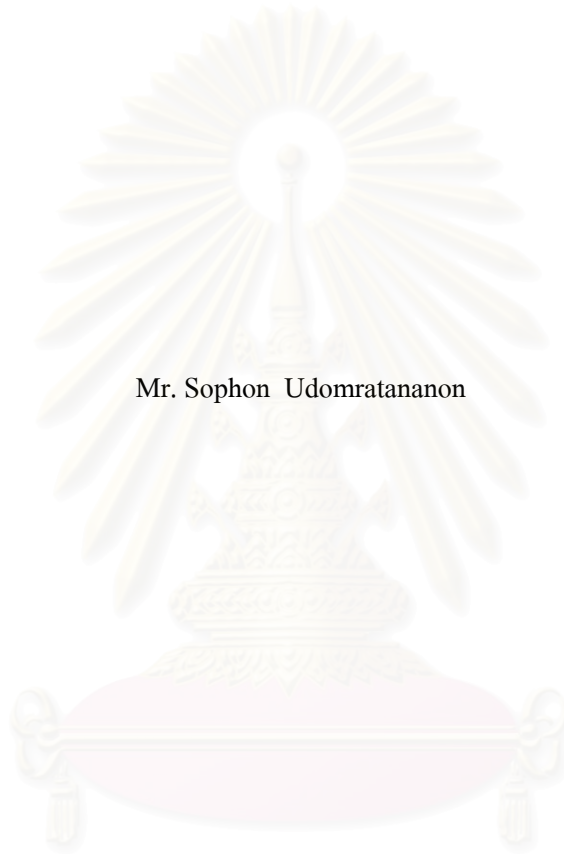
คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ปีการศึกษา 2546

ISBN 974-17-3554-5

ลิขสิทธิ์ของจุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

A STUDY OF A BOOST CONVERTER USING VOLTAGE CONTROL BRANCH



Mr. Sophon Udomratananon

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 2003

ISBN 974-17-3554-5

โสภณ อุคมรัตนานนท์ : การศึกษาวงจรทระดับที่ใช้กิ่งควบคุมแรงดัน. (A STUDY OF A BOOST CONVERTER USING VOLTAGE CONTROL BRANCH) อ. ที่ปรึกษา :
 รศ. ดร. ยุทธนา กุลวิทิต, 142 หน้า. ISBN 974-17-3554-5.

วิทยานิพนธ์นี้นำเสนอแนวคิดในการพิจารณากิ่งวงจรที่ประกอบด้วยตัวเก็บประจุและแหล่งกระแสไฟสลับในวงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังแบบซาร์จปั๊มเป็นกิ่งควบคุมแรงดันที่ทำหน้าที่ควบคุมการทำงานของวงจรแปลงผันเช่นเดียวกับอุปกรณ์สวิตซ์ทั่วไปในวงจรแปลงผันแบบ PWM หรือวงจรแปลงผันแบบกึ่งเรโซแนนซ์ ทำให้สามารถนำวิธีการวิเคราะห์ที่พัฒนาสำหรับการวิเคราะห์ห้วงจรแปลงผันแบบ PWM หรือวงจรแปลงผันแบบกึ่งเรโซแนนซ์มาใช้กับวงจรทระดับที่ใช้กิ่งควบคุมแรงดันแบบใหม่นี้ จากเหตุผลดังกล่าวจึงได้ใช้วิธีการหาแบบจำลองด้วยวิธีการเฉลี่ยวงจรเพื่อคำนวณแบบจำลองของวงจรทระดับสำหรับการวิเคราะห์ห้วงจรทั้งด้านไฟตรงและไฟสลับ ในเบื้องต้นเป็นการวิเคราะห์ห้วงจรแปลงผันที่ใช้แหล่งกระแสรูปคลื่นไซน์เป็นตัวควบคุม จากนั้นจึงวิเคราะห์ห้วงจรแปลงผันที่ใช้วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์เป็นตัวควบคุม ผลการวิเคราะห์ดังกล่าวจะใช้เพื่อการออกแบบวงจรคงค่าแรงดันที่ใช้วงจรทระดับแบบใหม่นี้ การตรวจสอบความถูกต้องของการคำนวณจะใช้ทั้งผลการทดลองและการจำลองการทำงานของวงจรด้วยคอมพิวเตอร์ ผลการคำนวณทางทฤษฎีสอดคล้องกับผลการจำลองการทำงานของวงจรด้วยคอมพิวเตอร์เป็นอย่างมากในกรณีที่ใช้แหล่งกระแสรูปคลื่นไซน์เป็นตัวควบคุม แต่หากใช้วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์เป็นตัวควบคุม ผลการคำนวณทางทฤษฎีสอดคล้องกับผลการทดลองและผลการจำลองการทำงานของวงจรด้วยคอมพิวเตอร์เฉพาะในย่านความถี่ต่ำเท่านั้น

สถาบันวิทยบริการ
 จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ภาควิชา.....วิศวกรรมไฟฟ้า.....ลายมือชื่อนิสิต.....
 สาขาวิชา.....วิศวกรรมไฟฟ้า.....ลายมือชื่ออาจารย์ที่ปรึกษา.....
 ปีการศึกษา.....2546.....

4370531821 : MAJOR POWER ELECTRONICS

KEYWORD: BOOST CONVERTER / DC MODEL / AC SMALL-SIGNAL MODEL / VOLTAGE
CONTROL BRANCH

SOPHON UDOMRATANANON: A STUDY OF A BOOST CONVERTER USING VOLTAGE
CONTROL BRANCH. THESIS ADVISOR : ASSOC. PROF. YOUTHANA KULVITIT, Ph.D.
, 142 pp. ISBN 974-17-3554-5.

This thesis identifies a combination of a capacitor, a current source, in the charge-pump power factor correction circuit as a voltage control branch performing converters control function similar to that of the conventional switching devices in PWM and quasi-resonant (QR) converters. The analytical techniques established for PWM and QR converters were applied to a boost converter using this new class of control branch. Both dc and ac small-signal models of the boost converter were derived using circuit-averaging technique. The models were used for dc and ac analysis of basic boost converter using voltage control branch. The analysis was firstly done on a converter using ideal sinusoidal current as a control source, then a series resonant inverter was used as a control source for the analysis. The results of the calculation were used to design a switching regulator using the new class of converter. Experimental data and circuit simulations were used to verify the results of theoretical calculations. The agreement between the theoretical calculation and circuit simulation is remarkable for a converter using sinusoidal current as a control source. If a series resonant inverter is used as a control source, good agreement between theoretical calculations, circuit simulations, and experimental data occurs only in the low frequency range.

Department.....ELECTRICAL ENGINEERING..... Student's signature.....
Field of study.....ELECTRICAL ENGINEERING..... Advisor's signature.....
Academic year.....2003.....

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์นี้สำเร็จลุล่วงไปได้ ด้วยความช่วยเหลือ และความเอาใจใส่อย่างดียิ่ง จากรองศาสตราจารย์ ดร. ยุทธนา กุลวิทิต อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ ผู้ที่ให้คำแนะนำและความช่วยเหลือในด้านต่างๆ ที่เป็นประโยชน์ต่อการทำวิจัยตลอดมา ขอขอบคุณบัณฑิตวิทยาลัยที่ให้ทุนสนับสนุนในการทำวิจัย ตลอดจนรุ่นพี่ห้องปฏิบัติการวิจัยอิเล็กทรอนิกส์กำลังทุกคนที่ให้ความช่วยเหลือและคำแนะนำในการพัฒนางานวิจัย รวมถึงอาจารย์ทุกท่านที่ให้วิชาความรู้ตั้งแต่อดีตจนกระทั่งถึงปัจจุบัน

สุดท้ายนี้ผู้วิจัยขอขอบพระคุณมารดา และญาติพี่น้อง ผู้ซึ่งให้โอกาสทางการศึกษา และเป็นกำลังใจด้วยดีเสมอมา

โสภณ อุดมรัตนานนท์

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อภาษาไทย.....	ง
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	จ
กิตติกรรมประกาศ.....	ฉ
สารบัญ.....	ช
สารบัญตาราง.....	ซ
สารบัญภาพ.....	ฅ
รายการสัญลักษณ์.....	ท

บทที่

1 บทนำ.....	1
2 สมการพื้นฐานและการวิเคราะห์ห้วงจร.....	7
3 การวิเคราะห์ห้วงจร กรณีใช้วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์เป็นแหล่งกระแสควบคุม.....	27
4 แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กและการวิเคราะห์สัญญาณขนาดเล็ก.....	56
5 การออกแบบและสร้างวงจร.....	88
6 ผลการทดสอบวงจร.....	118
7 บทสรุปและข้อเสนอแนะ.....	135
รายการอ้างอิง.....	137
ภาคผนวก.....	139
ประวัติผู้เขียนวิทยานิพนธ์.....	142

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
3.1 ความคลาดเคลื่อนของการคำนวณทางทฤษฎีในรูปที่ 3.14 เมื่อเทียบกับผลการจำลอง และเทียบกับผลการทดลอง.....	53
3.2 ความคลาดเคลื่อนของการคำนวณทางทฤษฎีในรูปที่ 3.16 เมื่อเทียบกับผลการจำลอง และเทียบกับผลการทดลอง.....	54
5.1 ผลการคำนวณค่าตัวแปรของวงจรในรูปที่ 5.4 สำหรับเงื่อนไขการทำงานต่างๆ	97
6.1 การคงค่าแรงดันด้านออกเนื่องจากการเปลี่ยนแปลงของโหลด เมื่อแรงดันด้านเข้า เท่ากับ 21.6 และ 26.4 V ตามลำดับ.....	124
6.2 การคงค่าแรงดันด้านออกเนื่องจากการเปลี่ยนแปลงของแรงดันด้านเข้า เมื่อกระแส โหลด เท่ากับ 0.2 และ 2 A ตามลำดับ.....	125
6.3 การกระเพื่อมของกระแสผ่านตัวเหนี่ยวนำ i_L และการกระเพื่อมของแรงดันด้านออก v_o ที่จุดการทำงานต่างๆ	125

สารบัญภาพ

รูปที่	หน้า
1.1 วงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังแบบซาร์จปั๊มชนิดกระแสด้านเข้าต่อเนื่อง.....	3
1.2 วงจรทบทระดับแบบพื้นฐานที่ใช้สวิทช์ PWM.....	3
1.3 กิ่งวงจร CI และสวิทช์ไวงาน และรูปคลื่นของกระแสและแรงดันของกิ่งวงจร.....	4
1.4 หน่วยควบคุมแรงดัน VCC และหน่วยสวิทช์ PWM.....	4
2.1 วงจรทบทระดับที่ใช้กิ่งควบคุมแรงดัน (VCB)	7
2.2 รูปลักษณะของวงจรในแต่ละช่วงเวลาการทำงานใน 1 คาบการสวิทช์.....	8
2.3 รูปคลื่นของวงจรทบทระดับที่ใช้กิ่งควบคุมแรงดัน.....	9
2.4 ความสัมพันธ์ระหว่างค่า t_{fn} กับอัตราส่วนของกระแส $\langle i_L \rangle / \langle i_{x-p} \rangle$	11
2.5 รูปคลื่นของกระแสผ่านไดโอดที่ค่า $t_{fn} = 0.5$ และ $t_{fn} = 0.75$	13
2.6 ความสัมพันธ์ระหว่าง μ_0 กับอัตราส่วนของกระแส I_L / I_{x-p}	16
2.7 ความสัมพันธ์ระหว่างอัตราการแปลงผัน M กับค่า V_{xx} / V_s สำหรับอัตราส่วนของกระแส I_L / I_{x-p} ค่าต่างๆ.....	17
2.8 ความสัมพันธ์ระหว่างอัตราการแปลงผัน M กับค่ายอดของกระแสควบคุม I_{x-p} เมื่อความถี่การสวิทช์ F_s คงที่ สำหรับความต้านทานโหลด $R = 50, 75$ และ 100Ω	18
2.9 กลไกการเพิ่มขึ้นของแรงดัน V_o เมื่อเพิ่มค่ายอดของกระแสควบคุม I_{x-p} และบังคับให้ความถี่การสวิทช์ F_s คงที่ สำหรับความต้านทานโหลด R ค่าหนึ่งๆ.....	19
2.10 กลไกการเพิ่มขึ้นของอัตราการแปลงผัน M เมื่อเพิ่มค่ายอดของกระแสควบคุม I_{x-p} และบังคับให้ความถี่การสวิทช์ F_s คงที่ สำหรับความต้านทานโหลด R ค่าหนึ่งๆ	20
2.11 ความสัมพันธ์ระหว่างอัตราการแปลงผัน M กับความถี่การสวิทช์ F_s เมื่อค่ายอดของกระแสควบคุม I_{x-p} คงที่ สำหรับความต้านทานโหลด $R = 50, 75$ และ 100Ω	21
2.12 กลไกการลดลงของแรงดัน V_o เมื่อเพิ่มความถี่การสวิทช์ F_s และบังคับให้ค่ายอดของกระแส I_{x-p} คงที่ สำหรับความต้านทานโหลด R ค่าหนึ่งๆ.....	21
2.13 กลไกการเพิ่มขึ้นของอัตราการแปลงผัน M เมื่อเพิ่มความถี่การสวิทช์ F_s และบังคับให้ค่ายอดของกระแสควบคุม I_{x-p} คงที่ สำหรับความต้านทานโหลด R ค่าหนึ่งๆ.....	22
2.14 ความสัมพันธ์ระหว่างค่ายอดของกระแสควบคุม I_{x-p} กับความต้านทานโหลด R เมื่อความถี่การสวิทช์ F_s คงที่ สำหรับอัตราการแปลงผัน $M = 1.75, 2.00$ และ 2.25	23
2.15 กลไกการรักษาอัตราการแปลงผัน M เมื่อความต้านทานโหลด R เพิ่มขึ้น.....	23
2.16 ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่การสวิทช์ F_s กับความต้านทานโหลด R เมื่อค่ายอดของกระแสควบคุม I_{x-p} คงที่ สำหรับอัตราการแปลงผัน $M = 2.25, 2.50$ และ 2.75	24

สารบัญภาพ (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.1 วงจรทบทระดับที่ใช้กึ่งควบคุมแรงดัน กรณีใช้วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์เป็นแหล่ง กระแสควบคุม.....	27
3.2 ส่วนของวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์อนุกรมที่คิดเฉพาะองค์ประกอบหลักมูล.....	29
3.3 วงจรทบทระดับที่ใช้กึ่งควบคุมแรงดัน กรณีใช้วงจรสมมูลใกล้เคียงที่คิดเฉพาะ องค์ประกอบหลักมูลแทนส่วนของวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์อนุกรม.....	30
3.4 วงจรสมมูล เมื่อมองจากวงจรทบทระดับเข้าไปในวงจรอินเวอร์เตอร์.....	31
3.5 อิมพีแดนซ์สมมูลของวงจรทบทระดับ ที่พิจารณาเฉพาะองค์ประกอบหลักมูล.....	31
3.6 รูปคลื่นของกระแสและแรงดันที่ขั้วของอิมพีแดนซ์สมมูล.....	34
3.7 อิมพีแดนซ์สมมูลของวงจรทบทระดับ เมื่อคิดเฉพาะองค์ประกอบหลักมูล.....	35
3.8 เฟสเซอร์ของกระแส i_{sin} และแรงดัน v_{Cxl}	36
3.9 ความสัมพันธ์ระหว่างค่า $\omega_s C_x R_{ic}$ กับอัตราส่วนของกระแส $\langle i_L \rangle / \langle i_{x-p} \rangle$	37
3.10 ความสัมพันธ์ระหว่างค่า C_x / C_{ic} กับอัตราส่วนของกระแส $\langle i_L \rangle / \langle i_{x-p} \rangle$	38
3.11 วงจรสมมูลของวงจรทบทระดับที่ใช้กึ่งควบคุมแรงดัน กรณีใช้วงจรอินเวอร์เตอร์ เรโซแนนซ์อนุกรมเป็นแหล่งกระแสควบคุม.....	38
3.12 ความสัมพันธ์ระหว่าง Z / Z_o กับ f_s / f_o และ θ_z กับ f_s / f_o	40
3.13 ความสัมพันธ์ระหว่างค่า $\langle i_{x-p} \rangle / (V_{sin-p} / Z_o)$ กับ f_s / f_o	41
3.14 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าตัวแปรต่างๆ ในวงจร กับความถี่การสวิตช์ F_s สำหรับ ความต้านทานโหลด $R = 100$ และ 200Ω	44
3.15 พฤติกรรมของวงจรอินเวอร์เตอร์ เมื่อเพิ่มความถี่การสวิตช์ F_s สำหรับความต้านทาน โหลด R ค่าหนึ่งๆ	48
3.16 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าตัวแปรต่างๆ ในวงจร กับความต้านทานโหลด R เมื่อควบคุม ให้อัตราการแปลงผัน $M = 2$ และ 3	49
3.17 พฤติกรรมของวงจรอินเวอร์เตอร์ เมื่อความต้านทานโหลด R มากขึ้นและคงค่า แรงดันด้านออก V_o	52
4.1 แผนภาพการสร้างแบบจำลองด้วยวิธีการเฉลี่ยวงจรและใช้แนวคิดของหน่วยสวิตช์.....	57
4.2 วงจรทบทระดับที่ใช้กึ่งควบคุมแรงดัน กรณีคิดผลของการสูญเสียใน L	58
4.3 หน่วยควบคุมแรงดัน VCC และอุปกรณ์สวิตช์ 3 ขั้ว.....	59
4.4 รูปคลื่นของกระแสที่ขั้วและแรงดันระหว่างขั้ว ของอุปกรณ์สวิตช์ 3 ขั้ว.....	59
4.5 แบบจำลองเฉลี่ยของอุปกรณ์สวิตช์ 3 ขั้ว.....	61

สารบัญภาพ (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.6 แบบจำลองเฉลี่ยของวงจรทระดับที่ใช้กึ่งควบคุมแรงดัน กรณีมีการสูญเสียใน L.....	61
4.7 แบบจำลองไฟตรงของอุปกรณ์สวิตซ์ 3 ขั้ว.....	62
4.8 วงจรสมมูลไฟตรงของวงจรทระดับที่ใช้กึ่งควบคุมแรงดัน กรณีมีการสูญเสียใน L.....	62
4.9 แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของอุปกรณ์สวิตซ์ 3 ขั้ว.....	64
4.10 ความสัมพันธ์ระหว่างค่า $\omega_{s0}C_x r_x$, $\omega_{s0}C_x r_i$ และ $\omega_{s0}k_f/V_{xx}$ กับอัตราส่วนของกระแส I_L / I_{x-p}	65
4.11 วงจรสมมูลสัญญาณขนาดเล็กของวงจรทระดับที่ใช้กึ่งควบคุมแรงดัน กรณีมีการสูญเสียใน L.....	66
4.12 วงจรที่ใช้คำนวณหาอิมพีแดนซ์ด้านออก วงรอบเปิด Z_{oo}	71
4.13 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบเปิดของ $\langle i_{x-p} \rangle$ คู่แรงดันด้านออก v_o	72
4.14 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบเปิดของ f_s คู่แรงดันด้านออก v_o	72
4.15 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบเปิดของ v_s คู่แรงดันด้านออก v_o	73
4.16 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของอิมพีแดนซ์ด้านเข้า วงรอบเปิด Z_{in}	73
4.17 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของอิมพีแดนซ์ด้านออก วงรอบเปิด Z_{oo}	74
4.18 วงจรทระดับที่ใช้กึ่งควบคุมแรงดัน กรณีใช้วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์เป็นแหล่งกระแสควบคุม และมีการสูญเสียในตัวเหนี่ยวนำ L.....	75
4.19 วงจรทระดับที่ใช้กึ่งควบคุมแรงดัน กรณีใช้วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์เป็นแหล่งกระแสควบคุม ในย่านความถี่ต่ำๆ.....	76
4.20 วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์อนุกรมสมมูล ที่ใช้คำนวณหาการเปลี่ยนแปลงเล็กๆของค่าออกของกระแสควบคุม $\langle i_{x-p} \rangle$	77
4.21 แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของอุปกรณ์สวิตซ์ 3 ขั้ว กรณีใช้วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์เป็นแหล่งกระแสควบคุม.....	80
4.22 วงจรสมมูลสัญญาณขนาดเล็กในย่านความถี่ต่ำของวงจรทระดับที่ใช้กึ่งควบคุมแรงดัน กรณีใช้วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์เป็นแหล่งกระแสควบคุม และมีการสูญเสียใน L.....	80
4.23 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของฟังก์ชันโอนย้ายของความถี่การสวิตซ์ f_s คู่แรงดันด้านออก v_o กรณีใช้วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์เป็นแหล่งกระแสควบคุม และมีการสูญเสียใน L.....	84
4.24 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบเปิดของ v_s คู่แรงดันด้านออก v_o กรณีใช้วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์เป็นแหล่งกระแสควบคุม และมีการสูญเสียใน L.....	84
4.25 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของอิมพีแดนซ์ด้านเข้า วงรอบเปิด Z_{in} กรณีใช้วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์เป็นแหล่งกระแสควบคุม และมีการสูญเสียใน L.....	85

สารบัญภาพ (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.26 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของอิมพีแดนซ์ด้านออก วงรอบเปิด Z_{oo} กรณีใช้วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์เป็นแหล่งกระแสควบคุม และมีการสูญเสียใน L.....	85
5.1 วงจรทบทระดับที่ใช้กึ่งควบคุมแรงดัน ในส่วนของภาคกำลัง (Power Stage).....	88
5.2 รูปคลื่นของแรงดันคร่อมตัวเหนี่ยวนำ v_L และกระแสผ่านตัวเหนี่ยวนำ i_L	92
5.3 รูปคลื่นของกระแสผ่านตัวเก็บประจุ C และแรงดันด้านออก V_o	94
5.4 วงจรต้นแบบ แหล่งจ่ายคูลค่าแรงดันไฟตรง ในส่วนของภาคกำลัง.....	97
5.5 ระบบควบคุมแรงดันวงรอบเดี่ยวสำหรับวงจรทบทระดับที่ใช้กึ่งควบคุมแรงดัน.....	98
5.6 แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของระบบควบคุมแรงดันวงรอบเดี่ยว.....	99
5.7 แผนภาพบล็อกของระบบควบคุมแรงดันวงรอบเดี่ยว.....	99
5.8 แผนภาพบล็อกของส่วนวงจรขับนำ.....	101
5.9 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันควบคุมกับความถี่การสวิตช์ ของวงจรส่วนขับนำสำหรับไอซีเบอร์ UC3863 ในภาคผนวก ก.....	102
5.10 ตำแหน่งขั้วของฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบเปิดของตัวแปรควบคุม f_s คู่แรงดันด้านออก v_o เมื่อโหลดเปลี่ยนแปลง และคูลค่าแรงดันด้านออก v_o ให้คงที่.....	104
5.11 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบเปิดของตัวแปรควบคุม f_s คู่แรงดันด้านออก v_o กรณี Low Line and Full Load และกรณี High Line and Light Load...	105
5.12 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบเปิดของแรงดันด้านเข้า v_s คู่แรงดันด้านออก v_o กรณี Low Line and Full Load และกรณี High Line and Light Load.....	105
5.13 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของอิมพีแดนซ์ด้านออก วงรอบเปิดกรณี Low Line and Full Load และกรณี High Line and Light Load.....	106
5.14 วงจรตรวจจับแรงดัน.....	107
5.15 วงจรขยายผลต่างและวงจรชดเชยรูปแบบ PI.....	108
5.16 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของวงจรขยายผลต่างและวงจรชดเชยรูปแบบ PI กรณี $R_2 > R_1$	108
5.17 (ก) อัตราขยายวงรอบเปิด (ข) อัตราขยายวงรอบปิด และ(ค) ฟังก์ชันความไวที่เหมาะสมสำหรับวงจรแปลงผันไฟตรง-ไฟตรงโดยทั่วไป.....	110
5.18 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของอัตราขยายวงรอบเปิดยกเว้นวงจรขยายผลต่างและวงจรชดเชย (-GGH) ที่ LLFL และ HLLL.....	112
5.19 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของวงจรขยายผลต่างและวงจรชดเชย (G_{EA})	114
5.20 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของอัตราขยายวงรอบเปิด (T)	114
5.21 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของอัตราขยายวงรอบปิด (G)	115

สารบัญภาพ (ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.22 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของฟังก์ชันความไว (S)	115
5.23 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของฟังก์ชัน โอนย้ายวงรอบปิดของแรงดันด้านเข้า v_s ผู้แรงดัน ด้านออก $v_o (G_{sus})$	116
5.24 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของอิมพีแดนซ์ด้านออกวงรอบปิด Z_{oc}	116
5.25 วงจรต้นแบบ แหล่งจ่ายคูลค่าแรงดันไฟตรง ในภาคกำลังและภาคควบคุม.....	117
6.1 วงจรทบทระดับที่ใช้กึ่งควบคุมแรงดัน สำหรับการทดลองในบทที่ 2 - 4.....	119
6.2 ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่การสวิตช์กับความต้านทานโหลดเมื่อควบคุมให้แรงดัน ด้านออกคงที่เท่ากับ 48V กรณีแรงดันด้านเข้าต่ำ ($V_s = 21.6$ V)	121
6.3 ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่การสวิตช์กับความต้านทานโหลดเมื่อควบคุมให้แรงดัน ด้านออกคงที่เท่ากับ 48V กรณีแรงดันด้านเข้าสูง ($V_s = 26.4$ V)	121
6.4 กระแสและแรงดันของวงจรกรณีแรงดันด้านเข้าต่ำ โหลดพิกัด ($V_s = 21.6V, I_o = 2A$).....	122
6.5 กระแสและแรงดันของวงจรกรณีแรงดันด้านเข้าสูง โหลดน้อย ($V_s = 26.4V, I_o = 0.2A$).....	123
6.6 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของฟังก์ชัน โอนย้ายวงรอบเปิดของตัวแปรควบคุม f_s ผู้แรงดัน ด้านออก v_o กรณี $V_s=21.6V, I_o=2A$ (LLFL)และกรณี $V_s=26.4V, I_o=0.2A$ (HLLL).....	127
6.7 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของฟังก์ชัน โอนย้ายวงรอบเปิดของแรงดันด้านเข้า v_s ผู้แรงดัน ด้านออก v_o กรณี $V_s=21.6V, I_o=2A$ (LLFL)และกรณี $V_s=26.4V, I_o=0.2A$ (HLLL).....	128
6.8 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของอิมพีแดนซ์ด้านเข้า วงรอบเปิด Z_{io} กรณี $V_s=21.6V, I_o=2A$ (LLFL) และกรณี $V_s=26.4V, I_o=0.2A$ (HLLL)	129
6.9 วงจรที่ใช้จำลองและทดลองหาผลตอบสนองเชิงความถี่ของอิมพีแดนซ์ด้านออก วงรอบเปิด.....	130
6.10 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของอิมพีแดนซ์ด้านออก วงรอบเปิด Z_{oo} กรณี $V_s=21.6V, I_o=2A$ (LLFL)และกรณี $V_s=26.4V, I_o=0.2A$ (HLLL)	130
6.11 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของอัตราขยายวงรอบเปิด T กรณี $V_s=21.6V, I_o=2A$ (LLFL) และกรณี $V_s=26.4V, I_o=0.2A$ (HLLL)	131
6.12 กระแสโหลดเปลี่ยนแปลงอยู่ระหว่าง 0.2 A และ 2 A กรณีแรงดันด้านเข้าต่ำ ($V_s=21.6$ V)...	133
6.13 กระแสโหลดเปลี่ยนแปลงอยู่ระหว่าง 1 A และ 2 A กรณีแรงดันด้านเข้าต่ำ ($V_s=21.6$ V).....	133
6.14 กระแสโหลดเปลี่ยนแปลงอยู่ระหว่าง 0.2 A และ 2 A กรณีแรงดันด้านเข้าสูง ($V_s=26.4$ V)...	134
6.15 กระแสโหลดเปลี่ยนแปลงอยู่ระหว่าง 1Aและ 2 A กรณีแรงดันด้านเข้าสูง ($V_s=26.4$ V).....	134
ก.1 โครงสร้างของวงจรต้นแบบ แหล่งจ่ายคูลค่าแรงดันไฟตรง.....	141

รายการสัญลักษณ์

C_{ic}	ตัวเก็บประจุสมมูลที่พิจารณาจากวงจรอินเวอร์เตอร์เข้าไปที่วงจรทบระดับ
C_{ic0}	ค่าไฟตรงของ C_{ic}
\bar{C}_{ic}	การเปลี่ยนแปลงเล็กๆ ของ C_{ic} จากค่าที่จุดทำงานสงบ ณ. เวลาใดๆ
C	ตัวเก็บประจุด้านออกของวงจรทบระดับ
C_r	ตัวเก็บประจุของวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์
C_s	ตัวเก็บประจุทั้งหมดของวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์
C_x	ตัวเก็บประจุของกึ่งควบคุมแรงดัน
D	ไดโอดในหน่วยควบคุมแรงดัน
f_c	ความถี่ตัดข้าม (Crossover frequency)
f_o	ความถี่เรโซแนนซ์ของวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์
f_{or}	$= \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r \cdot C_r}}$
f_s	ความถี่การสวิตช์ที่เวลาใดๆ
\bar{f}_s	การเปลี่ยนแปลงเล็กๆ ของ f_s จากค่าที่จุดทำงานสงบ ณ. เวลาใดๆ
F_s	ความถี่การสวิตช์ที่จุดทำงานสงบ
$G(s)$	ฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบปิด
$G_D(s)$	ฟังก์ชันโอนย้ายของวงจรจับนำ
$G_{EA}(s)$	ฟังก์ชันโอนย้ายของวงจรขยายผลต่างและวงจรชดเชย
$G_{fs}(s)$	ฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบเปิดของ f_s คู่ v_o กรณีใช้แหล่งกระแสควบคุม $i_x(i_{x-p}, f_s)$
$G_{fs_inv}(s)$	ฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบเปิดของ f_s คู่ v_o กรณีใช้แหล่งกระแสควบคุม $i_x(f_s)$
$-GGH(s)$	$= (-1) * G_D(s) * G_{fs_inv}(s) * H(s)$
$G_{ix}(s)$	ฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบเปิดของ $\langle i_{x-p} \rangle$ คู่ v_o กรณีใช้แหล่งกระแสควบคุม $i_x(i_{x-p}, f_s)$
$G_{sus}(s)$	ฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบปิดของ v_s คู่ v_o
$G_{vs}(s)$	ฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบเปิดของ v_s คู่ v_o กรณีใช้แหล่งกระแสควบคุม $i_x(i_{x-p}, f_s)$
$G_{vs_inv}(s)$	ฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบเปิดของ v_s คู่ v_o กรณีใช้แหล่งกระแสควบคุม $i_x(f_s)$
$H_S(s)$	ฟังก์ชันโอนย้ายของวงจรตรวจจับแรงดัน
i_1	กระแสที่ไหลเข้าขั้ว 1 ของอุปกรณ์สวิตช์ 3 ขั้วที่เวลาใดๆ
i_2	กระแสที่ไหลเข้าขั้ว 2 ของอุปกรณ์สวิตช์ 3 ขั้วที่เวลาใดๆ
i_3	กระแสที่ไหลเข้าขั้ว 3 ของอุปกรณ์สวิตช์ 3 ขั้วที่เวลาใดๆ
$\langle i_1 \rangle$	ค่าเฉลี่ยต่อคาบของ i_1 , (Quasi-steady state) ที่เวลาใดๆ

$\langle i_2 \rangle$	ค่าเฉลี่ยต่อคาบของ i_2 (Quasi-steady state) ที่เวลาใดๆ
$\langle i_3 \rangle$	ค่าเฉลี่ยต่อคาบของ i_3 (Quasi-steady state) ที่เวลาใดๆ
\hat{i}_1	การเปลี่ยนแปลงเล็กๆ ของ $\langle i_1 \rangle$ จากค่าที่จุดทำงานสงบ ณ. เวลาใดๆ
\hat{i}_2	การเปลี่ยนแปลงเล็กๆ ของ $\langle i_2 \rangle$ จากค่าที่จุดทำงานสงบ ณ. เวลาใดๆ
\hat{i}_3	การเปลี่ยนแปลงเล็กๆ ของ $\langle i_3 \rangle$ จากค่าที่จุดทำงานสงบ ณ. เวลาใดๆ
I_1	ค่าไฟตรงของกระแส i_1
I_2	ค่าไฟตรงของกระแส i_2
I_3	ค่าไฟตรงของกระแส i_3
i_{Cx}	กระแสผ่านตัวเก็บประจุ C_x ที่เวลาใดๆ
$\langle i_{Cx} \rangle$	ค่าเฉลี่ยต่อคาบของ i_{Cx} ที่เวลาใดๆ
\hat{i}_{Cx}	การเปลี่ยนแปลงเล็กๆ ของ $\langle i_{Cx} \rangle$ จากค่าที่จุดทำงานสงบ ณ. เวลาใดๆ
i_D	กระแสผ่านไดโอด D ที่เวลาใดๆ
$\langle i_D \rangle$	ค่าเฉลี่ยต่อคาบของ i_D ที่เวลาใดๆ
I_D	ค่าไฟตรงของกระแส i_D
i_G	กระแสภายนอก ณ. เวลาใดๆ ที่ป้อนให้กับวงจรเพื่อหาอิมพีแดนซ์ด้านออก
\hat{i}_G	การเปลี่ยนแปลงเล็กๆ ของค่าเฉลี่ยต่อคาบของ i_G จากค่าที่จุดทำงานสงบ ณ. เวลาใดๆ
I_G	ค่าไฟตรงของกระแส i_G
i_L	กระแสผ่านตัวเหนี่ยวนำ L ที่เวลาใดๆ
$\langle i_L \rangle$	ค่าเฉลี่ยต่อคาบของ i_L ที่เวลาใดๆ
\hat{i}_L	การเปลี่ยนแปลงเล็กๆ ของ $\langle i_L \rangle$ จากค่าที่จุดทำงานสงบ ณ. เวลาใดๆ
I_L	ค่าไฟตรงของกระแส i_L
I_{Lr_max}	ค่ามากที่สุดของกระแสผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_r
i_o	กระแสโหลดของวงจรทบระดับ ที่เวลาใดๆ
$\langle i_o \rangle$	ค่าเฉลี่ยต่อคาบของ i_o ที่เวลาใดๆ
\hat{i}_o	การเปลี่ยนแปลงเล็กๆ ของ $\langle i_o \rangle$ จากค่าที่จุดทำงานสงบ ณ. เวลาใดๆ
I_o	ค่าไฟตรงของกระแส i_o
I_{Q1_max}	ค่ามากที่สุดของกระแสผ่านสวิตช์ไวงาน Q_1
I_{Q2_max}	ค่ามากที่สุดของกระแสผ่านสวิตช์ไวงาน Q_2
i_{sin}	$= -i_x$

- \bar{I}_{sin} เฟสเซอร์ของ i_{sin}
- $I_{sin}(j\omega)$ กระแส i_{sin} ในสถานะอยู่ตัว ไซนูซอยด์
- i_X แหล่งกระแสควมรูปคลื่นไซน์ สมมาตรและครบคาบสมบูรณ์ ที่เวลาใดๆ
- $i_X(i_{X-p}, f_s)$ แหล่งกระแสควม i_X กรณีที่มีค่ายอดของกระแสไม่ขึ้นกับความถี่การสวิตช์
- $i_X(f_s)$ แหล่งกระแสควม i_X ที่ได้จากวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์
- $\langle i_X \rangle$ ค่าเฉลี่ยต่อคาบของ i_X ที่เวลาใดๆ
- $\langle i_{X-p} \rangle$ ค่าเฉลี่ยต่อคาบของค่ายอดของกระแสควม i_X ที่เวลาใดๆ
- \hat{i}_{X-p} การเปลี่ยนแปลงเล็กๆ ของ $\langle i_{X-p} \rangle$ จากค่าที่จุดทำงานสงบ ณ. เวลาใดๆ
- I_{X-p} ค่าไฟตรงของ $\langle i_{X-p} \rangle$
- L ตัวเหนี่ยวนำในวงจรทระดับ
- Line Reg = Line Regulation
- Load Reg = Load Regulation
- L_r ตัวเหนี่ยวนำของวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์
- L_s ตัวเหนี่ยวนำทั้งหมดของวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์
- M อัตราการแปลงผัน (แรงดัน) ของวงจรทระดับที่ใช้กึ่งควมแรงดัน
- Q_1 สวิตช์ไวงานตัวบน ของวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์
- Q_2 สวิตช์ไวงานตัวล่าง ของวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์
- Q_L ตัวประกอบคุณภาพของวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์
- $Q_{Lr} = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \cdot \frac{1}{R_s}$
- P_o กำลังด้านออก ของวงจรทระดับ
- R ความต้านทานโหลดสมมูลของวงจรทระดับ
- R_{ic} ตัวต้านทานสมมูลที่พิจารณาจากวงจรอินเวอร์เตอร์เข้าไปที่วงจรทระดับ
- R_{ic0} ค่าไฟตรงของ R_{ic}
- \hat{R}_{ic} การเปลี่ยนแปลงเล็กๆ ของ R_{ic} จากค่าที่จุดทำงานสงบ ณ. เวลาใดๆ
- Ripple i_L ค่าระลอกสัณพัทธ์ของกระแสผ่านตัวเหนี่ยวนำ i_L
- Ripple v_o ค่าระลอกสัณพัทธ์ของแรงดันด้านออก v_o
- R_L ตัวต้านทานอนุกรมสมมูล (ESR) ในตัวเหนี่ยวนำ L
- R_r ตัวต้านทานในวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์
- R_s ตัวต้านทานทั้งหมดในวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์

R_{S1}	ตัวต้านทานตัวบนของวงจรตรวจจับแรงดัน
R_{S2}	ตัวต้านทานตัวล่างของวงจรตรวจจับแรงดัน
R_{th}	ตัวต้านทานสมมูลที่มองเข้ามาในวงจรตรวจจับแรงดัน
$S(s)$	ฟังก์ชันความไว (Sensitivity)
t_f	เวลาที่ไดโอด D หยดนำกระแส ใน 1 คาบการสวิตช์
t_{fn}	$= t_f / T$ ค่าปทัสฐานของ t_f
t_p	เวลาที่แรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ v_{Cx} มีค่าต่ำสุด
T	คาบการสวิตช์ ที่เวลาใดๆ
$T(s)$	อัตราขยายวงรอบเปิด
v_{21}	แรงดันระหว่างขั้ว 2 กับขั้ว 1 ของอุปกรณ์สวิตช์ 3 ขั้ว ที่เวลาใดๆ
v_{31}	แรงดันระหว่างขั้ว 3 กับขั้ว 1 ของอุปกรณ์สวิตช์ 3 ขั้ว ที่เวลาใดๆ
$\langle v_{21} \rangle$	ค่าเฉลี่ยต่อคาบของ v_{21} ที่เวลาใดๆ
$\langle v_{31} \rangle$	ค่าเฉลี่ยต่อคาบของ v_{31} ที่เวลาใดๆ
\hat{v}_{21}	การเปลี่ยนแปลงเล็กๆ ของ $\langle v_{21} \rangle$ จากค่าที่จุดทำงานสงบ ณ. เวลาใดๆ
\hat{v}_{31}	การเปลี่ยนแปลงเล็กๆ ของ $\langle v_{31} \rangle$ จากค่าที่จุดทำงานสงบ ณ. เวลาใดๆ
V_{21}	ค่าไฟตรงของแรงดัน v_{21}
V_{31}	ค่าไฟตรงของแรงดัน v_{31}
v_C	แรงดันค้ำออกของวงจรขยายผลต่างและวงจรชดเชย ที่เวลาใดๆ
\hat{v}_C	การเปลี่ยนแปลงเล็กๆ ของค่าเฉลี่ยต่อคาบของ v_C จากค่าที่จุดทำงานสงบ ณ. เวลาใดๆ
v_{Cic}	แรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ C_{ic} ที่เวลาใดๆ
\bar{V}_{Cic}	เฟสเซอร์ของแรงดัน v_{Cic}
V_{Cic-p}	ค่ายอดของแรงดัน v_{Cic}
V_{Cr_max}	ค่ามากที่สุดของแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ C_r
v_{Cx}	แรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ C_x ที่เวลาใดๆ
v_{CxI}	องค์ประกอบหลักมูลของแรงดัน v_{Cx} ที่เวลาใดๆ
\bar{V}_{CxI}	เฟสเซอร์ของ v_{CxI}
V_{Cxp}	ค่าต่ำสุดของแรงดัน v_{Cx} ที่เวลา t_p
V_{Cx_max}	ขนาดมากที่สุดของแรงดัน v_{Cx}
V_{Cx-pI}	ค่ายอดขององค์ประกอบหลักมูลของแรงดัน v_{Cx}

V_{Cx-pn}	ค่ายอดขององค์ประกอบที่ความถี่ใดๆ ของแรงดัน v_{Cx}
v_D	แรงดันคร่อมไดโอด D ที่เวลาใดๆ
$\langle v_D \rangle$	ค่าเฉลี่ยต่อคาบของ v_D ที่เวลาใดๆ
v_{DC}	แรงดันบัสด้านเข้าของวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์ ที่เวลาใดๆ
\hat{v}_{dc}	การเปลี่ยนแปลงเล็กๆ ของค่าเฉลี่ยต่อคาบของ v_{DC} จากค่าที่จุดทำงานสงบ ณ. เวลาใดๆ
V_{DC}	ค่าไฟตรงของแรงดัน v_{DC}
v_E	$= v_{Ref} - v_F$
\hat{v}_E	การเปลี่ยนแปลงเล็กๆ ของค่าเฉลี่ยต่อคาบของ v_E จากค่าที่จุดทำงานสงบ ณ. เวลาใดๆ
v_F	แรงดันด้านออกของวงจรตรวจจับแรงดัน ที่เวลาใดๆ
\hat{v}_F	การเปลี่ยนแปลงเล็กๆ ของค่าเฉลี่ยต่อคาบของ v_F จากค่าที่จุดทำงานสงบ ณ. เวลาใดๆ
v_I	แรงดันสี่เหลี่ยมด้านเข้าวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์ ที่เวลาใดๆ
v_L	แรงดันคร่อมตัวเหนี่ยวนำ L ที่เวลาใดๆ
$\langle v_L \rangle$	ค่าเฉลี่ยต่อคาบของ v_L ที่เวลาใดๆ
\hat{v}_L	การเปลี่ยนแปลงเล็กๆ ของ $\langle v_L \rangle$ จากค่าที่จุดทำงานสงบ ณ. เวลาใดๆ
v_{LX}	$= \langle i_L \rangle / (\omega_s C_X)$
V_{LX}	$= I_L / (\omega_{s0} C_X)$
v_M	$= -(v_{Ref} - v_F)$
\hat{v}_M	การเปลี่ยนแปลงเล็กๆ ของค่าเฉลี่ยต่อคาบของ v_M จากค่าที่จุดทำงานสงบ ณ. เวลาใดๆ
v_O	แรงดันด้านออกของวงจรทระดับที่เวลาใดๆ
$\langle v_O \rangle$	ค่าเฉลี่ยต่อคาบของ v_O ที่เวลาใดๆ
\hat{v}_O	การเปลี่ยนแปลงเล็กๆ ของ $\langle v_O \rangle$ จากค่าที่จุดทำงานสงบ ณ. เวลาใดๆ
V_O	ค่าไฟตรงของแรงดัน v_O
V_{Q1_max}	ค่ามากที่สุดของแรงดันคร่อมสวิตช์ไวนาน Q ₁
V_{Q2_max}	ค่ามากที่สุดของแรงดันคร่อมสวิตช์ไวนาน Q ₂
v_{Ref}	แรงดันอ้างอิงที่มีค่าเป็นบวก ที่เวลาใดๆ
\hat{v}_{Ref}	การเปลี่ยนแปลงเล็กๆ ของค่าเฉลี่ยต่อคาบของ v_{Ref} จากค่าที่จุดทำงานสงบ ณ. เวลาใดๆ
V_{Ref}	ค่าไฟตรงของแรงดัน v_{Ref}
v_{Ric}	แรงดันคร่อมตัวต้านทาน R_{ic} ที่เวลาใดๆ
\bar{V}_{Ric}	เฟสเซอร์ของแรงดัน v_{Ric}

V_{Ric-p}	ค่ายอดของแรงดัน v_{Ric}
v_S	แรงดันด้านเข้าวงจรทระดับ ที่เวลาใดๆ
$\langle v_S \rangle$	ค่าเฉลี่ยต่อคาบของ v_S ที่เวลาใดๆ
\hat{v}_S	การเปลี่ยนแปลงเล็กๆ ของ $\langle v_S \rangle$ จากค่าที่จุดทำงานสงบ ณ. เวลาใดๆ
V_S	ค่าไฟตรงของแรงดัน v_S
v_{sin}	องค์ประกอบหลักมูลของแรงดัน v_i
$V_{sin}(j\omega)$	แรงดัน v_{sin} ในสถานะอยู่ตัวไชนูซอยด์
V_{sin-p}	ค่ายอดของแรงดัน v_{sin}
v_{XX}	$= \langle i_{X-p} \rangle / (\omega_S C_X)$
V_{XX}	$= I_{X-p} / (\omega_{S0} C_X)$
Z	อิมพีแดนซ์ของวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์
$Z(j\omega)$	อิมพีแดนซ์ Z ในสถานะอยู่ตัวไชนูซอยด์
Z_{eq}	อิมพีแดนซ์สมมูลที่พิจารณาจากวงจรอินเวอร์เตอร์เข้าไปที่วงจรทระดับ
Z_O	อิมพีแดนซ์คุณลักษณะของวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์
Z_{Or}	$= \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}$
$Z_{io}(s)$	อิมพีแดนซ์ด้านเข้าวงรอบเปิด กรณีใช้แหล่งกระแสควบคุม $i_X(i_{X-p}, f_S)$
$Z_{io_inv}(s)$	อิมพีแดนซ์ด้านเข้าวงรอบเปิด กรณีใช้แหล่งกระแสควบคุม $i_X(f_S)$
$Z_{oo}(s)$	อิมพีแดนซ์ด้านออกวงรอบเปิด กรณีใช้แหล่งกระแสควบคุม $i_X(i_{X-p}, f_S)$
$Z_{oo_inv}(s)$	อิมพีแดนซ์ด้านออกวงรอบเปิด กรณีใช้แหล่งกระแสควบคุม $i_X(f_S)$
$Z_{oc}(s)$	อิมพีแดนซ์ด้านออกวงรอบปิด
α	$= - \langle v_D \rangle$
$\hat{\alpha}$	การเปลี่ยนแปลงเล็กๆ ของ α จากค่าที่จุดทำงานสงบ ณ. เวลาใดๆ
α_0	ค่าของ α ที่จุดทำงานสงบ
θ	มุมเฟสของแหล่งกระแสควบคุม i_X ที่เวลาใดๆ
θ_{vi}	มุมเฟสของ v_{Cxl} เทียบกับกระแส i_{sin}
θ_Z	มุมเฟสของ Z
μ	$= \alpha / v_{XX}$
μ_0	ค่าของ μ ที่จุดทำงานสงบ
$\phi_{v_{Cxl}}$	มุมเฟสของ v_{Cxl} ที่เวลาใดๆ

- $\phi_{V_{cm}}$ มุมเฟสขององค์ประกอบที่ความถี่ใดๆ ของแรงดัน v_{Cx}
 ω_n ความถี่ปัทมสถานของวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์
 $\omega_{nr} = \frac{f_s}{f_{Or}}$
 ω_o ความถี่เรโซแนนซ์เชิงมุมของวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์
 $\omega_{Or} = \frac{1}{\sqrt{L_r \cdot C_r}}$
 $\omega_s = 2\pi f_s$ ความถี่การสวิตช์เชิงมุม ที่เวลาใดๆ
 $\omega_{s0} = 2\pi F_s$ ความถี่การสวิตช์เชิงมุม ที่จุดทำงานสงบ



สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

บทที่ 1

บทนำ

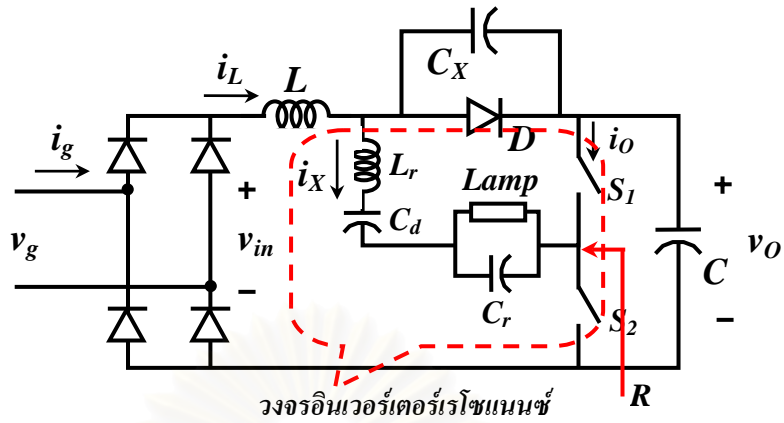
1.1 ความเบื้องต้น

วงจรแปลงผันไฟตรง-ไฟตรงที่ใช้สวิตช์ PWM (Pulse Width Modulation) และสวิตช์กึ่งเรโซแนนซ์ (Quasi-Resonant) เป็นวงจรแปลงผันแบบพื้นฐานที่มีการใช้งานกันโดยทั่วไป ในช่วงสามทศวรรษที่ผ่านมาได้มีการพัฒนาวิธีการวิเคราะห์วงจรที่ใช้สวิตช์ PWM อย่างต่อเนื่อง จนอาจกล่าวได้ว่าเทคนิคและวิธีวิเคราะห์วงจรแปลงผันไฟตรง-ไฟตรงที่ใช้สวิตช์ PWM ได้กลายเป็นวิธีการมาตรฐานสำหรับใช้วิเคราะห์วงจรแปลงผันพื้นฐานและวงจรแปลงผันที่มีรูปแบบใหม่ๆ หรือวงจรที่มีโครงสร้างซับซ้อน เป็นระบบและทำให้การวิเคราะห์มีประสิทธิภาพ

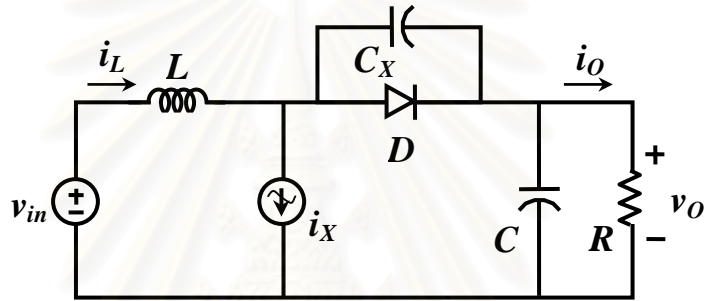
ในการพัฒนางจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลัง (Power-Factor-Correction Circuit) สำหรับวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ ได้มีการนำเสนอวงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังแบบชาร์จปั๊ม (charge-pump power-factor-correction circuit; CPPFC) [1] วงจรดังกล่าวเป็นวงจรแปลงผันไฟตรง-ไฟตรงที่มีลักษณะพิเศษคือไม่ต้องใช้สวิตช์ไวงานเพิ่มเติม แต่อาศัยกระแสของวงจรอินเวอร์เตอร์ที่เป็นโพลดมาควบคุมการทำงานของวงจรแทน แต่จากลักษณะการใช้งานและแนวทางการวิเคราะห์วงจรที่ได้นำเสนอใน [1] ทำให้ดูเหมือนว่าจะไม่สามารถนำวิธีการวิเคราะห์ที่เคยใช้กับวงจรแบบ PWM มาใช้วิเคราะห์วงจรได้ และอาจจำเป็นต้องพัฒนาทฤษฎีใหม่เพื่อวิเคราะห์วงจรแบบนี้โดยเฉพาะ อย่างไรก็ตามถ้าพิจารณาวงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังแบบชาร์จปั๊มชนิดกระแสด้านเข้าต่อเนื่อง (continuous-input-current (CIC) CPPFC) [2] ดังแสดงในรูปที่ 1.1(ก) แล้วพบว่าถ้าแทนวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์อนุกรมโพลดขนาน (series resonant parallel load) ที่เป็นโพลดของวงจรนี้ด้วยแหล่งกระแสไฟฟ้าสลับ i_x และแทนวงจรอินเวอร์เตอร์ที่วงจรทางด้านออกมองเข้ามา ด้วยความต้านทาน R ดังรูปที่ 1.1 (ข) และย้ายตัวเก็บประจุ C_x มาขนานกับแหล่งกระแส i_x โดยอาศัยกฎการย้ายตัวเก็บประจุ จะได้วงจรสมมูลดังรูปที่ 1.1 (ค) เมื่อเปรียบเทียบวงจรในรูปที่ 1.1(ค) กับวงจรทบระดับแบบพื้นฐานที่ใช้สวิตช์ PWM ในรูปที่ 1.2 จะเห็นได้ว่าวงจรทั้งสองจะมีโครงสร้างที่คล้ายกันมาก เนื่องจากวงจรทั้งสองสามารถทบระดับแรงดันได้เหมือนกัน และมีโครงสร้างที่เหมือนกันเกือบทุกประการ ยกเว้นสวิตช์ไวงานของวงจรทบระดับแบบพื้นฐาน ถูกแทนด้วยกึ่งวงจรที่ประกอบด้วยตัวเก็บประจุ C_x ที่ต่อขนานกับแหล่งจ่ายกระแส i_x (อาจเรียกกึ่งวงจรนี้ว่ากึ่งวงจร CI) ดังนั้นจึงเป็นไปได้ว่ากึ่งวงจร CI นี้ น่าจะทำหน้าที่เหมือนกับสวิตช์ไวงานคือ

ทำหน้าที่ควบคุมการทำงานของวงจรแปลงผัน และถ้ายังพิจารณารูปคลื่นของกระแสและแรงดันของกิ่งวงจร CI ในรูปที่ 1.3 (ก) เปรียบเทียบกับกระแสและแรงดันของสวิตช์ไวงาน (กรณีละเลยค่าระลอกการสวิตช์) ในรูปที่ 1.3 (ข) จะเห็นได้ว่าทั้งกิ่งวงจร CI และสวิตช์ไวงานสามารถควบคุมกระแสผ่านกิ่งและแรงดันของกิ่งวงจรได้ทั้งคู่ แต่จะต่างกันในลักษณะการควบคุมคือ สวิตช์ไวงานใช้การตัด-ต่อสวิตช์ ซึ่งเป็นการควบคุมความต้านทานของสวิตช์ให้มีค่ามาก (เปิดวงจร) และน้อย (ลัดวงจร) ทำให้สวิตช์ไวงานมีสถานะที่แตกต่างกันอย่างชัดเจน 2 สถานะคือ เมื่อสวิตช์อยู่ในสถานะนำกระแส แรงดันคร่อมสวิตช์มีค่าต่ำมากและกระแสผ่านสวิตช์จะขึ้นกับวงจรภายนอก แต่เมื่อสวิตช์อยู่ในสถานะหยุดนำกระแส กระแสผ่านสวิตช์จะมีค่าน้อยมาก และแรงดันคร่อมสวิตช์จะขึ้นกับวงจรภายนอกแทน ส่วนกรณีของกิ่งวงจร CI จะใช้แหล่งกระแส i_x ทำหน้าที่ควบคุมการเก็บและคายประจุของตัวเก็บประจุ C_x ทำให้แรงดันคร่อมกิ่งวงจร CI ต่อเนื่องตลอดจึงทำให้การทำงานของกิ่งวงจร CI ไม่มีความแตกต่างของสถานะการนำและหยุดนำกระแสชัดเจนเหมือนสวิตช์ไวงาน จากการที่วงจรแบบซาร์จปั๊มในรูปที่ 1.1 (ค) และวงจรทบระดับแบบพื้นฐานในรูปที่ 1.2 มีหน้าที่เหมือนกัน มีโครงสร้างคล้ายกัน ยกเว้นมีกิ่งวงจร CI แทนสวิตช์ไวงาน และจากความสามารถในการควบคุมกระแสและแรงดันกิ่งวงจร CI ที่คล้ายกับสวิตช์ไวงานจึงอาจสรุปได้ว่ากิ่งวงจร CI สามารถทำหน้าที่ควบคุมการทำงานของวงจรแปลงผันได้เหมือนกับสวิตช์ไวงาน และการวิเคราะห์วงจรแบบซาร์จปั๊มน่าจะสามารถนำวิธีการวิเคราะห์ที่ได้พัฒนาสำหรับวงจรที่ใช้สวิตช์ PWM ที่มีอยู่เดิมมาใช้ได้

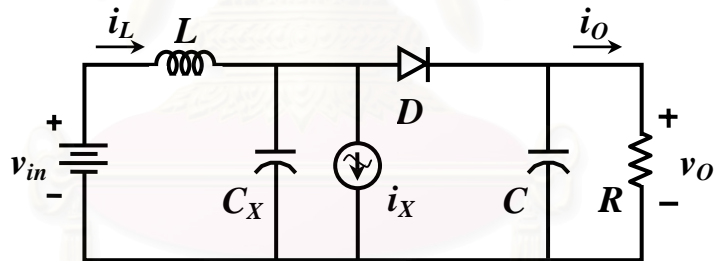
วิทยานิพนธ์นี้ประยุกต์วิธีการวิเคราะห์ที่ได้พัฒนาสำหรับวงจรที่ใช้สวิตช์ PWM และสวิตช์กึ่งเรโซแนนซ์มาใช้วิเคราะห์วงจรแบบซาร์จปั๊ม ทำให้ได้วงจรแปลงผันรูปแบบใหม่และทำให้วิธีการศึกษา วิเคราะห์วงจรแบบซาร์จปั๊มเป็นระบบและมีประสิทธิภาพ ในวิทยานิพนธ์นี้จะเรียกกิ่งวงจร CI ในรูปที่ 1.3 (ก) ว่า “กิ่งควบคุมแรงดัน (Voltage Control Branch หรือ VCB)” เนื่องจากเป็นกิ่งวงจรที่สามารถควบคุมแรงดันคร่อมกิ่งได้ โดยอาศัยแหล่งกระแสไฟฟ้าสลับทำหน้าที่ควบคุมการเก็บและคายประจุของตัวเก็บประจุ ซึ่งแหล่งกระแสไฟฟ้าสลับที่ใช้อาจเป็นแหล่งกระแสระบายความร้อนที่มีรูปคลื่นใดๆ หรือเป็นกระแสไฟฟ้าสลับที่ได้จากการทำงานของวงจรอื่น และเพื่อให้สามารถอาศัยแนวคิดหน่วยสวิตช์ PWM มาใช้กับวงจรดังกล่าวได้ จะรวมกลุ่มของกิ่งควบคุมแรงดัน (VCB) และไดโอด D เป็นหน่วยควบคุมแรงดัน (Voltage Control Cell หรือ VCC) ดังรูปที่ 1.4 (ก) ในลักษณะเดียวกับหน่วยสวิตช์ PWM [3], [4] ดังรูปที่ 1.4 (ข) โดยที่ขั้ว a, p, c หมายถึงขั้วไวงาน (active), ขั้วเฉื่อยงาน (passive) และขั้วร่วม (common) ตามลำดับ



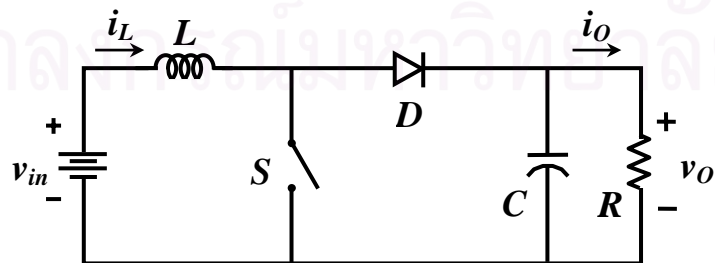
(ก) วงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังแบบ CIC-PPFC



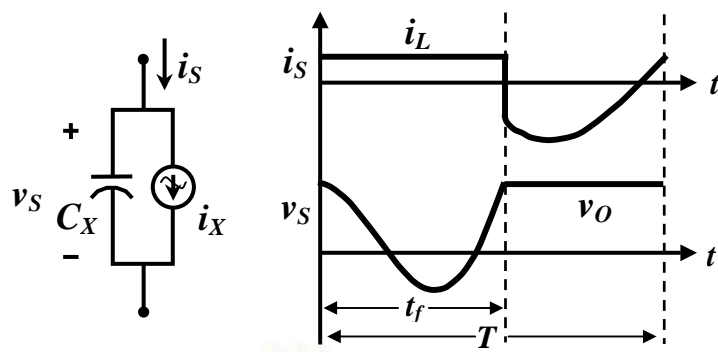
(ข) วงจรสมมูลของวงจร CIC-PPFC ในรูป ก.



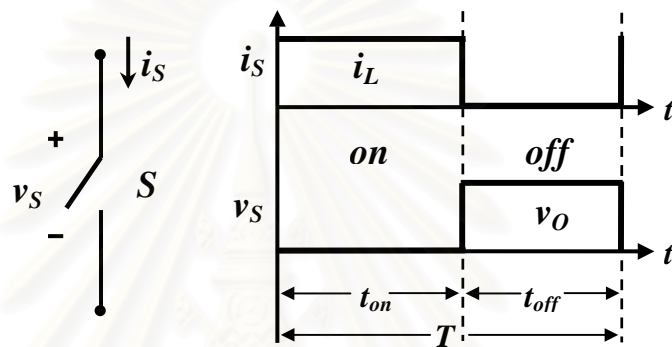
(ค) จากวงจรในรูป ข. เมื่อย้ายตัวเก็บประจุ C_x มาขนานกับแหล่งกระแส i_X รูปที่ 1.1 วงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังแบบชาร์จ์ปั๊มชนิดกระแสด้านเข้าต่อเนื่อง



รูปที่ 1.2 วงจรทบระดับแบบพื้นฐานที่ใช้สวิตช์ PWM

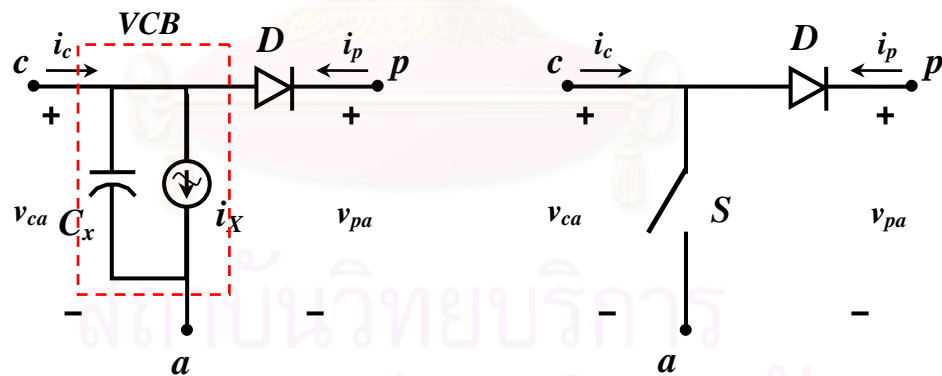


(ก) กิ่งวงจรที่ประกอบด้วยตัวเก็บประจุ และแหล่งกระแสไฟฟ้าสลับ (CI)



(ข) สวิตช์ไวงาน

รูปที่ 1.3 กิ่งวงจร CI และสวิตช์ไวงาน และรูปคลื่นของกระแสและแรงดันของกิ่งวงจร



(ก) หน่วยควบคุมแรงดัน VCC

(ข) หน่วยสวิตช์ PWM

รูปที่ 1.4 หน่วยควบคุมแรงดัน VCC และหน่วยสวิตช์ PWM

การศึกษาและวิเคราะห์วงจรในวิทยานิพนธ์นี้จะใช้วงจรแปลงผันไฟตรง-ไฟตรงที่มีโครงสร้างแบบทบระดับเป็นตัวอย่างในการศึกษา เนื่องจากเป็นวงจรที่มีหน้าที่เหมือนกับวงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังแบบซาร์จปั๊มชนิดกระแสด้านเข้าต่อเนื่อง (CIC-CPPFC) และจะประยุกต์ใช้วงจรทบระดับที่ใช้กิ่งควบคุมแรงดันนี้มาสร้างเป็นแหล่งจ่ายคุมค่าแรงดันไฟตรง เนื้อหาภายในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้แบ่งได้เป็น 4 ภาคคือ

ภาคที่ 1 : การวิเคราะห์วงจรในสถานะอยู่ตัว (บทที่ 2 – 3)

ภาคที่ 2 : การวิเคราะห์วงจรสำหรับสัญญาณขนาดเล็ก (บทที่ 4)

ภาคที่ 3 : การออกแบบ สร้าง และทดสอบวงจร (บทที่ 5 – 6)

ภาคที่ 4 : สรุปผลและข้อเสนอแนะ (บทที่ 7)

ในภาคแรก จะกล่าวถึงการวิเคราะห์วงจรในสถานะอยู่ตัว โดยเริ่มจากการอธิบายการทำงาน กำหนดหาสมการพื้นฐาน และวิเคราะห์ทางด้านไฟตรง กรณีใช้แหล่งกระแสควบคุม i_x แบบอุดมคติ ที่มีรูปคลื่นเป็นไซน์และมีค่ายอดไม่ขึ้นกับความถี่การทำงาน ซึ่งเป็นกรณีทั่วไปก่อน (บทที่ 2) หลังจากนั้นจะนำพื้นฐานการวิเคราะห์จากกรณีแหล่งกระแสควบคุมที่มีค่ายอดไม่ขึ้นกับความถี่การทำงานไปประยุกต์ใช้กับกรณีที่ใช้กระแสจากวงจรอินเวอร์เตอร์เป็นตัวควบคุม โดยจะใช้วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์อนุกรมเป็นตัวอย่างในการวิเคราะห์ (บทที่ 3) เมื่อทำการวิเคราะห์วงจรในสถานะอยู่ตัวแล้ว ในภาคที่สองเป็นการวิเคราะห์สำหรับสัญญาณขนาดเล็ก โดยจะทำการหาแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กทั้งกรณีใช้แหล่งกระแสควบคุมแบบอุดมคติ และกรณีใช้วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์อนุกรมเป็นแหล่งกระแสควบคุม จากนั้นจะนำแบบจำลองที่ได้ไปวิเคราะห์ผลตอบสนองเชิงความถี่ต่อสัญญาณขนาดเล็กของวงจร (บทที่ 4) ในภาคที่สามจะประยุกต์ใช้สมการและผลการวิเคราะห์วงจรในสองภาคแรก เพื่อออกแบบและสร้างแหล่งจ่ายคูลค่าแรงดันไฟตรง (บทที่ 5) และทดสอบวงจร (บทที่ 6) ในภาคที่สี่ จะสรุปผลการวิจัย (บทที่ 7)

1.2 วัตถุประสงค์ของงานวิจัย

1. เพื่อศึกษา และวิเคราะห์การทำงานของวงจรทระดับที่ใช้กึ่งควบคุมแรงดัน
2. หาแบบจำลองของวงจร สำหรับการออกแบบและสร้างวงจร
3. ทดลองวัดคุณสมบัติของวงจรที่สร้าง เพื่อเปรียบเทียบกับผลการคำนวณทางทฤษฎี

1.3 ขอบเขตของงานวิจัย

1. ศึกษา วิเคราะห์การทำงานและหาแบบจำลองของวงจรทระดับที่ใช้กึ่งควบคุมแรงดัน
2. ออกแบบและสร้างวงจรขนาด 96 W และทดลองใช้เป็นแหล่งจ่ายคูลค่าแรงดันไฟตรง
3. เปรียบเทียบผลการคำนวณทางทฤษฎีกับผลการทดลอง

1.4 ขั้นตอนและวิธีการดำเนินงาน

1. ค้นคว้า และศึกษาทฤษฎีที่เกี่ยวกับวงจรแปลงผัน ไฟตรง-ไฟตรง
2. ศึกษา และวิเคราะห์การทำงานของวงจรทระดับที่ใช้กึ่งควบคุมแรงดัน
3. หาแบบจำลองของวงจร ทั้งแบบจำลองไฟตรงและแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็ก
4. จำลองการทำงานของวงจร ด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์
5. ศึกษาแนวทางการออกแบบวงจรทระดับที่ใช้กึ่งควบคุมแรงดัน
6. ออกแบบ และสร้างวงจรทระดับที่ใช้กึ่งควบคุมแรงดัน
7. ทดสอบ และปรับปรุงแก้ไขวงจร
8. เก็บข้อมูล ประเมินผล และสรุปผลการทดลอง
9. เขียน และจัดพิมพ์วิทยานิพนธ์

1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

1. ช่วยให้เข้าใจการทำงานและพฤติกรรมของวงจรทระดับที่ใช้กึ่งควบคุมแรงดัน
2. ได้แบบจำลอง เพื่อใช้ในการออกแบบวงจรทั้งภาคกำลัง และภาคควบคุม
3. สามารถขยายแนวคิดไปประยุกต์ใช้กับงานด้านอื่นๆ เช่น เป็นแหล่งจ่ายคุมค่าแรงดันไฟตรง
4. เป็นแนวทางในการศึกษาและออกแบบวงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังที่ใช้สวิตช์ร่วมกับวงจรอินเวอร์เตอร์ ให้เป็นระบบมากขึ้น

บทที่ 2

สมการพื้นฐานและการวิเคราะห์วงจร

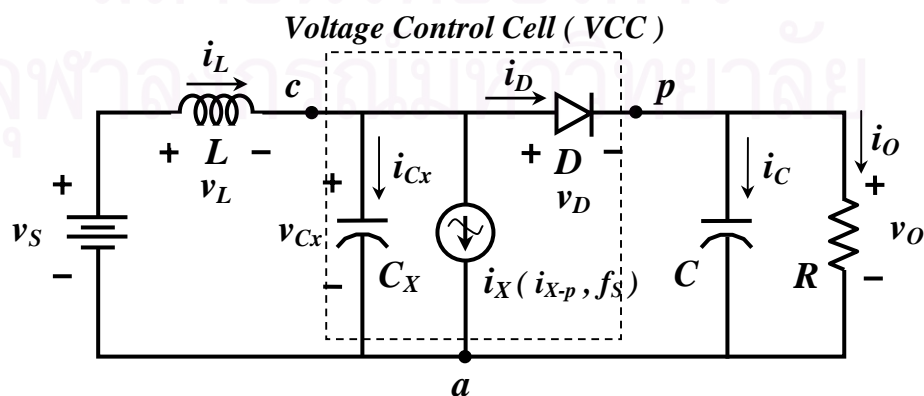
ในบทนี้จะอธิบายการทำงาน คำนวณหาสมการพื้นฐาน และวิเคราะห์พฤติกรรมการทำงานของวงจรทระดับที่ใช้กึ่งควบคุมแรงดัน กรณีใช้แหล่งกระแสควบคุม $i_X (i_{X-p}, f_S)$ รูปคลื่นไซน์ที่มีค่ายอดของกระแส ไม่ขึ้นกับความถี่การทำงาน(ความถี่การสวิตช์) มีรายละเอียดดังต่อไปนี้

2.1 การทำงานและสมการพื้นฐานของวงจร

2.1.1 การทำงานของวงจร

รูปที่ 2.1 แสดงโครงสร้างของวงจรทระดับที่ใช้กึ่งควบคุมแรงดัน ซึ่งได้จากการต่อกิ่งกระแสที่ประกอบด้วยตัวเหนี่ยวนำ L อนุกรมกับแหล่งแรงดัน v_S เข้ากับขั้ว c, a และต่อกิ่งแรงดันที่ประกอบด้วยตัวเก็บประจุ C ขนานกับความต้านทานโหลดสมมูล R เข้ากับขั้ว p, a ของหน่วยควบคุมแรงดัน VCC ซึ่งประกอบด้วยกึ่งควบคุมแรงดันและไดโอด D การวิเคราะห์การทำงานของวงจรจะกำหนดสมมติฐานดังนี้

- ค่าระลอกของแรงดันด้านออก v_o และค่าระลอกของกระแสผ่านตัวเหนี่ยวนำ i_L มีค่าน้อยมาก (Small-ripple approximation) จนประมาณได้ว่า ค่าในขณะใดขณะหนึ่งในแต่ละคาบมีค่าเท่ากับค่าเฉลี่ยต่อคาบการสวิตช์ที่สมบูรณ์ของมัน
- แหล่งกระแสควบคุม i_X เป็นกระแสรายคาบรูปคลื่นไซน์ ที่มีรูปคลื่นสมมาตร และมีค่าครบ 1 คาบการสวิตช์สมบูรณ์ ในทุกๆ คาบการสวิตช์
- ไดโอด D เป็นแบบอุดมคติ และละเลยการสูญเสียทั้งหมดในวงจร



รูปที่ 2.1 วงจรทระดับที่ใช้กึ่งควบคุมแรงดัน (VCB)

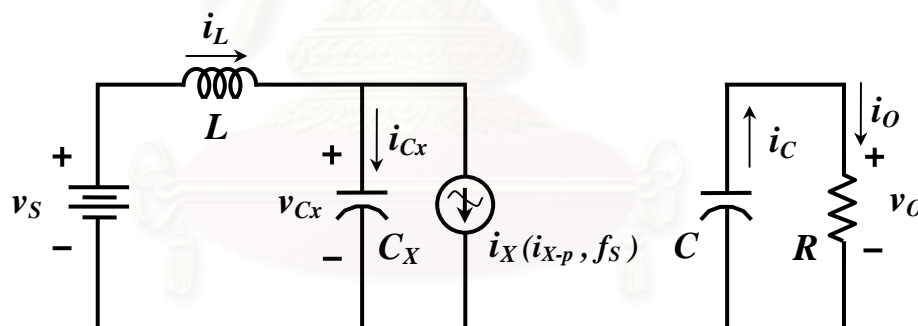
จากวงจรในรูปที่ 2.1 ถ้ากำหนดให้จุดเริ่มต้นของแต่ละคาบการสวิตช์เป็นเวลาทีแหล่งกระแสควม i_x มีขนาดเพิ่มขึ้นเท่ากับกระแสผ่านตัวเหนี่ยวนำ $\langle i_L \rangle$ สามารถแบ่งการทำงานของวงจรในแต่ละคาบการสวิตช์ออกเป็น 2 ช่วงเวลา ที่ตรงกับรูปลักษณะของวงจร (Configuration) ต่างๆ ดังแสดงในรูปที่ 2.2 และรูปคลื่นของวงจรในรูปที่ 2.3 จากจุดอ้างอิงดังกล่าวจะได้สมการของแหล่งกระแสควม i_x คือ

$$i_x = \langle i_{x-p} \rangle \cdot \sin(2\pi f_s \cdot t + \theta) \quad (2.1)$$

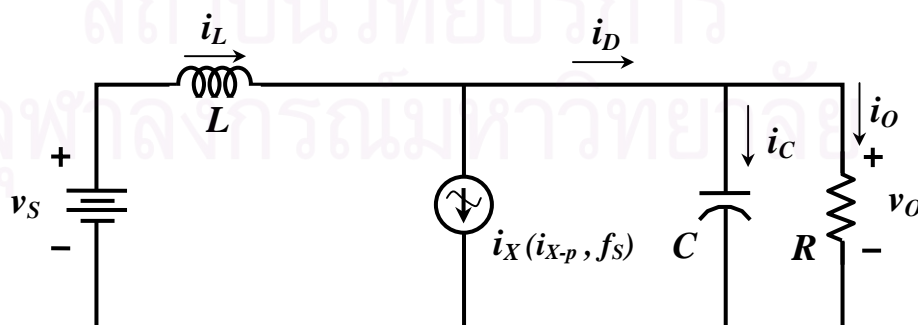
$$\sin \theta = \frac{\langle i_L \rangle}{\langle i_{x-p} \rangle}; 0 < \theta \leq \frac{\pi}{2} \quad (2.2)$$

- เมื่อ i_x คือแหล่งกระแสควมรูปคลื่นไซน์ สมมาตรและครบคาบสมบูรณ์ ที่เวลาใดๆ
 $\langle i_{x-p} \rangle$ คือค่าเฉลี่ยต่อคาบของค่ายอดของแหล่งกระแสควม i_x ที่เวลาใดๆ
 f_s คือความถี่ของแหล่งกระแสควม i_x ที่เวลาใดๆ
 θ คือมุมเฟสของแหล่งกระแสควม i_x ที่เวลาใดๆ

หมายเหตุ: ค่ายอดของกระแส $\langle i_{x-p} \rangle$ จะต้องมีค่ามากกว่ากระแสผ่านตัวเหนี่ยวนำ $\langle i_L \rangle$ เสมอ

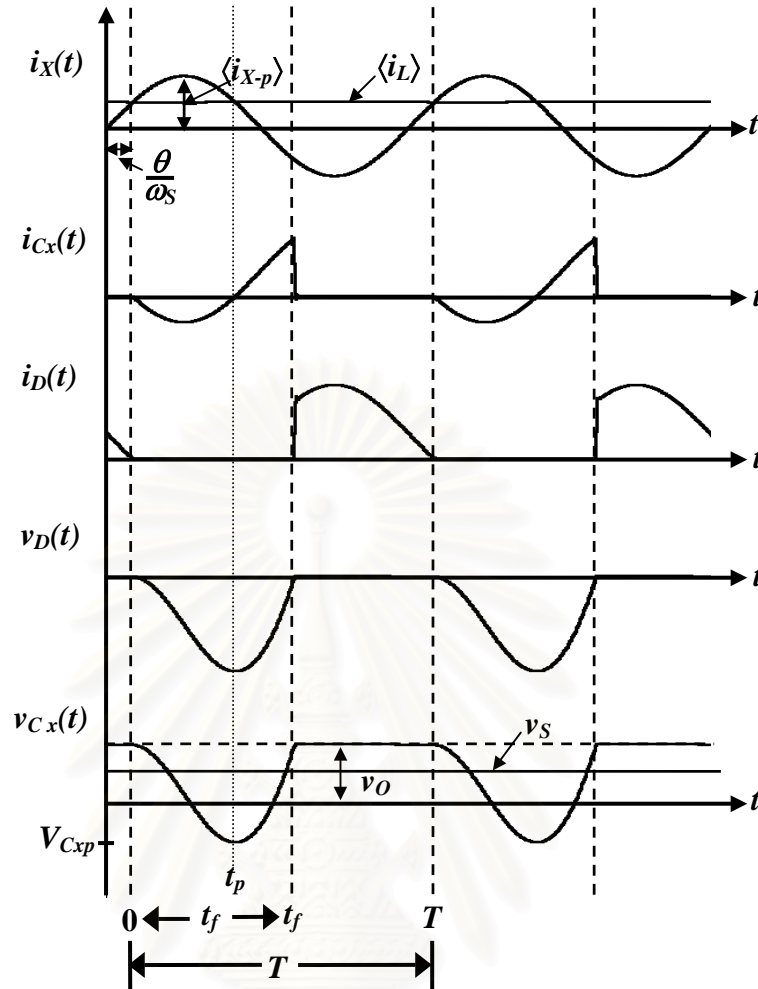


(ก) รูปลักษณะของวงจรในช่วงที่ไดโอด D หยุดนำกระแส; $0 < t \leq t_f$



(ข) รูปลักษณะของวงจรในช่วงที่ไดโอด D นำกระแส; $t_f < t \leq T$

รูปที่ 2.2 รูปลักษณะของวงจรในแต่ละช่วงเวลาการทำงานใน 1 คาบการสวิตช์



รูปที่ 2.3 รูปคลื่นของวงจรระดับที่ใช้กึ่งควบคุมแรงดัน

ในแต่ละคาบของการทำงาน ที่เวลา $t < 0$ กระแสควบคุม i_x จะมีขนาดเล็กกว่ากระแสผ่านตัวเหนี่ยวนำ $\langle i_L \rangle$ ผลต่างของกระแสทั้งสองจะไหลผ่านไดโอด ทำให้แรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ v_{Cx} ถูกตรึงให้มีค่าเท่ากับแรงดันด้านออก $\langle v_o \rangle$ และที่เวลา $t = 0$ กระแสควบคุม i_x มีค่าเพิ่มขึ้นจนเท่ากับกระแส $\langle i_L \rangle$ กระแสผ่านไดโอดจะลดลงเป็นศูนย์ และไดโอดจะหยุดนำกระแส

- ช่วง $0 < t \leq t_f$; ไดโอดหยุดนำกระแส

เมื่อเวลา $t > 0$, กระแส i_x มีค่าเพิ่มขึ้นมากกว่า $\langle i_L \rangle$ กระแสผ่านตัวเก็บประจุ $i_{Cx} = \langle i_L \rangle - i_x$ จะมีค่าเป็นลบ ตัวเก็บประจุ C_x จะคายประจุทำให้แรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ v_{Cx} มีค่าลดลง กระแส i_x จะเพิ่มขึ้นจนมีค่าสูงสุดเท่ากับ $\langle i_{X-p} \rangle$ ที่เวลา $t = (\pi/2 - \theta) / \omega_s$ และหลังจากนั้นจะมีค่าลดลง เมื่อกระแส i_x ลดลงจนมีค่าเท่ากับ $\langle i_L \rangle$ อีกครั้ง แรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ v_{Cx} จะมีค่าต่ำสุดเท่ากับ V_{Cxp} และเมื่อกระแส i_x มีค่าน้อยกว่า $\langle i_L \rangle$ กระแส i_{Cx} จะมีค่าเป็นบวก ตัวเก็บประจุ C_x จะ

เริ่มสะสมประจุ ทำให้แรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ v_{Cx} มีค่าเพิ่มขึ้น ตัวเก็บประจุ C_X จะสะสมประจุจนแรงดัน v_{Cx} เพิ่มขึ้นจนมีค่าเท่ากับแรงดันด้านนอก $\langle v_o \rangle$ ที่เวลา $t = t_f$ ไดโอดเริ่มนำกระแสตรงแรงดัน v_{Cx} ให้มีค่าเท่ากับ $\langle v_o \rangle$ ในช่วงเวลาระหว่าง $0 - t_f$ สามารถคำนวณหากระแสผ่านตัวเก็บประจุ i_{Cx} และแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ v_{Cx} ได้คือ

$$i_{Cx}(t) = \langle i_L \rangle - i_X = C_X \cdot \frac{dv_{Cx}(t)}{dt} \quad (2.3)$$

$$v_{Cx}(t) = \frac{1}{C_X} \cdot \int_0^t \langle i_L \rangle \cdot dt - \frac{1}{C_X} \cdot \int_0^t \langle i_{X-p} \rangle \cdot \sin(\omega_s t + \theta) \cdot dt + \langle v_o \rangle \quad (2.4)$$

$$v_{Cx}(t) = v_{LX} \cdot \omega_s t + v_{XX} \cdot [\cos(\omega_s t + \theta) - \cos \theta] + \langle v_o \rangle \quad (2.5)$$

$$\text{เมื่อ } \omega_s = 2\pi f_s = \frac{2\pi}{T}, v_{LX} = \frac{\langle i_L \rangle}{\omega_s C_X} \text{ และ } v_{XX} = \frac{\langle i_{X-p} \rangle}{\omega_s C_X}$$

ที่เวลา $t = t_f$ แรงดัน v_{Cx} มีค่าเพิ่มขึ้นจนเท่ากับแรงดัน $\langle v_o \rangle$ สามารถคำนวณหาช่วงเวลาที่ไดโอดหยุดนำกระแส t_f โดยแทนค่าแรงดัน $v_{Cx}(t_f) = \langle v_o \rangle$ ลงในสมการที่ (2.5) ได้ว่า

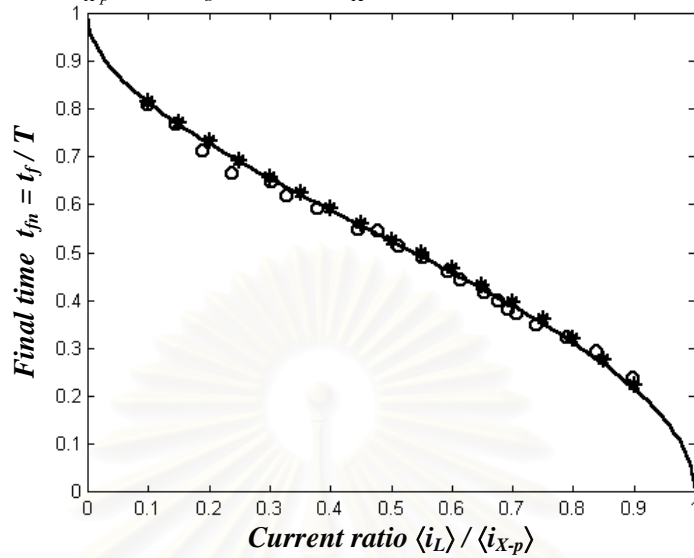
$$v_{LX} \cdot \omega_s t_f + v_{XX} \cdot [\cos(\omega_s t_f + \theta) - \cos \theta] = 0 \quad (2.6)$$

กำหนดให้ $t_{fn} = t_f / T$ เป็นค่าปัทธาน(Normalized) ของเวลาไดโอดหยุดนำกระแส t_f จากสมการที่ (2.6) คำนวณค่า t_{fn} ได้ดังสมการที่ (2.7) คือ

$$t_{fn} = \frac{t_f}{T} = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{\langle i_{X-p} \rangle}{\langle i_L \rangle} [\cos \theta - \cos(2\pi t_{fn} + \theta)] \quad (2.7)$$

สมการของ t_{fn} เป็นสมการอดิศัย (Transcendental equation) การเฉลยสมการดังกล่าวต้องอาศัยวิธีการทำซ้ำ(iteration) เนื่องจากค่า t_{fn} ขึ้นกับอัตราส่วนของกระแส $\langle i_L \rangle / \langle i_{X-p} \rangle$ ได้คำนวณค่าของ t_{fn} สำหรับอัตราส่วนของกระแส $\langle i_L \rangle / \langle i_{X-p} \rangle$ ได้ผลดังรูปที่ 2.4 พบว่าเมื่ออัตราส่วนของกระแส $\langle i_L \rangle / \langle i_{X-p} \rangle$ มากขึ้น ค่า t_{fn} จะมีค่าน้อยลง

($V_S = 24V, I_{X-p} = 1A, F_S = 30kHz, C_X = 34.4nF, L = 10.326mH, C = 34.513\mu F$)



หมายเหตุ : — ผลการคำนวณ , *** ผลการจำลอง , ooo ผลการทดลอง

รูปที่ 2.4 ความสัมพันธ์ระหว่างค่า t_{fn} กับอัตราส่วนของกระแส $\langle i_L \rangle / \langle i_{X-p} \rangle$

จากรูปคลื่นของแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ v_{Cx} ในรูปที่ 2.3 จะเห็นได้ว่าแรงดัน v_{Cx} จะมีค่าต่ำสุดเท่ากับ V_{Cxp} ที่เวลา $t_p = (\pi - 2\theta) / \omega_s$ ที่จุดนี้ กระแส i_x จะมีค่าลดลงจนเท่ากับกระแส $\langle i_L \rangle$ อีกครั้งหนึ่ง เมื่อแทนค่า t_p ลงในสมการที่ (2.5) จะได้ค่าแรงดัน v_{Cx} ต่ำสุด ดังสมการที่ (2.8)

$$V_{Cxp} = v_{Cx}(t_p) = v_{Lx} \cdot (\pi - 2\theta) - 2 \cdot v_{xx} \cdot \cos \theta + \langle v_o \rangle \tag{2.8}$$

- ช่วง $t_f < t \leq T$; ไดโอดนำกระแส

ในช่วงเวลานี้ ไดโอดจะนำกระแสส่วนเกินของ $\langle i_L \rangle - i_x$ และทำให้กระแสผ่านตัวเก็บประจุ i_{Cx} เป็นศูนย์ แรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ v_{Cx} ถูกตรึงให้มีค่าเท่ากับ $\langle v_o \rangle$ ตลอดเวลาที่กระแส $\langle i_L \rangle$ ยังมากกว่ากระแส i_x อยู่ ช่วงเวลานี้จะสิ้นสุดที่เวลา $t = T$ เมื่อ $i_x = \langle i_L \rangle$ ซึ่งจะครบ 1 คาบการสวิตช์พอดี้ คำนวณหากระแส i_{Cx} และแรงดัน v_{Cx} ในช่วงเวลานี้ได้คือ

$$i_{Cx}(t) = 0 \tag{2.9}$$

$$v_{Cx}(t) = \langle v_o \rangle \tag{2.10}$$

2.1.2 สมการกระแสและแรงดันขององค์ประกอบต่างๆในวงจร

จากการทำงานของวงจรทั้ง 2 ช่วงเวลา สามารถคำนวณหาสมการกระแสและแรงดันขององค์ประกอบต่างๆ ในวงจรได้ดังนี้

□ สมการของกระแสผ่านตัวเก็บประจุ C_x และแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ C_x

ในหัวข้อที่ 2.1.1 ได้คำนวณหาสมการของกระแส i_{Cx} และแรงดัน v_{Cx} ทั้งสองช่วงเวลาการทำงานของวงจรไปแล้ว ดังสมการที่ (2.3), (2.9) และสมการที่ (2.5), (2.10) ตามลำดับ อย่างไรก็ตามเพื่อความสะดวกในการอ้างอิงและการคำนวณในขั้นต่อไป จะนำสมการของกระแส i_{Cx} และแรงดัน v_{Cx} มาเขียนใหม่ดังสมการที่ (2.11) และ (2.12) คือ

$$i_{Cx}(t) = \begin{cases} \langle i_L \rangle - \langle i_{X-p} \rangle \cdot \sin(\omega_s t + \theta) & ; 0 < t \leq t_f \\ 0 & ; t_f < t \leq T \end{cases} \quad (2.11)$$

$$v_{Cx}(t) = \begin{cases} v_{Lx} \cdot \omega_s t + v_{xx} \cdot [\cos(\omega_s t + \theta) - \cos \theta] + \langle v_o \rangle & ; 0 < t \leq t_f \\ \langle v_o \rangle & ; t_f < t \leq T \end{cases} \quad (2.12)$$

โดยที่ค่า t_m สามารถคำนวณได้ดังสมการที่ (2.7) และค่าต่ำสุดของแรงดัน v_{Cx} คำนวณได้ดังสมการที่ (2.8)

□ สมการของกระแสผ่านไดโอด D และแรงดันคร่อมไดโอด D

อาศัยสมการที่ (2.11) และ (2.12) และกฎของ KCL และ KVL สามารถคำนวณหาสมการของกระแสผ่านไดโอด D และแรงดันคร่อมไดโอด D ได้คือ

$$i_D(t) = \begin{cases} 0 & ; 0 < t \leq t_f \\ \langle i_L \rangle - \langle i_{X-p} \rangle \cdot \sin(\omega_s t + \theta) & ; t_f < t \leq T \end{cases} \quad (2.13)$$

$$v_D(t) = \begin{cases} v_{Lx} \cdot \omega_s t + v_{xx} \cdot [\cos(\omega_s t + \theta) - \cos \theta] & ; 0 < t \leq t_f \\ 0 & ; t_f < t \leq T \end{cases} \quad (2.14)$$

□ การหาค่าสูงสุดของกระแสผ่านไดโอด $I_{D,max}$ และค่าสูงสุดของแรงดันคร่อมไดโอด $V_{D,max}$

จากรูปคลื่นของวงจรในรูปที่ 2.3 สังเกตได้ว่าค่าสูงสุดของกระแสผ่านไดโอดจะขึ้นกับช่วงเวลาที่ไดโอดหยุดนำกระแส t_f คือ

- ถ้า $t_f < [(3\pi/2 - \theta)/\omega_s]$ หรืออาศัยสมการที่ (2.7) คำนวณได้ว่าค่า $t_{fn} < 0.7151$, กระแสผ่านไดโอดจะมีค่ามากที่สุดที่มุม $(3\pi/2 - \theta)$ ซึ่งมีค่าเท่ากับผลบวกของค่ายอดของกระแส $\langle i_{x-p} \rangle$ กับกระแสผ่านตัวเหนี่ยวนำ $\langle i_L \rangle$ ดังตัวอย่างรูปที่ 2.5

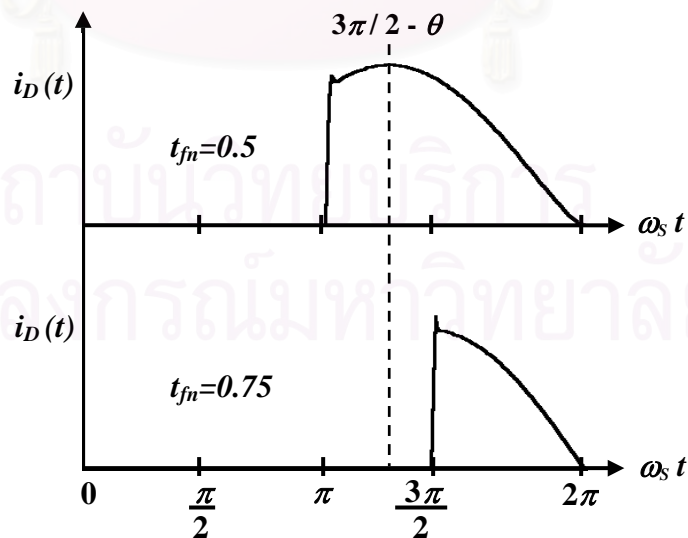
- ถ้า $t_f \geq [(3\pi/2 - \theta)/\omega_s]$ หรืออาศัยสมการที่ (2.7) คำนวณได้ว่าค่า $t_{fn} \geq 0.7151$, กระแสผ่านไดโอดจะมีค่ามากที่สุดที่มุม $2\pi t_{fn}$ ซึ่งมีค่าเท่ากับผลบวกของกระแส $i_x(t)$ ที่เวลา t_f กับกระแสผ่านตัวเหนี่ยวนำ $\langle i_L \rangle$

จากเงื่อนไขทั้งสอง สามารถหาสมการค่าสูงสุดของกระแสผ่านไดโอด I_{D_max} ได้คือ

$$I_{D_max} = \begin{cases} \langle i_L \rangle + \langle i_{x-p} \rangle & ; 0 < t_{fn} \leq 0.7151 \\ \langle i_L \rangle - \langle i_{x-p} \rangle \cdot \sin(2\pi t_{fn} + \theta) & ; 0.7151 < t_{fn} \leq 1 \end{cases} \quad (2.15)$$

หรือเขียนสมการในเงื่อนไขของอัตราส่วนของกระแส $\langle i_L \rangle / \langle i_{x-p} \rangle$ ได้ว่า

$$I_{D_max} = \begin{cases} \langle i_L \rangle - \langle i_{x-p} \rangle \cdot \sin(2\pi t_{fn} + \theta) & ; 0 < \left(\frac{\langle i_L \rangle}{\langle i_{x-p} \rangle} \right) \leq 0.2173 \\ \langle i_L \rangle + \langle i_{x-p} \rangle & ; 0.2173 < \left(\frac{\langle i_L \rangle}{\langle i_{x-p} \rangle} \right) \leq 1 \end{cases} \quad (2.16)$$



รูปที่ 2.5 รูปคลื่นของกระแสผ่านไดโอดที่ค่า $t_{fn} = 0.5$ และ $t_{fn} = 0.75$

จากวงจรในรูปที่ 2.1 พบว่า $v_D = v_{Cx} - \langle v_O \rangle$ ดังนั้นแรงดันคร่อมไดโอดจะมีค่าสูงสุดเมื่อ v_{Cx} มีค่าต่ำสุด ซึ่งจะเกิดที่เวลา $t_p = (\pi - 2\theta) / \omega_s$ จากสมการที่ (2.8) คำนวณได้ว่า

$$V_{D_max} = v_{LX} (\pi - 2\theta) - 2 \cdot v_{XX} \cdot \cos \theta \quad (2.17)$$

2.2 การวิเคราะห์ห้วงจรทางด้านไฟตรง

ถ้าค่าเฉลี่ยต่อคาบการสวิตช์ของปริมาณต่างๆ ในวงจร มีค่าคงที่และต่อเนื่องติดต่อกันหลายๆ คาบแล้ว วงจรจะอยู่ในสถานะไฟตรง ในหัวข้อนี้จะวิเคราะห์ห้วงจรทางด้านไฟตรง โดยจะคำนวณหาอัตราการแปลงผันและวิเคราะห์พฤติกรรมของวงจรใน 2 กรณีคือ 1. กรณีความต้านทานโหลด R มีค่าคงที่ แต่มีการปรับค่าตัวแปรควบคุม และ 2. กรณีความต้านทานโหลด R เปลี่ยนไปแต่ต้องการควบคุมแรงดันด้านออก V_o ให้คงที่

2.2.1 การคำนวณหาอัตราการแปลงผัน $M = V_o / V_s$

อัตราการแปลงผัน(แรงดัน) ของวงจรแปลงผันไฟตรง-ไฟตรง เป็นอัตราส่วนระหว่างแรงดันด้านไฟตรงด้านออกต่อแรงดันไฟตรงด้านเข้า สำหรับกรณีของวงจรทระดับที่ใช้กึ่งควบคุมแรงดัน สามารถคำนวณหาอัตราการแปลงผันได้ดังนี้

จากวงจรในรูปที่ 2.1 ใช้กฎของ KVL กับวงรอบด้านนอกได้ว่า

$$v_s(t) - v_L(t) - v_D(t) - v_o(t) = 0 \quad (2.18)$$

หาค่าเฉลี่ยต่อคาบการสวิตช์ที่สมบูรณ์ของแรงดันทุกตัวในสมการที่ (2.18) ได้ว่า

$$\frac{1}{T} \cdot \int_0^T v_s(t) \cdot dt - \frac{1}{T} \cdot \int_0^T v_L(t) \cdot dt - \frac{1}{T} \cdot \int_0^T v_D(t) \cdot dt - \frac{1}{T} \cdot \int_0^T v_o(t) \cdot dt = 0 \quad (2.19)$$

หรือ
$$\langle v_s \rangle - \langle v_L \rangle - \langle v_D \rangle - \langle v_o \rangle = 0 \quad (2.20)$$

ค่าเฉลี่ยของแรงดันไฟตรงด้านเข้า $\langle v_s \rangle = V_s$ จากหลักการสมดุลของโวลต์-วินาทีของตัวเหนี่ยวนำ ค่าเฉลี่ยของแรงดันคร่อมตัวเหนี่ยวนำ $\langle v_L \rangle = 0$ และค่าเฉลี่ยของแรงดันด้านออก $\langle v_o \rangle = V_o$ ส่วนค่าเฉลี่ยของแรงดันคร่อมไดโอด $\langle v_D \rangle$ คำนวณจากแรงดัน v_D ในสมการที่ (2.14) คือ

$$\langle v_D \rangle = \frac{1}{T} \cdot \int_0^{t_f} v_D(t) \cdot dt + \frac{1}{T} \cdot \int_{t_f}^T v_D(t) \cdot dt \quad (2.21)$$

แทนสมการที่ (2.14) ลงในสมการที่ (2.21) ได้ค่าเฉลี่ยต่อคาบของ v_D ดังสมการที่ (2.22)

$$\langle v_D \rangle = -\frac{V_{XX}}{2\pi} [2\pi t_{fn} \cos \theta - \sin(2\pi t_{fn} + \theta)] + \frac{V_{LX}}{2\pi} [2\pi^2 t_{fn}^2 - 1] \quad (2.22)$$

หรือ
$$\langle v_D \rangle = -\alpha_0 \quad (2.23)$$

เมื่อกำหนดให้

$$\alpha_0 = \mu_0 \cdot V_{XX} = \frac{V_{XX}}{2\pi} [2\pi t_{fn} \cos \theta - \sin(2\pi t_{fn} + \theta)] - \frac{V_{LX}}{2\pi} [2\pi^2 t_{fn}^2 - 1] \quad (2.24)$$

และ
$$\mu_0 = \frac{1}{2\pi} [2\pi t_{fn} \cos \theta - \sin(2\pi t_{fn} + \theta)] - \frac{\sin \theta}{2\pi} [2\pi^2 t_{fn}^2 - 1] \quad (2.25)$$

โดยที่ $\omega_{S0} = 2\pi F_S$, $V_{XX} = \frac{I_{X-p}}{\omega_{S0} C_X}$ และ $V_{LX} = \frac{I_L}{\omega_{S0} C_X}$

แทนค่าของ V_S , $\langle v_L \rangle$, V_O และ $\langle v_D \rangle$ ลงในสมการที่ (2.20) และจัดรูปใหม่ ได้อัตราการแปลงผันคือ

$$M = \frac{V_O}{V_S} = 1 + \frac{\mu_0 \cdot V_{XX}}{V_S} \quad (2.26)$$

จากสมการ KCL ของวงจรในรูปที่ 2.1 ได้ว่า

ที่ปม c
$$i_L(t) - i_{C_x}(t) - i_X - i_D(t) = 0 \quad (2.27)$$

ที่ปม p
$$i_D(t) - i_C(t) - i_O(t) = 0 \quad (2.28)$$

เมื่อหาค่าเฉลี่ยต่อคาบการสวิตช์ที่สมบูรณ์ของสมการที่ (2.27) และ (2.28) ได้ว่า

$$\langle i_L \rangle - \langle i_{C_x} \rangle - \langle i_X \rangle - \langle i_D \rangle = 0 \quad (2.29)$$

$$\langle i_D \rangle - \langle i_C \rangle - \langle i_O \rangle = 0 \quad (2.30)$$

ในสถานะไฟตรง ค่าเฉลี่ยของกระแสผ่านตัวเก็บประจุ i_{C_x} , i_C และค่าเฉลี่ยของกระแสรูปคลื่นไซน์ i_X มีค่าเท่ากับ 0 ดังนั้น $\langle i_L \rangle = \langle i_D \rangle = \langle i_O \rangle$ หรือเขียนใหม่ได้คือ

$$I_L = I_D = I_O \quad (2.31)$$

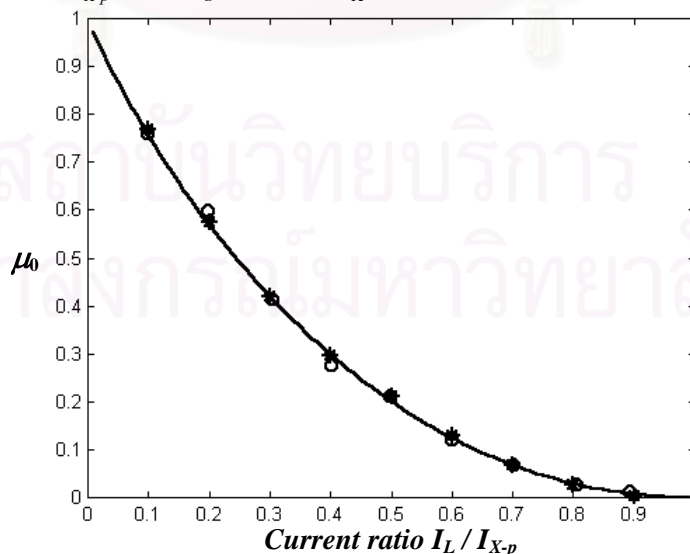
จากสมการที่ (2.31) พบว่าค่าไฟตรงของกระแสผ่านตัวเหนี่ยวนำ I_L จะมีค่าเท่ากับค่าไฟตรงของกระแสโหลด I_O และจากค่าอัตราการแปลงผัน M ในสมการที่ (2.26) ค่า μ_0 ในสมการที่ (2.25) และค่า V_{XX} พบว่าวงจรทบทระดับที่ใช้กิ่งควบคุมแรงดัน กรณีที่แหล่งกระแสควบคุม i_x มีคลื่นเป็นไซน์และมีค่ายอดของกระแสไม่ขึ้นกับความถี่การสวิตช์ จะมีค่าอัตราการแปลงผัน M ที่เป็นฟังก์ชันของ

1. ค่ายอดของกระแสควบคุม I_{X-p}
2. กระแสผ่านตัวเหนี่ยวนำ I_L ซึ่งเท่ากับกระแสโหลด I_O ในสภาวะไฟตรง
3. ความถี่การสวิตช์ F_S
4. แรงดันไฟตรงด้านเข้า V_S
5. ตัวเก็บประจุ C_X

เนื่องจากกระแสผ่านตัวเหนี่ยวนำ I_L เป็นตัวแปรสถานะ แรงดันไฟตรงด้านเข้า V_S เป็นตัวแปรด้านเข้า และตัวเก็บประจุ C_X เป็นค่าพารามิเตอร์ในวงจร ดังนั้นได้ว่าตัวแปรควบคุมคือค่ายอดของกระแส I_{X-p} และ ความถี่การสวิตช์ F_S ของแหล่งกระแสควบคุม i_x

จากสมการที่ (2.25) จะเห็นได้ว่าค่าของ μ_0 เป็นฟังก์ชันของอัตราส่วนกระแส I_L / I_{X-p} เขียนกราฟความสัมพันธ์ได้ดังรูปที่ 2.6 พบว่าเมื่ออัตราส่วนของกระแส I_L / I_{X-p} มากขึ้น ค่า μ_0 จะลดลง

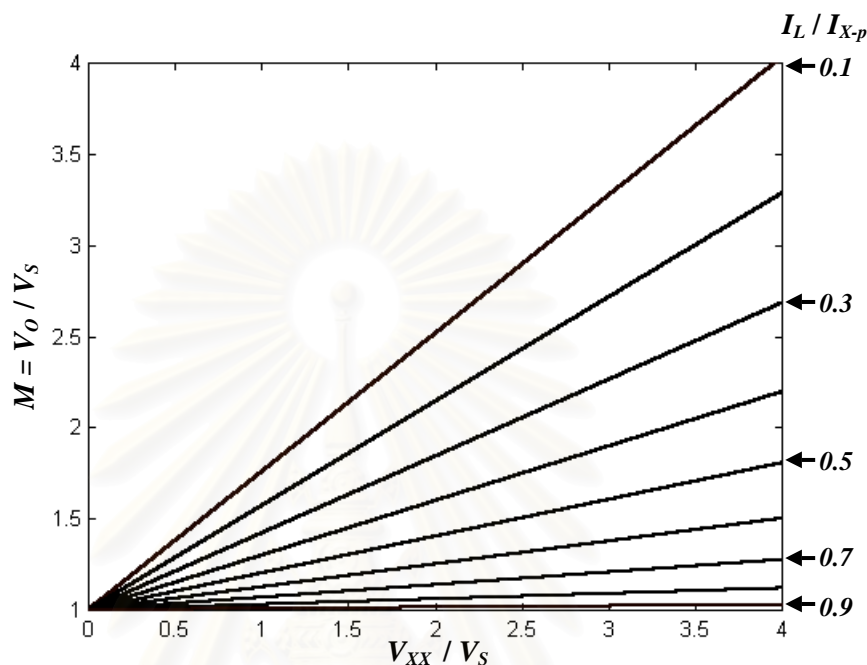
$$(V_S = 24V, I_{X-p} = 1A, F_S = 30kHz, C_X = 34.4nF, L = 10.326mH, C = 34.513\mu F)$$



หมายเหตุ : — ผลการคำนวณ , *** ผลการจำลอง , ooo ผลการทดลอง

รูปที่ 2.6 ความสัมพันธ์ระหว่าง μ_0 กับอัตราส่วนของกระแส I_L / I_{X-p}

จากสมการที่ (2.26) สามารถเขียนกราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าอัตราการแปลงผัน M กับค่า V_{XX}/V_S สำหรับอัตราส่วนของกระแส I_L/I_{X-p} ค่าต่างๆ ดังรูปที่ 2.7



รูปที่ 2.7 ความสัมพันธ์ระหว่างอัตราการแปลงผัน M กับค่า V_{XX}/V_S สำหรับอัตราส่วนของกระแส I_L/I_{X-p} ค่าต่างๆ

2.2.2 กรณีความต้านทานโหลด R มีค่าคงที่ แต่มีการปรับค่าตัวแปรควบคุม

เมื่อความต้านทานโหลด R มีค่าคงที่ และมีการแปรค่าตัวแปรควบคุมเพื่อทำให้แรงดันด้านออก V_o เปลี่ยนไปตามต้องการ สามารถแบ่งการควบคุมตามตัวแปรควบคุมที่แตกต่างกันออกเป็น 2 กรณี คือ

2.2.2.1 ปรับค่า I_{X-p} โดยให้ F_S คงที่

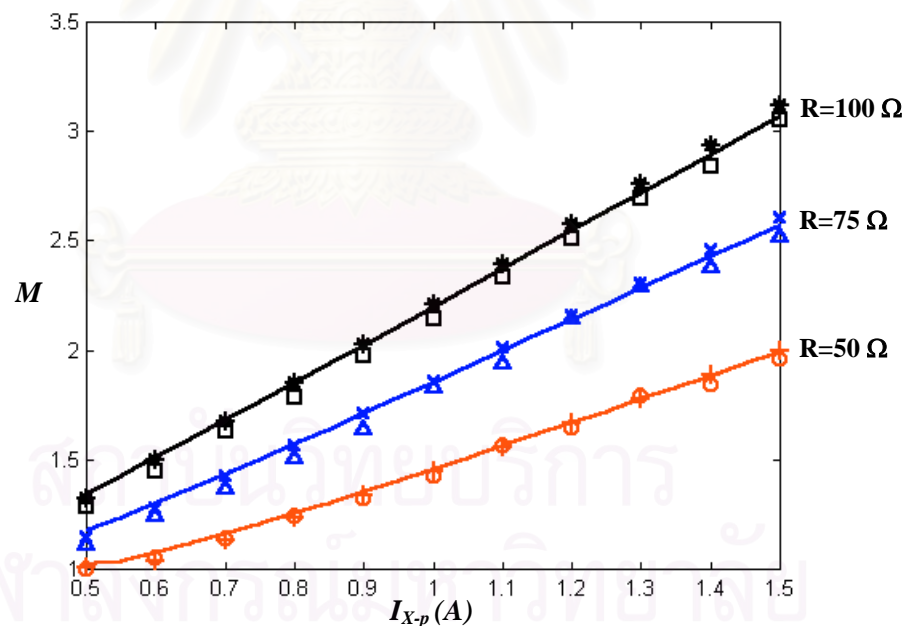
ถ้ากำหนดให้ความถี่การสวิตช์ F_S และแรงดันด้านเข้า V_S คงที่ เมื่อปรับตัวแปรควบคุม I_{X-p} ไป จะได้ความสัมพันธ์ระหว่างอัตราการแปลงผัน M กับค่ายอดของกระแสควบคุม I_{X-p} สำหรับความต้านทานโหลด R คงที่ค่าหนึ่งๆ ดังรูปที่ 2.8 จะเห็นได้ว่า เมื่อค่ายอดของกระแสควบคุม I_{X-p} มากขึ้นจะทำให้อัตราการแปลงผัน M หรือแรงดันด้านออก V_o เพิ่มขึ้นตาม และสำหรับค่ายอดของกระแสควบคุม I_{X-p} ค่าหนึ่งๆ ถ้าเพิ่มความต้านทานโหลด R ให้มากขึ้นจะทำให้อัตราการแปลงผัน M เพิ่มขึ้นตาม ความสัมพันธ์ที่ได้จากกราฟดังกล่าว สามารถอธิบายได้ 2 แนวทาง คือ

□ ใช้หลักการของพลังงาน และรูปคลื่นของกระแสและแรงดันในวงจร

ในแง่ของพลังงาน เนื่องจากแหล่งจ่ายพลังงานในวงจรมาจากแหล่งจ่ายไฟตรงด้านเข้า V_S และแหล่งกระแสควบคุม i_X ถ้า V_S มีค่าคงที่และเพิ่ม I_{X-p} จะทำให้พลังงานภายในระบบมากขึ้น แรงดันด้านออกจึงมากขึ้น ส่วนกรณีค่า I_{X-p} คงที่ค่าหนึ่งๆ เมื่อเพิ่ม R ให้มากขึ้น แรงดันด้านออกจะมากขึ้น กระแสไหล I_O ลดลง ดังนั้นแรงดันด้านออก V_O จะเพิ่มขึ้นตามค่า R

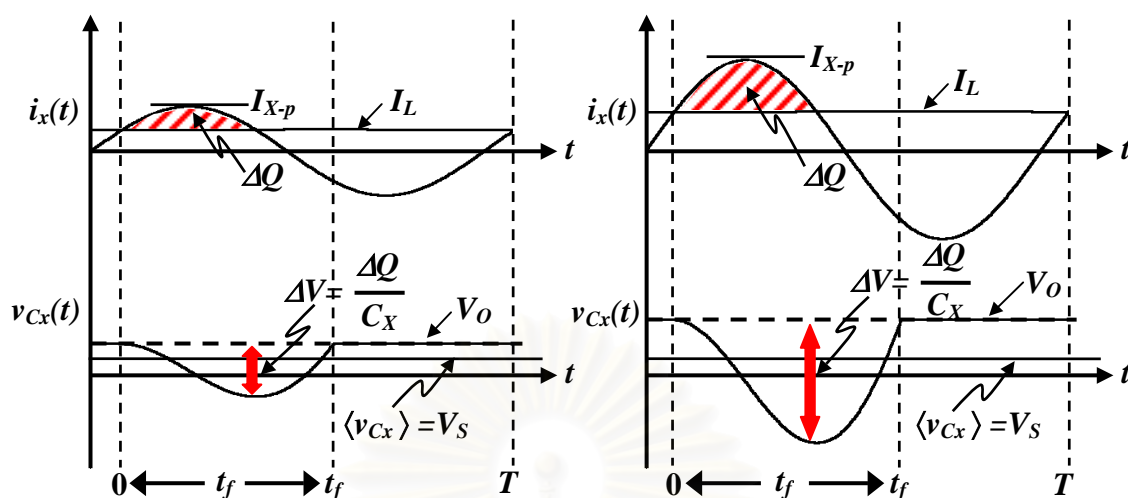
ส่วนในแง่ของแรงดัน v_{C_x} เมื่อให้ความถี่การสวิตช์ F_S หรือคาบการสวิตช์ T คงที่ และปรับ I_{X-p} ให้มากขึ้น จะทำให้อัตราส่วนของกระแส I_L / I_{X-p} ลดลง ค่า t_{fn} จะมากขึ้น พื้นที่ระหว่างกราฟ i_X กับ I_L (พื้นที่ที่แรเงาในรูปที่ 2.9) จะมากขึ้นตาม แสดงว่าตัวเก็บประจุ C_X คายจะประจุมากขึ้น ทำให้แรงดัน v_{C_x} มีค่าลดลงมาก ดังนั้นเพื่อให้ค่าเฉลี่ยของ v_{C_x} ซึ่งมีค่าคงที่เท่ากับแรงดันไฟตรงด้านเข้า V_S เท่าเดิม ระบบจะปรับตัวทำให้ V_O มากขึ้น แต่การที่ V_O มากขึ้นจะไปเพิ่มค่ากระแส I_L ทำให้พื้นที่ระหว่างกราฟ i_X กับ I_L ลดลงอีก และเมื่อระบบเข้าสู่สภาวะสมดุลแรงดันด้านออก V_O จะมีค่ามากกว่า เมื่อเทียบกับตอนที่ยังไม่ปรับค่าออกของกระแส I_{X-p}

$$(V_S = 24 \text{ V}, F_S = 30 \text{ kHz}, C_X = 34.4 \text{ nF}, L = 10.326 \text{ mH}, C = 34.513 \text{ } \mu\text{F})$$



หมายเหตุ R= 50 Ω : — ผลการคำนวณ, ++ ผลการจำลอง, OO ผลการทดลอง
 R= 75 Ω : — ผลการคำนวณ, XX ผลการจำลอง, ΔΔ ผลการทดลอง
 R=100 Ω : — ผลการคำนวณ, ** ผลการจำลอง, □□ ผลการทดลอง

รูปที่ 2.8 ความสัมพันธ์ระหว่างอัตราการแปลงผัน M กับค่าออกของกระแสควบคุม I_{X-p} เมื่อความถี่การสวิตช์ F_S คงที่ สำหรับความต้านทานโหลด R = 50, 75 และ 100 Ω

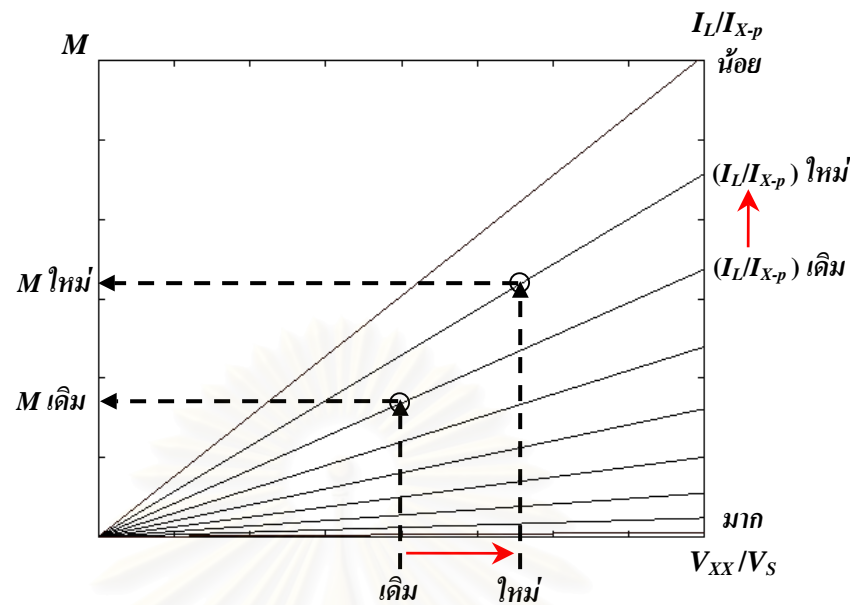


(ก) ไม่มีการปรับค่ายอดของกระแสควบคุม I_{X-p} (ข) ปรับค่ายอดของกระแสควบคุม I_{X-p} ให้มากขึ้น รูปที่ 2.9 กลไกการเพิ่มขึ้นของแรงดัน V_O เมื่อเพิ่มค่ายอดของกระแสควบคุม I_{X-p} และบังคับให้ความถี่การสวิตช์ F_S คงที่ สำหรับความต้านทานโหลด R ค่าหนึ่งๆ

□ ใช้สมการของอัตราการแปลงผัน

ในกรณีที่ความต้านทานโหลด R คงที่ เมื่อให้ความถี่การสวิตช์ F_S คงที่ และเพิ่มค่า I_{X-p} ขึ้น จะทำให้ค่า V_{XX} มากขึ้น และในขณะเดียวกันการเพิ่มค่า I_{X-p} จะทำให้อัตราส่วนของกระแส I_L / I_{X-p} น้อยลง ค่า μ_0 จะมากขึ้น (พิจารณารูปที่ 2.6) ดังนั้นจากสมการที่ (2.26) พบว่าเมื่อ μ_0 และ V_{XX} มากขึ้น ค่าอัตราการแปลงผัน M ที่แปรตาม μ_0 และ V_{XX} จึงมีค่ามากขึ้นตามไปด้วย ดังรูปที่ 2.10 และสำหรับ I_{X-p} ค่าหนึ่งๆ การเพิ่มความต้านทานโหลด R จะทำให้กระแสโหลดลดลง อัตราส่วนของกระแส I_L / I_{X-p} น้อยลง ค่า μ_0 จะมีค่ามากขึ้น ขณะที่ค่า V_{XX} คงที่ อัตราการแปลงผัน M จึงมากขึ้น

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



รูปที่ 2.10 กลไกการเพิ่มขึ้นของอัตราการแปลงผัน M เมื่อเพิ่มค่าขอดของกระแสควบคุม I_{X-p} และ บังคับให้ความถี่การสวิตช์ F_S คงที่ สำหรับความต้านทานโหลด R ค่าหนึ่งๆ

2.2.2.2 ปรับค่า F_S โดยให้ I_{X-p} คงที่

เมื่อค่าขอดของกระแสควบคุม I_{X-p} และแรงดันด้านเข้า V_S คงที่ สำหรับความต้านทาน โหลด R คงที่ค่าหนึ่งๆ การเพิ่มความถี่การสวิตช์ F_S จะทำให้อัตราการแปลงผัน M หรือแรงดันด้าน ออก V_o ลดลงดังรูปที่ 2.11 และสำหรับความถี่การสวิตช์ F_S ค่าหนึ่งๆ การเพิ่มความต้านทาน โหลด R จะทำให้อัตราการแปลงผัน M มีค่ามากขึ้นตาม ซึ่งสามารถอธิบายได้คือ

□ ใช้หลักการของพลังงาน และรูปคลื่นของกระแสและแรงดันในวงจร

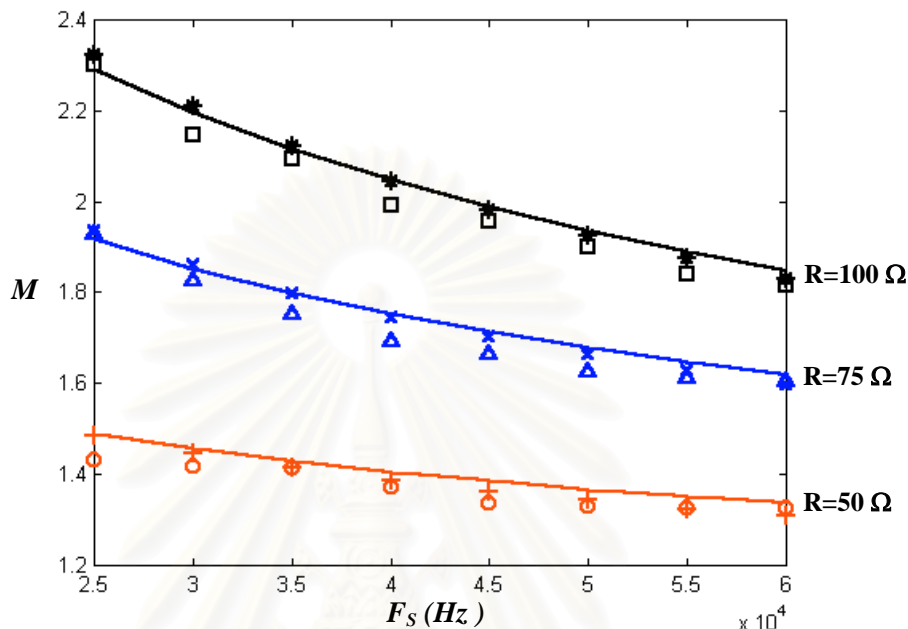
สำหรับความต้านทานโหลด R คงที่ค่าหนึ่งๆ ถ้าเพิ่มความถี่การสวิตช์ F_S จะทำให้ คาบการสวิตช์ T ลดลง ดังนั้นถ้าค่า I_{X-p} คงที่แต่ T ลดลง พื้นที่ระหว่างกราฟ i_x กับ I_L จะลดลงตัวเก็บ ประจุ C_x จะคายประจุน้อยลง ระบบจะปรับตัวทำให้แรงดันด้านออก V_o ลดลง และเมื่อระบบเข้าสู่ สภาวะสมดุลแรงดันด้านออก V_o จะมีค่าลดลงเมื่อเทียบกับ V_o ตอนที่ยังไม่เพิ่ม F_S ดังรูปที่ 2.12

□ ใช้สมการของอัตราการแปลงผัน

สำหรับความต้านทานโหลด R คงที่ค่าหนึ่งๆ เมื่อให้ I_{X-p} คงที่และเพิ่มความถี่การ สวิตช์ F_S จะทำให้ ค่า V_{XX} ลดลง จากสมการที่ (2.26) ได้ว่าแรงดันด้านออก V_o จะลดลง ทำให้ กระแสโหลด I_o จะลดลง ในขณะเดียวกันการที่กระแสโหลด I_o ลดลงจะทำให้อัตราส่วนของ กระแส I_L/I_{X-p} ลดลง ค่า μ_0 จะมากขึ้น (พิจารณารูปที่ 2.6) แต่เนื่องจากการลดลงของ I_L เป็นผลมา

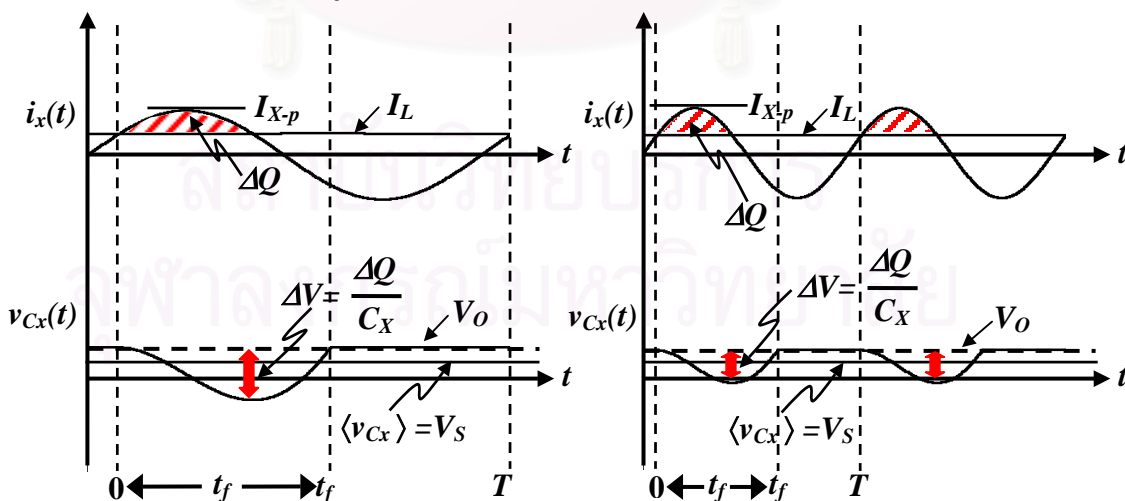
จากการลดลงของ V_o ที่สืบเนื่องมาจากการลดลงของ V_{xx} ดังนั้นการลดลงของ V_{xx} จะมากกว่าการเพิ่มขึ้นของ μ_0 ซึ่งจะทำให้ค่าอัตราการแปลงผัน M มีค่าลดลง ดังรูปที่ 2.13

$$(V_S = 24 \text{ V}, I_{x-p} = 1 \text{ A}, C_X = 34.4 \text{ nF}, L = 10.326 \text{ mH}, C = 34.513 \text{ }\mu\text{F})$$

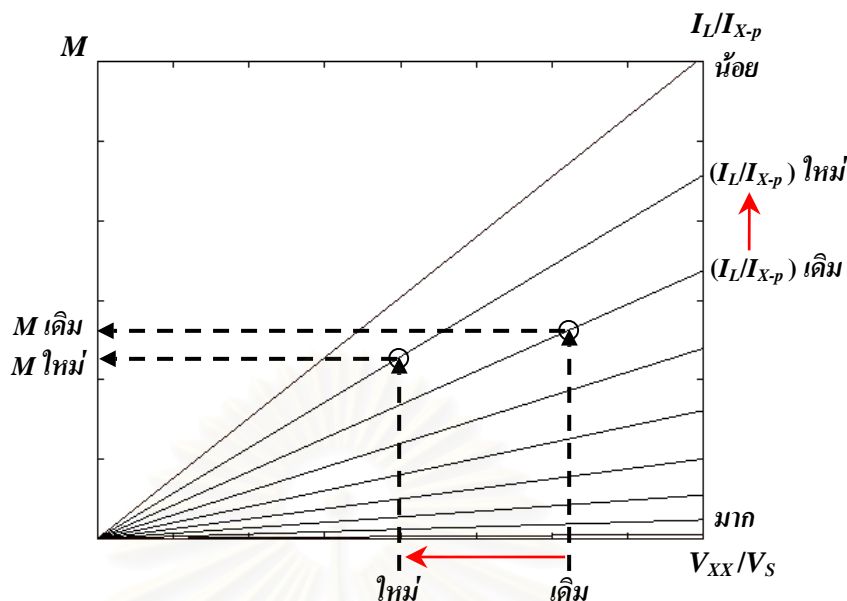


หมายเหตุ $R=50 \Omega$: — ผลการคำนวณ, ++ ผลการจำลอง, ○○ ผลการทดลอง
 $R=75 \Omega$: — ผลการคำนวณ, ×× ผลการจำลอง, △△ ผลการทดลอง
 $R=100 \Omega$: — ผลการคำนวณ, ** ผลการจำลอง, □□ ผลการทดลอง

รูปที่ 2.11 ความสัมพันธ์ระหว่างอัตราการแปลงผัน M กับความถี่การสวิตช์ F_s เมื่อค่าขดของกระแสควบคุม I_{x-p} คงที่ สำหรับความต้านทานโหลด $R = 50, 75$ และ 100Ω



(ก) ไม่มีการปรับความถี่การสวิตช์ F_s (ข) ปรับความถี่การสวิตช์ F_s ให้มากขึ้น
 รูปที่ 2.12 กลไกการลดลงของแรงดัน V_o เมื่อเพิ่มความถี่การสวิตช์ F_s และบังคับให้ค่าขดของกระแส I_{x-p} คงที่ สำหรับความต้านทานโหลด R ค่าหนึ่งๆ



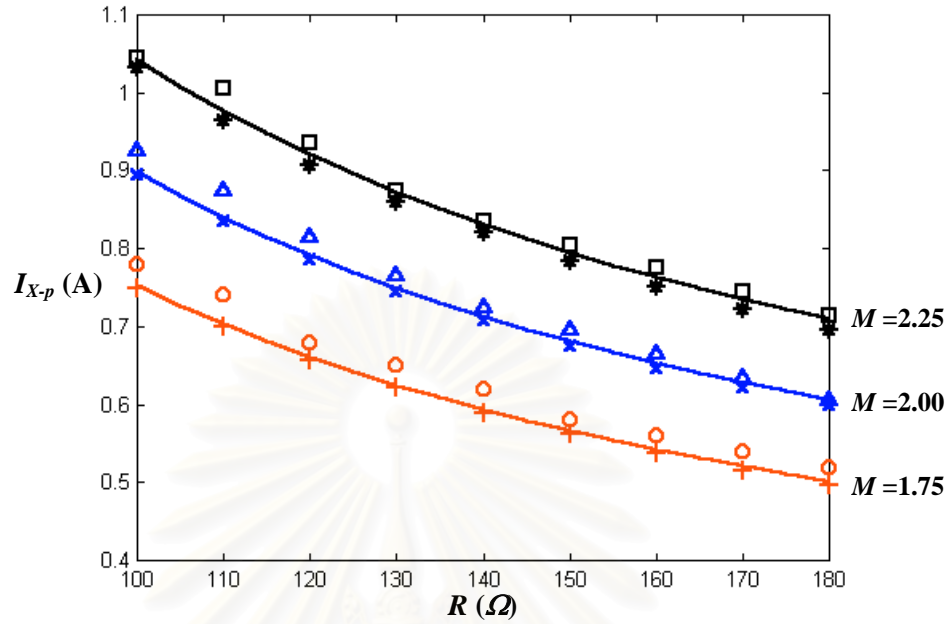
รูปที่ 2.13 กลไกการเพิ่มขึ้นของอัตราการแปลงผัน M เมื่อเพิ่มความถี่การสวิตช์ F_S และบังคับให้ค่ายอดของกระแสควบคุม I_{X-p} คงที่ สำหรับความต้านทานโหลด R ค่าหนึ่งๆ

2.2.3 กรณีความต้านทานโหลด R เปลี่ยนไป แต่ต้องการควบคุมแรงดันด้านออก V_O ให้คงที่

2.2.3.1 ปรับค่า I_{X-p} โดยให้ F_S คงที่

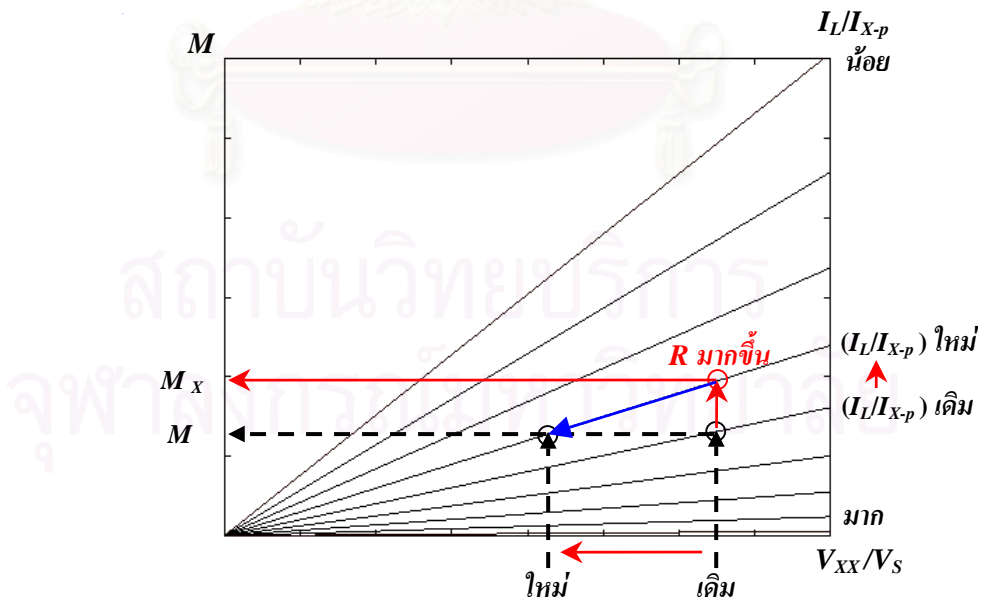
จากรูปที่ 2.14 จะเห็นได้ว่าที่อัตราการแปลงผัน M คงที่แต่ละค่า เมื่อให้ความถี่การสวิตช์ F_S คงที่ และเพิ่มความต้านทานโหลด R ให้มากขึ้น จะทำให้กระแสโหลดน้อยลง และแรงดันด้านออก V_O เพิ่มขึ้น ถ้าต้องการควบคุมแรงดันด้านออก V_O ให้มีค่าคงที่ จะต้องลดค่ายอดของกระแสควบคุม I_{X-p} เพื่อให้แรงดันด้านออก V_O ลดลงจนมีค่าเท่ากับค่าที่ต้องการ ซึ่งสามารถอธิบายพฤติกรรมของวงจรได้โดยใช้ดังรูปที่ 2.15 คือ ที่ค่า I_{X-p} และ F_S ค่าหนึ่งๆ ถ้าเพิ่มความต้านทานโหลด R ขึ้น จะทำให้กระแสโหลดน้อยลง แรงดันด้านออกมากขึ้น อัตราส่วนของกระแส I_L / I_{X-p} จะน้อยลง และค่า μ_0 จะมากขึ้น ดังนั้นจากสมการที่ (2.26) ถ้าต้องการให้ V_O หรือ M มีค่าเท่าเดิม จะต้องลดค่าของ V_{XX} ลง ซึ่งทำได้โดยการปรับค่า I_{X-p} ให้น้อยลงกว่าเดิม

($V_S = 24 \text{ V}$, $F_S = 30 \text{ kHz}$, $C_X = 34.4 \text{ nF}$, $L = 10.326 \text{ mH}$, $C = 34.513 \text{ } \mu\text{F}$)



หมายเหตุ $M=1.75$: — ผลการคำนวณ, ++ ผลการจำลอง, ○○ ผลการทดลอง
 $M=2.00$: — ผลการคำนวณ, ×× ผลการจำลอง, △△ ผลการทดลอง
 $M=2.25$: — ผลการคำนวณ, ** ผลการจำลอง, □□ ผลการทดลอง

รูปที่ 2.14 ความสัมพันธ์ระหว่างค่ายอดของกระแสควบคุม I_{X-p} กับความต้านทานโหลด R เมื่อความถี่การสวิตช์ F_S คงที่ สำหรับอัตราการแปลงผัน $M=1.75, 2.00$ และ 2.25

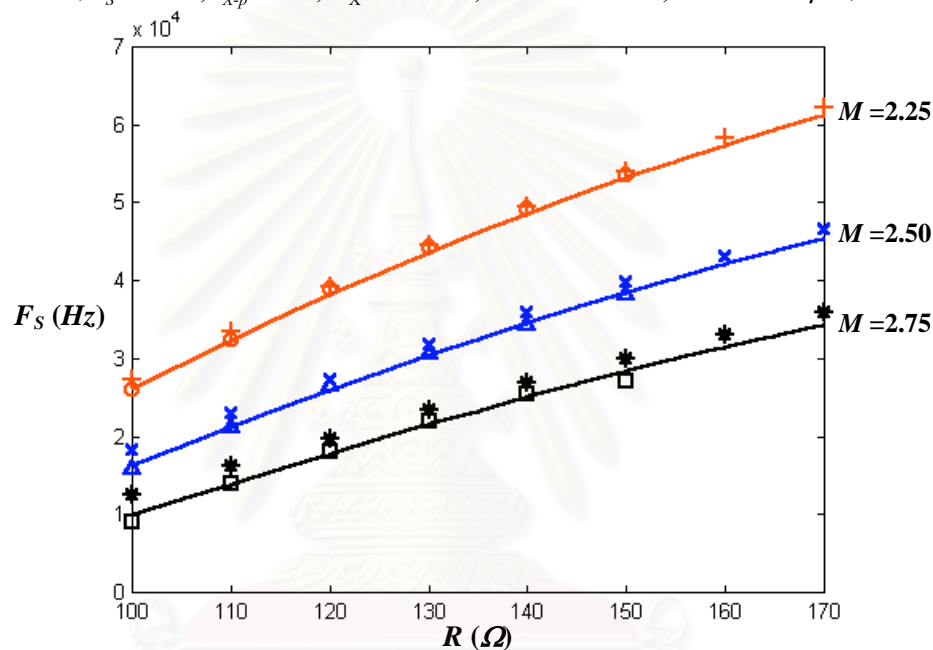


รูปที่ 2.15 กลไกการรักษาอัตราการแปลงผัน M เมื่อความต้านทานโหลด R เพิ่มขึ้น

2.2.3.2 ปรับค่า F_S โดยให้ I_{x-p} คงที่

สำหรับอัตราการแปลงผัน M คงที่แต่ละค่า เมื่อให้ค่า I_{x-p} คงที่ การเพิ่มความต้านทานโหลด R จะทำให้แรงดันด้านออก V_o เพิ่มขึ้น หากต้องการให้ V_o คงที่ จะต้องเพิ่มความถี่การสวิตช์ F_S ตาม เพื่อให้แรงดันด้านออก V_o ลดลงจนมีค่าเท่ากับค่าที่ต้องการ ดังรูปที่ 2.16 ซึ่งสามารถอธิบายพฤติกรรมของวงจรได้โดยใช้สมการที่ (2.26) ในทำนองเดียวกับกรณีการปรับค่า I_{x-p} แต่ในกรณีนี้ จะเพิ่มค่าของความถี่การสวิตช์ F_S ให้มากขึ้นแทนเพื่อลดค่าของ V_{xx} ลง

$$(V_S = 24 \text{ V}, I_{x-p} = 1 \text{ A}, C_x = 34.4 \text{ nF}, L = 10.326 \text{ mH}, C = 34.513 \text{ } \mu\text{F})$$



หมายเหตุ $M = 2.25$: — ผลการคำนวณ, ++ ผลการจำลอง, ○○ ผลการทดลอง
 $M = 2.50$: — ผลการคำนวณ, ×× ผลการจำลอง, △△ ผลการทดลอง
 $M = 2.75$: — ผลการคำนวณ, ** ผลการจำลอง, □□ ผลการทดลอง

รูปที่ 2.16 ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่การสวิตช์ F_S กับความต้านทานโหลด R เมื่อค่าของกระแสควบคุม I_{x-p} คงที่ สำหรับอัตราการแปลงผัน $M = 2.25, 2.50$ และ 2.75

2.3 การจำลองและการทดลอง

เพื่อตรวจสอบความถูกต้องของการคำนวณทางทฤษฎี ในบทนี้ได้จำลองการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ (PSPICE) และต่อวงจรทดลองจริง ซึ่งได้ผลดังนี้

- รูปที่ 2.4 และ 2.6 แสดงผลการจำลองและผลการทดลอง เพื่อทดสอบความสัมพันธ์ระหว่างค่า t_m กับ $\langle i_L \rangle / \langle i_{x-p} \rangle$ และค่า μ_0 กับ $\langle i_L \rangle / \langle i_{x-p} \rangle$ ตามลำดับ โดยใช้ $V_S = 24V$, $I_{x-p} = 1A$, $F_S = 30kHz$, $C_x = 34.4nF$, $L = 10.326mH$, $C = 34.513\mu F$ พบว่าผลการคำนวณ ผลการจำลอง และผลการทดลองมีความสอดคล้องและมีค่าใกล้เคียงกันมาก

- รูปที่ 2.8 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่า M กับ I_{x-p} จะเห็นได้ว่าผลการคำนวณ ผลการจำลอง และผลการทดลองมีความสอดคล้องกัน เมื่อเทียบผลการคำนวณกับผลการจำลองพบว่าแรงดันด้านออกมีความคลาดเคลื่อนไม่เกิน 4% และเมื่อเทียบผลการคำนวณกับผลทดลองพบว่าแรงดันด้านออกมีความคลาดเคลื่อนไม่เกิน 5.6% ผลการทดลองส่วนใหญ่จะมีค่าต่ำกว่าผลการคำนวณ อาจมาจากการสูญเสียในวงจร

- รูปที่ 2.11 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่า M กับ F_S จะเห็นได้ว่าผลการคำนวณ ผลการจำลอง และผลการทดลองมีความสอดคล้องกัน เมื่อเทียบผลการคำนวณกับผลการจำลองพบว่าแรงดันด้านออกมีความคลาดเคลื่อนไม่เกิน 2% และเมื่อเทียบผลการคำนวณกับผลทดลองพบว่าแรงดันด้านออกมีความคลาดเคลื่อนไม่เกิน 4% เมื่อเทียบกับรูปที่ 2.8 พบว่ากรณีของความถี่การสวิตช์ F_S จะมีความคลาดเคลื่อนน้อยกว่า เนื่องจากความถี่การสวิตช์ F_S มีความไวต่อแรงดันด้านออกน้อยกว่าค่าของแหล่งกระแสควบคุม I_{x-p}

- รูปที่ 2.14 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่า I_{x-p} กับ R กรณีคงค่าแรงดันด้านออก จะเห็นได้ว่าผลการคำนวณ ผลการจำลอง และผลการทดลองมีความสอดคล้องกัน เมื่อเทียบผลการคำนวณกับผลการจำลองพบว่ามีความคลาดเคลื่อนไม่เกิน 1.87% และเมื่อเทียบผลการคำนวณกับผลทดลองพบว่ามีความคลาดเคลื่อนไม่เกิน 5% ส่วนใหญ่ผลการทดลองจะมีค่าของกระแสควบคุมมากกว่าผลการคำนวณ อาจเนื่องมาจากการสูญเสียในวงจรที่ทำให้แรงดันด้านออกลดลง จึงทำให้ต้องใช้ค่าของกระแสในการทดลองมากกว่าค่าที่ได้จากการคำนวณ

- รูปที่ 2.16 แสดงความสัมพันธ์ระหว่าง F_S กับ R กรณีคงค่าแรงดันด้านออก จะเห็นได้ว่าผลการคำนวณ ผลการจำลอง และผลการทดลองมีความสอดคล้องกัน เมื่อเทียบผลการคำนวณกับผลการจำลองพบว่ามีความคลาดเคลื่อนไม่เกิน 21% และเมื่อเทียบผลการคำนวณกับผลทดลองพบว่ามีความคลาดเคลื่อนไม่เกิน 8.7% เมื่อเทียบกับรูปที่ 2.15 พบว่ากรณีความถี่การสวิตช์จะมีความคลาดเคลื่อนมากกว่ากรณีค่าของกระแสควบคุมมาก อาจเนื่องมาจากความไวของค่า

การสวิตช์ต่อแรงดันด้านออกมีค่าน้อย จึงทำให้ผลการคำนวณต่างจากผลการจำลองและผลการทดลองมาก

2.4 สรุป

หลังจากที่ได้วิเคราะห์การทำงานของวงจรทระดับที่ใช้กึ่งควบคุมแรงดัน กรณีใช้แหล่งกระแสควบคุม i_x รูปคลื่นไซน์ ที่มีค่ายอดของกระแส ไม่ขึ้นกับความถี่การสวิตช์พบว่า

1. วงจรทระดับที่ใช้กึ่งควบคุมแรงดันจะให้แรงดันไฟตรงด้านออกมากกว่าหรือเท่ากับแรงดันไฟตรงด้านเข้าเสมอ ซึ่งจะเหมือนกับวงจรทระดับแบบพื้นฐานที่ใช้สวิตช์ PWM แต่กรณีที่ใช้กึ่งควบคุมแรงดันจะมีแรงดันด้านออก $V_o = V_s + \mu_0 V_{xx}$ เป็นลักษณะการบวกกันของแรงดัน ส่วนกรณีที่ใช้สวิตช์ PWM มีแรงดันด้านออก $V_o = 1/(1-D)V_s$ เป็นลักษณะการคูณกัน ซึ่งจะได้รูปแบบการแปลงผันแรงดันแบบใหม่
2. กรณีที่แหล่งกระแสควบคุมมีค่ายอดของกระแสไม่ขึ้นกับความถี่การสวิตช์ จะมีตัวแปรควบคุมมี 2 ตัวคือ ค่ายอดของกระแส I_{x-p} และความถี่การสวิตช์ F_s โดยที่อัตราการแปลงผัน M จะแปรตาม I_{x-p} แต่แปรผกผันกับ F_s และความไวของอัตราการแปลงผัน M ต่อค่ายอดของกระแส I_{x-p} จะมากกว่าความไวต่อความถี่การสวิตช์ F_s
3. วงจรมีพฤติกรรมที่ขึ้นกับโหลด เหมือนวงจรแปลงผันที่ใช้สวิตช์ PWM ภาคกระแสไม่ต่อเนื่อง
4. ตัวเก็บประจุ C_x เป็นพารามิเตอร์ที่สำคัญซึ่งจะกำหนดพฤติกรรมการทำงานของวงจร ค่า C_x จะแปรผกผันกับแรงดันด้านออกของวงจร
5. ทั้งค่าของ t_{fn} และ μ_0 ขึ้นกับอัตราส่วนของกระแส I_L / I_{x-p}
6. ผลการคำนวณ ผลการจำลอง และผลการทดลองส่วนใหญ่จะสอดคล้องกัน

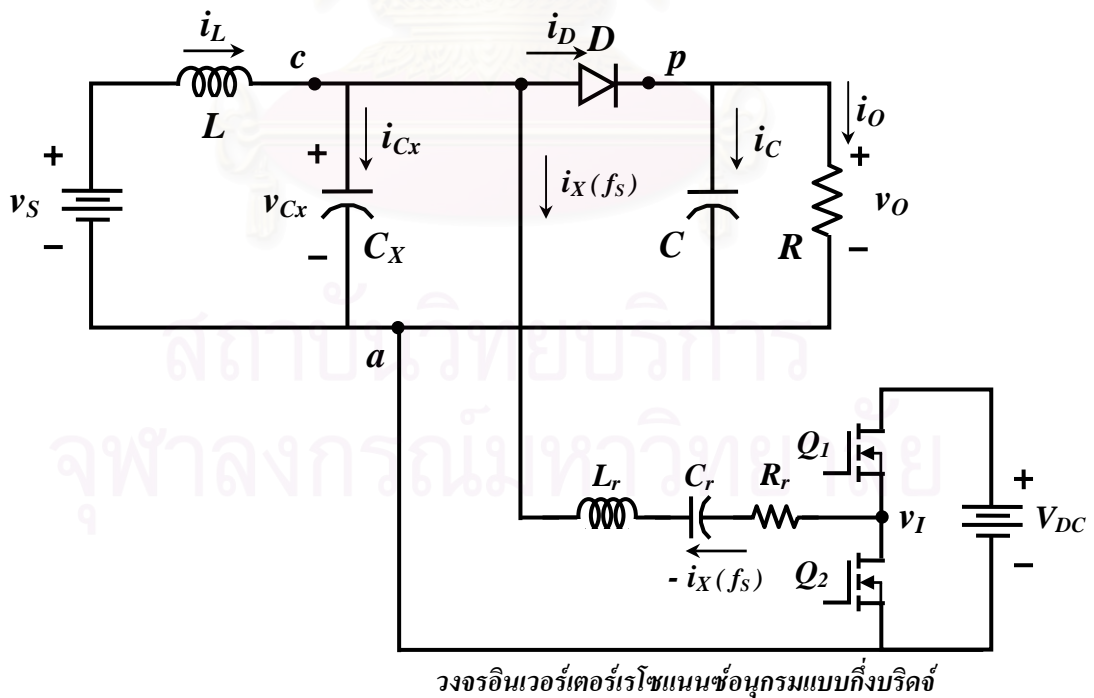
สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

บทที่ 3

การวิเคราะห์ห้วงจร กรณีใช้วงจรถอกรินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์เป็นแหล่งกระแสควบคุม

แหล่งกระแสควบคุม i_x จะเป็นกระแสไฟฟ้าสลับรายคาบที่มีรูปคลื่นใดๆ หรือเป็นกระแสที่ได้จากวงจรรุ่นอื่นก็ได้ แต่ค่ายอดของรูปคลื่นต้องมีค่ามากกว่ากระแสผ่านตัวเหนี่ยวนำ $\langle i_L \rangle$ ที่ผ่านมาได้วิเคราะห์ห้วงจรในกรณีแหล่งกระแสควบคุม $i_x(i_{x-p}, f_s)$ มีรูปคลื่นไซน์ และมีค่ายอดของกระแสควบคุม $\langle i_{x-p} \rangle$ ไม่ขึ้นกับความถี่การสวิตช์ f_s แต่ในทางปฏิบัติจะใช้วงจรถอกรินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์ทำหน้าที่เป็นแหล่งกระแสควบคุม ในกรณีนี้ค่ายอดของกระแส $\langle i_{x-p} \rangle$ จะไม่เป็นตัวแปรอิสระ แต่จะขึ้นจุดการทำงานของวงจรถอกรินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์ ทำให้ความถี่การสวิตช์ f_s เป็นตัวแปรควบคุมเพียงตัวเดียวในวงจรถอกรินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์

วิทยานิพนธ์ใช้วงจรถอกรินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์อนุกรมแบบกึ่งบริดจ์ (Half-bridge series resonant inverter) เป็นแหล่งกระแสควบคุมเพื่อเป็นตัวอย่างในการศึกษาดังรูปที่ 3.1 โดยวงจรถอกรินเวอร์เตอร์จะรับพลังงานจากแหล่งจ่ายแรงดันไฟตรงภายนอก V_{DC} แทนการใช้พลังงานจากด้านออกของวงจรถอกรินเวอร์เตอร์ระดับ ความต้านทาน R_r เป็นความต้านทานที่แทนการสูญเสียในวงจรถอกรินเวอร์เตอร์



รูปที่ 3.1 วงจรถอกรินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์อนุกรมแบบกึ่งบริดจ์ที่ใช้กระแสควบคุมแรงดัน กรณีใช้วงจรถอกรินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์เป็นแหล่งกระแสควบคุม

แนวทางในการวิเคราะห์วงจรเรโซแนนซ์โดยทั่วไป มี 2 แนวทางหลักคือ 1. วิเคราะห์หาสมการของกระแสและแรงดันของวงจรในแต่ละรูปลักษณะ [5] และ 2. วิเคราะห์โดยพิจารณาเฉพาะความถี่หลักมูล [5-6] แนวทางแรกจะให้ผลลัพธ์ที่มีความถูกต้องมาก แต่การวิเคราะห์จะซับซ้อนมากด้วย ส่วนแนวทางที่สองเป็นการวิเคราะห์แบบประมาณซึ่งจะมีความถูกต้องใกล้เคียงเมื่อความถี่การสวิตช์อยู่ใกล้กับความถี่เรโซแนนซ์ และตัวประกอบคุณภาพมีค่าสูง การวิเคราะห์แบบนี้จะไม่ซับซ้อนมากนัก ทำให้เห็นภาพทางฟิสิกส์ของวงจรได้ดี และที่สำคัญสามารถประยุกต์ผลการวิเคราะห์ในบทที่ 2 มาใช้กับวงจรดังกล่าวได้ ดังนั้นในบทนี้จะวิเคราะห์โดยพิจารณาเฉพาะความถี่หลักมูล ซึ่งมีรายละเอียดดังต่อไปนี้

3.1 การประมาณส่วนของวงจรอินเวอร์เตอร์ โดยพิจารณาเฉพาะความถี่หลักมูล

เมื่อพิจารณาวงจรในรูปที่ 3.1 โดยคิดเฉพาะส่วนของวงจรอินเวอร์เตอร์จะได้วงจรดังรูปที่ 3.2 (ก) สามารถแทนแหล่งแรงดันไฟตรง V_{DC} และสวิตช์ไวงานได้ด้วยแหล่งแรงดันสี่เหลี่ยม v_I ดังวงจรสมมูลในรูปที่ 3.2 (ข) โดยที่แรงดัน v_I มีค่าตามสมการที่ (3.1)

$$v_I(t) = \begin{cases} V_{DC} & ; 0 < t \leq T/2 \\ 0 & ; T/2 < t \leq T \end{cases} \quad (3.1)$$

แตกอนุกรมฟูเรียร์ของแรงดัน v_I ได้ว่า

$$\begin{aligned} v_I(t) &= \frac{V_{DC}}{2} + \frac{2V_{DC}}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1 - (-1)^n}{2n} \sin(n\omega_s t) \\ &= V_{DC} \left(\frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \sin \omega_s t + \frac{2}{3\pi} \sin 3\omega_s t + \frac{2}{5\pi} \sin 5\omega_s t + \dots \right) \end{aligned} \quad (3.2)$$

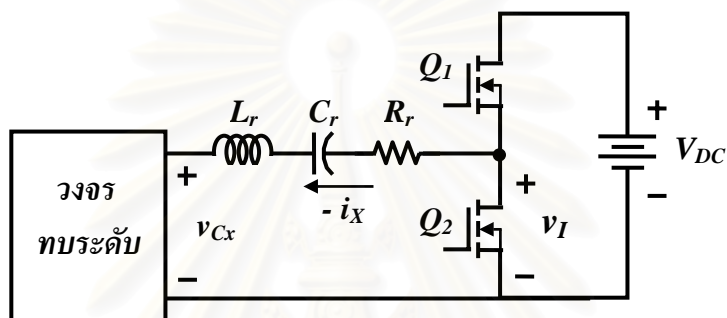
องค์ประกอบหลักมูลของแรงดัน v_I คือ

$$v_{\sin}(t) = V_{\sin-p} \sin(\omega_s t) \quad (3.3)$$

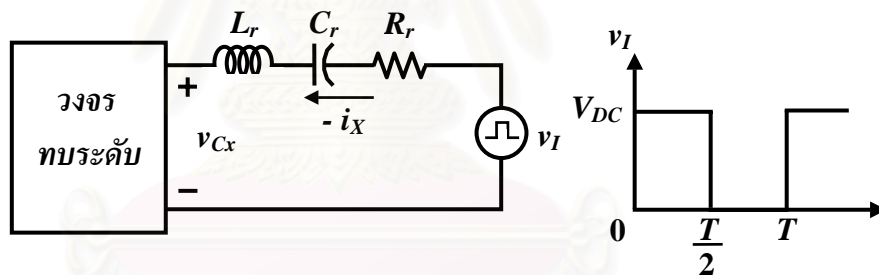
เมื่อค่ายอดของแรงดัน

$$V_{\sin-p} = \frac{2V_{DC}}{\pi} \approx 0.637V_{DC} \quad (3.4)$$

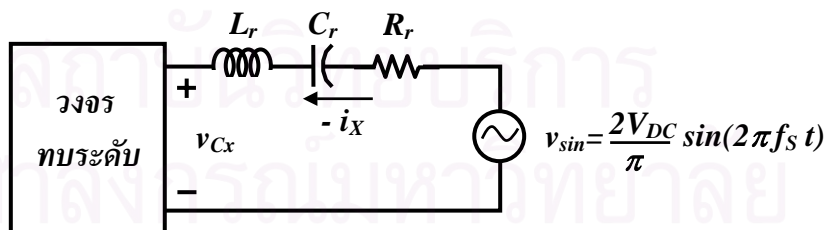
ถ้าความถี่การสวิตช์ f_s อยู่ใกล้กับความถี่เรโซแนนซ์ f_o และตัวประกอบคุณภาพของวงจรมีค่าสูง ทำให้อิมพีแดนซ์ของวงจรที่ความถี่ฮาร์มอนิกมีค่าสูงกว่าอิมพีแดนซ์ที่ความถี่หลักมูลมาก กระแสที่ผ่านวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์มีรูปคลื่นใกล้เคียงไซน์ และมีค่าใกล้เคียงกับองค์ประกอบหลักมูล ดังนั้นสามารถแทนแรงดันสี่เหลี่ยมด้วยแรงดันไซน์ขององค์ประกอบหลักมูลได้ ดังรูปที่ 3.2 (ค) โดยที่แรงดันไฟตรง $V_{DC} / 2$ จะตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_r เมื่อแทนส่วนของวงจรอินเวอร์เตอร์ที่คิดเฉพาะองค์ประกอบหลักมูลลงในวงจรรูปที่ 3.1 จะได้วงจรทบทระดับที่ใช้กึ่งควบคุมแรงดันที่คิดเฉพาะความถี่หลักมูลในส่วนของวงจรอินเวอร์เตอร์ ดังรูปที่ 3.3



(ก) ส่วนของวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์อนุกรมแบบกึ่งบริดจ์

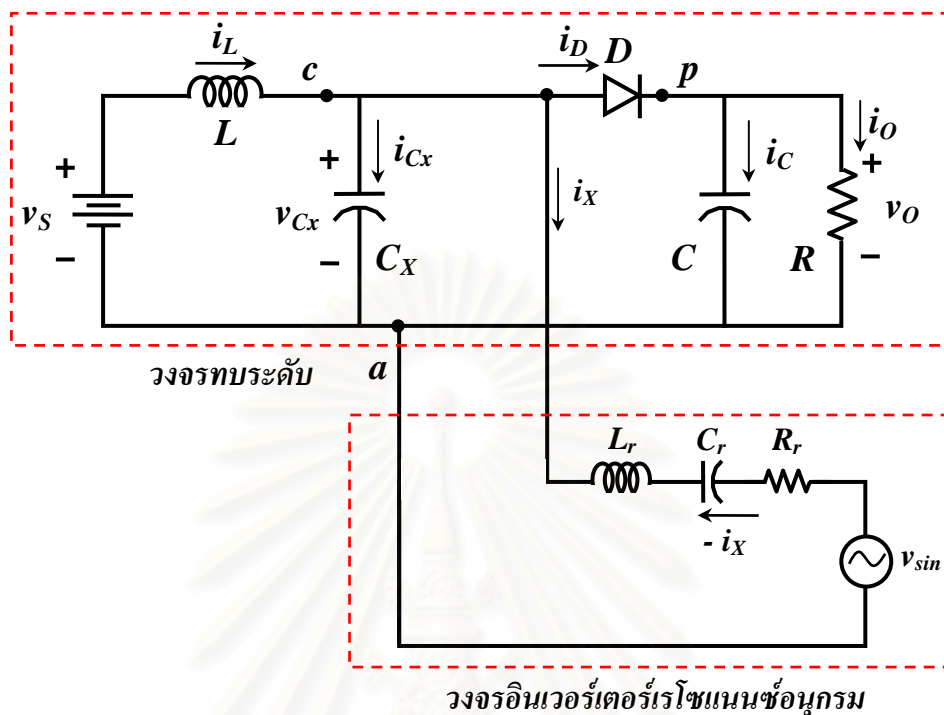


(ข) แทนแหล่งแรงดัน V_{DC} และสวิตช์ ด้วย แหล่งแรงดันรูปคลื่นสี่เหลี่ยม v_I



(ค) วงจรสมมูลใกล้เคียงที่คิดเฉพาะองค์ประกอบหลักมูล

รูปที่ 3.2 ส่วนของวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์อนุกรมที่คิดเฉพาะองค์ประกอบหลักมูล



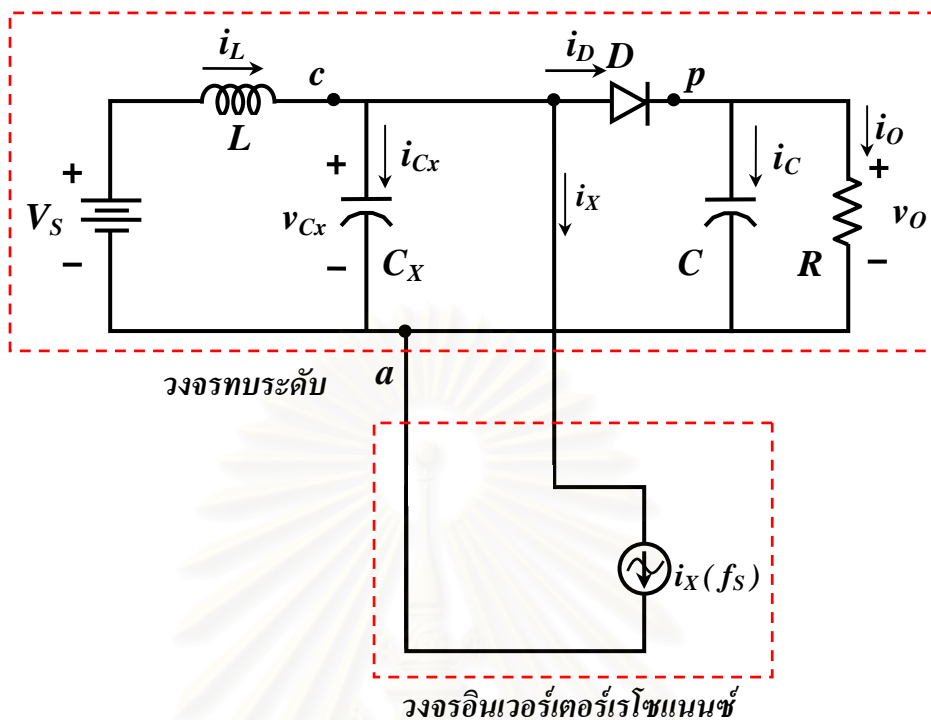
รูปที่ 3.3 วงจรทบทระดับที่ใช้กึ่งควบคุมแรงดัน กรณีใช้วงจรสมมูลใกล้เคียงที่คิดเฉพาะองค์ประกอบหลักแทนส่วนของวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์อนุกรม

3.2 การหาวงจรสมมูล

จากวงจรในรูปที่ 3.3 สามารถแบ่งวงจรออกเป็น 2 ส่วนคือ 1. ส่วนของวงจรทบทระดับ และ 2. ส่วนของวงจรอินเวอร์เตอร์ ในหัวข้อนี้จะหาวงจรสมมูลเพื่อแยกวงจรในรูปที่ 3.3 เป็น 2 ส่วน วงจรอินเวอร์เตอร์จะเป็นแหล่งกระแสของวงจรทบทระดับ ในขณะที่วงจรทบทระดับจะเป็นโหลดของวงจรอินเวอร์เตอร์

3.2.1 พิจารณาส่วส่วนของวงจรทบทระดับ

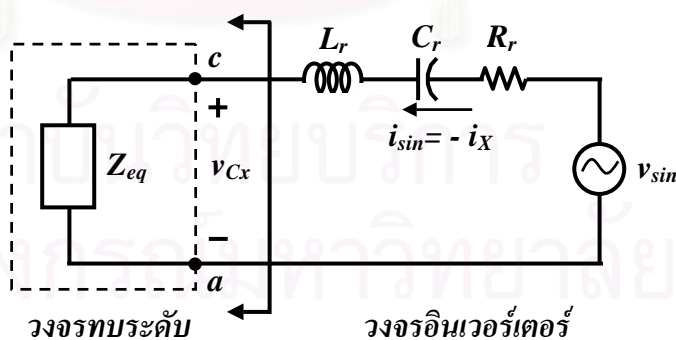
เมื่อมองจากวงจรทบทระดับเข้าไปในวงจรอินเวอร์เตอร์จะเห็นวงจรอินเวอร์เตอร์เป็นแหล่งแรงดัน v_{sin} ต่ออนุกรมกับ L_r , C_r และ R_r ซึ่งอาจแทนส่วนของวงจรอินเวอร์เตอร์ด้วยแหล่งกระแสที่มีลักษณะใกล้เคียงกับแหล่งกระแส i_x ดังรูปที่ 3.4 และสังเกตได้ว่าวงจรมีลักษณะเดียวกับวงจรในรูปที่ 2.1 ทำให้สามารถใช้การวิเคราะห์ในบทที่ 2 กับวงจรนี้ได้



รูปที่ 3.4 วงจรสมมูล เมื่อมองจากวงจรทบระดับเข้าไปในวงจรอินเวอร์เตอร์

3.2.2 พิจารณาส່วนของวงจรอินเวอร์เตอร์

ในกรณีทีมองจากวงจรอินเวอร์เตอร์เข้าไปในวงจรทบระดับ อาจแทนวงจรทบระดับด้วยอิมพีแดนซ์สมมูลดังรูปที่ 3.5 สามารถคำนวณหาอิมพีแดนซ์สมมูลได้จากรูปคลื่นของกระแสที่ไหลเข้าวงจรทบระดับ i_{sin} และรูปคลื่นของแรงดันที่ขั้วด้านเข้า ดังรูปที่ 2.3 กล่าวคือ



รูปที่ 3.5 อิมพีแดนซ์สมมูลของวงจรทบระดับ ที่พิจารณาเฉพาะองค์ประกอบหลักมูล

ถ้ากำหนดให้ i_{sin} เป็นกระแสที่ไหลเข้าวงจรทบระดับ ซึ่งมีทิศตรงข้ามกับกระแส i_x จากสมการที่ (2.1) จะได้สมการของ i_{sin} ดังสมการที่ (3.5) คือ

$$\begin{aligned} i_{sin} &= -i_X = \langle i_{X-p} \rangle \cdot \sin(\omega_S t + \theta + 180^\circ) \\ &= \langle i_{X-p} \rangle \cdot \cos(\omega_S t + \theta + 90^\circ) \end{aligned} \quad (3.5)$$

แรงดันที่ขั้วด้านเข้าเมื่อมองจากวงจรอินเวอร์เตอร์เข้าไปที่วงจรทระดับจะเท่ากับแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ v_{Cx} ซึ่งมีค่าดังสมการที่ (2.12) สามารถแยกอนุกรมฟูเรียร์ของแรงดัน v_{Cx} ได้คือ

$$v_{Cx}(t) = \langle v_{Cx} \rangle + \sum_{n=1}^{\infty} [a_n \cos(n\omega_S t) + b_n \sin(n\omega_S t)] \quad (3.6)$$

หรือ

$$v_{Cx}(t) = \langle v_{Cx} \rangle + \sum_{n=1}^{\infty} [V_{Cx-pn} \sin(n\omega_S t + \phi_{V_{Cxpn}})] \quad (3.7)$$

โดยที่ $V_{Cx-pn} = \sqrt{a_n^2 + b_n^2}$ และ $\phi_{V_{Cxpn}} = \tan^{-1}\left(\frac{a_n}{b_n}\right)$

$$\begin{aligned} a_n &= \frac{v_{LX}}{n^2 \pi} \left[(n \cdot 2\pi t_{fn}) \sin(n \cdot 2\pi t_{fn}) + \cos(n \cdot 2\pi t_{fn}) - 1 \right] \\ &+ \frac{v_{XX} \cos \theta}{2\pi} \left\{ \frac{\sin[(1+n)2\pi t_{fn}]}{1+n} + \frac{\sin[(1-n)2\pi t_{fn}]}{1-n} \right\} \\ &- \frac{v_{XX} \sin \theta}{2\pi} \left\{ \frac{1 - \cos[(1+n)2\pi t_{fn}]}{1+n} + \frac{1 - \cos[(1-n)2\pi t_{fn}]}{1-n} \right\} \\ &- \frac{v_{XX} \cos \theta}{n\pi} \left[\sin(n \cdot 2\pi t_{fn}) \right] \end{aligned} \quad (3.8)$$

$$\begin{aligned} b_n &= \frac{v_{LX}}{n^2 \pi} \left[\sin(n \cdot 2\pi t_{fn}) - (n \cdot 2\pi t_{fn}) \cos(n \cdot 2\pi t_{fn}) \right] \\ &+ \frac{v_{XX} \cos \theta}{2\pi} \left\{ \frac{1 - \cos[(1+n)2\pi t_{fn}]}{1+n} - \frac{1 - \cos[(1-n)2\pi t_{fn}]}{1-n} \right\} \\ &+ \frac{v_{XX} \sin \theta}{2\pi} \left\{ \frac{\sin[(1+n)2\pi t_{fn}]}{1+n} - \frac{\sin[(1-n)2\pi t_{fn}]}{1-n} \right\} \\ &- \frac{v_{XX} \cos \theta}{n\pi} \left[1 - \cos(n \cdot 2\pi t_{fn}) \right] \end{aligned} \quad (3.9)$$

ได้องค์ประกอบหลักมูลของแรงดัน v_{Cx} คือ

$$v_{Cx1}(t) = a_1 \cos(\omega_S t) + b_1 \sin(\omega_S t) \quad (3.10)$$

หรือ

$$v_{Cx1}(t) = V_{Cx-p1} \sin(\omega_S t + \phi_{V_{Cx1}}) \quad (3.11)$$

โดยที่ $V_{C_{x-p1}} = \sqrt{a_1^2 + b_1^2}$, $\phi_{V_{C_{x1}}} = \tan^{-1}\left(\frac{a_1}{b_1}\right)$ และ

$$a_1 = \frac{v_{LX}}{\pi} [2\pi t_{fn} \sin(2\pi t_{fn}) + \cos(2\pi t_{fn}) - 1] + \frac{v_{XX}}{2\pi} \left\{ \cos(2\pi t_{fn} + \theta) \cdot \sin(2\pi t_{fn}) + 2 \cos \theta \cdot [\pi t_{fn} - \sin(2\pi t_{fn})] \right\} \quad (3.12)$$

$$b_1 = \frac{v_{LX}}{\pi} [\sin(2\pi t_{fn}) - 2\pi t_{fn} \cos(2\pi t_{fn})] + \frac{v_{XX}}{2\pi} \left\{ \sin(2\pi t_{fn} + \theta) \cdot \sin(2\pi t_{fn}) - 2 \cos \theta \cdot [1 - \cos(2\pi t_{fn})] - 2\pi t_{fn} \sin \theta \right\} \quad (3.13)$$

ในกรณีที่วงจรมีความถี่การสวิตช์ f_s ใกล้กับความถี่เรโซแนนซ์ f_o และมีตัวประกอบคุณภาพค่าสูง อิมพีแดนซ์ของวงจรอินเวอร์เตอร์ที่ความถี่การสวิตช์จะมีค่าน้อยมากเมื่อเทียบกับที่ฮาร์มอนิกอื่น ๆ หมายความว่าขนาดของกระแสองค์ประกอบหลักมูล i_{sin} จะมีค่าใหญ่กว่ากระแสขององค์ประกอบฮาร์มอนิกอื่น ๆ มาก ทำให้สามารถละเลยกระแสที่ฮาร์มอนิกอื่น ๆ ได้ ส่วนกรณีของแรงดัน v_{Cx} จากการวิเคราะห์ขนาดของแรงดันที่ความถี่ต่างๆ โดยใช้สมการที่ (3.6) – (3.13) พบว่าค่าขององค์ประกอบหลักมูลของแรงดัน v_{Cx} จะมีค่าใหญ่กว่าฮาร์มอนิกอื่น ๆ มาก ดังนั้นอาจประมาณว่าพลังงานที่วงจรอินเวอร์เตอร์จ่ายให้กับวงจรทบทระดับส่วนใหญ่มาจากองค์ประกอบหลักมูล เมื่อพิจารณาในแง่ของพลังงานอาจแทนส่วนของวงจรทบทระดับด้วยอิมพีแดนซ์สมมูลที่คิดเฉพาะองค์ประกอบหลักมูล (ที่ความถี่การสวิตช์) ได้

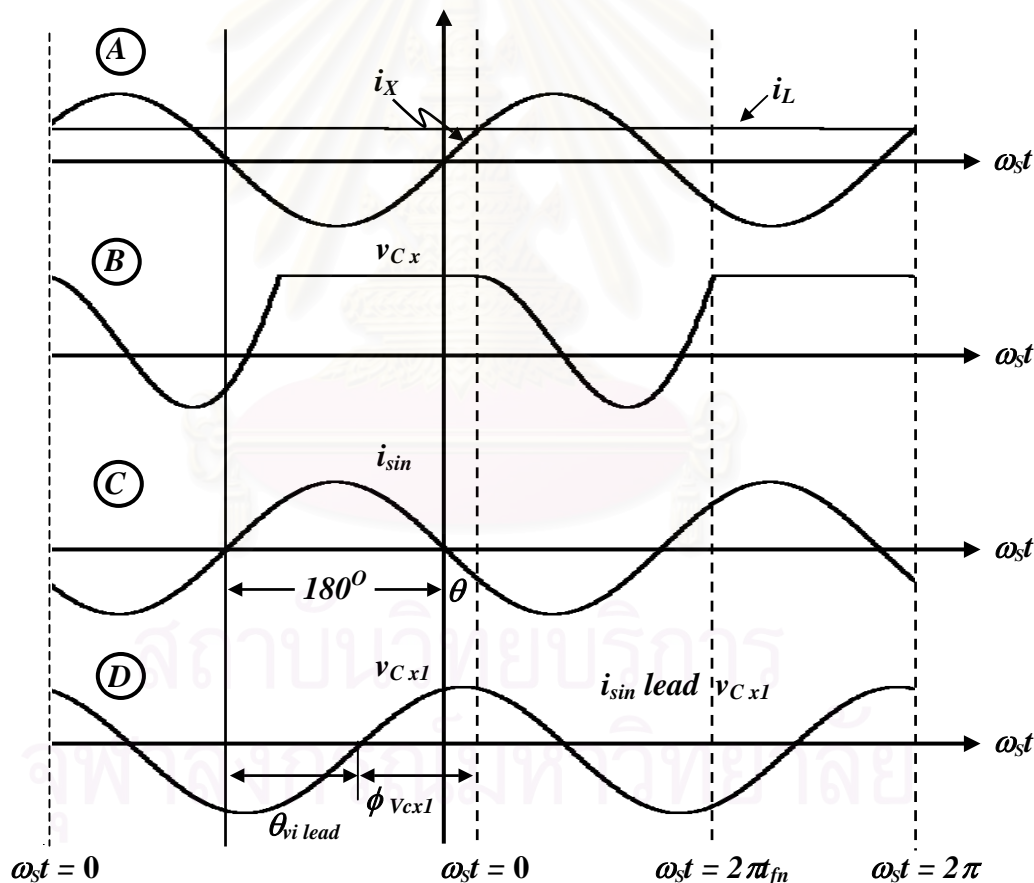
□ การคำนวณหาอิมพีแดนซ์สมมูลโดยอาศัยข้อมูลของขนาดและเฟสของกระแสและแรงดันที่ขั้วจากสมการของกระแส i_{sin} และแรงดัน v_{Cx} ที่องค์ประกอบหลักมูลดังสมการที่ (3.5) และ (3.11) พบว่าการที่วงจรอินเวอร์เตอร์จ่ายพลังงานให้กับวงจรทบทระดับ แสดงว่ามุมเฟสขององค์ประกอบหลักมูล v_{Cx1} และกระแส i_{sin} จะต้องต่างกันไม่เกิน 90° หรือ $|\phi_{V_{Cx1}} - \theta - 180^\circ| \leq 90^\circ$ ซึ่งเมื่อพิจารณาการทำงานของวงจรในช่วง $0^\circ < \theta < 90^\circ$ จากการคำนวณจะพบว่ามุมของแรงดัน v_{Cx1} จะมีค่าระหว่าง 90° ถึง 270° หรืออยู่ในจุดภาค (Quadrant) ที่ 2 และ 3 ส่วนมุมของกระแส i_{sin} จะอยู่ในจุดภาคที่ 3 และเมื่อเทียบมุมของ v_{Cx1} กับกระแส i_{sin} พบว่าจะอยู่ในช่วง -90° ถึง 0° เสมอ แสดงว่ากระแส i_{sin} จะนำหน้าแรงดัน v_{Cx1} เสมอในทุกจุดการทำงานของวงจร ดังรูปคลื่น C และ D ของรูปที่ 3.6 ดังนั้นอาจแทนอิมพีแดนซ์สมมูล Z_{eq} ที่มองจากวงจรอินเวอร์เตอร์เข้าไปที่วงจรทบทระดับด้วยตัวต้านทานที่ต่อแบบอนุกรม หรือต่อแบบขนานกับตัวเก็บประจุก็ได้ อย่างไรก็ตามเนื่องจากวงจรอินเวอร์เตอร์เป็น RLC อนุกรม ดังนั้นจะแทนอิมพีแดนซ์สมมูล Z_{eq} ด้วยตัวต้านทานสมมูล R_{ic} ต่อ

อนุกรมตัวเก็บเก็บประจุ C_{ic} ดังรูปที่ 3.7 จากสมการที่ (3.6) และ (3.11) และจากข้อมูลของขนาดและเฟสของกระแสและแรงดัน สามารถคำนวณหาค่าตัวต้านทานสมมูล R_{ic} และตัวเก็บประจุสมมูล C_{ic} ได้ดังสมการที่ (3.14) และ (3.15) คือ

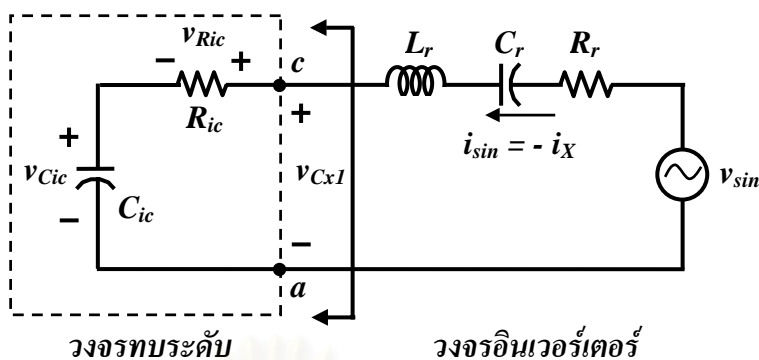
$$R_{ic} = \frac{V_{Cx-p1}}{\langle i_{X-p} \rangle} \times \cos|\theta_{vi}| \tag{3.14}$$

$$C_{ic} = \frac{1}{\omega_s \cdot R_{ic} \cdot \tan|\theta_{vi}|} \tag{3.15}$$

โดยที่ $\theta_{vi} = \phi_{V_{Cx1}} - (\theta + 180^\circ)$ และ $|\theta_{vi}| \leq 90^\circ$ เสมอ



รูปที่ 3.6 รูปคลื่นของกระแสและแรงดันที่เข้าของอิมพีแดนซ์สมมูล



รูปที่ 3.7 อิมพีแดนซ์สมมูลของวงจรทระดับ เมื่อคิดเฉพาะองค์ประกอบหลักมูล

□ การคำนวณหาอิมพีแดนซ์สมมูล โดยอาศัยเฟสเซอร์

จากการวิเคราะห์ขนาดและเฟสของกระแสและแรงดันที่ขั้วของอิมพีแดนซ์สมมูล Z_{eq} เมื่อคิดเฉพาะองค์ประกอบหลักมูล ทำให้ทราบว่าอาจแทนอิมพีแดนซ์สมมูล Z_{eq} ด้วยตัวต้านทานสมมูล R_{ic} ต่ออนุกรมกับตัวเก็บประจุสมมูล C_{ic} ได้ดังรูปที่ 3.7 ดังนั้นถ้ามีสมการของกระแสที่ขั้วของอิมพีแดนซ์สมมูล Z_{eq} คือ

$$i_{sin}(t) = \langle i_{X-p} \rangle \cdot \cos(\omega_s t + \theta + 90^\circ) \quad (3.16)$$

เขียนในรูปเฟสเซอร์ได้ว่า
$$\bar{I}_{sin} = \langle i_{X-p} \rangle \cdot e^{j(\theta+90^\circ)} \quad (3.17)$$

จะได้สมการขององค์ประกอบหลักมูลของแรงดัน v_{CxI} ในรูปแบบ

$$v_{CxI} = v_{Ric} + v_{Cic} = V_{Ric-p} \cos(\omega_s t + \theta + 90^\circ) + V_{Cic-p} \cos(\omega_s t + \theta) \quad (3.18)$$

หรือในรูปเฟสเซอร์
$$\bar{V}_{CxI} = \bar{V}_{Ric} + \bar{V}_{Cic} = V_{Ric-p} \cdot e^{j(\theta+90^\circ)} + V_{Cic-p} \cdot e^{j\theta} \quad (3.19)$$

โดยที่ $V_{Ric-p} = \langle i_{X-p} \rangle \cdot R_{ic}$ และ $V_{Cic-p} = \frac{\langle i_{X-p} \rangle}{\omega_s C_{ic}}$

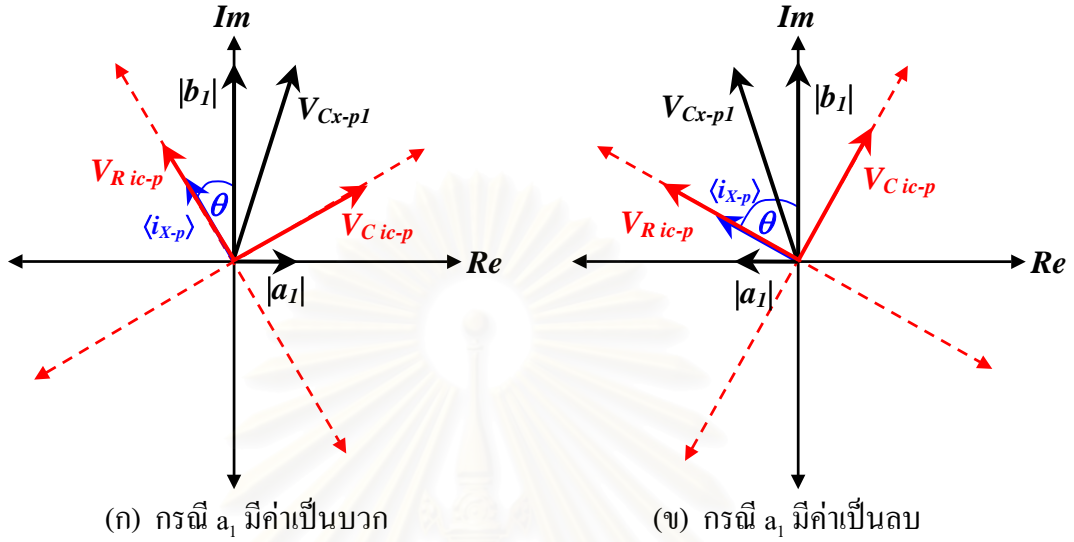
จากสมการที่ (3.12) และ (3.13) พบว่าในย่านการทำงาน $0^\circ < \theta < 90^\circ$ ค่า a_1 จะเป็นได้ทั้งบวกและลบ ส่วน b_1 จะมีค่าเป็นลบเสมอ ดังนั้นจากสมการที่ (3.10) สามารถเขียนแรงดัน v_{CxI} ในรูปของเฟสเซอร์ได้คือ

$$\bar{V}_{CxI} = \pm |a_1| \cdot e^{j(0)} - |b_1| \cdot e^{j(-90^\circ)} \quad (3.20)$$

อาศัยเฟสเซอร์ของกระแส i_{sin} และแรงดัน v_{CxI} ในรูปที่ 3.8 สามารถคำนวณค่า V_{Ric-p} และ V_{Cic-p} ได้ว่า

$$V_{Ric-p} = -a_1 \sin \theta - b_1 \cos \theta \quad (3.21)$$

$$V_{Cic-p} = a_1 \cos \theta - b_1 \sin \theta \quad (3.22)$$



รูปที่ 3.8 เฟสเซอร์ของกระแส i_{sin} และแรงดัน v_{CxI}

แทนค่า a_1 และ b_1 ในสมการที่ (3.12) และ (3.13) ลงในสมการที่ (3.21) คำนวณหาค่า V_{Ric-p} ได้คือ

$$V_{Ric-p} = \frac{v_{LX}}{\pi} \left[2\pi t_{fn} \cos(2\pi t_{fn} + \theta) - \sin(2\pi t_{fn} + \theta) \right] + \frac{v_{XX}}{2\pi} \left[2 - \sin(2\pi t_{fn}) \cdot \sin(2\pi t_{fn} + 2\theta) - 2 \cos \theta \cdot \cos(2\pi t_{fn} + \theta) \right] \quad (3.23)$$

แต่ $V_{Ric-p} = \langle i_{X-p} \rangle \cdot R_{ic}$ ดังนั้นหารสมการที่ (3.23) ด้วย v_{XX} และจัดรูปใหม่ได้ว่า

$$\omega_S C_X R_{ic} = \frac{V_{Ric-p}}{v_{XX}} = \frac{\sin \theta}{\pi} \left[2\pi t_{fn} \cos(2\pi t_{fn} + \theta) - \sin(2\pi t_{fn} + \theta) \right] + \frac{1}{2\pi} \left[2 - \sin(2\pi t_{fn}) \cdot \sin(2\pi t_{fn} + 2\theta) - 2 \cos \theta \cdot \cos(2\pi t_{fn} + \theta) \right] \quad (3.24)$$

แทนค่า a_1 และ b_1 ในสมการที่ (3.12) และ (3.13) ลงในสมการที่ (3.22) คำนวณหาค่า V_{Cic-p} ได้คือ

$$V_{Cic-p} = \frac{v_{LX}}{\pi} \left[2\pi t_{fn} \sin(2\pi t_{fn} + \theta) + \cos(2\pi t_{fn} + \theta) \right] + \frac{v_{XX}}{2\pi} \left[2\pi t_{fn} + \sin(2\pi t_{fn}) \cdot \cos(2\pi t_{fn} + 2\theta) - 2 \cos \theta \cdot \sin(2\pi t_{fn} + \theta) \right] \quad (3.25)$$

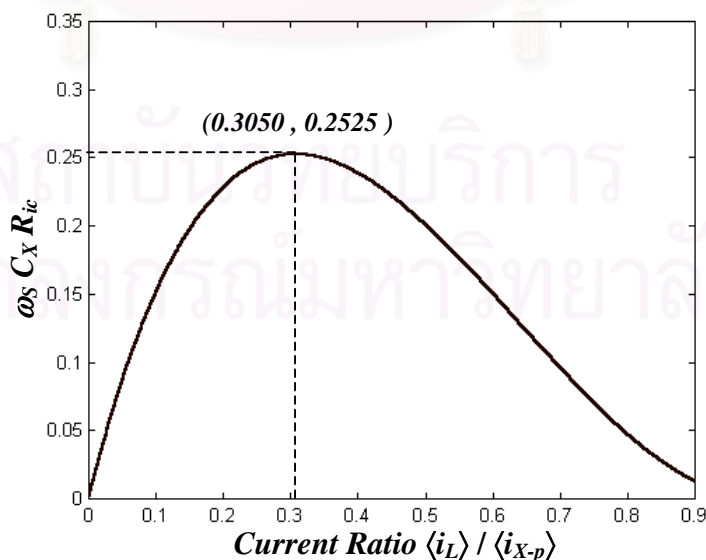
จาก $V_{C_{ic-p}} = \frac{\langle i_{X-p} \rangle}{\omega_s C_{ic}}$ ดังนั้นหารสมการที่ (3.25) ด้วย v_{XX} และจัดรูปใหม่ได้ว่า

$$\frac{C_X}{C_{ic}} = \frac{V_{C_{ic-p}}}{v_{XX}} = \frac{\sin \theta}{\pi} \left[2\pi t_{fn} \sin(2\pi t_{fn} + \theta) + \cos(2\pi t_{fn} + \theta) \right] + \frac{1}{2\pi} \left[2\pi t_{fn} + \sin(2\pi t_{fn}) \cdot \cos(2\pi t_{fn} + 2\theta) - 2 \cos \theta \cdot \sin(2\pi t_{fn} + \theta) \right] \quad (3.26)$$

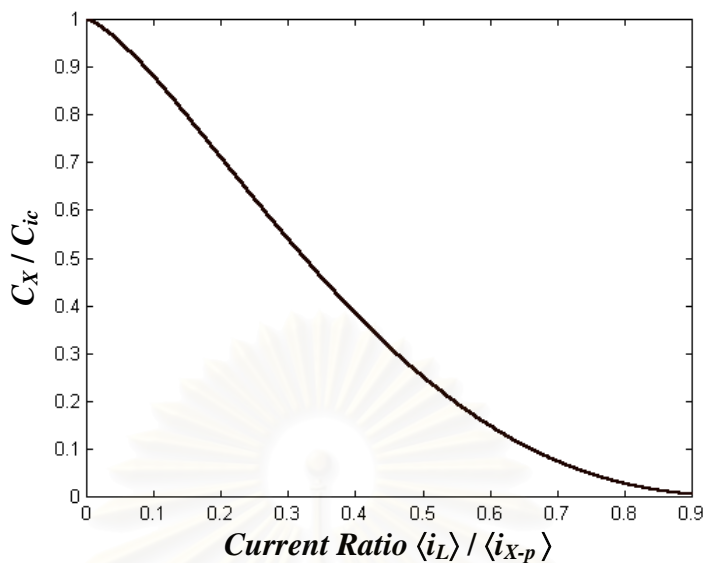
หรือ

$$\frac{C_{ic}}{C_X} = \left\{ \frac{\sin \theta}{\pi} \left[2\pi t_{fn} \sin(2\pi t_{fn} + \theta) + \cos(2\pi t_{fn} + \theta) \right] + \frac{1}{2\pi} \left[2\pi t_{fn} + \sin(2\pi t_{fn}) \cdot \cos(2\pi t_{fn} + 2\theta) - 2 \cos \theta \cdot \sin(2\pi t_{fn} + \theta) \right] \right\}^{-1} \quad (3.27)$$

จากสมการที่ (3.24) และ (3.26) พบว่าทั้งค่า $\omega_s C_X R_{ic}$ และ C_X / C_{ic} ขึ้นกับอัตราส่วนของกระแส $\langle i_L \rangle / \langle i_{X-p} \rangle$ สามารถเขียนกราฟความสัมพันธ์ ได้ดังรูปที่ (3.9) และ (3.10) ตามลำดับ จากรูปทั้งสองจะเห็นได้ว่าในช่วงที่ $\langle i_L \rangle / \langle i_{X-p} \rangle$ มีค่าน้อย ตัวต้านทานสมมูล R_{ic} จะมีค่าน้อยกว่า อิมพีแดนซ์ $\omega_s C_{ic}$ มากแสดงว่าพลังงานที่วงจรถ่ายให้อุปกรณ์จะจ่ายให้กับวงจรทระดับส่วนใหญ่เป็นพลังงานจินตภาพ ส่วนในช่วงที่ $\langle i_L \rangle / \langle i_{X-p} \rangle$ มีค่ามาก ตัวต้านทานสมมูล R_{ic} จะมีค่าใกล้เคียงกับอิมพีแดนซ์ $\omega_s C_{ic}$ วงจรถ่ายพลังงานจริงและพลังงานจินตภาพที่มีขนาดใกล้เคียงกันให้กับวงจรทระดับ

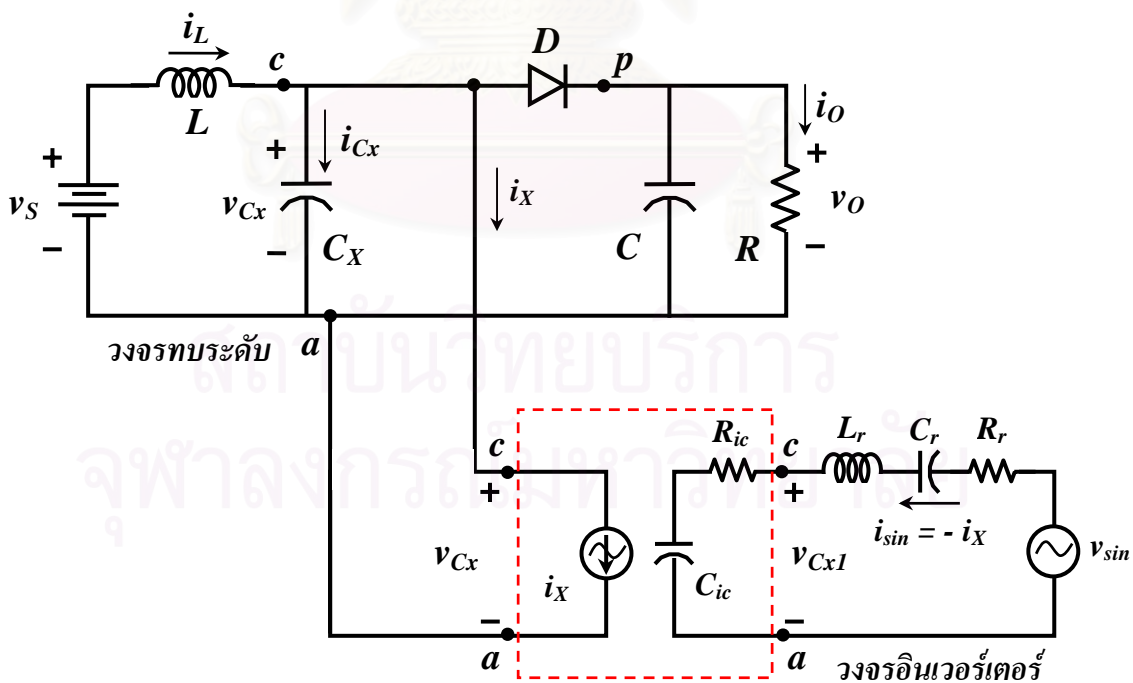


รูปที่ 3.9 ความสัมพันธ์ระหว่างค่า $\omega_s C_X R_{ic}$ กับอัตราส่วนของกระแส $\langle i_L \rangle / \langle i_{X-p} \rangle$



รูปที่ 3.10 ความสัมพันธ์ระหว่างค่า C_X / C_{ic} กับอัตราส่วนของกระแส $\langle i_L \rangle / \langle i_{x-p} \rangle$

จากแนวคิดในการมองวงจร กรณีที่ใช้วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์เป็นแหล่งกระแสควบคุม โดยการแยกวงจรเป็น 2 ส่วนและพิจารณาทีละส่วนจะได้วงจรสมมูลที่ใช้วิเคราะห์วงจรทบระดับในสถานะอยู่ตัวคือ



รูปที่ 3.11 วงจรสมมูลของวงจรทบระดับที่ใช้กึ่งควบคุมแรงดัน กรณีใช้วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์อนุกรมเป็นแหล่งกระแสควบคุม

3.3 ความสัมพันธ์ระหว่างค่ายอดของกระแสควมคุม $\langle i_{x-p} \rangle$ กับความถี่การสวิตช์ f_s ของวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์อนุกรม

ความสัมพันธ์ระหว่างค่ายอดของกระแสควมคุม $\langle i_{x-p} \rangle$ กับความถี่การสวิตช์ f_s ของวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์อนุกรม ที่ทำหน้าที่เป็นแหล่งกระแสควมคุม $i_x(f_s)$ สามารถคำนวณได้โดยใช้วงจรรูปที่ 3.7 ถ้านิยามให้

$$\left. \begin{aligned} R_s &= R_{ic} + R_r \\ L_s &= L_r \\ C_s &= \frac{C_{ic} \cdot C_r}{C_{ic} + C_r} \end{aligned} \right\} \quad (3.28)$$

ความถี่เรโซแนนซ์ $\omega_o = \frac{1}{\sqrt{L_s C_s}}$ และ $f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_s C_s}}$ (3.29)

อิมพีแดนซ์คุณลักษณะ $Z_o = \sqrt{\frac{L_s}{C_s}} = \omega_o L_s = \frac{1}{\omega_o C_s}$ (3.30)

ความถี่การสวิตช์เชิงมุม $\omega_s = 2\pi f_s$ (3.31)

ความถี่พัทสสถาน $\omega_n = \frac{\omega_s}{\omega_o} = \frac{f_s}{f_o}$ (3.32)

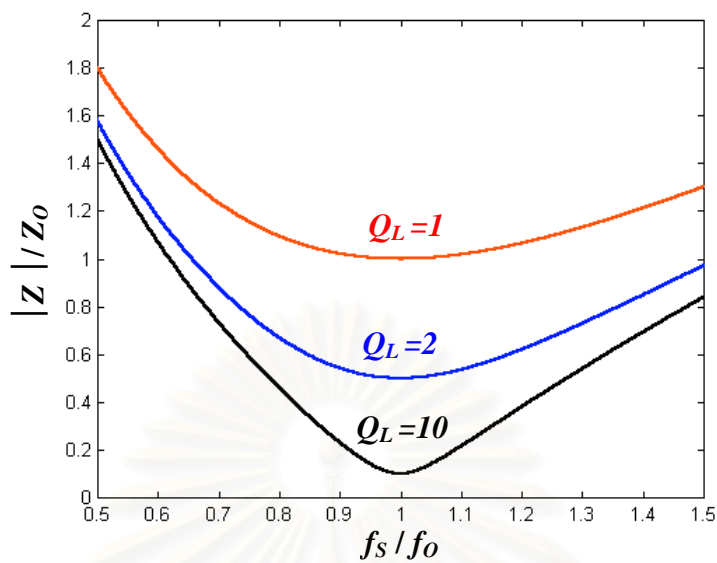
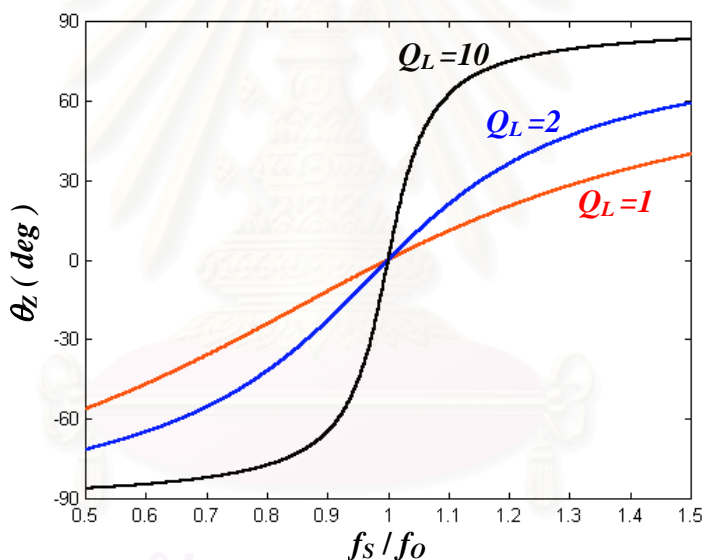
ตัวประกอบคุณภาพ $Q_L = \frac{Z_o}{R_s} = \frac{\omega_o L_s}{R_s} = \frac{1}{\omega_o C_s R_s}$ (3.33)

คำนวณอิมพีแดนซ์ของวงจรอินเวอร์เตอร์ได้คือ

$$Z(j\omega) = \frac{V_{sin}(j\omega)}{I_{sin}(j\omega)} = R_s + j\left(\omega L_s - \frac{1}{\omega C_s}\right) = Z_o \left[\frac{1}{Q_L} + j\left(\omega_n - \frac{1}{\omega_n}\right) \right] = Z e^{j\theta_z} \quad (3.34)$$

$$\text{เมื่อ } Z = Z_o \sqrt{\frac{1}{Q_L^2} + \left(\omega_n - \frac{1}{\omega_n}\right)^2} \text{ และ } \theta_z = \tan^{-1} \left[Q_L \left(\omega_n - \frac{1}{\omega_n}\right) \right]$$

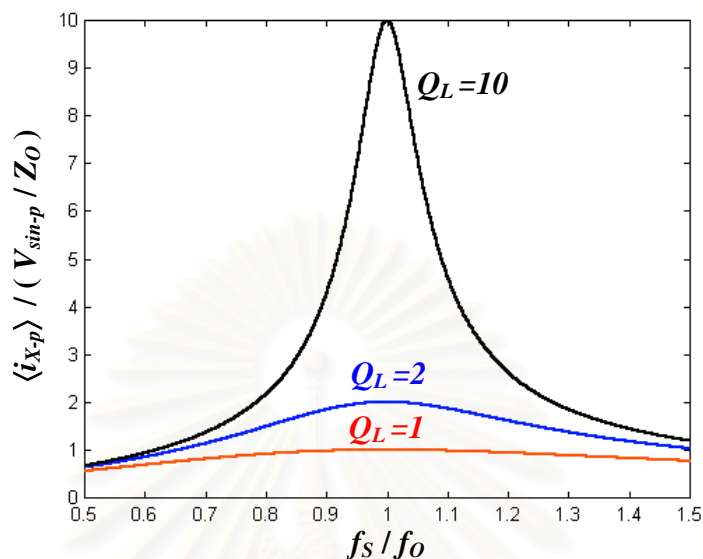
กราฟความสัมพันธ์ระหว่างค่า Z/Z_o กับ f_s/f_o และมุมเฟส θ_z กับ f_s/f_o แสดงในรูปที่ 3.12 คือ

(ก) ความสัมพันธ์ระหว่าง Z/Z_0 กับ f_s/f_0 (ข) ความสัมพันธ์ระหว่าง θ_z กับ f_s/f_0 รูปที่ 3.12 ความสัมพันธ์ระหว่าง Z/Z_0 กับ f_s/f_0 และ θ_z กับ f_s/f_0

คำนวณค่ายอดของกระแสควบคุม $\langle i_{x-p} \rangle$ ที่ขึ้นกับแรงดันด้านเข้าของวงจรอินเวอร์เตอร์ V_{DC} , ความถี่การสวิตช์ f_s , ตัวต้านทานสมมูล R_{ic} และตัวเก็บประจุสมมูล C_{ic} ได้คือ

$$\langle i_{x-p} \rangle = \left(\frac{2 \cdot V_{DC}}{\pi Z_0} \right) \cdot \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{Q_L^2} + \left(\frac{f_s - f_0}{f_0} \right)^2}} = \frac{V_{sin-p}}{Z_0} \cdot \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{Q_L^2} + \left(\omega_n - \frac{1}{\omega_n} \right)^2}} \quad (3.35)$$

กราฟความสัมพันธ์ระหว่างค่า $\langle i_{x-p} \rangle / (V_{sin-p} / Z_0)$ กับ f_s / f_0 แสดงในรูปที่ 3.13



รูปที่ 3.13 ความสัมพันธ์ระหว่างค่า $\langle i_{x-p} \rangle / (V_{sin-p} / Z_0)$ กับ f_s / f_0

สมการที่ (3.35) ใช้วิเคราะห์พฤติกรรมของวงจรได้ยาก เนื่องจากค่า ω_0 , Z_0 , Q_L ขึ้นกับจุดทำงานของวงจร ดังนั้นจะเขียนสมการนี้ใหม่ให้อยู่ในรูปแบบที่วิเคราะห์ได้ง่ายขึ้น อาศัยรูปที่ 3.7 และสมการที่ (3.28) จะได้สมการของ ω_0 , Z_0 , Q_L ใหม่คือ

$$\left. \begin{aligned} \text{จาก} \quad R_S &= R_{ic} + R_r \\ L_S &= L_r \\ C_S &= \frac{C_{ic} \cdot C_r}{C_{ic} + C_r} \end{aligned} \right\} \quad (3.36)$$

$$\text{จากความถี่เรโซแนนซ์เชิงมุม} \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_S \cdot C_S}} = \frac{1}{\sqrt{L_r \cdot C_{ic} \cdot C_r}} = \frac{1}{\sqrt{\frac{C_{ic}}{C_{ic} + C_r}}} \times \frac{1}{\sqrt{L_r \cdot C_r}}$$

$$\text{เมื่อกำหนดให้} \quad \omega_{or} = \frac{1}{\sqrt{L_r \cdot C_r}} \quad \text{และ} \quad f_{or} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r \cdot C_r}}$$

$$\text{ได้ว่า} \quad \omega_0 = \sqrt{1 + \frac{C_r}{C_{ic}}} \cdot \omega_{or} \quad (3.37)$$

$$\text{และ} \quad f_0 = \sqrt{1 + \frac{C_r}{C_{ic}}} \cdot f_{or} \quad (3.38)$$

จากความถี่พัสสถาน $\omega_n = \frac{\omega_s}{\omega_o} = \frac{f_s}{f_o} = \frac{f_s}{\sqrt{1 + \frac{C_r}{C_{ic}} \cdot f_{Or}}}$

เมื่อกำหนดให้ $\omega_{nr} = \frac{\omega_s}{\omega_{Or}} = \frac{f_s}{f_{Or}}$

ได้ว่า $\omega_n = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{C_r}{C_{ic}}}} \cdot \omega_{nr}$ (3.39)

จากอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ $Z_o = \sqrt{\frac{L_s}{C_s}} = \sqrt{\frac{L_r}{\frac{C_{ic} \cdot C_r}{C_{ic} + C_r}}} = \sqrt{\frac{(C_{ic} + C_r) \cdot L_r}{C_{ic} \cdot C_r}} = \sqrt{1 + \frac{C_r}{C_{ic}}} \cdot \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}$

เมื่อกำหนดให้ $Z_{Or} = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}$

ได้ว่า $Z_o = \sqrt{1 + \frac{C_r}{C_{ic}}} \cdot Z_{Or}$ (3.40)

จากตัวประกอบคุณภาพ $Q_L = \frac{Z_o}{R_s} = \sqrt{1 + \frac{C_r}{C_{ic}}} \cdot \frac{Z_{Or}}{R_s}$

เมื่อกำหนดให้ $Q_{Lr} = \frac{Z_{Or}}{R_s} = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \cdot \frac{1}{R_s}$

ได้ว่า $Q_L = \sqrt{1 + \frac{C_r}{C_{ic}}} \cdot Q_{Lr}$ (3.41)

จาก $Z = Z_o \sqrt{\frac{1}{Q_L^2} + \left(\omega_n - \frac{1}{\omega_n}\right)^2}$ (3.42)

จัดรูปใหม่ได้ว่า $Z = Z_{Or} \cdot \sqrt{\frac{1}{Q_{Lr}^2} + \left[\omega_{nr} - \frac{1}{\omega_{nr}} \cdot \left(1 + \frac{C_r}{C_{ic}}\right)\right]^2}$ (3.43)

และจาก $\theta_z = \tan^{-1} \left[Q_L \left(\omega_n - \frac{1}{\omega_n} \right) \right]$ (3.44)

จัดรูปใหม่ได้ว่า $\theta_z = \tan^{-1} \left\{ Q_{Lr} \cdot \left[\omega_{nr} - \frac{1}{\omega_{nr}} \cdot \left(1 + \frac{C_r}{C_{ic}} \right) \right] \right\}$ (3.45)

และได้ว่า
$$\langle i_{x-p} \rangle = \frac{V_{\sin-p}}{Z} = \left(\frac{V_{\sin-p}}{Z_{Or}} \right) \cdot \frac{1}{\sqrt{Q_{Lr}^2 + \left[\omega_{nr} - \frac{1}{\omega_{nr}} \cdot \left(1 + \frac{C_r}{C_{ic}} \right) \right]^2}} \quad (3.46)$$

เนื่องจากในวงจรตัวอย่างที่ใช้วิเคราะห์ในรูปที่ 3.1 ได้นำแหล่งแรงดันไฟตรง V_{DC} จากภายนอกเพื่อจ่ายพลังงานให้กับวงจรอินเวอร์เตอร์ ถ้าแหล่งแรงดันไฟตรงจ่ายแรงดัน V_{DC} คงที่ จะทำให้แรงดัน $V_{\sin-p}$ เป็นค่าคงที่ด้วย ค่ายอดของกระแสควบคุม $\langle i_{x-p} \rangle$ ในสมการที่ (3.46) จะขึ้นกับจุดการทำงานของวงจรและความถี่การสวิตช์ f_s ดังนั้นตัวแปรควบคุมในวงจรจะมีเพียงตัวเดียวคือ ความถี่การสวิตช์ f_s วิทยานิพนธ์นี้จะออกแบบให้วงจรอินเวอร์เตอร์ทำงานที่ความถี่การสวิตช์ f_s มากกว่าความถี่เรโซแนนซ์ f_o เพื่อให้สวิตช์ไวงาน Q_1 และ Q_2 ทำงานแบบ ZVS (zero voltage switching) ช่วยลดการสูญเสียในสวิตช์

3.4 การวิเคราะห์วงจรทางด้านไฟตรง

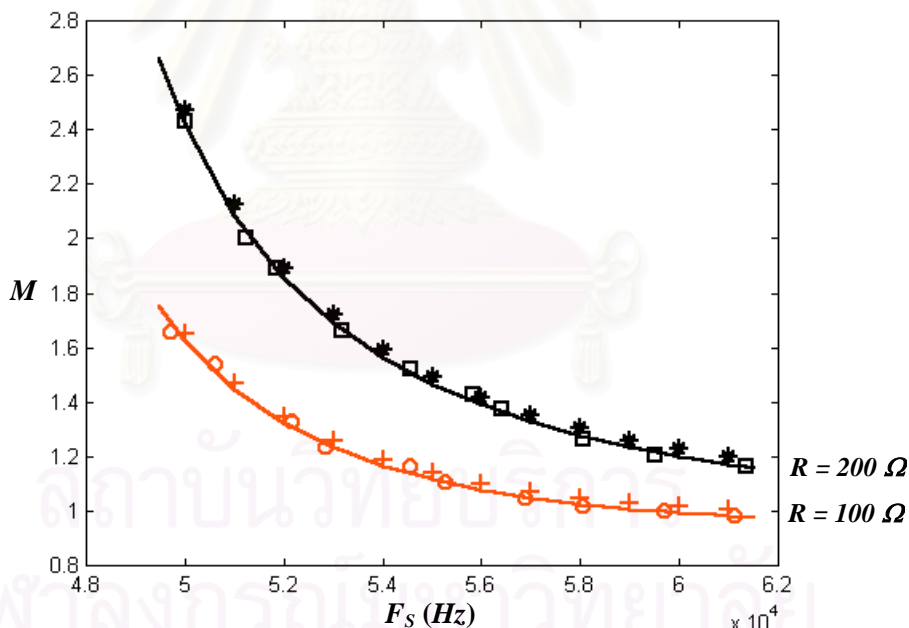
ในหัวข้อนี้จะศึกษาและวิเคราะห์พฤติกรรมของวงจรทางด้านไฟตรงใน 2 กรณีคือ 1. กรณีความต้านทานโหลด R มีค่าคงที่ แต่มีการแปรค่าความถี่การสวิตช์ F_s และ 2. กรณีความต้านทานโหลด R เปลี่ยนไป แต่ต้องการควบคุมแรงดันออก v_o ให้คงที่ โดยให้วงจรทำงานที่ความถี่การสวิตช์ F_s มากกว่าความถี่เรโซแนนซ์ f_o เสมอ

3.4.1 กรณีความต้านทานโหลด R มีค่าคงที่ แต่มีการแปรค่าความถี่การสวิตช์ F_s

ถ้ากำหนดให้แรงดันด้านเข้า V_s และความต้านทานโหลด R คงที่ แต่มีการแปรค่าความถี่การสวิตช์ F_s ของวงจรอินเวอร์เตอร์ เพื่อศึกษาความสัมพันธ์ระหว่างตัวแปรที่สำคัญต่างๆ ในวงจรกับความถี่การสวิตช์ จะได้ความสัมพันธ์ดังรูปที่ 3.14 พบว่าในย่านการทำงานที่ $F_s > f_o$ เมื่อความถี่การสวิตช์ F_s มากขึ้น จะทำให้แรงดันด้านออก v_o ลดลง ค่ายอดของกระแสควบคุม I_{x-p} ลดลง อัตราส่วนของกระแส I_L / I_{x-p} มากขึ้น องค์ประกอบหลักมูลของแรงดัน v_{Cx} ลดลง ความถี่เรโซแนนซ์ f_o ลดลง ความถี่ปัทสถาน ω_n มากขึ้น และตัวประกอบคุณภาพ Q_L มากขึ้น และในย่านที่ความถี่การสวิตช์ F_s มีค่าใกล้กับความถี่เรโซแนนซ์ f_o กราฟของอัตราการแปลงผัน M และกราฟของ I_{x-p} จะมีความชันมาก สามารถอธิบายพฤติกรรมของวงจрдังกล่าวได้ดังนี้ ที่จุดการทำงานหนึ่งของวงจร ในย่านที่ $F_s > f_o$ ถ้าปรับความถี่การสวิตช์ F_s ให้มากขึ้น จะทำให้ค่ายอดของกระแสควบคุม I_{x-p} มีค่าน้อยลง (สังเกตได้จากรูปที่ 3.13 ในย่านที่ $F_s > f_o$) เมื่อค่ายอดของกระแสควบคุม น้อย จะทำให้ค่า $V_{xx} = I_{x-p} / \omega_{s0} C_x$ น้อยลง อัตราส่วนของกระแส I_L / I_{x-p} มากขึ้น ค่า μ_0 น้อยลง

ดังนั้นจากสมการที่ (2.26) จะพบว่าแรงดันด้านออกหรืออัตราการแปลงผันจะมีค่าลดลง ในขณะที่เดียวกันการที่อัตราส่วนของกระแส I_L / I_{X_p} มากขึ้น จะทำให้ตัวเก็บประจุ C_{ic} มากขึ้น (จากรูปที่ 3.10) และตัวต้านทานสมมูล R_{ic} ลดลง (จากรูปที่ 3.9 ในช่วงที่ I_L / I_{X_p} มีค่ามาก) ซึ่งการเพิ่มขึ้นของ C_{ic} และการลดลงของ R_{ic} จะทำให้ความถี่เรโซแนนซ์ f_o ลดลง และตัวประกอบคุณภาพ Q_L มากขึ้น ดังรูปพฤติกรรมของวงจรรีโวลต์เตอร์จะเพิ่มความถี่การสวิตช์ในรูปที่ 3.15 อย่างไรก็ตามการที่แรงดันด้านออกลดลง ส่งผลทำให้กระแสไหลลดลง ซึ่งกระแสไหลจะเป็นตัวป้อนกลับแบบลบ ทำให้การเปลี่ยนแปลงของค่าตัวแปรต่างๆ ในวงจรมีค่าน้อยกว่าที่ควรจะเป็นหากไม่มีการเปลี่ยนแปลงของกระแสไหล ส่วนในย่านที่ความถี่การสวิตช์ F_s มีค่าใกล้กับความถี่เรโซแนนซ์ f_o (ดังรูปที่ 3.15) วงจรรีโวลต์เตอร์จะมีความไวมาก จึงทำให้กราฟของ M และ I_{X_p} ชันมาก และจากกราฟในรูปที่ 3.14 (ง) จะเห็นได้ว่าเมื่อความถี่การสวิตช์ F_s มากขึ้น ค่าของกระแสควบคุม I_{X_p} จะลดลงพลังงานที่วงจรรีโวลต์เตอร์จ่ายให้กับวงจรทระดับจะน้อยลง องค์ประกอบหลักมูลของ v_{cx} จึงลดลง

($V_s=24V, C_x=34.4nF, L=10.326mH, C=34.513\mu F, V_{DC}=200V, L_r=2.46mH, C_r=5.39nF, R_r=1\Omega$)



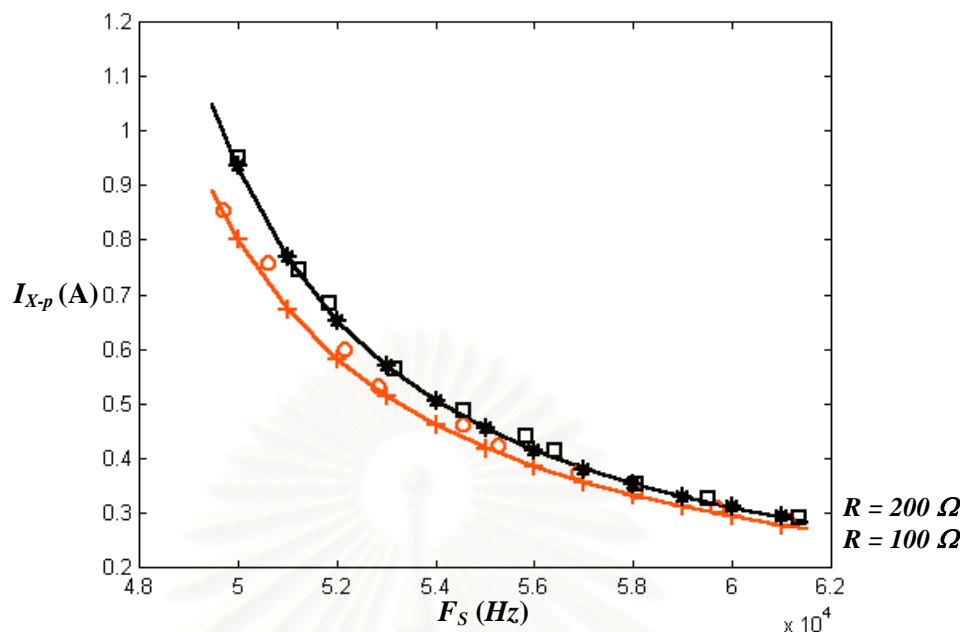
หมายเหตุ R=100Ω: — ผลการคำนวณ, ++ ผลการจำลอง, ○○ ผลการทดลอง

R=200Ω: — ผลการคำนวณ, ** ผลการจำลอง, □□ ผลการทดลอง

(ก) อัตราการแปลงผัน M กับความถี่การสวิตช์ F_s

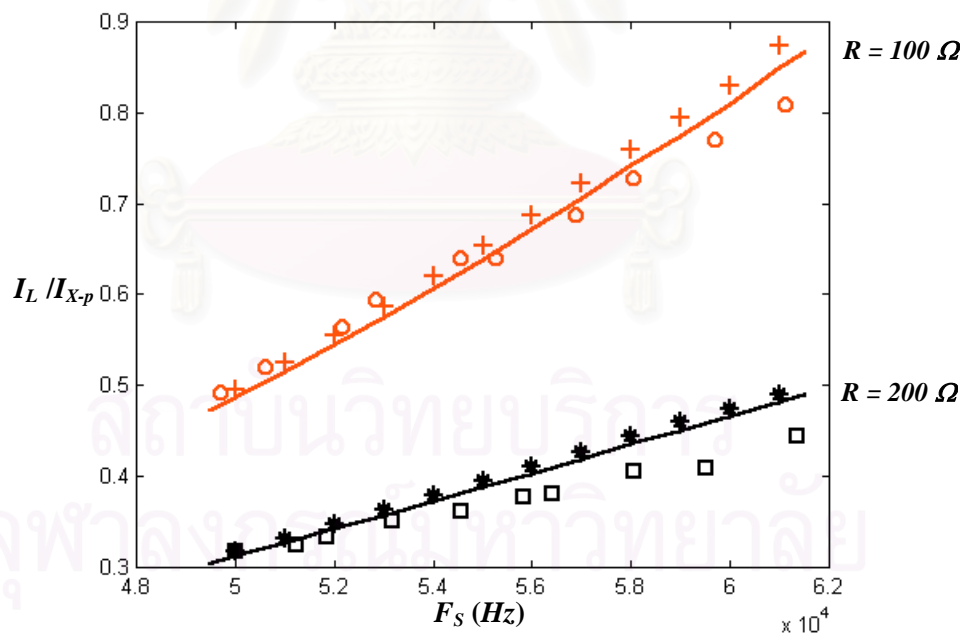
รูปที่ 3.14 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าตัวแปรต่างๆ ในวงจร กับความถี่การสวิตช์ F_s

สำหรับความต้านทาน โหลด $R = 100$ และ 200Ω



หมายเหตุ R=100Ω: — ผลการคำนวณ, ++ ผลการจำลอง, ○○ ผลการทดลอง
 R=200Ω: — ผลการคำนวณ, ** ผลการจำลอง, □□ ผลการทดลอง

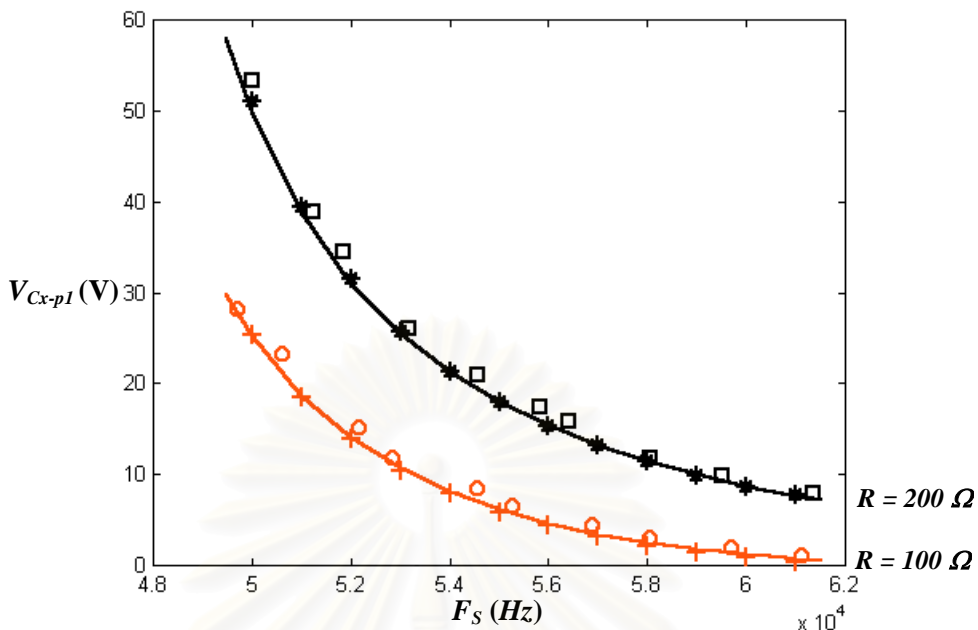
(ข) ค่าของกระแสความคุม I_{X-p} กับความถี่การสวิตซ์ F_S



หมายเหตุ R=100Ω: — ผลการคำนวณ, ++ ผลการจำลอง, ○○ ผลการทดลอง
 R=200Ω: — ผลการคำนวณ, ** ผลการจำลอง, □□ ผลการทดลอง

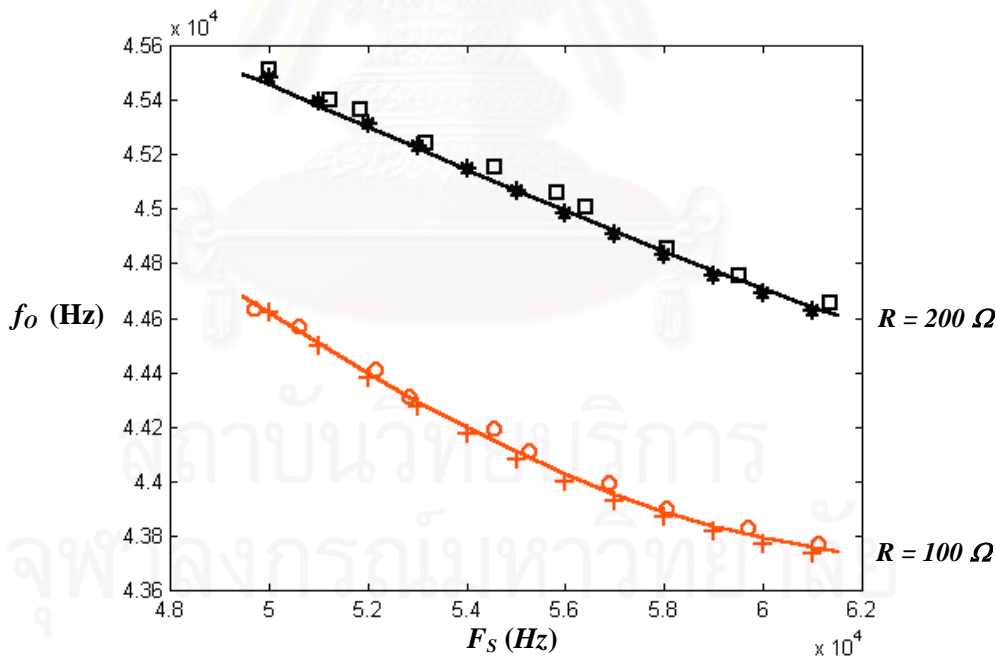
(ค) อัตราส่วนของกระแส I_L / I_{X-p} กับความถี่การสวิตซ์ F_S

รูปที่ 3.14 (ต่อ) ความสัมพันธ์ระหว่างค่าตัวแปรต่างๆ ในวงจร กับความถี่การสวิตซ์ F_S สำหรับความต้านทานโหลด R = 100 และ 200 Ω



หมายเหตุ R=100Ω: — ผลการคำนวณ, ++ ผลการจำลอง, ○○ ผลการทดลอง
 R=200Ω: — ผลการคำนวณ, ** ผลการจำลอง, □□ ผลการทดลอง

(ง) องค์ประกอบหลักมูลของแรงดัน v_{Cx} กับความถี่การสวิตช์ F_S

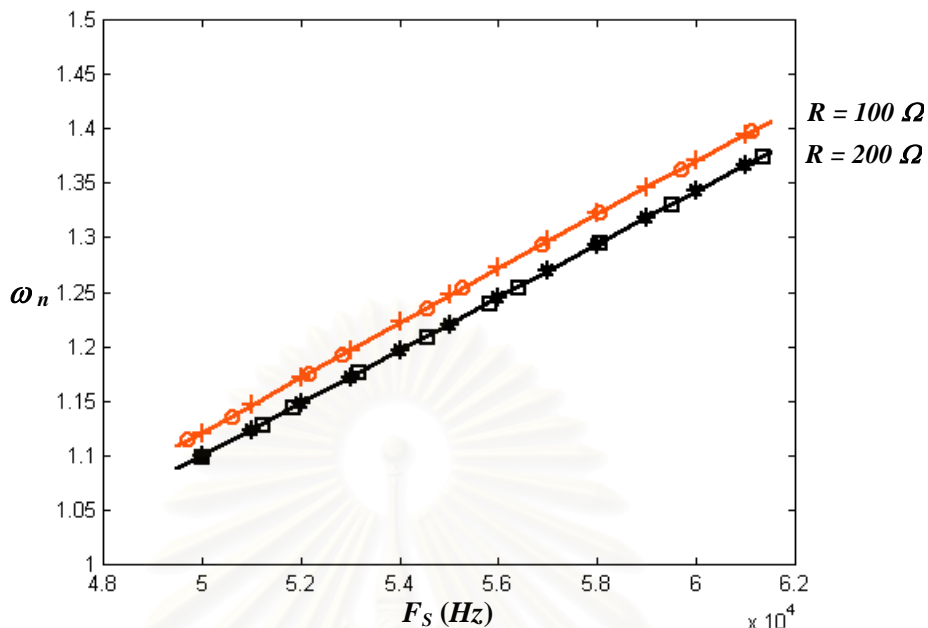


หมายเหตุ R=100Ω: — ผลการคำนวณ, ++ ผลการจำลอง, ○○ ผลการทดลอง
 R=200Ω: — ผลการคำนวณ, ** ผลการจำลอง, □□ ผลการทดลอง

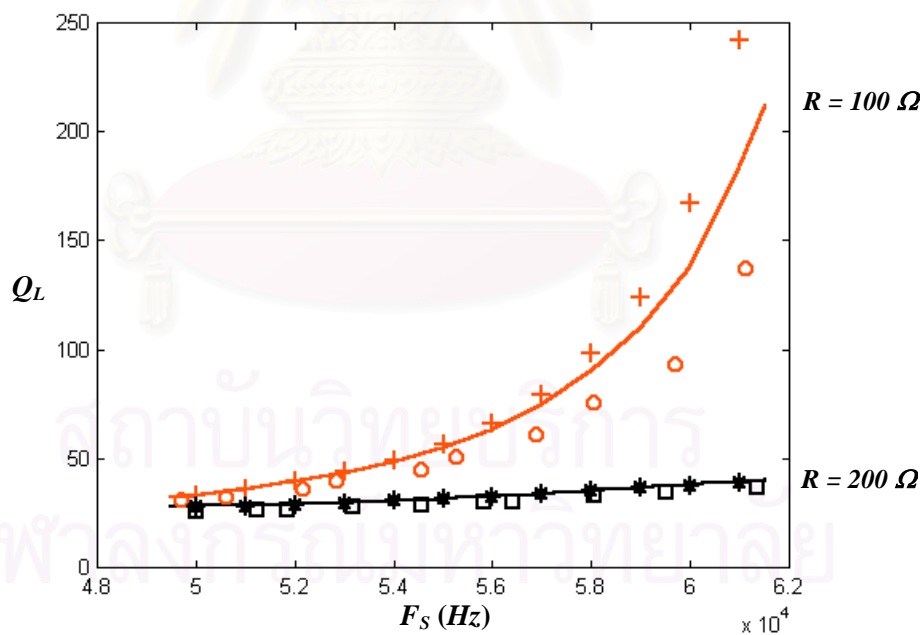
(จ) ความถี่เรโซแนนซ์ f_o กับความถี่การสวิตช์ F_S

รูปที่ 3.14 (ต่อ) ความสัมพันธ์ระหว่างค่าตัวแปรต่างๆ ในวงจร กับความถี่การสวิตช์ F_S

สำหรับความต้านทานโหลด $R = 100$ และ 200Ω



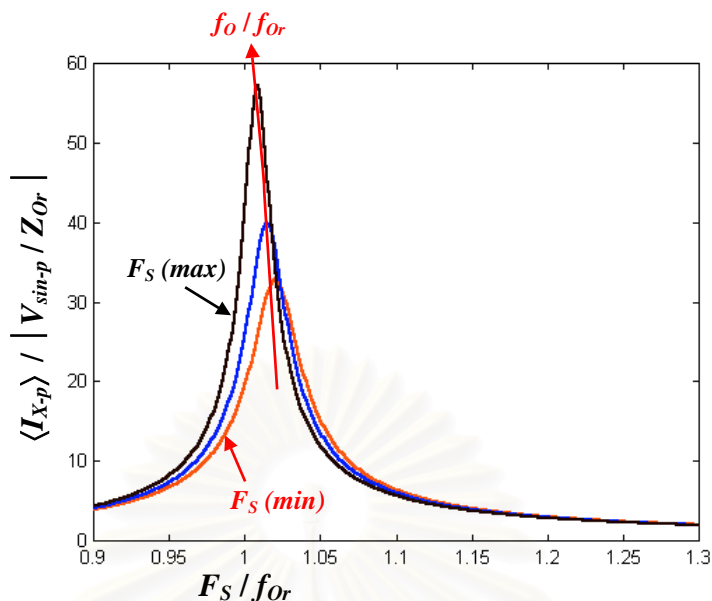
หมายเหตุ R=100Ω: — ผลการคำนวณ, ++ ผลการจำลอง, ○○ ผลการทดลอง
 R=200Ω: — ผลการคำนวณ, ** ผลการจำลอง, □□ ผลการทดลอง
 (ฉ) ความถี่ที่สั่น ω_n กับความถี่การสวิตช์ F_s



หมายเหตุ R=100Ω: — ผลการคำนวณ, ++ ผลการจำลอง, ○○ ผลการทดลอง
 R=200Ω: — ผลการคำนวณ, ** ผลการจำลอง, □□ ผลการทดลอง

(ซ) ตัวประกอบคุณภาพ Q_L กับความถี่การสวิตช์ F_s

รูปที่ 3.14 (ต่อ) ความสัมพันธ์ระหว่างค่าตัวแปรต่างๆ ในวงจร กับความถี่การสวิตช์ F_s สำหรับความต้านทานโหลด R = 100 และ 200 Ω

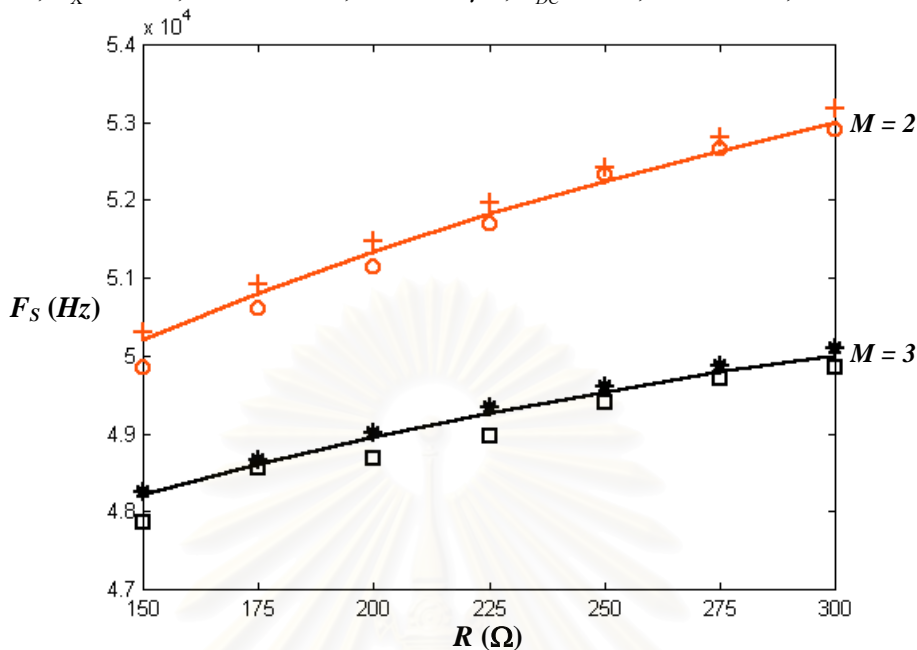


รูปที่ 3.15 พฤติกรรมของวงจรอินเวอร์เตอร์ เมื่อเพิ่มความถี่การสวิตช์ F_s สำหรับความต้านทานโหลด R ค่าหนึ่งๆ

3.4.2 กรณีความต้านทานโหลด R เปลี่ยนไป แต่ต้องการควบคุมแรงดันออก V_o ให้คงที่

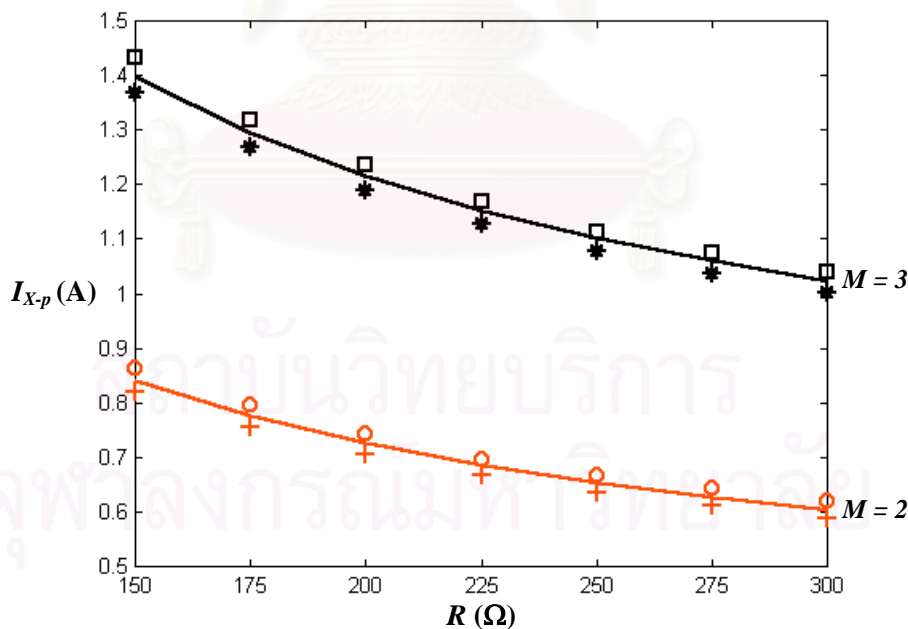
เมื่อความต้านทานโหลด R มากขึ้น แรงดันด้านออก V_o จะมากขึ้น ถ้าต้องการให้แรงดันด้านออกมีค่าคงที่ จะต้องเพิ่มความถี่การสวิตช์ F_s ตาม เพื่อลด V_o ลงจนมีค่าเท่าเดิม ดังรูปที่ 3.16 (ก) ค่าตัวแปรต่างๆ ในขณะที่คุมค่าแรงดันด้านออก แสดงในรูปที่ 3.16 (ข) – (ง) พบว่าเมื่อ R มากขึ้น ค่ายอดของกระแส I_{X-p} อัตราส่วนของกระแส I_L / I_{X-p} และองค์ประกอบหลักมูลของแรงดัน v_{Cx} จะลดลง แต่ความถี่เรโซแนนซ์ f_o และความถี่พัลส์ฐาน ω_n จะมากขึ้น ส่วนตัวประกอบคุณภาพ Q_L จะเป็นเส้นโค้ง สามารถอธิบายพฤติกรรมของวงจรได้ดังนี้ ที่จุดการทำงานหนึ่งของวงจร ถ้าความต้านทานโหลด R มากขึ้น จะทำให้แรงดันด้านออก V_o มีค่ามากขึ้น ดังนั้นจะต้องเพิ่มความถี่การสวิตช์ F_s ขึ้น เพื่อทำให้ค่ายอดของกระแสควบคุม I_{X-p} และอัตราส่วนของกระแส I_L / I_{X-p} ลดลง แรงดันด้านออก V_o จึงลดลงจนมีค่าเท่าเดิม การที่อัตราส่วนของกระแส I_L / I_{X-p} ลดลงทำให้ตัวเก็บประจุ C_{ic} ลดลง (จากรูปที่ 3.10) และตัวต้านทานสมมูล R_{ic} มากขึ้นหลังจากนั้นจะลดลง(จากรูปที่ 3.9) ซึ่งทำให้ความถี่เรโซแนนซ์ f_o มากขึ้น และตัวประกอบคุณภาพ Q_L เป็นเส้นโค้ง ดังรูปพฤติกรรมของวงจรอินเวอร์เตอร์เมื่อความต้านทานโหลด R มากขึ้นและปรับความถี่การสวิตช์ให้มากขึ้นเพื่อให้แรงดันด้านออกมีค่าคงที่ในรูปที่ 3.17

($V_s=24V$, $C_x=34.4nF$, $L=10.326mH$, $C=34.513\mu F$, $V_{DC}=200V$, $L_r=2.46mH$, $C_r=5.39nF$, $R_r=1\Omega$)



หมายเหตุ $M = 2$: — ผลการคำนวณ , ++ ผลการจำลอง , $\circ\circ$ ผลการทดลอง
 $M = 3$: — ผลการคำนวณ , ** ผลการจำลอง , $\square\square$ ผลการทดลอง

(ก) ความถี่การสวิตช์ F_s กับความต้านทานโหลด R

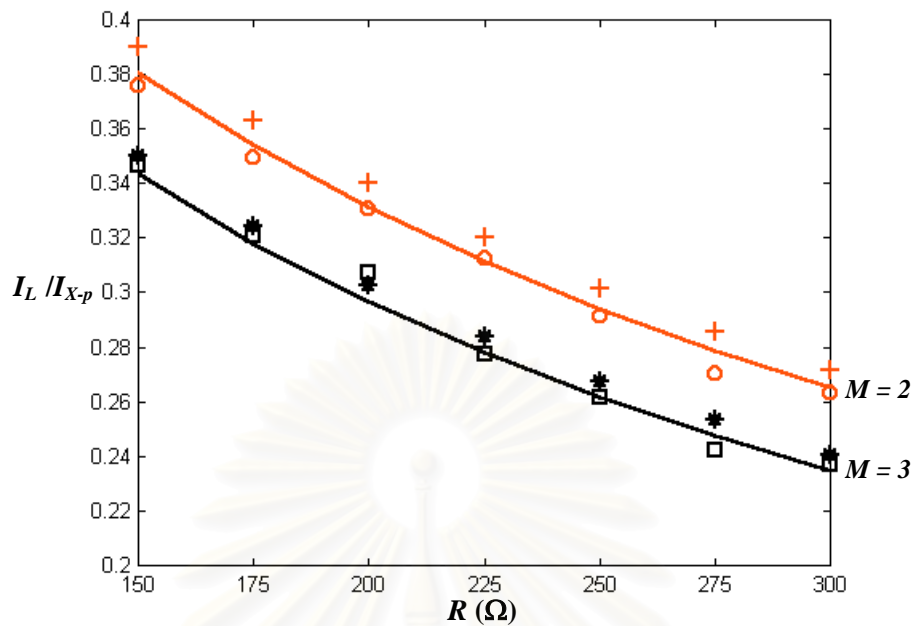


หมายเหตุ $M = 2$: — ผลการคำนวณ , ++ ผลการจำลอง , $\circ\circ$ ผลการทดลอง
 $M = 3$: — ผลการคำนวณ , ** ผลการจำลอง , $\square\square$ ผลการทดลอง

(ข) ค่ายอดของกระแสควบคุม I_{x-p} กับความต้านทานโหลด R

รูปที่ 3.16 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าตัวแปรต่างๆ ในวงจร กับความต้านทานโหลด R

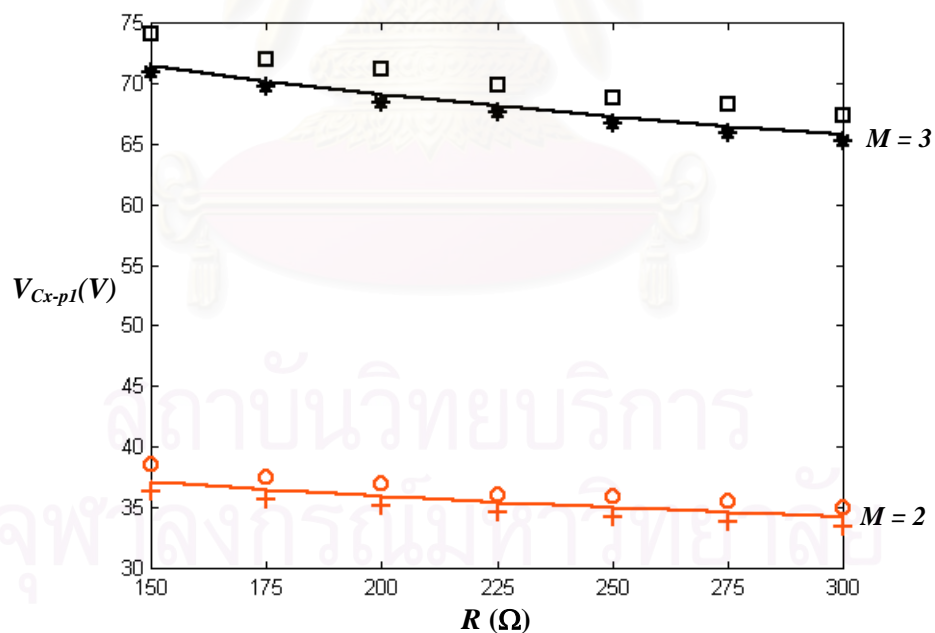
เมื่อควบคุมให้อัตราการแปลงผัน $M = 2$ และ 3



หมายเหตุ $M=2$: — ผลการคำนวณ , ++ ผลการจำลอง , ○○ ผลการทดลอง

$M=3$: — ผลการคำนวณ , ** ผลการจำลอง , □□ ผลการทดลอง

(ค) อัตราส่วนของกระแส I_L / I_{X-p} กับความต้านทานโหลด R



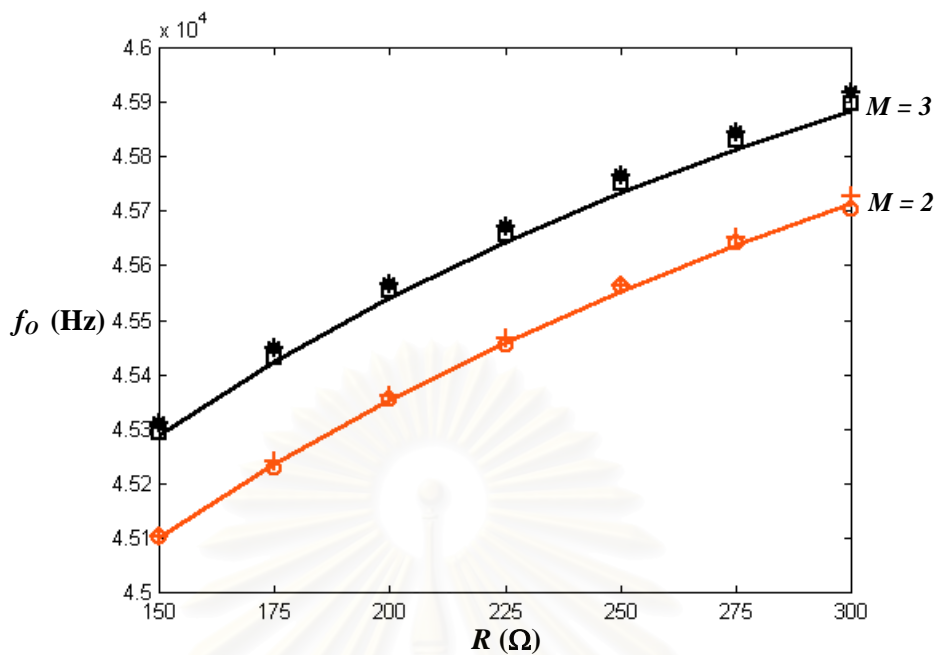
หมายเหตุ $M=2$: — ผลการคำนวณ , ++ ผลการจำลอง , ○○ ผลการทดลอง

$M=3$: — ผลการคำนวณ , ** ผลการจำลอง , □□ ผลการทดลอง

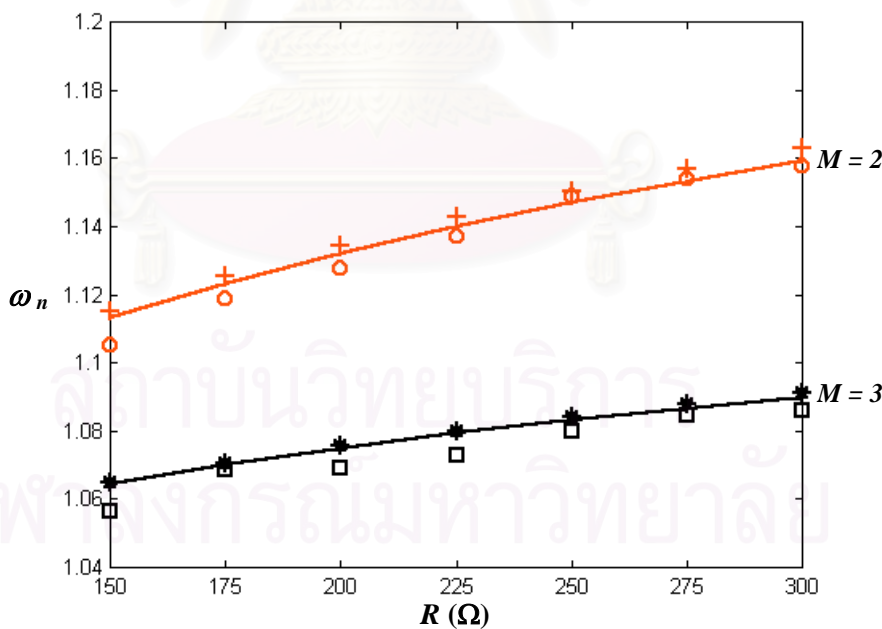
(ง) องค์ประกอบหลักมูลของแรงดัน v_{Cx} กับความต้านทานโหลด R

รูปที่ 3.16 (ต่อ) ความสัมพันธ์ระหว่างค่าตัวแปรต่างๆ ในวงจร กับความต้านทานโหลด R

เมื่อควบคุมให้อัตราการแปลงผัน $M=2$ และ 3

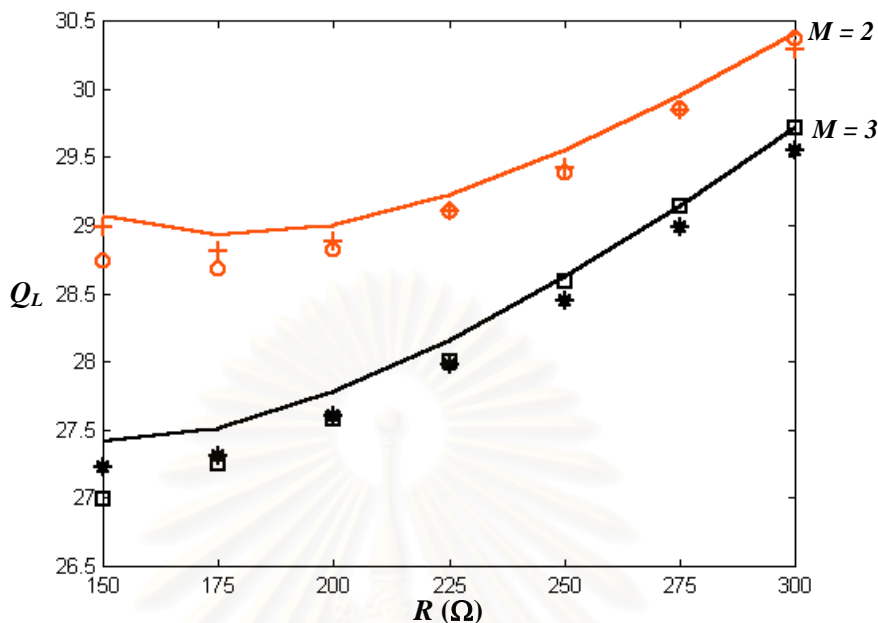


หมายเหตุ $M=2$: — ผลการคำนวณ, ++ ผลการจำลอง, OO ผลการทดลอง
 $M=3$: — ผลการคำนวณ, ** ผลการจำลอง, □□ ผลการทดลอง
 (จ) ความถี่เรโซแนนซ์ f_0 กับความต้านทาน โหลด R



หมายเหตุ $M=2$: — ผลการคำนวณ, ++ ผลการจำลอง, OO ผลการทดลอง
 $M=3$: — ผลการคำนวณ, ** ผลการจำลอง, □□ ผลการทดลอง
 (ฉ) ความถี่ที่สั่น ω_n กับความต้านทาน โหลด R

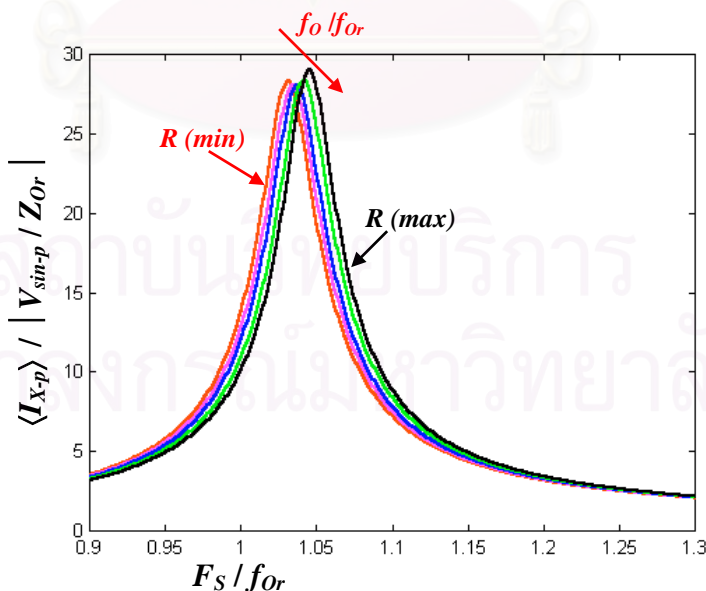
รูปที่ 3.16 (ต่อ) ความสัมพันธ์ระหว่างค่าตัวแปรต่างๆ ในวงจร กับความต้านทาน โหลด R เมื่อควบคุมให้อัตราการแปลงผัน $M=2$ และ 3



หมายเหตุ $M=2$: — ผลการคำนวณ , ++ ผลการจำลอง , ○○ ผลการทดลอง
 $M=3$: — ผลการคำนวณ , ** ผลการจำลอง , □□ ผลการทดลอง

(ข) ตัวประกอบคุณภาพ Q_L กับความต้านทานโหลด R

รูปที่ 3.16 (ต่อ) ความสัมพันธ์ระหว่างค่าตัวแปรต่างๆ ในวงจร กับความต้านทานโหลด R เมื่อควบคุมให้อัตราการแปลงผัน $M=2$ และ 3



รูปที่ 3.17 พฤติกรรมของวงจรอินเวอร์เตอร์ เมื่อความต้านทานโหลด R มากขึ้น และคงค่าแรงดันดันออก V_o

3.5 การจำลองและการทดลอง

ในบทนี้จะใช้โปรแกรมคอมพิวเตอร์ (PSPICE) จำลองการทำงาน และต่อวงจรจริง เพื่อตรวจสอบผลการคำนวณทางทฤษฎี โดยใช้วงจรในรูปที่ 3.1 มีค่าพารามิเตอร์ในวงจรคือ $V_S = 24V$, $C_x = 34.4nF$, $L = 10.326mH$, $C = 34.513\mu F$, $D = MUR820$, $V_{DC} = 200V$, $L_r = 2.46mH$, $C_r = 5.39nF$, $R_r = 1\Omega$ และสวิตช์ Q_1, Q_2 ใช้ MOSFET เบอร์ IRF840 ได้ผลดังนี้

- รูปที่ 3.14 แสดงผลการจำลองและผลการทดลองเพื่อตรวจสอบความสัมพันธ์ระหว่างตัวแปรต่างๆ ในวงจรกับความถี่การสวิตช์ สำหรับความต้านทาน $R = 100$ และ 200Ω จากรูปจะเห็นได้ว่าผลการคำนวณ ผลการจำลอง และผลการทดลอง ส่วนใหญ่มีความสอดคล้องกัน แต่ยังคงมีความคลาดเคลื่อนของการคำนวณอยู่เล็กน้อย ผลการคำนวณความคลาดเคลื่อนของการคำนวณเมื่อเทียบกับการจำลองและเทียบกับการทดลองแสดงในตารางที่ 3.1 ค่าของ V_o , I_{x-p} และ f_o จะมีความคลาดเคลื่อนน้อยมาก แต่ค่าของ V_{C_x-p1} และ Q_L จะมีความคลาดเคลื่อนมากถึง 40% ซึ่งจะเกิดขึ้นในย่านที่ความถี่การสวิตช์มีค่าสูงและความต้านทานโหลดน้อย อาจเนื่องมาจากการคำนวณโดยคิดเฉพาะองค์ประกอบหลักมูลจะทำให้ถูกต้องเฉพาะในย่านที่ความถี่การสวิตช์ใกล้กับความถี่เรโซแนนซ์และตัวประกอบคุณภาพมีค่าสูงเท่านั้น และที่ความต้านทานโหลดน้อย กระแสไหลจะมาก ทำให้มีการสูญเสียในวงจรมาก นอกจากนั้นยังมีความผิดพลาดในการทดลองเช่น ความไม่เป็นอุดมคติของอุปกรณ์ในวงจร และความผิดพลาดของอุปกรณ์วัด

ตารางที่ 3.1 ความคลาดเคลื่อนของการคำนวณทางทฤษฎี ในรูปที่ 3.14 เมื่อเทียบกับผลการจำลอง และเทียบกับการทดลอง

ค่าตัวแปร	ความคลาดเคลื่อนของผลการคำนวณ	
	เทียบกับผลการจำลอง	เทียบกับผลการทดลอง
V_o	2.39%	2.33%
I_{x-p}	0.39%	5.24%
V_{C_x-p1}	34.6%	40.641%
f_o	0.065%	0.1%
Q_L	23.962%	39%

- รูปที่ 3.16 แสดงผลการจำลองและผลการทดลองเพื่อตรวจสอบความสัมพันธ์ระหว่างตัวแปรต่างๆ ในวงจรกับความต้านทานโหลด R เมื่อควบคุมให้อัตราการแปลงผัน $M = 2$

และ 3 ตามลำดับ จากรูปจะเห็นได้ว่า ผลการคำนวณ ผลการจำลอง และผลการทดลอง ส่วนใหญ่มีความสอดคล้องกันแต่ยังมีความคลาดเคลื่อนของการคำนวณอยู่เล็กน้อย ผลการคำนวณความคลาดเคลื่อนของการคำนวณเมื่อเทียบกับการจำลองและเทียบกับการทดลองแสดงในตารางที่ 3.2 พบว่าความคลาดเคลื่อนของตัวแปรทุกตัวจะมีค่าน้อย แต่ความคลาดเคลื่อนจะมีแนวโน้มมากขึ้นเมื่อแรงดันค่านอกและกระแสไหลคมาก

ตารางที่ 3.2 ความคลาดเคลื่อนของการคำนวณทางทฤษฎี ในรูปที่ 3.16 เมื่อเทียบกับผลการจำลอง และเทียบกับผลการทดลอง

ค่าตัวแปร	ความคลาดเคลื่อนของการคำนวณ	
	เทียบกับผลการจำลอง	เทียบกับผลการทดลอง
F_s	0.37%	0.73%
I_{X-p}	2.8%	2.75%
V_{Cx-pl}	3.38%	4.63%
F_o	0.74%	0.43%
Q_L	0.73%	1.57%

3.6 สรุป

ในบทนี้ได้วิเคราะห์วงจรที่ระดับที่ใช้กับควบคุมแรงดัน กรณีใช้วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์อนุกรมแบบกึ่งบริดจ์เป็นแหล่งกระแสควบคุม โดยใช้แนวทางในการวิเคราะห์คือ

1. ประมาณวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์ด้วยองค์ประกอบหลักมูล โดยมีสมมุติฐานว่า ถ้าความถี่การสวิตช์มีค่าใกล้กับความถี่เรโซแนนซ์ และตัวประกอบคุณภาพของวงจรมีค่าสูงแล้ว กระแสในวงจรอินเวอร์เตอร์จะมีรูปคลื่นใกล้เคียงไซน์ ซึ่งหมายความว่าแรงดันฮาร์มอนิกส์ของแหล่งแรงดันสี่เหลี่ยม v_i ที่ด้านเข้าของวงจรอินเวอร์เตอร์จะมีผลต่อกระแสน้อยมาก ดังนั้นอาจละเลยแรงดันฮาร์มอนิกส์และประมาณแหล่งแรงดันสี่เหลี่ยมด้วยแหล่งแรงดันรูปคลื่นไซน์ที่มีความถี่หลักมูลได้
2. ในการหาวงจรมูลของวงจรได้แบ่งวงจรออกเป็น 2 ส่วนคือ ส่วนของวงจรที่ระดับและส่วนของวงจรอินเวอร์เตอร์ เมื่อมองจากวงจรที่ระดับเข้าไปในวงจรอินเวอร์เตอร์อาจแทนวงจรอินเวอร์เตอร์ด้วยแหล่งกระแสที่มีค่าเท่ากับกระแสที่ไหลในวงจรอินเวอร์เตอร์ในขณะนั้น ทำให้สามารถใช้ผลการวิเคราะห์ในบทที่ 2 กับส่วนของวงจรที่ระดับได้ และเมื่อมองจาก

วงจรอินเวอร์เตอร์เข้าไปในวงจรทระดับจะประมาณว่าพลังงานที่วงจรอินเวอร์เตอร์จ่ายให้กับวงจรทระดับส่วนใหญ่มาจากพลังงานที่ความถี่หลักมูล ดังนั้นแทนวงจรทระดับด้วยอิมพีแดนซ์ที่ความถี่หลักมูลได้ ซึ่งจากการวิเคราะห์พบว่าอาจแทนอิมพีแดนซ์สมมูลด้วยตัวต้านทานสมมูลที่ต่ออนุกรมกับตัวเก็บประจุสมมูล

3. ตัวต้านทานสมมูล และตัวเก็บประจุสมมูลที่ใช้แทนวงจรทระดับจะขึ้นกับจุดการทำงานของวงจร ซึ่งทำให้การคำนวณหาค่าของกระแสควบคุมมีความซับซ้อนมาก
4. ผลการคำนวณทางทฤษฎี ผลการจำลอง และผลการทดลอง ส่วนใหญ่จะมีค่าสอดคล้องกัน



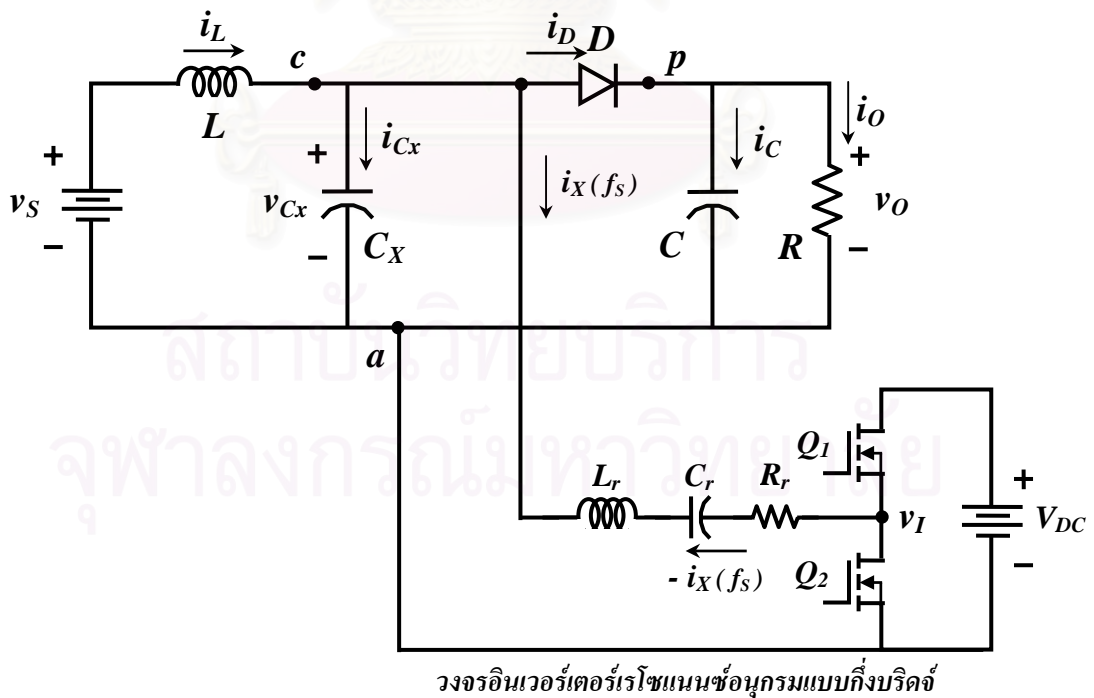
สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

บทที่ 3

การวิเคราะห์ห้วงจร กรณีใช้วงจรถอกรินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์เป็นแหล่งกระแสควบคุม

แหล่งกระแสควบคุม i_x จะเป็นกระแสไฟฟ้าสลับรายคาบที่มีรูปคลื่นใดๆ หรือเป็นกระแสที่ได้จากวงจรรุ่นอื่นก็ได้ แต่ค่ายอดของรูปคลื่นต้องมีค่ามากกว่ากระแสผ่านตัวเหนี่ยวนำ $\langle i_L \rangle$ ที่ผ่านมาได้วิเคราะห์ห้วงจรในกรณีแหล่งกระแสควบคุม $i_x(i_{x-p}, f_s)$ มีรูปคลื่นไซน์ และมีค่ายอดของกระแสควบคุม $\langle i_{x-p} \rangle$ ไม่ขึ้นกับความถี่การสวิตช์ f_s แต่ในทางปฏิบัติจะใช้วงจรถอกรินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์ทำหน้าที่เป็นแหล่งกระแสควบคุม ในกรณีนี้ค่ายอดของกระแส $\langle i_{x-p} \rangle$ จะไม่เป็นตัวแปรอิสระ แต่จะขึ้นจุดการทำงานของวงจรถอกรินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์ ทำให้ความถี่การสวิตช์ f_s เป็นตัวแปรควบคุมเพียงตัวเดียวในวงจรถอกรินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์

วิทยานิพนธ์ใช้วงจรถอกรินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์อนุกรมแบบกึ่งบริดจ์ (Half-bridge series resonant inverter) เป็นแหล่งกระแสควบคุมเพื่อเป็นตัวอย่างในการศึกษาดังรูปที่ 3.1 โดยวงจรถอกรินเวอร์เตอร์จะรับพลังงานจากแหล่งจ่ายแรงดันไฟตรงภายนอก V_{DC} แทนการใช้พลังงานจากด้านออกของวงจรถอกรินเวอร์เตอร์ระดับ ความต้านทาน R_r เป็นความต้านทานที่แทนการสูญเสียในวงจรถอกรินเวอร์เตอร์



รูปที่ 3.1 วงจรถอกรินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์ที่ใช้กึ่งควบคุมแรงดัน กรณีใช้วงจรถอกรินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์เป็นแหล่งกระแสควบคุม

แนวทางในการวิเคราะห์วงจรเรโซแนนซ์โดยทั่วไป มี 2 แนวทางหลักคือ 1. วิเคราะห์หาสมการของกระแสและแรงดันของวงจรในแต่ละรูปลักษณะ [5] และ 2. วิเคราะห์โดยพิจารณาเฉพาะความถี่หลักมูล [5-6] แนวทางแรกจะให้ผลลัพธ์ที่มีความถูกต้องมาก แต่การวิเคราะห์จะซับซ้อนมากด้วย ส่วนแนวทางที่สองเป็นการวิเคราะห์แบบประมาณซึ่งจะมีความถูกต้องใกล้เคียงเมื่อความถี่การสวิตช์อยู่ใกล้กับความถี่เรโซแนนซ์ และตัวประกอบคุณภาพมีค่าสูง การวิเคราะห์แบบนี้จะไม่ซับซ้อนมากนัก ทำให้เห็นภาพทางฟิสิกส์ของวงจรได้ดี และที่สำคัญสามารถประยุกต์ผลการวิเคราะห์ในบทที่ 2 มาใช้กับวงจรดังกล่าวได้ ดังนั้นในบทนี้จะวิเคราะห์โดยพิจารณาเฉพาะความถี่หลักมูล ซึ่งมีรายละเอียดดังต่อไปนี้

3.1 การประมาณส่วนของวงจรอินเวอร์เตอร์ โดยพิจารณาเฉพาะความถี่หลักมูล

เมื่อพิจารณาวงจรในรูปที่ 3.1 โดยคิดเฉพาะส่วนของวงจรอินเวอร์เตอร์จะได้วงจรดังรูปที่ 3.2 (ก) สามารถแทนแหล่งแรงดันไฟตรง V_{DC} และสวิตช์ไวงานได้ด้วยแหล่งแรงดันสี่เหลี่ยม v_I ดังวงจรสมมูลในรูปที่ 3.2 (ข) โดยที่แรงดัน v_I มีค่าตามสมการที่ (3.1)

$$v_I(t) = \begin{cases} V_{DC} & ; 0 < t \leq T/2 \\ 0 & ; T/2 < t \leq T \end{cases} \quad (3.1)$$

แตกอนุกรมฟูเรียร์ของแรงดัน v_I ได้ว่า

$$\begin{aligned} v_I(t) &= \frac{V_{DC}}{2} + \frac{2V_{DC}}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1 - (-1)^n}{2n} \sin(n\omega_s t) \\ &= V_{DC} \left(\frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \sin \omega_s t + \frac{2}{3\pi} \sin 3\omega_s t + \frac{2}{5\pi} \sin 5\omega_s t + \dots \right) \end{aligned} \quad (3.2)$$

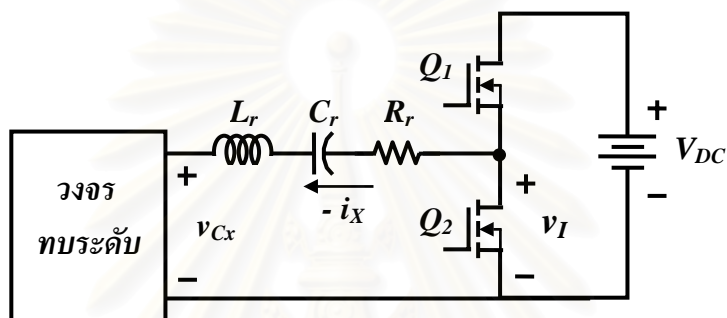
องค์ประกอบหลักมูลของแรงดัน v_I คือ

$$v_{\sin}(t) = V_{\sin-p} \sin(\omega_s t) \quad (3.3)$$

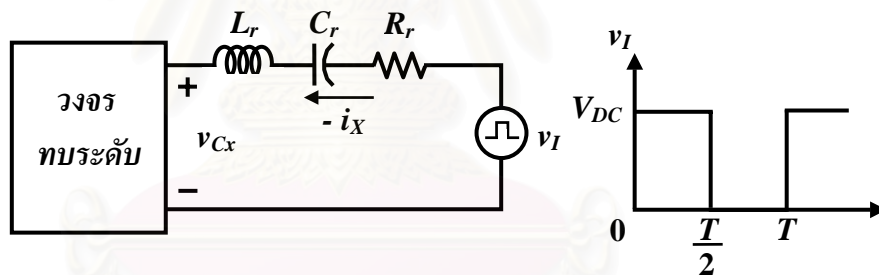
เมื่อค่ายอดของแรงดัน

$$V_{\sin-p} = \frac{2V_{DC}}{\pi} \approx 0.637V_{DC} \quad (3.4)$$

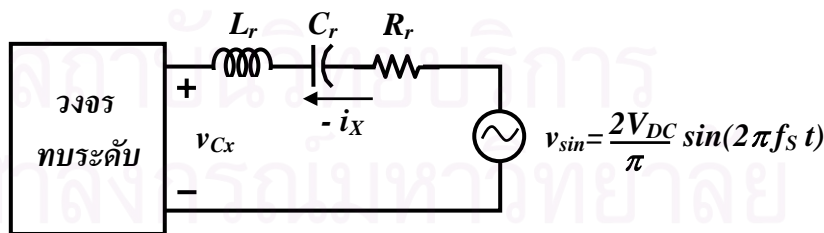
ถ้าความถี่การสวิตช์ f_s อยู่ใกล้กับความถี่เรโซแนนซ์ f_o และตัวประกอบคุณภาพของวงจรมีค่าสูง ทำให้อิมพีแดนซ์ของวงจรที่ความถี่ฮาร์มอนิกมีค่าสูงกว่าอิมพีแดนซ์ที่ความถี่หลักมูลมาก กระแสที่ผ่านวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์มีรูปคลื่นใกล้เคียงไซน์ และมีค่าใกล้เคียงกับองค์ประกอบหลักมูล ดังนั้นสามารถแทนแรงดันสี่เหลี่ยมด้วยแรงดันไซน์ขององค์ประกอบหลักมูลได้ ดังรูปที่ 3.2 (ค) โดยที่แรงดันไฟตรง $V_{DC} / 2$ จะตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_r เมื่อแทนส่วนของวงจรอินเวอร์เตอร์ที่คิดเฉพาะองค์ประกอบหลักมูลลงในวงจรรูปที่ 3.1 จะได้วงจรทบทระดับที่ใช้คำนวณแรงดันที่คิดเฉพาะความถี่หลักมูลในส่วนของวงจรอินเวอร์เตอร์ ดังรูปที่ 3.3



(ก) ส่วนของวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์อนุกรมแบบกึ่งบริดจ์

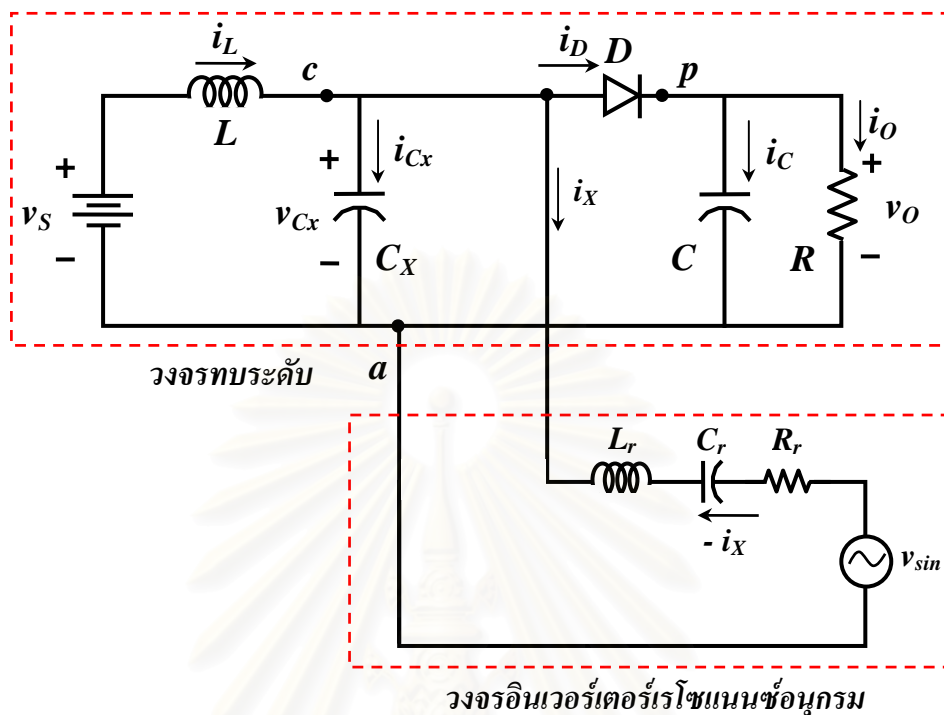


(ข) แทนแหล่งแรงดัน V_{DC} และสวิตช์ ด้วย แหล่งแรงดันรูปคลื่นสี่เหลี่ยม v_I



(ค) วงจรสมมูลใกล้เคียงที่คิดเฉพาะองค์ประกอบหลักมูล

รูปที่ 3.2 ส่วนของวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์อนุกรมที่คิดเฉพาะองค์ประกอบหลักมูล



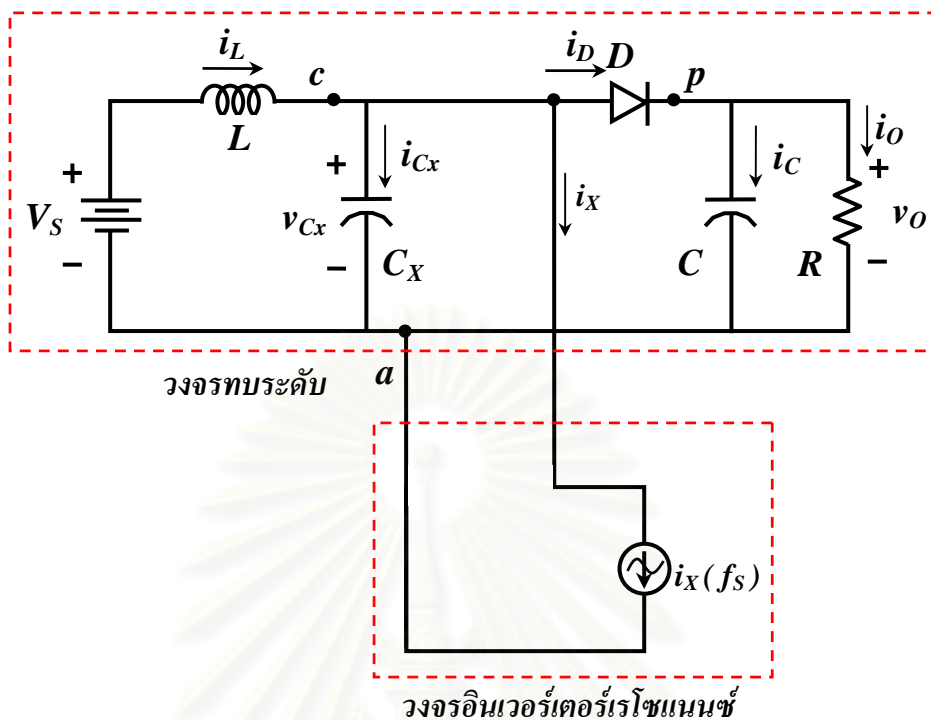
รูปที่ 3.3 วงจรทบระดับที่ใช้กิ่งควบคุมแรงดัน กรณีใช้วงจรสมมูลใกล้เคียงที่คิดเฉพาะองค์ประกอบหลักแทนส่วนของวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์อนุกรม

3.2 การหาวงจรสมมูล

จากวงจรในรูปที่ 3.3 สามารถแบ่งวงจรออกเป็น 2 ส่วนคือ 1. ส่วนของวงจรทบระดับ และ 2. ส่วนของวงจรอินเวอร์เตอร์ ในหัวข้อนี้จะหาวงจรสมมูลเพื่อแยกวงจรในรูปที่ 3.3 เป็น 2 ส่วน วงจรอินเวอร์เตอร์จะเป็นแหล่งกระแสของวงจรทบระดับ ในขณะที่วงจรทบระดับจะเป็นโหลดของวงจรอินเวอร์เตอร์

3.2.1 พิจารณาส່วนของวงจรทบระดับ

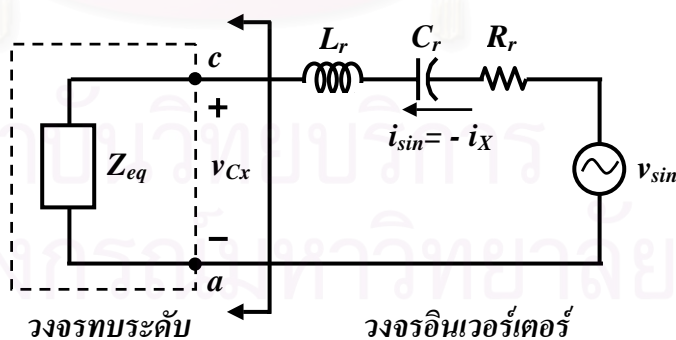
เมื่อมองจากวงจรทบระดับเข้าไปในวงจรอินเวอร์เตอร์จะเห็นวงจรอินเวอร์เตอร์เป็นแหล่งแรงดัน v_{sin} ต่ออนุกรมกับ L_r , C_r และ R_r ซึ่งอาจแทนส่วนของวงจรอินเวอร์เตอร์ด้วยแหล่งกระแสที่มีลักษณะใกล้เคียงกับแหล่งกระแส i_x ดังรูปที่ 3.4 และสังเกตได้ว่าวงจรมีลักษณะเดียวกับวงจรในรูปที่ 2.1 ทำให้สามารถใช้การวิเคราะห์ในบทที่ 2 กับวงจรนี้ได้



รูปที่ 3.4 วงจรสมมูล เมื่อมองจากวงจรทบระดับเข้าไปในวงจรอินเวอร์เตอร์

3.2.2 พิจารณาส່วนของวงจรอินเวอร์เตอร์

ในกรณีที่มีมองจากวงจรอินเวอร์เตอร์เข้าไปในวงจรทบระดับ อาจแทนวงจรทบระดับด้วยอิมพีแดนซ์สมมูลดังรูปที่ 3.5 สามารถคำนวณหาอิมพีแดนซ์สมมูลได้จากรูปคลื่นของกระแสที่ไหลเข้าวงจรทบระดับ i_{sin} และรูปคลื่นของแรงดันที่ขั้วด้านเข้า ดังรูปที่ 2.3 กล่าวคือ



รูปที่ 3.5 อิมพีแดนซ์สมมูลของวงจรทบระดับ ที่พิจารณาเฉพาะองค์ประกอบหลักมูล

ถ้ากำหนดให้ i_{sin} เป็นกระแสที่ไหลเข้าวงจรทบระดับ ซึ่งมีทิศตรงข้ามกับกระแส i_x จากสมการที่ (2.1) จะได้สมการของ i_{sin} ดังสมการที่ (3.5) คือ

$$\begin{aligned} i_{sin} &= -i_X = \langle i_{X-p} \rangle \cdot \sin(\omega_S t + \theta + 180^\circ) \\ &= \langle i_{X-p} \rangle \cdot \cos(\omega_S t + \theta + 90^\circ) \end{aligned} \quad (3.5)$$

แรงดันที่ขั้วด้านเข้าเมื่อมองจากวงจรอินเวอร์เตอร์เข้าไปที่วงจรทระดับจะเท่ากับแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ v_{Cx} ซึ่งมีค่าดังสมการที่ (2.12) สามารถแยกอนุกรมฟูเรียร์ของแรงดัน v_{Cx} ได้คือ

$$v_{Cx}(t) = \langle v_{Cx} \rangle + \sum_{n=1}^{\infty} [a_n \cos(n\omega_S t) + b_n \sin(n\omega_S t)] \quad (3.6)$$

หรือ

$$v_{Cx}(t) = \langle v_{Cx} \rangle + \sum_{n=1}^{\infty} [V_{Cx-pn} \sin(n\omega_S t + \phi_{V_{Cxpn}})] \quad (3.7)$$

โดยที่ $V_{Cx-pn} = \sqrt{a_n^2 + b_n^2}$ และ $\phi_{V_{Cxpn}} = \tan^{-1}\left(\frac{a_n}{b_n}\right)$

$$\begin{aligned} a_n &= \frac{v_{LX}}{n^2 \pi} \left[(n \cdot 2\pi t_{fn}) \sin(n \cdot 2\pi t_{fn}) + \cos(n \cdot 2\pi t_{fn}) - 1 \right] \\ &+ \frac{v_{XX} \cos \theta}{2\pi} \left\{ \frac{\sin[(1+n)2\pi t_{fn}]}{1+n} + \frac{\sin[(1-n)2\pi t_{fn}]}{1-n} \right\} \\ &- \frac{v_{XX} \sin \theta}{2\pi} \left\{ \frac{1 - \cos[(1+n)2\pi t_{fn}]}{1+n} + \frac{1 - \cos[(1-n)2\pi t_{fn}]}{1-n} \right\} \\ &- \frac{v_{XX} \cos \theta}{n\pi} \left[\sin(n \cdot 2\pi t_{fn}) \right] \end{aligned} \quad (3.8)$$

$$\begin{aligned} b_n &= \frac{v_{LX}}{n^2 \pi} \left[\sin(n \cdot 2\pi t_{fn}) - (n \cdot 2\pi t_{fn}) \cos(n \cdot 2\pi t_{fn}) \right] \\ &+ \frac{v_{XX} \cos \theta}{2\pi} \left\{ \frac{1 - \cos[(1+n)2\pi t_{fn}]}{1+n} - \frac{1 - \cos[(1-n)2\pi t_{fn}]}{1-n} \right\} \\ &+ \frac{v_{XX} \sin \theta}{2\pi} \left\{ \frac{\sin[(1+n)2\pi t_{fn}]}{1+n} - \frac{\sin[(1-n)2\pi t_{fn}]}{1-n} \right\} \\ &- \frac{v_{XX} \cos \theta}{n\pi} \left[1 - \cos(n \cdot 2\pi t_{fn}) \right] \end{aligned} \quad (3.9)$$

ได้องค์ประกอบหลักมูลของแรงดัน v_{Cx} คือ

$$v_{Cx1}(t) = a_1 \cos(\omega_S t) + b_1 \sin(\omega_S t) \quad (3.10)$$

หรือ

$$v_{Cx1}(t) = V_{Cx-p1} \sin(\omega_S t + \phi_{V_{Cx1}}) \quad (3.11)$$

โดยที่ $V_{C_{x-p1}} = \sqrt{a_1^2 + b_1^2}$, $\phi_{V_{C_{x1}}} = \tan^{-1}\left(\frac{a_1}{b_1}\right)$ และ

$$a_1 = \frac{v_{LX}}{\pi} \left[2\pi t_{fn} \sin(2\pi t_{fn}) + \cos(2\pi t_{fn}) - 1 \right] + \frac{v_{XX}}{2\pi} \left\{ \cos(2\pi t_{fn} + \theta) \cdot \sin(2\pi t_{fn}) + 2 \cos \theta \cdot [\pi t_{fn} - \sin(2\pi t_{fn})] \right\} \quad (3.12)$$

$$b_1 = \frac{v_{LX}}{\pi} \left[\sin(2\pi t_{fn}) - 2\pi t_{fn} \cos(2\pi t_{fn}) \right] + \frac{v_{XX}}{2\pi} \left\{ \sin(2\pi t_{fn} + \theta) \cdot \sin(2\pi t_{fn}) - 2 \cos \theta \cdot [1 - \cos(2\pi t_{fn})] - 2\pi t_{fn} \sin \theta \right\} \quad (3.13)$$

ในกรณีที่วงจรมีความถี่การสวิตช์ f_s ใกล้กับความถี่เรโซแนนซ์ f_o และมีตัวประกอบคุณภาพค่าสูง อิมพีแดนซ์ของวงจรอินเวอร์เตอร์ที่ความถี่การสวิตช์จะมีค่าน้อยมากเมื่อเทียบกับที่ฮาร์มอนิกอื่น ๆ หมายความว่าขนาดของกระแสองค์ประกอบหลักมูล i_{sin} จะมีค่าใหญ่กว่ากระแสขององค์ประกอบฮาร์มอนิกอื่น ๆ มาก ทำให้สามารถละเลยกระแสที่ฮาร์มอนิกอื่น ๆ ได้ ส่วนกรณีของแรงดัน v_{Cx} จากการวิเคราะห์ขนาดของแรงดันที่ความถี่ต่างๆ โดยใช้สมการที่ (3.6) – (3.13) พบว่าค่าขององค์ประกอบหลักมูลของแรงดัน v_{Cx} จะมีค่าใหญ่กว่าฮาร์มอนิกอื่น ๆ มาก ดังนั้นอาจประมาณว่าพลังงานที่วงจรอินเวอร์เตอร์จ่ายให้กับวงจรทระดับส่วนใหญ่มาจากองค์ประกอบหลักมูล เมื่อพิจารณาในแง่ของพลังงานอาจแทนส่วนของวงจรทระดับด้วยอิมพีแดนซ์สมมูลที่คิดเฉพาะองค์ประกอบหลักมูล (ที่ความถี่การสวิตช์) ได้

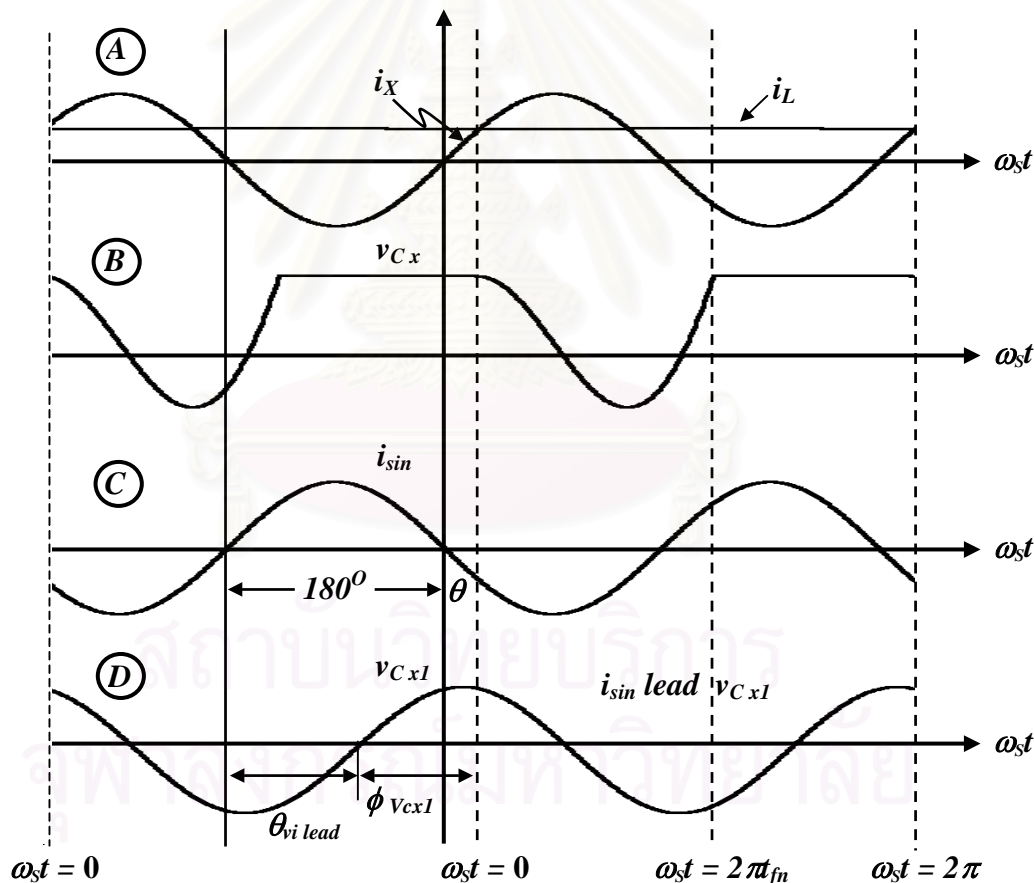
□ การคำนวณหาอิมพีแดนซ์สมมูลโดยอาศัยข้อมูลของขนาดและเฟสของกระแสและแรงดันที่ขั้วจากสมการของกระแส i_{sin} และแรงดัน v_{Cx} ที่องค์ประกอบหลักมูลดังสมการที่ (3.5) และ (3.11) พบว่าการที่วงจรอินเวอร์เตอร์จ่ายพลังงานให้กับวงจรทระดับ แสดงว่ามุมเฟสขององค์ประกอบหลักมูล v_{Cx1} และกระแส i_{sin} จะต้องต่างกันไม่เกิน 90° หรือ $|\phi_{V_{Cx1}} - \theta - 180^\circ| \leq 90^\circ$ ซึ่งเมื่อพิจารณาการทำงานของวงจรในช่วง $0^\circ < \theta < 90^\circ$ จากการคำนวณจะพบว่ามุมของแรงดัน v_{Cx1} จะมีค่าระหว่าง 90° ถึง 270° หรืออยู่ในจุดภาค (Quadrant) ที่ 2 และ 3 ส่วนมุมของกระแส i_{sin} จะอยู่ในจุดภาคที่ 3 และเมื่อเทียบมุมของ v_{Cx1} กับกระแส i_{sin} พบว่าจะอยู่ในช่วง -90° ถึง 0° เสมอ แสดงว่ากระแส i_{sin} จะนำหน้าแรงดัน v_{Cx1} เสมอในทุกจุดการทำงานของวงจร ดังรูปคลื่น C และ D ของรูปที่ 3.6 ดังนั้นอาจแทนอิมพีแดนซ์สมมูล Z_{eq} ที่มองจากวงจรอินเวอร์เตอร์เข้าไปที่วงจรทระดับด้วยตัวต้านทานที่ต่อแบบอนุกรม หรือต่อแบบขนานกับตัวเก็บประจุก็ได้ อย่างไรก็ตามเนื่องจากวงจรอินเวอร์เตอร์เป็น RLC อนุกรม ดังนั้นจะแทนอิมพีแดนซ์สมมูล Z_{eq} ด้วยตัวต้านทานสมมูล R_{ic} ต่อ

อนุกรมตัวเก็บเก็บประจุ C_{ic} ดังรูปที่ 3.7 จากสมการที่ (3.6) และ (3.11) และจากข้อมูลของขนาดและเฟสของกระแสและแรงดัน สามารถคำนวณหาค่าตัวต้านทานสมมูล R_{ic} และตัวเก็บประจุสมมูล C_{ic} ได้ดังสมการที่ (3.14) และ (3.15) คือ

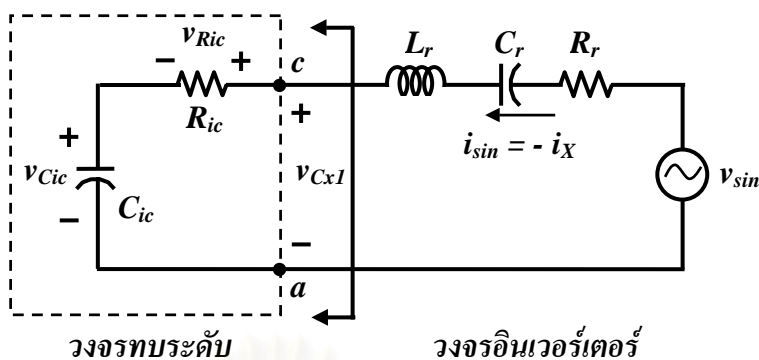
$$R_{ic} = \frac{V_{Cx-p1}}{\langle i_{X-p} \rangle} \times \cos|\theta_{vi}| \tag{3.14}$$

$$C_{ic} = \frac{1}{\omega_s \cdot R_{ic} \cdot \tan|\theta_{vi}|} \tag{3.15}$$

โดยที่ $\theta_{vi} = \phi_{V_{Cx1}} - (\theta + 180^\circ)$ และ $|\theta_{vi}| \leq 90^\circ$ เสมอ



รูปที่ 3.6 รูปคลื่นของกระแสและแรงดันที่เข้าของอิมพีแดนซ์สมมูล



รูปที่ 3.7 อิมพีแดนซ์สมมูลของวงจรทระดับ เมื่อคิดเฉพาะองค์ประกอบหลักมูล

□ การคำนวณหาอิมพีแดนซ์สมมูล โดยอาศัยเฟสเซอร์

จากการวิเคราะห์ขนาดและเฟสของกระแสและแรงดันที่ขั้วของอิมพีแดนซ์สมมูล Z_{eq} เมื่อคิดเฉพาะองค์ประกอบหลักมูล ทำให้ทราบว่าอาจแทนอิมพีแดนซ์สมมูล Z_{eq} ด้วยตัวต้านทานสมมูล R_{ic} ต่ออนุกรมกับตัวเก็บประจุสมมูล C_{ic} ได้ดังรูปที่ 3.7 ดังนั้นถ้ามีสมการของกระแสที่ขั้วของอิมพีแดนซ์สมมูล Z_{eq} คือ

$$i_{sin}(t) = \langle i_{X-p} \rangle \cdot \cos(\omega_s t + \theta + 90^\circ) \quad (3.16)$$

เขียนในรูปเฟสเซอร์ได้ว่า
$$\bar{I}_{sin} = \langle i_{X-p} \rangle \cdot e^{j(\theta+90^\circ)} \quad (3.17)$$

จะได้สมการขององค์ประกอบหลักมูลของแรงดัน v_{CxI} ในรูปแบบ

$$v_{CxI} = v_{Ric} + v_{Cic} = V_{Ric-p} \cos(\omega_s t + \theta + 90^\circ) + V_{Cic-p} \cos(\omega_s t + \theta) \quad (3.18)$$

หรือในรูปเฟสเซอร์
$$\bar{V}_{CxI} = \bar{V}_{Ric} + \bar{V}_{Cic} = V_{Ric-p} \cdot e^{j(\theta+90^\circ)} + V_{Cic-p} \cdot e^{j\theta} \quad (3.19)$$

โดยที่ $V_{Ric-p} = \langle i_{X-p} \rangle \cdot R_{ic}$ และ $V_{Cic-p} = \frac{\langle i_{X-p} \rangle}{\omega_s C_{ic}}$

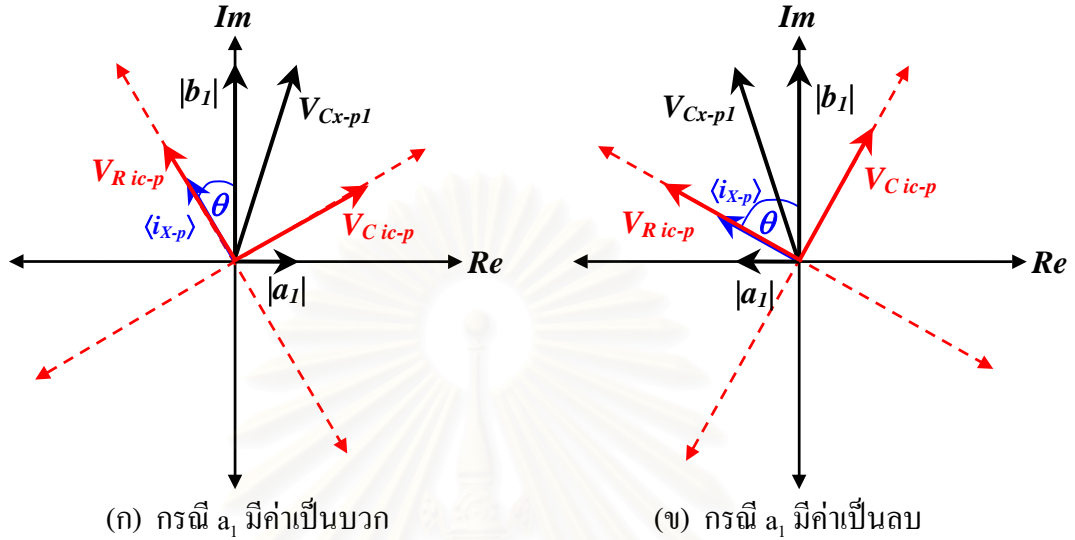
จากสมการที่ (3.12) และ (3.13) พบว่าในย่านการทำงาน $0^\circ < \theta < 90^\circ$ ค่า a_1 จะเป็นได้ทั้งบวกและลบ ส่วน b_1 จะมีค่าเป็นลบเสมอ ดังนั้นจากสมการที่ (3.10) สามารถเขียนแรงดัน v_{CxI} ในรูปของเฟสเซอร์ได้คือ

$$\bar{V}_{CxI} = \pm |a_1| \cdot e^{j(0)} - |b_1| \cdot e^{j(-90^\circ)} \quad (3.20)$$

อาศัยเฟสเซอร์ของกระแส i_{sin} และแรงดัน v_{CxI} ในรูปที่ 3.8 สามารถคำนวณค่า V_{Ric-p} และ V_{Cic-p} ได้ว่า

$$V_{Ric-p} = -a_1 \sin \theta - b_1 \cos \theta \quad (3.21)$$

$$V_{Cic-p} = a_1 \cos \theta - b_1 \sin \theta \quad (3.22)$$



รูปที่ 3.8 เฟสเซอร์ของกระแส i_{sin} และแรงดัน v_{CxI}

แทนค่า a_1 และ b_1 ในสมการที่ (3.12) และ (3.13) ลงในสมการที่ (3.21) คำนวณหาค่า V_{Ric-p} ได้คือ

$$V_{Ric-p} = \frac{v_{LX}}{\pi} \left[2\pi t_{fn} \cos(2\pi t_{fn} + \theta) - \sin(2\pi t_{fn} + \theta) \right] + \frac{v_{XX}}{2\pi} \left[2 - \sin(2\pi t_{fn}) \cdot \sin(2\pi t_{fn} + 2\theta) - 2 \cos \theta \cdot \cos(2\pi t_{fn} + \theta) \right] \quad (3.23)$$

แต่ $V_{Ric-p} = \langle i_{X-p} \rangle \cdot R_{ic}$ ดังนั้นหารสมการที่ (3.23) ด้วย v_{XX} และจัดรูปใหม่ได้ว่า

$$\omega_S C_X R_{ic} = \frac{V_{Ric-p}}{v_{XX}} = \frac{\sin \theta}{\pi} \left[2\pi t_{fn} \cos(2\pi t_{fn} + \theta) - \sin(2\pi t_{fn} + \theta) \right] + \frac{1}{2\pi} \left[2 - \sin(2\pi t_{fn}) \cdot \sin(2\pi t_{fn} + 2\theta) - 2 \cos \theta \cdot \cos(2\pi t_{fn} + \theta) \right] \quad (3.24)$$

แทนค่า a_1 และ b_1 ในสมการที่ (3.12) และ (3.13) ลงในสมการที่ (3.22) คำนวณหาค่า V_{Cic-p} ได้คือ

$$V_{Cic-p} = \frac{v_{LX}}{\pi} \left[2\pi t_{fn} \sin(2\pi t_{fn} + \theta) + \cos(2\pi t_{fn} + \theta) \right] + \frac{v_{XX}}{2\pi} \left[2\pi t_{fn} + \sin(2\pi t_{fn}) \cdot \cos(2\pi t_{fn} + 2\theta) - 2 \cos \theta \cdot \sin(2\pi t_{fn} + \theta) \right] \quad (3.25)$$

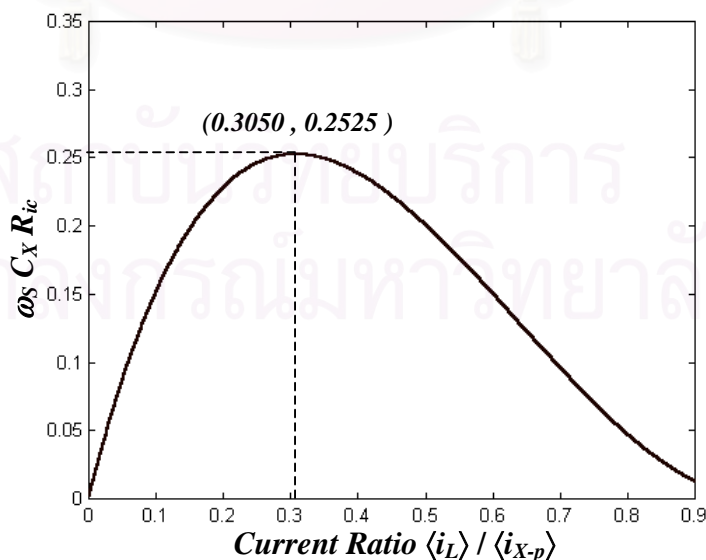
จาก $V_{C_{ic-p}} = \frac{\langle i_{X-p} \rangle}{\omega_s C_{ic}}$ ดังนั้นหารสมการที่ (3.25) ด้วย v_{XX} และจัดรูปใหม่ได้ว่า

$$\frac{C_X}{C_{ic}} = \frac{V_{C_{ic-p}}}{v_{XX}} = \frac{\sin \theta}{\pi} \left[2\pi t_{fn} \sin(2\pi t_{fn} + \theta) + \cos(2\pi t_{fn} + \theta) \right] + \frac{1}{2\pi} \left[2\pi t_{fn} + \sin(2\pi t_{fn}) \cdot \cos(2\pi t_{fn} + 2\theta) - 2 \cos \theta \cdot \sin(2\pi t_{fn} + \theta) \right] \quad (3.26)$$

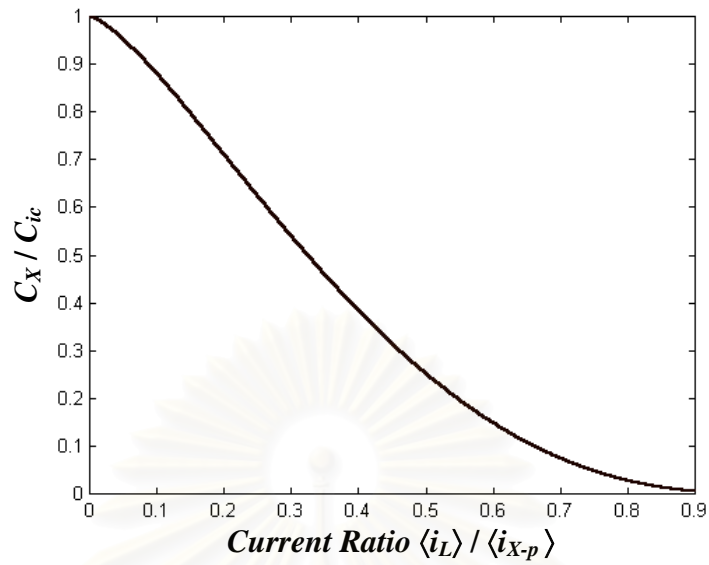
หรือ

$$\frac{C_{ic}}{C_X} = \left\{ \frac{\sin \theta}{\pi} \left[2\pi t_{fn} \sin(2\pi t_{fn} + \theta) + \cos(2\pi t_{fn} + \theta) \right] + \frac{1}{2\pi} \left[2\pi t_{fn} + \sin(2\pi t_{fn}) \cdot \cos(2\pi t_{fn} + 2\theta) - 2 \cos \theta \cdot \sin(2\pi t_{fn} + \theta) \right] \right\}^{-1} \quad (3.27)$$

จากสมการที่ (3.24) และ (3.26) พบว่าทั้งค่า $\omega_s C_X R_{ic}$ และ C_X / C_{ic} ขึ้นกับอัตราส่วนของกระแส $\langle i_L \rangle / \langle i_{X-p} \rangle$ สามารถเขียนกราฟความสัมพันธ์ ได้ดังรูปที่ (3.9) และ (3.10) ตามลำดับ จากรูปทั้งสองจะเห็นได้ว่าในช่วงที่ $\langle i_L \rangle / \langle i_{X-p} \rangle$ มีค่าน้อย ตัวต้านทานสมมูล R_{ic} จะมีค่าน้อยกว่าอิมพีแดนซ์ $\omega_s C_{ic}$ มากแสดงว่าพลังงานที่วงจรอินเวอร์เตอร์จ่ายให้กับวงจรทระดับส่วนใหญ่เป็นพลังงานจินตภาพ ส่วนในช่วงที่ $\langle i_L \rangle / \langle i_{X-p} \rangle$ มีค่ามาก ตัวต้านทานสมมูล R_{ic} จะมีค่าใกล้เคียงกับอิมพีแดนซ์ $\omega_s C_{ic}$ วงจรอินเวอร์เตอร์จะจ่ายพลังงานจริงและพลังงานจินตภาพที่มีขนาดใกล้เคียงกันให้กับวงจรทระดับ

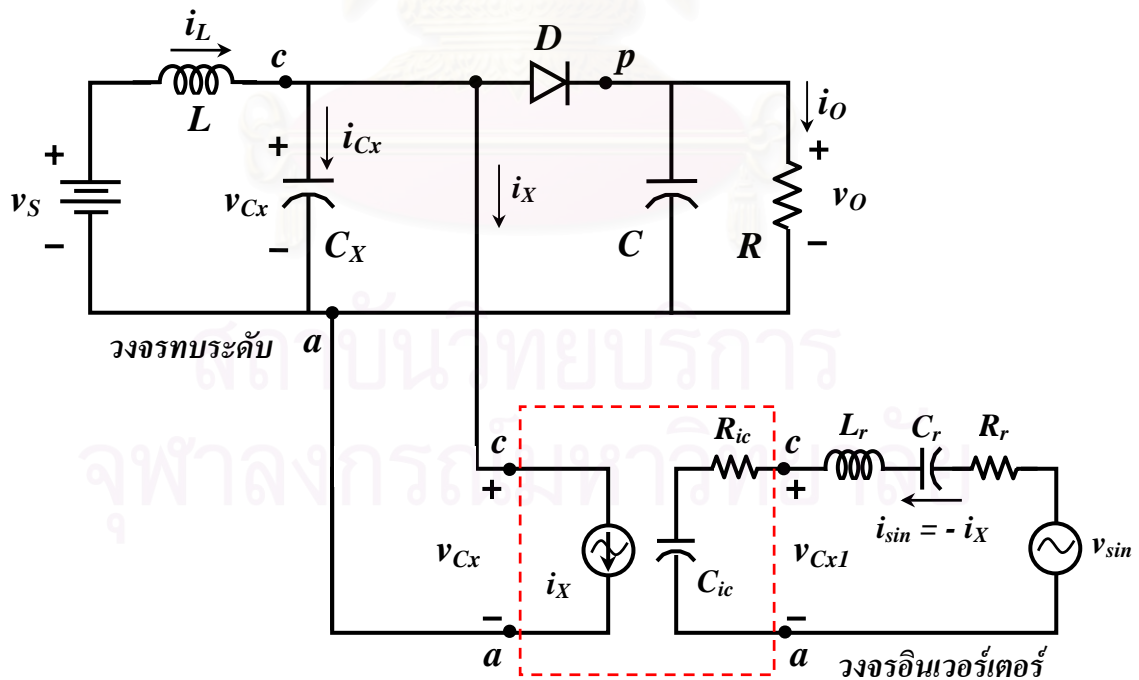


รูปที่ 3.9 ความสัมพันธ์ระหว่างค่า $\omega_s C_X R_{ic}$ กับอัตราส่วนของกระแส $\langle i_L \rangle / \langle i_{X-p} \rangle$



รูปที่ 3.10 ความสัมพันธ์ระหว่างค่า C_X / C_{ic} กับอัตราส่วนของกระแส $\langle i_L \rangle / \langle i_{x-p} \rangle$

จากแนวคิดในการมองวงจร กรณีที่ใช้วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์เป็นแหล่งกระแสควบคุม โดยการแยกวงจรเป็น 2 ส่วนและพิจารณาทีละส่วนจะได้วงจรสมมูลที่ใช้วิเคราะห์วงจรที่ระดับในสถานะอยู่ตัวคือ



รูปที่ 3.11 วงจรสมมูลของวงจรทบระดับที่ใช้กึ่งควบคุมแรงดัน กรณีใช้วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์อนุกรมเป็นแหล่งกระแสควบคุม

3.3 ความสัมพันธ์ระหว่างค่ายอดของกระแสควม $\langle i_{x-p} \rangle$ กับความถี่การสวิตช์ f_s ของวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์อนุกรม

ความสัมพันธ์ระหว่างค่ายอดของกระแสควม $\langle i_{x-p} \rangle$ กับความถี่การสวิตช์ f_s ของวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์อนุกรม ที่ทำหน้าที่เป็นแหล่งกระแสควม $i_x(f_s)$ สามารถคำนวณได้โดยใช้วงจรรูปที่ 3.7 ถ้านิยามให้

$$\left. \begin{aligned} R_s &= R_{ic} + R_r \\ L_s &= L_r \\ C_s &= \frac{C_{ic} \cdot C_r}{C_{ic} + C_r} \end{aligned} \right\} \quad (3.28)$$

ความถี่เรโซแนนซ์ $\omega_o = \frac{1}{\sqrt{L_s C_s}}$ และ $f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_s C_s}}$ (3.29)

อิมพีแดนซ์คุณลักษณะ $Z_o = \sqrt{\frac{L_s}{C_s}} = \omega_o L_s = \frac{1}{\omega_o C_s}$ (3.30)

ความถี่การสวิตช์เชิงมุม $\omega_s = 2\pi f_s$ (3.31)

ความถี่พัทสสถาน $\omega_n = \frac{\omega_s}{\omega_o} = \frac{f_s}{f_o}$ (3.32)

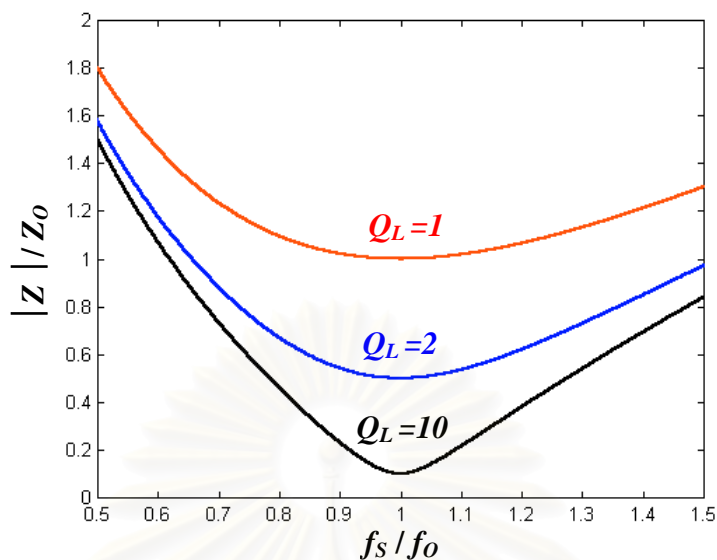
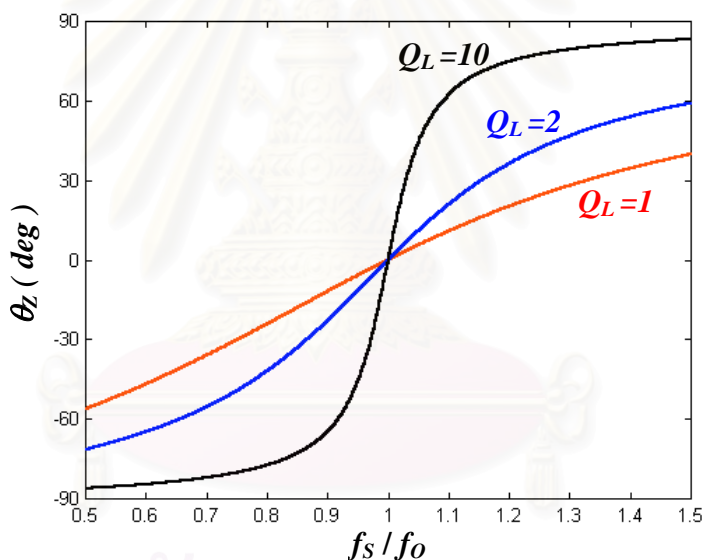
ตัวประกอบคุณภาพ $Q_L = \frac{Z_o}{R_s} = \frac{\omega_o L_s}{R_s} = \frac{1}{\omega_o C_s R_s}$ (3.33)

คำนวณอิมพีแดนซ์ของวงจรอินเวอร์เตอร์ได้คือ

$$Z(j\omega) = \frac{V_{sin}(j\omega)}{I_{sin}(j\omega)} = R_s + j\left(\omega L_s - \frac{1}{\omega C_s}\right) = Z_o \left[\frac{1}{Q_L} + j\left(\omega_n - \frac{1}{\omega_n}\right) \right] = Z e^{j\theta_z} \quad (3.34)$$

$$\text{เมื่อ } Z = Z_o \sqrt{\frac{1}{Q_L^2} + \left(\omega_n - \frac{1}{\omega_n}\right)^2} \text{ และ } \theta_z = \tan^{-1} \left[Q_L \left(\omega_n - \frac{1}{\omega_n}\right) \right]$$

กราฟความสัมพันธ์ระหว่างค่า Z/Z_o กับ f_s/f_o และมุมเฟส θ_z กับ f_s/f_o แสดงในรูปที่ 3.12 คือ

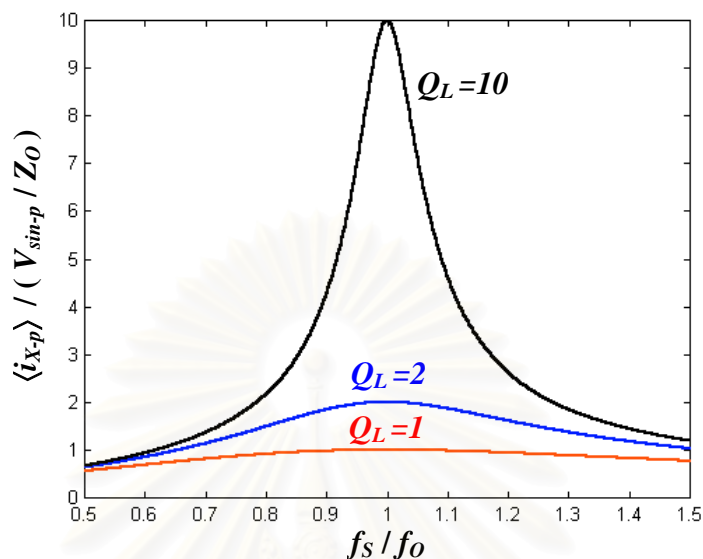
(ก) ความสัมพันธ์ระหว่าง Z/Z_0 กับ f_s/f_0 (ข) ความสัมพันธ์ระหว่าง θ_z กับ f_s/f_0

รูปที่ 3.12 ความสัมพันธ์ระหว่าง Z/Z_0 กับ f_s/f_0 และ θ_z กับ f_s/f_0

คำนวณค่ายอดของกระแสควบคุม $\langle i_{x-p} \rangle$ ที่ขึ้นกับแรงดันด้านเข้าของวงจรอินเวอร์เตอร์ V_{DC} , ความถี่การสวิตช์ f_s , ตัวต้านทานสมมูล R_{ic} และตัวเก็บประจุสมมูล C_{ic} ได้คือ

$$\langle i_{x-p} \rangle = \left(\frac{2 \cdot V_{DC}}{\pi Z_0} \right) \cdot \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{Q_L^2} + \left(\frac{f_s}{f_0} - \frac{f_0}{f_s} \right)^2}} = \frac{V_{sin-p}}{Z_0} \cdot \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{Q_L^2} + \left(\omega_n - \frac{1}{\omega_n} \right)^2}} \quad (3.35)$$

กราฟความสัมพันธ์ระหว่างค่า $\langle i_{x-p} \rangle / (V_{sin-p} / Z_0)$ กับ f_s / f_0 แสดงในรูปที่ 3.13



รูปที่ 3.13 ความสัมพันธ์ระหว่างค่า $\langle i_{x-p} \rangle / (V_{sin-p} / Z_0)$ กับ f_s / f_0

สมการที่ (3.35) ใช้วิเคราะห์พฤติกรรมของวงจรได้ยาก เนื่องจากค่า ω_0 , Z_0 , Q_L ขึ้นกับจุดทำงานของวงจร ดังนั้นจะเขียนสมการนี้ใหม่ให้อยู่ในรูปแบบที่วิเคราะห์ได้ง่ายขึ้น อาศัยรูปที่ 3.7 และสมการที่ (3.28) จะได้สมการของ ω_0 , Z_0 , Q_L ใหม่คือ

$$\left. \begin{aligned} \text{จาก} \quad R_S &= R_{ic} + R_r \\ L_S &= L_r \\ C_S &= \frac{C_{ic} \cdot C_r}{C_{ic} + C_r} \end{aligned} \right\} \quad (3.36)$$

$$\text{จากความถี่เรโซแนนซ์เชิงมุม} \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_S \cdot C_S}} = \frac{1}{\sqrt{L_r \cdot C_{ic} \cdot C_r}} = \frac{1}{\sqrt{\frac{C_{ic}}{C_{ic} + C_r}}} \times \frac{1}{\sqrt{L_r \cdot C_r}}$$

$$\text{เมื่อกำหนดให้} \quad \omega_{or} = \frac{1}{\sqrt{L_r \cdot C_r}} \quad \text{และ} \quad f_{or} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r \cdot C_r}}$$

$$\text{ได้ว่า} \quad \omega_0 = \sqrt{1 + \frac{C_r}{C_{ic}}} \cdot \omega_{or} \quad (3.37)$$

$$\text{และ} \quad f_0 = \sqrt{1 + \frac{C_r}{C_{ic}}} \cdot f_{or} \quad (3.38)$$

จากความถี่พัสสถาน $\omega_n = \frac{\omega_s}{\omega_o} = \frac{f_s}{f_o} = \frac{f_s}{\sqrt{1 + \frac{C_r}{C_{ic}} \cdot f_{Or}}}$

เมื่อกำหนดให้ $\omega_{nr} = \frac{\omega_s}{\omega_{Or}} = \frac{f_s}{f_{Or}}$

ได้ว่า
$$\omega_n = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{C_r}{C_{ic}}}} \cdot \omega_{nr} \quad (3.39)$$

จากอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ $Z_o = \sqrt{\frac{L_s}{C_s}} = \sqrt{\frac{L_r}{\frac{C_{ic} \cdot C_r}{C_{ic} + C_r}}} = \sqrt{\frac{(C_{ic} + C_r) \cdot L_r}{C_{ic} \cdot C_r}} = \sqrt{1 + \frac{C_r}{C_{ic}}} \cdot \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}$

เมื่อกำหนดให้ $Z_{Or} = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}$

ได้ว่า
$$Z_o = \sqrt{1 + \frac{C_r}{C_{ic}}} \cdot Z_{Or} \quad (3.40)$$

จากตัวประกอบคุณภาพ $Q_L = \frac{Z_o}{R_s} = \sqrt{1 + \frac{C_r}{C_{ic}}} \cdot \frac{Z_{Or}}{R_s}$

เมื่อกำหนดให้ $Q_{Lr} = \frac{Z_{Or}}{R_s} = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \cdot \frac{1}{R_s}$

ได้ว่า
$$Q_L = \sqrt{1 + \frac{C_r}{C_{ic}}} \cdot Q_{Lr} \quad (3.41)$$

จาก
$$Z = Z_o \sqrt{\frac{1}{Q_L^2} + \left(\omega_n - \frac{1}{\omega_n} \right)^2} \quad (3.42)$$

จัดรูปใหม่ได้ว่า
$$Z = Z_{Or} \cdot \sqrt{\frac{1}{Q_{Lr}^2} + \left[\omega_{nr} - \frac{1}{\omega_{nr}} \cdot \left(1 + \frac{C_r}{C_{ic}} \right) \right]^2} \quad (3.43)$$

และจาก
$$\theta_z = \tan^{-1} \left[Q_L \left(\omega_n - \frac{1}{\omega_n} \right) \right] \quad (3.44)$$

จัดรูปใหม่ได้ว่า
$$\theta_z = \tan^{-1} \left\{ Q_{Lr} \cdot \left[\omega_{nr} - \frac{1}{\omega_{nr}} \cdot \left(1 + \frac{C_r}{C_{ic}} \right) \right] \right\} \quad (3.45)$$

และได้ว่า
$$\langle i_{x-p} \rangle = \frac{V_{\sin-p}}{Z} = \left(\frac{V_{\sin-p}}{Z_{Or}} \right) \cdot \frac{1}{\sqrt{Q_{Lr}^2 + \left[\omega_{nr} - \frac{1}{\omega_{nr}} \cdot \left(1 + \frac{C_r}{C_{ic}} \right) \right]^2}} \quad (3.46)$$

เนื่องจากในวงจรตัวอย่างที่ใช้วิเคราะห์ในรูปที่ 3.1 ได้นำแหล่งแรงดันไฟตรง V_{DC} จากภายนอกเพื่อจ่ายพลังงานให้กับวงจรอินเวอร์เตอร์ ถ้าแหล่งแรงดันไฟตรงจ่ายแรงดัน V_{DC} คงที่ จะทำให้แรงดัน $V_{\sin-p}$ เป็นค่าคงที่ด้วย ค่ายอดของกระแสควบคุม $\langle i_{x-p} \rangle$ ในสมการที่ (3.46) จะขึ้นกับจุดการทำงานของวงจรและความถี่การสวิตช์ f_s ดังนั้นตัวแปรควบคุมในวงจรจะมีเพียงตัวเดียวคือ ความถี่การสวิตช์ f_s วิทยานิพนธ์นี้จะออกแบบให้วงจรอินเวอร์เตอร์ทำงานที่ความถี่การสวิตช์ f_s มากกว่าความถี่เรโซแนนซ์ f_o เพื่อให้สวิตช์ไวงาน Q_1 และ Q_2 ทำงานแบบ ZVS (zero voltage switching) ช่วยลดการสูญเสียในสวิตช์

3.4 การวิเคราะห์วงจรทางด้านไฟตรง

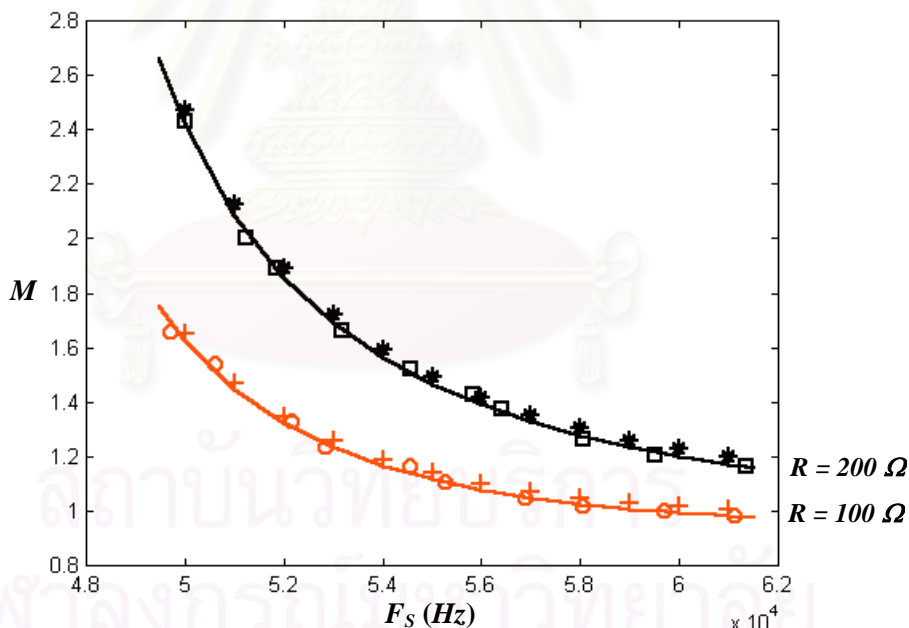
ในหัวข้อนี้จะศึกษาและวิเคราะห์พฤติกรรมของวงจรทางด้านไฟตรงใน 2 กรณีคือ 1. กรณีความต้านทานโหลด R มีค่าคงที่ แต่มีการแปรค่าความถี่การสวิตช์ F_s และ 2. กรณีความต้านทานโหลด R เปลี่ยนไป แต่ต้องการควบคุมแรงดันออก v_o ให้คงที่ โดยให้วงจรทำงานที่ความถี่การสวิตช์ F_s มากกว่าความถี่เรโซแนนซ์ f_o เสมอ

3.4.1 กรณีความต้านทานโหลด R มีค่าคงที่ แต่มีการแปรค่าความถี่การสวิตช์ F_s

ถ้ากำหนดให้แรงดันด้านเข้า V_s และความต้านทานโหลด R คงที่ แต่มีการแปรค่าความถี่การสวิตช์ F_s ของวงจรอินเวอร์เตอร์ เพื่อศึกษาความสัมพันธ์ระหว่างตัวแปรที่สำคัญต่างๆ ในวงจรกับความถี่การสวิตช์ จะได้ความสัมพันธ์ดังรูปที่ 3.14 พบว่าในย่านการทำงานที่ $F_s > f_o$ เมื่อความถี่การสวิตช์ F_s มากขึ้น จะทำให้แรงดันด้านออก v_o ลดลง ค่ายอดของกระแสควบคุม I_{x-p} ลดลง อัตราส่วนของกระแส I_L / I_{x-p} มากขึ้น องค์ประกอบหลักมูลของแรงดัน v_{Cx} ลดลง ความถี่เรโซแนนซ์ f_o ลดลง ความถี่ปัทสถาน ω_n มากขึ้น และตัวประกอบคุณภาพ Q_L มากขึ้น และในย่านที่ความถี่การสวิตช์ F_s มีค่าใกล้กับความถี่เรโซแนนซ์ f_o กราฟของอัตราการแปลงผัน M และกราฟของ I_{x-p} จะมีความชันมาก สามารถอธิบายพฤติกรรมของวงจрдังกล่าวได้ดังนี้ ที่จุดการทำงานหนึ่งของวงจร ในย่านที่ $F_s > f_o$ ถ้าปรับความถี่การสวิตช์ F_s ให้มากขึ้น จะทำให้ค่ายอดของกระแสควบคุม I_{x-p} มีค่าน้อยลง (สังเกตได้จากรูปที่ 3.13 ในย่านที่ $F_s > f_o$) เมื่อค่ายอดของกระแสควบคุม น้อย จะทำให้ค่า $V_{xx} = I_{x-p} / \omega_{s0} C_x$ น้อยลง อัตราส่วนของกระแส I_L / I_{x-p} มากขึ้น ค่า μ_0 น้อยลง

ดังนั้นจากสมการที่ (2.26) จะพบว่าแรงดันด้านออกหรืออัตราการแปลงผันจะมีค่าลดลง ในขณะที่เดียวกันการที่อัตราส่วนของกระแส I_L / I_{X_p} มากขึ้น จะทำให้ตัวเก็บประจุ C_{ic} มากขึ้น (จากรูปที่ 3.10) และตัวต้านทานสมมูล R_{ic} ลดลง (จากรูปที่ 3.9 ในช่วงที่ I_L / I_{X_p} มีค่ามาก) ซึ่งการเพิ่มขึ้นของ C_{ic} และการลดลงของ R_{ic} จะทำให้ความถี่เรโซแนนซ์ f_o ลดลง และตัวประกอบคุณภาพ Q_L มากขึ้น ดังรูปพฤติกรรมของวงจรรีโวลต์เตอร์จะเพิ่มความถี่การสวิตช์ในรูปที่ 3.15 อย่างไรก็ตามการที่แรงดันด้านออกลดลง ส่งผลทำให้กระแสไหลลดลง ซึ่งกระแสไหลจะเป็นตัวป้อนกลับแบบลบ ทำให้การเปลี่ยนแปลงของค่าตัวแปรต่างๆ ในวงจรมีค่าน้อยกว่าที่ควรจะเป็นหากไม่มีการเปลี่ยนแปลงของกระแสไหล ส่วนในย่านที่ความถี่การสวิตช์ F_S มีค่าใกล้กับความถี่เรโซแนนซ์ f_o (ดังรูปที่ 3.15) วงจรรีโวลต์เตอร์จะมีความไวมาก จึงทำให้กราฟของ M และ I_{X_p} ชันมาก และจากกราฟในรูปที่ 3.14 (ง) จะเห็นได้ว่าเมื่อความถี่การสวิตช์ F_S มากขึ้น ค่าของกระแสควบคุม I_{X_p} จะลดลงพลังงานที่วงจรรีโวลต์เตอร์จ่ายให้กับวงจรทระดับจะน้อยลง องค์ประกอบหลักมูลของ v_{cx} จึงลดลง

($V_S=24V, C_X=34.4nF, L=10.326mH, C=34.513\mu F, V_{DC}=200V, L_r=2.46mH, C_r=5.39nF, R_r=1\Omega$)



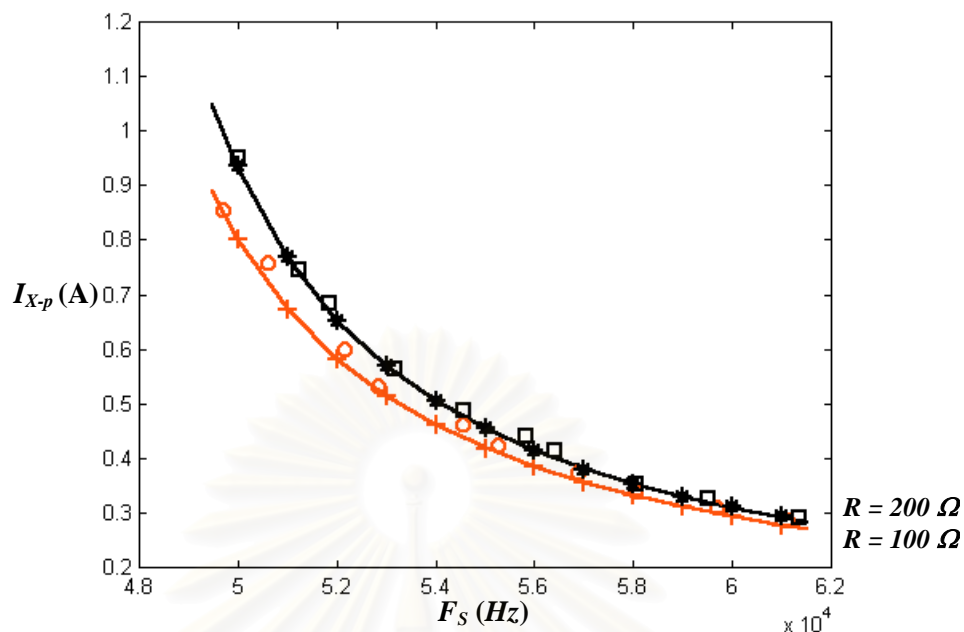
หมายเหตุ R=100Ω: — ผลการคำนวณ, ++ ผลการจำลอง, ○○ ผลการทดลอง

R=200Ω: — ผลการคำนวณ, ** ผลการจำลอง, □□ ผลการทดลอง

(ก) อัตราการแปลงผัน M กับความถี่การสวิตช์ F_S

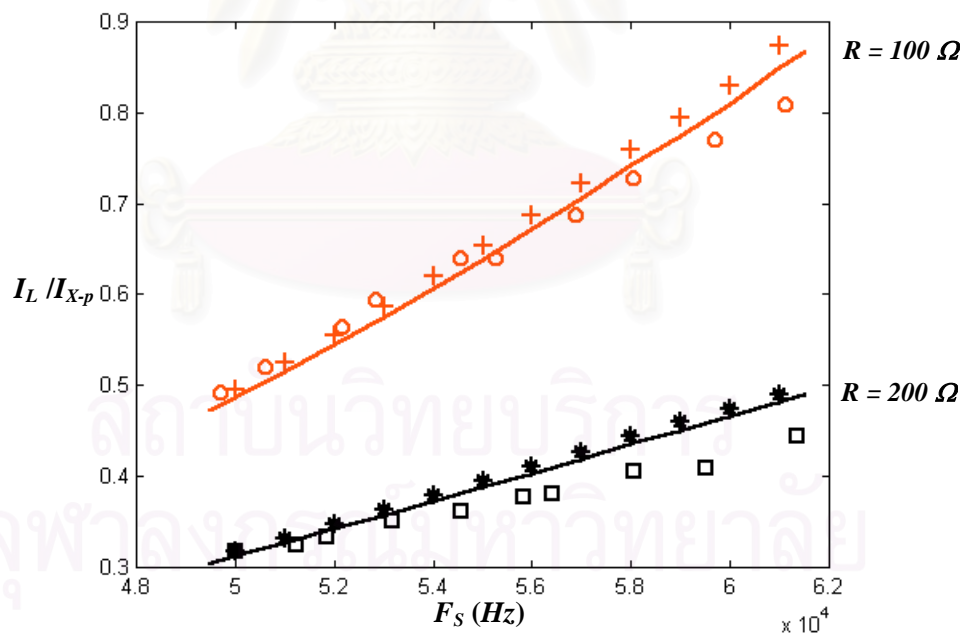
รูปที่ 3.14 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าตัวแปรต่างๆ ในวงจร กับความถี่การสวิตช์ F_S

สำหรับความต้านทาน โหลด $R = 100$ และ 200Ω



หมายเหตุ R=100Ω: — ผลการคำนวณ, ++ ผลการจำลอง, ○○ ผลการทดลอง
 R=200Ω: — ผลการคำนวณ, ** ผลการจำลอง, □□ ผลการทดลอง

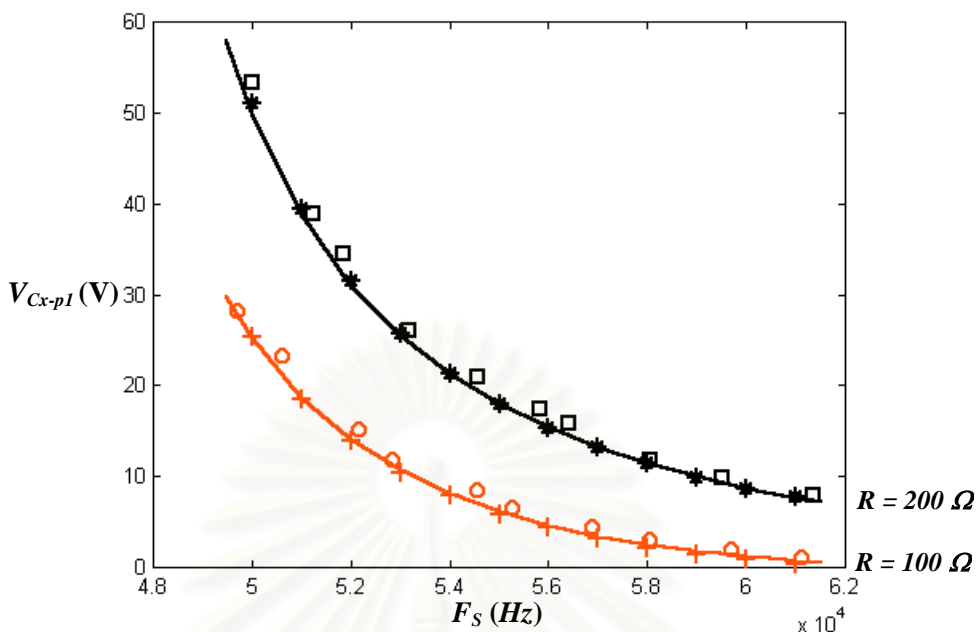
(ข) ค่ายอดของกระแสความคุม I_{X-p} กับความถี่การสวิตช์ F_s



หมายเหตุ R=100Ω: — ผลการคำนวณ, ++ ผลการจำลอง, ○○ ผลการทดลอง
 R=200Ω: — ผลการคำนวณ, ** ผลการจำลอง, □□ ผลการทดลอง

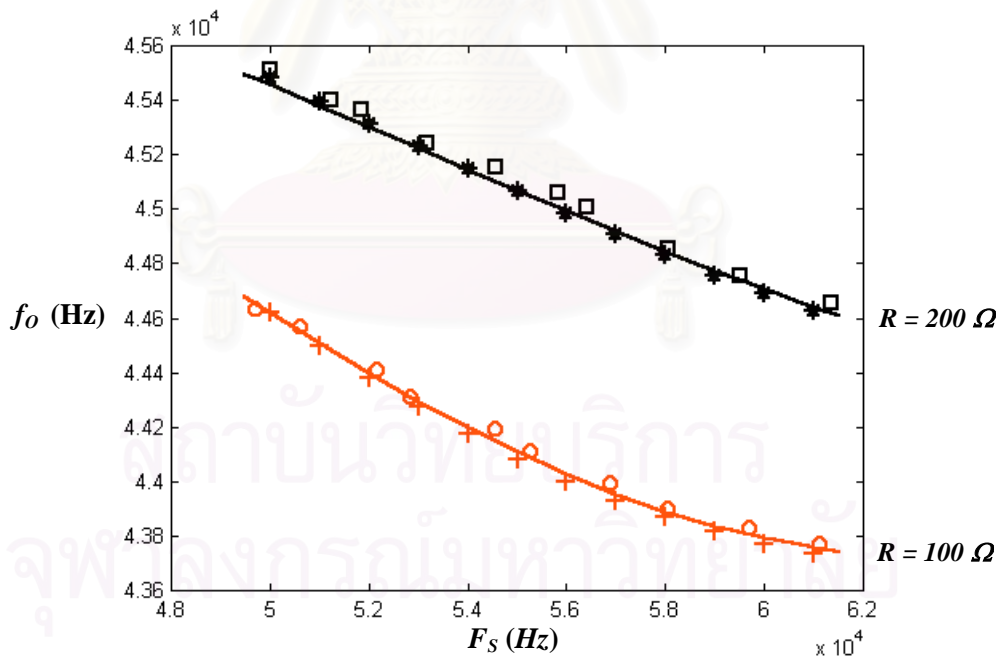
(ค) อัตราส่วนของกระแส I_L / I_{X-p} กับความถี่การสวิตช์ F_s

รูปที่ 3.14 (ต่อ) ความสัมพันธ์ระหว่างค่าตัวแปรต่างๆ ในวงจร กับความถี่การสวิตช์ F_s สำหรับความต้านทานโหลด R = 100 และ 200 Ω



หมายเหตุ R=100Ω: — ผลการคำนวณ, ++ ผลการจำลอง, ○○ ผลการทดลอง
 R=200Ω: — ผลการคำนวณ, ** ผลการจำลอง, □□ ผลการทดลอง

(ง) องค์ประกอบหลักมูลของแรงดัน v_{Cx} กับความถี่การสวิตช์ F_S

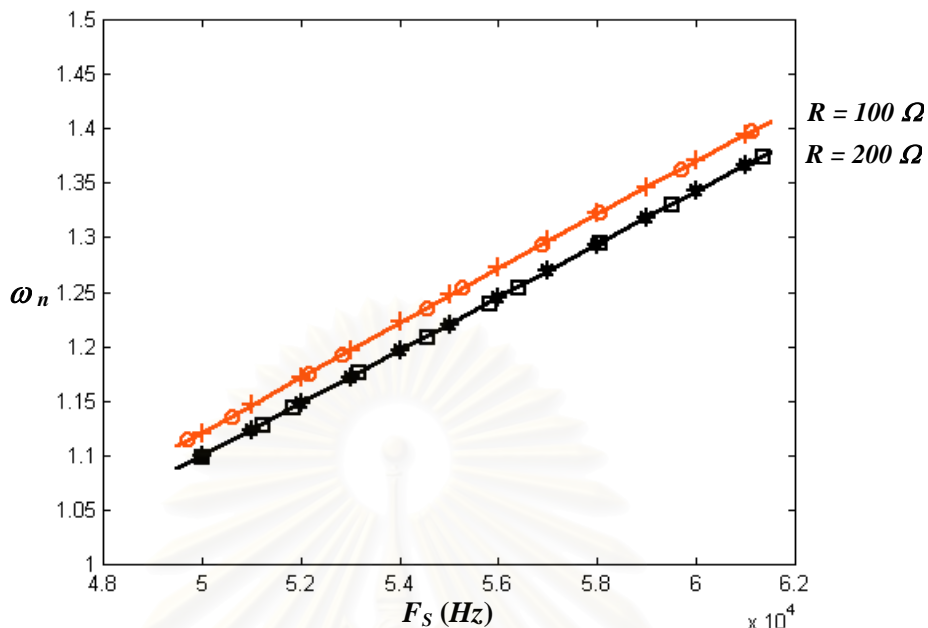


หมายเหตุ R=100Ω: — ผลการคำนวณ, ++ ผลการจำลอง, ○○ ผลการทดลอง
 R=200Ω: — ผลการคำนวณ, ** ผลการจำลอง, □□ ผลการทดลอง

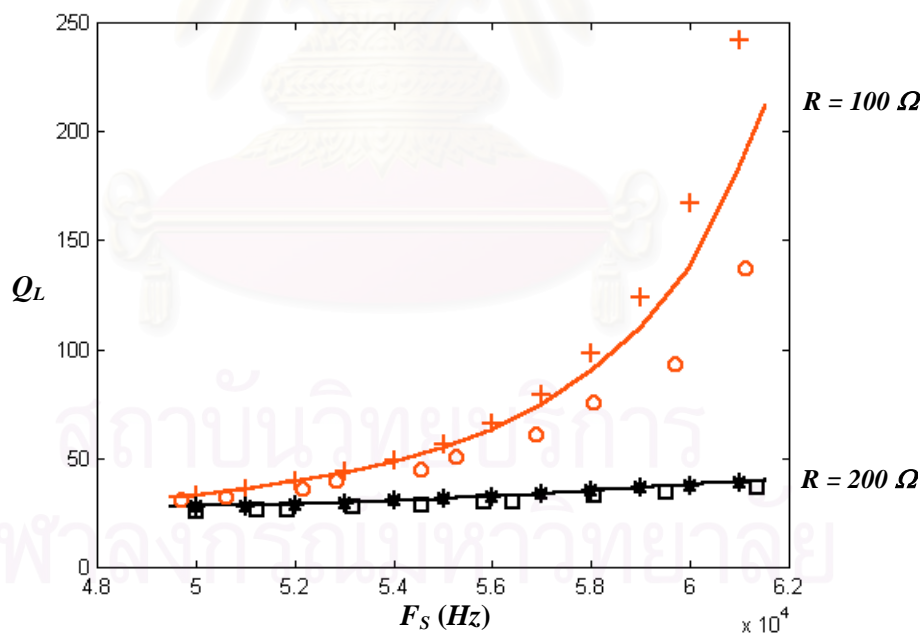
(จ) ความถี่เรโซแนนซ์ f_o กับความถี่การสวิตช์ F_S

รูปที่ 3.14 (ต่อ) ความสัมพันธ์ระหว่างค่าตัวแปรต่างๆ ในวงจร กับความถี่การสวิตช์ F_S

สำหรับความต้านทานโหลด R = 100 และ 200 Ω



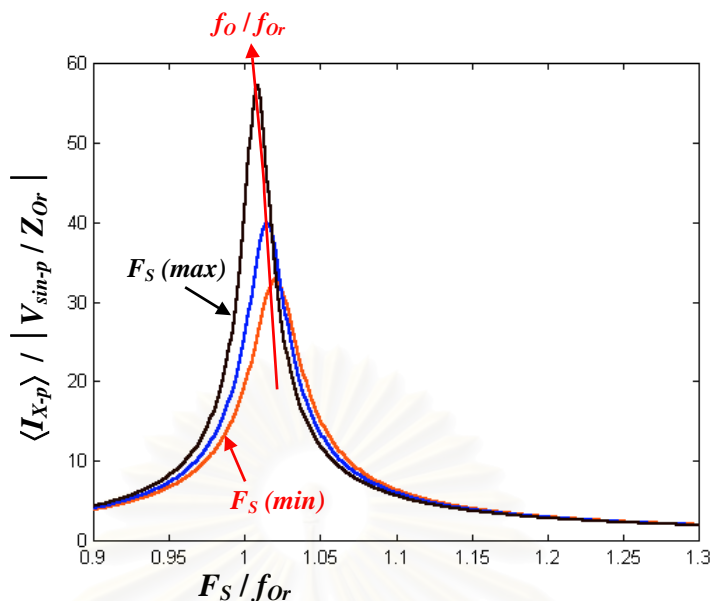
หมายเหตุ R=100Ω: — ผลการคำนวณ, ++ ผลการจำลอง, ○○ ผลการทดลอง
 R=200Ω: — ผลการคำนวณ, ** ผลการจำลอง, □□ ผลการทดลอง
 (ฉ) ความถี่ที่สั่น ω_n กับความถี่การสวิตช์ F_s



หมายเหตุ R=100Ω: — ผลการคำนวณ, ++ ผลการจำลอง, ○○ ผลการทดลอง
 R=200Ω: — ผลการคำนวณ, ** ผลการจำลอง, □□ ผลการทดลอง

(ซ) ตัวประกอบคุณภาพ Q_L กับความถี่การสวิตช์ F_s

รูปที่ 3.14 (ต่อ) ความสัมพันธ์ระหว่างค่าตัวแปรต่างๆ ในวงจร กับความถี่การสวิตช์ F_s สำหรับความต้านทานโหลด R = 100 และ 200 Ω

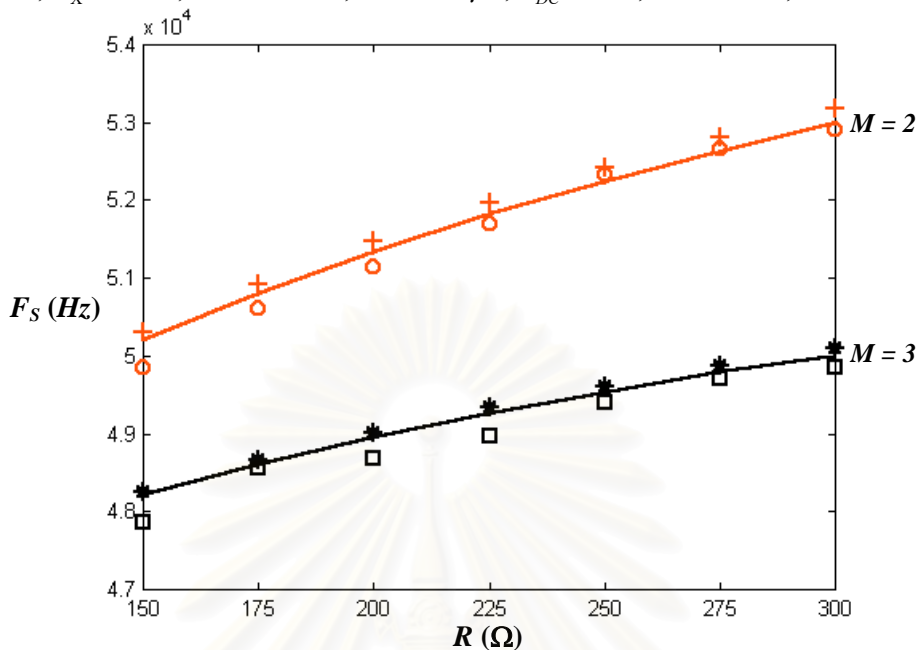


รูปที่ 3.15 พฤติกรรมของวงจรอินเวอร์เตอร์ เมื่อเพิ่มความถี่การสวิตช์ F_s สำหรับความต้านทานโหลด R ค่าหนึ่งๆ

3.4.2 กรณีความต้านทานโหลด R เปลี่ยนไป แต่ต้องการควบคุมแรงดันออก V_o ให้คงที่

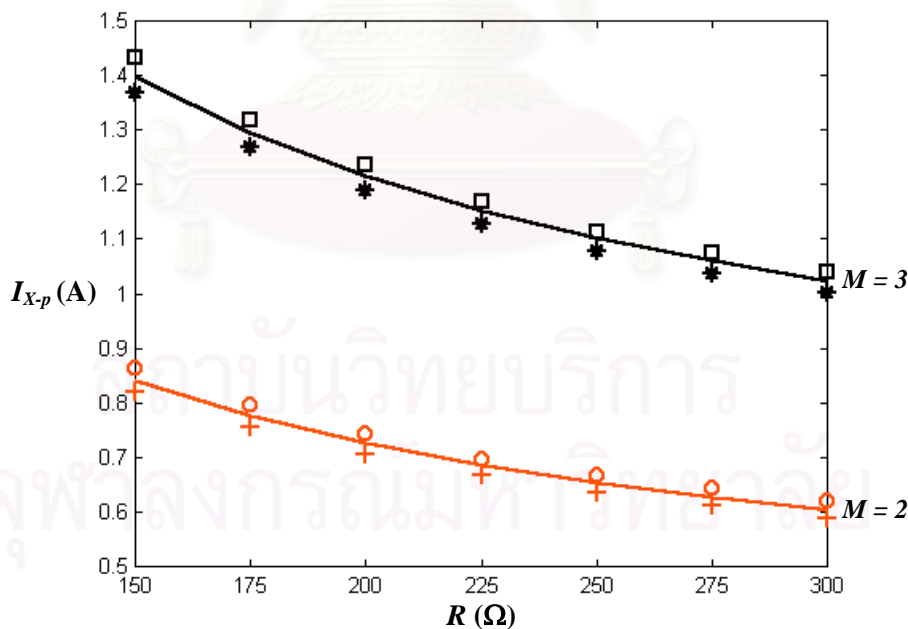
เมื่อความต้านทานโหลด R มากขึ้น แรงดันด้านออก V_o จะมากขึ้น ถ้าต้องการให้แรงดันด้านออกมีค่าคงที่ จะต้องเพิ่มความถี่การสวิตช์ F_s ตาม เพื่อลด V_o ลงจนมีค่าเท่าเดิม ดังรูปที่ 3.16 (ก) ค่าตัวแปรต่างๆ ในขณะที่คุมค่าแรงดันด้านออก แสดงในรูปที่ 3.16 (ข) – (ง) พบว่าเมื่อ R มากขึ้น ค่ายอดของกระแส I_{X-p} อัตราส่วนของกระแส I_L / I_{X-p} และองค์ประกอบหลักมูลของแรงดัน v_{Cx} จะลดลง แต่ความถี่เรโซแนนซ์ f_o และความถี่พัลส์ฐาน ω_n จะมากขึ้น ส่วนตัวประกอบคุณภาพ Q_L จะเป็นเส้นโค้ง สามารถอธิบายพฤติกรรมของวงจรได้ดังนี้ ที่จุดการทำงานหนึ่งของวงจร ถ้าความต้านทานโหลด R มากขึ้น จะทำให้แรงดันด้านออก V_o มีค่ามากขึ้น ดังนั้นจะต้องเพิ่มความถี่การสวิตช์ F_s ขึ้น เพื่อให้ค่ายอดของกระแสควบคุม I_{X-p} และอัตราส่วนของกระแส I_L / I_{X-p} ลดลง แรงดันด้านออก V_o จึงลดลงจนมีค่าเท่าเดิม การที่อัตราส่วนของกระแส I_L / I_{X-p} ลดลงทำให้ตัวเก็บประจุ C_{ic} ลดลง (จากรูปที่ 3.10) และตัวต้านทานสมมูล R_{ic} มากขึ้นหลังจากนั้นจะลดลง(จากรูปที่ 3.9) ซึ่งทำให้ความถี่เรโซแนนซ์ f_o มากขึ้น และตัวประกอบคุณภาพ Q_L เป็นเส้นโค้ง ดังรูปพฤติกรรมของวงจรอินเวอร์เตอร์เมื่อความต้านทานโหลด R มากขึ้นและปรับความถี่การสวิตช์ให้มากขึ้นเพื่อให้แรงดันด้านออกมีค่าคงที่ในรูปที่ 3.17

($V_s=24V$, $C_x=34.4nF$, $L=10.326mH$, $C=34.513\mu F$, $V_{DC}=200V$, $L_r=2.46mH$, $C_r=5.39nF$, $R_r=1\Omega$)



หมายเหตุ $M = 2$: — ผลการคำนวณ , ++ ผลการจำลอง , $\circ\circ$ ผลการทดลอง
 $M = 3$: — ผลการคำนวณ , ** ผลการจำลอง , $\square\square$ ผลการทดลอง

(ก) ความถี่การสวิตช์ F_s กับความต้านทานโหลด R

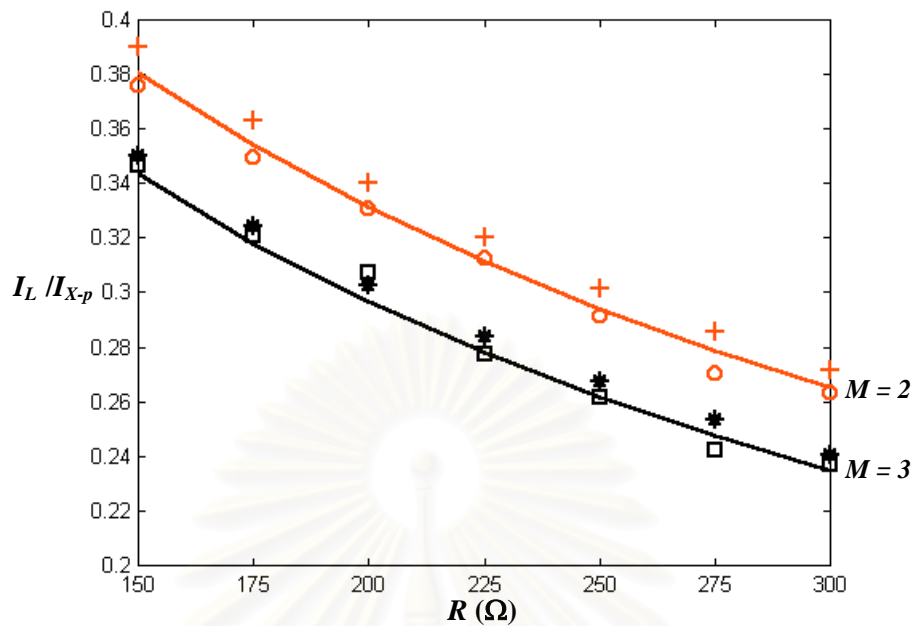


หมายเหตุ $M = 2$: — ผลการคำนวณ , ++ ผลการจำลอง , $\circ\circ$ ผลการทดลอง
 $M = 3$: — ผลการคำนวณ , ** ผลการจำลอง , $\square\square$ ผลการทดลอง

(ข) ค่ายอดของกระแสควบคุม I_{x-p} กับความต้านทานโหลด R

รูปที่ 3.16 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าตัวแปรต่างๆ ในวงจร กับความต้านทานโหลด R

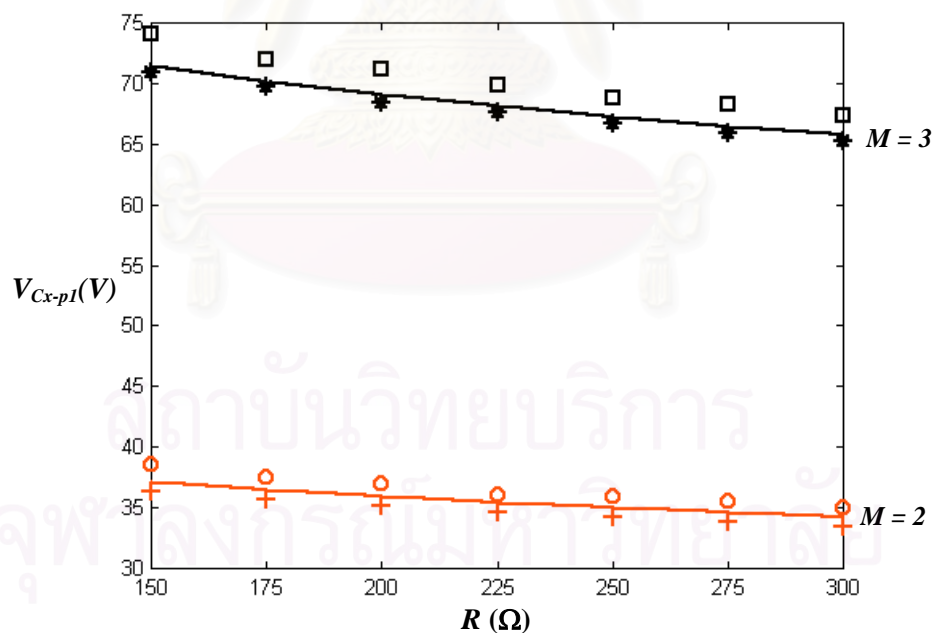
เมื่อควบคุมให้อัตราการแปลงผัน $M = 2$ และ 3



หมายเหตุ $M=2$: — ผลการคำนวณ , ++ ผลการจำลอง , ○○ ผลการทดลอง

$M=3$: — ผลการคำนวณ , ** ผลการจำลอง , □□ ผลการทดลอง

(ค) อัตราส่วนของกระแส I_L / I_{X-p} กับความต้านทานโหลด R



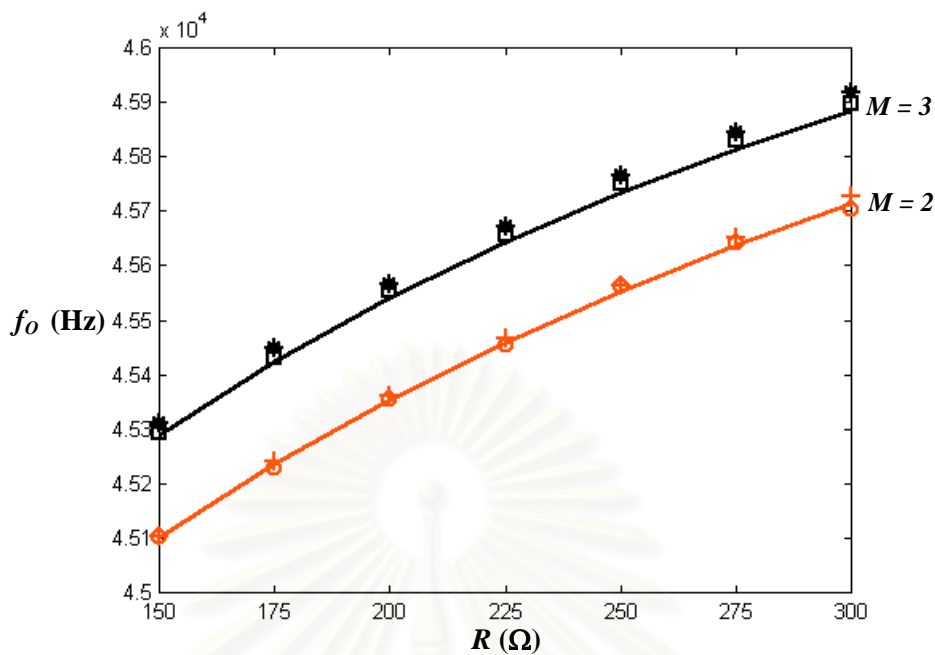
หมายเหตุ $M=2$: — ผลการคำนวณ , ++ ผลการจำลอง , ○○ ผลการทดลอง

$M=3$: — ผลการคำนวณ , ** ผลการจำลอง , □□ ผลการทดลอง

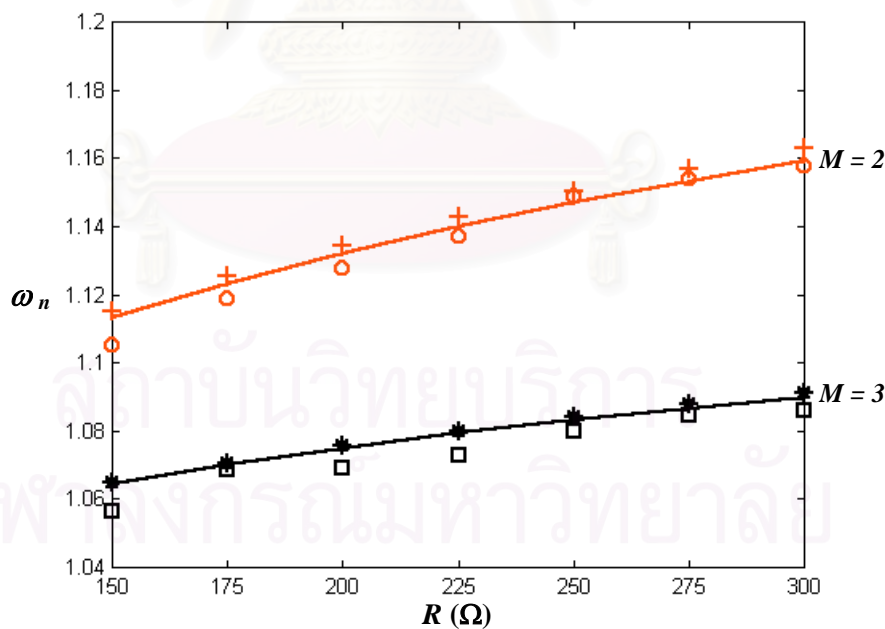
(ง) องค์ประกอบหลักมูลของแรงดัน v_{Cx} กับความต้านทานโหลด R

รูปที่ 3.16 (ต่อ) ความสัมพันธ์ระหว่างค่าตัวแปรต่างๆ ในวงจร กับความต้านทานโหลด R

เมื่อควบคุมให้อัตราการแปลงผัน $M=2$ และ 3

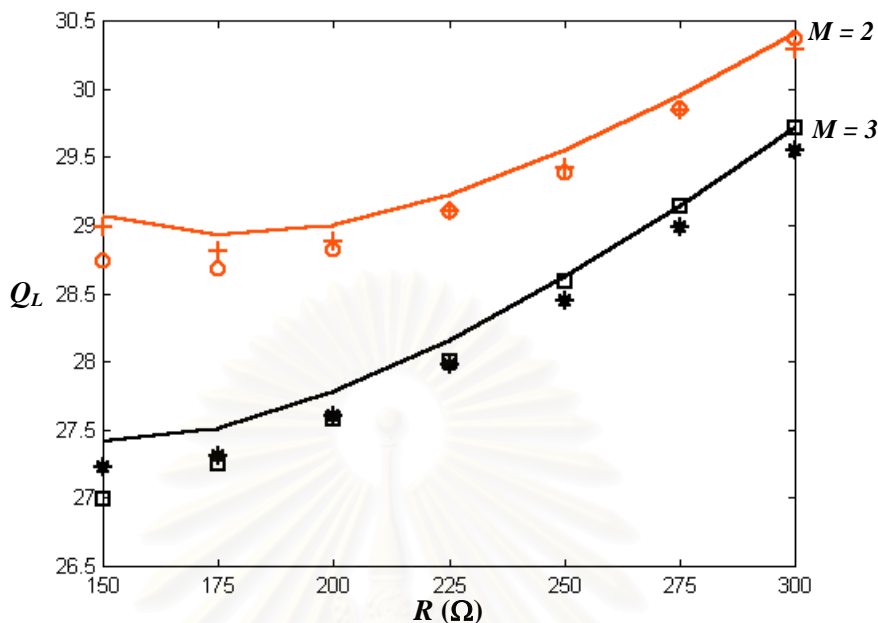


หมายเหตุ $M=2$: — ผลการคำนวณ, ++ ผลการจำลอง, OO ผลการทดลอง
 $M=3$: — ผลการคำนวณ, ** ผลการจำลอง, □□ ผลการทดลอง
 (จ) ความถี่เรโซแนนซ์ f_0 กับความต้านทาน โหลด R



หมายเหตุ $M=2$: — ผลการคำนวณ, ++ ผลการจำลอง, OO ผลการทดลอง
 $M=3$: — ผลการคำนวณ, ** ผลการจำลอง, □□ ผลการทดลอง
 (ข) ความถี่ที่สั่น ω_n กับความต้านทาน โหลด R

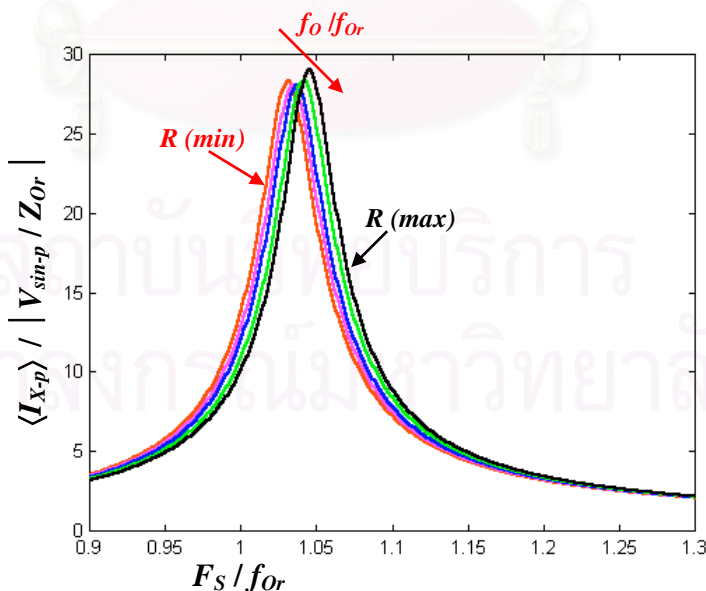
รูปที่ 3.16 (ต่อ) ความสัมพันธ์ระหว่างค่าตัวแปรต่างๆ ในวงจร กับความต้านทาน โหลด R เมื่อควบคุมให้อัตราการแปลงผัน $M=2$ และ 3



หมายเหตุ $M=2$: — ผลการคำนวณ, ++ ผลการจำลอง, ○○ ผลการทดลอง
 $M=3$: — ผลการคำนวณ, ** ผลการจำลอง, □□ ผลการทดลอง

(ข) ตัวประกอบคุณภาพ Q_L กับความต้านทานโหลด R

รูปที่ 3.16 (ต่อ) ความสัมพันธ์ระหว่างค่าตัวแปรต่างๆ ในวงจร กับความต้านทานโหลด R เมื่อควบคุมให้อัตราการแปลงผัน $M=2$ และ 3



รูปที่ 3.17 พฤติกรรมของวงจรอินเวอร์เตอร์ เมื่อความต้านทานโหลด R มากขึ้น และคงค่าแรงดันดันออก V_o

3.5 การจำลองและการทดลอง

ในบทนี้จะใช้โปรแกรมคอมพิวเตอร์ (PSPICE) จำลองการทำงาน และต่อวงจรจริง เพื่อตรวจสอบผลการคำนวณทางทฤษฎี โดยใช้วงจรในรูปที่ 3.1 มีค่าพารามิเตอร์ในวงจรคือ $V_S = 24V$, $C_x = 34.4nF$, $L = 10.326mH$, $C = 34.513\mu F$, $D = MUR820$, $V_{DC} = 200V$, $L_r = 2.46mH$, $C_r = 5.39nF$, $R_r = 1\Omega$ และสวิตช์ Q_1, Q_2 ใช้ MOSFET เบอร์ IRF840 ได้ผลดังนี้

- รูปที่ 3.14 แสดงผลการจำลองและผลการทดลองเพื่อตรวจสอบความสัมพันธ์ระหว่างตัวแปรต่างๆ ในวงจรกับความถี่การสวิตช์ สำหรับความต้านทาน $R = 100$ และ 200Ω จากรูปจะเห็นได้ว่าผลการคำนวณ ผลการจำลอง และผลการทดลอง ส่วนใหญ่มีความสอดคล้องกัน แต่ยังคงมีความคลาดเคลื่อนของการคำนวณอยู่เล็กน้อย ผลการคำนวณความคลาดเคลื่อนของการคำนวณเมื่อเทียบกับการจำลองและเทียบกับการทดลองแสดงในตารางที่ 3.1 ค่าของ V_o , I_{x-p} และ f_o จะมีความคลาดเคลื่อนน้อยมาก แต่ค่าของ V_{C_x-p1} และ Q_L จะมีความคลาดเคลื่อนมากถึง 40% ซึ่งจะเกิดขึ้นในย่านที่ความถี่การสวิตช์มีค่าสูงและความต้านทานโหลดน้อย อาจเนื่องมาจากการคำนวณโดยคิดเฉพาะองค์ประกอบหลักมูลจะทำให้ถูกต้องเฉพาะในย่านที่ความถี่การสวิตช์ใกล้กับความถี่เรโซแนนซ์และตัวประกอบคุณภาพมีค่าสูงเท่านั้น และที่ความต้านทานโหลดน้อย กระแสไหลจะมาก ทำให้มีการสูญเสียในวงจรมาก นอกจากนั้นยังมีความผิดพลาดในการทดลองเช่น ความไม่เป็นอุดมคติของอุปกรณ์ในวงจร และความผิดพลาดของอุปกรณ์วัด

ตารางที่ 3.1 ความคลาดเคลื่อนของการคำนวณทางทฤษฎี ในรูปที่ 3.14 เมื่อเทียบกับผลการจำลอง และเทียบกับการทดลอง

ค่าตัวแปร	ความคลาดเคลื่อนของผลการคำนวณ	
	เทียบกับผลการจำลอง	เทียบกับผลการทดลอง
V_o	2.39%	2.33%
I_{x-p}	0.39%	5.24%
V_{C_x-p1}	34.6%	40.641%
f_o	0.065%	0.1%
Q_L	23.962%	39%

- รูปที่ 3.16 แสดงผลการจำลองและผลการทดลองเพื่อตรวจสอบความสัมพันธ์ระหว่างตัวแปรต่างๆ ในวงจรกับความต้านทานโหลด R เมื่อควบคุมให้อัตราการแปลงผัน $M = 2$

และ 3 ตามลำดับ จากรูปจะเห็นได้ว่า ผลการคำนวณ ผลการจำลอง และผลการทดลอง ส่วนใหญ่มีความสอดคล้องกันแต่ยังมีความคลาดเคลื่อนของการคำนวณอยู่เล็กน้อย ผลการคำนวณความคลาดเคลื่อนของการคำนวณเมื่อเทียบกับการจำลองและเทียบกับการทดลองแสดงในตารางที่ 3.2 พบว่าความคลาดเคลื่อนของตัวแปรทุกตัวจะมีค่าน้อย แต่ความคลาดเคลื่อนจะมีแนวโน้มมากขึ้นเมื่อแรงดันด้านออกและกระแสไหลคมาก

ตารางที่ 3.2 ความคลาดเคลื่อนของการคำนวณทางทฤษฎี ในรูปที่ 3.16 เมื่อเทียบกับผลการจำลอง และเทียบกับผลการทดลอง

ค่าตัวแปร	ความคลาดเคลื่อนของการคำนวณ	
	เทียบกับผลการจำลอง	เทียบกับผลการทดลอง
F_s	0.37%	0.73%
I_{X-p}	2.8%	2.75%
V_{Cx-pl}	3.38%	4.63%
F_o	0.74%	0.43%
Q_L	0.73%	1.57%

3.6 สรุป

ในบทนี้ได้วิเคราะห์วงจรทระดับที่ใช้กิ่งควบคุมแรงดัน กรณีใช้วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์อนุกรมแบบกึ่งบริดจ์เป็นแหล่งกระแสควบคุม โดยใช้แนวทางในการวิเคราะห์คือ

1. ประมาณวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์ด้วยองค์ประกอบหลักมูล โดยมีสมมุติฐานว่า ถ้าความถี่การสวิตช์มีค่าใกล้กับความถี่เรโซแนนซ์ และตัวประกอบคุณภาพของวงจรมีค่าสูงแล้ว กระแสในวงจรอินเวอร์เตอร์จะมีรูปคลื่นใกล้เคียงไซน์ ซึ่งหมายความว่าแรงดันฮาร์มอนิกส์ของแหล่งแรงดันสี่เหลี่ยม v_i ที่ด้านเข้าของวงจรอินเวอร์เตอร์จะมีผลต่อกระแสน้อยมาก ดังนั้นอาจละเลยแรงดันฮาร์มอนิกส์และประมาณแหล่งแรงดันสี่เหลี่ยมด้วยแหล่งแรงดันรูปคลื่นไซน์ที่ความถี่หลักมูลได้
2. ในการหาวงจรมูลของวงจรได้แบ่งวงจรออกเป็น 2 ส่วนคือ ส่วนของวงจรทระดับและส่วนของวงจรอินเวอร์เตอร์ เมื่อมองจากวงจรทระดับเข้าไปในวงจรอินเวอร์เตอร์อาจแทนวงจรอินเวอร์เตอร์ด้วยแหล่งกระแสที่มีค่าเท่ากับกระแสที่ไหลในวงจรอินเวอร์เตอร์ในขณะนั้น ทำให้สามารถใช้ผลการวิเคราะห์ในบทที่ 2 กับส่วนของวงจรทระดับได้ และเมื่อมองจาก

วงจรอินเวอร์เตอร์เข้าไปในวงจรทระดับจะประมาณว่าพลังงานที่วงจรอินเวอร์เตอร์จ่ายให้กับวงจรทระดับส่วนใหญ่มาจากพลังงานที่ความถี่หลักมูล ดังนั้นแทนวงจรทระดับด้วยอิมพีแดนซ์ที่ความถี่หลักมูลได้ ซึ่งจากการวิเคราะห์พบว่าอาจแทนอิมพีแดนซ์สมมูลด้วยตัวต้านทานสมมูลที่ต่ออนุกรมกับตัวเก็บประจุสมมูล

3. ตัวต้านทานสมมูล และตัวเก็บประจุสมมูลที่ใช้แทนวงจรทระดับจะขึ้นกับจุดการทำงานของวงจร ซึ่งทำให้การคำนวณหาค่าของกระแสควบคุมมีความซับซ้อนมาก
4. ผลการคำนวณทางทฤษฎี ผลการจำลอง และผลการทดลอง ส่วนใหญ่จะมีค่าสอดคล้องกัน



สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

บทที่ 4

แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กและการวิเคราะห์สัญญาณขนาดเล็ก

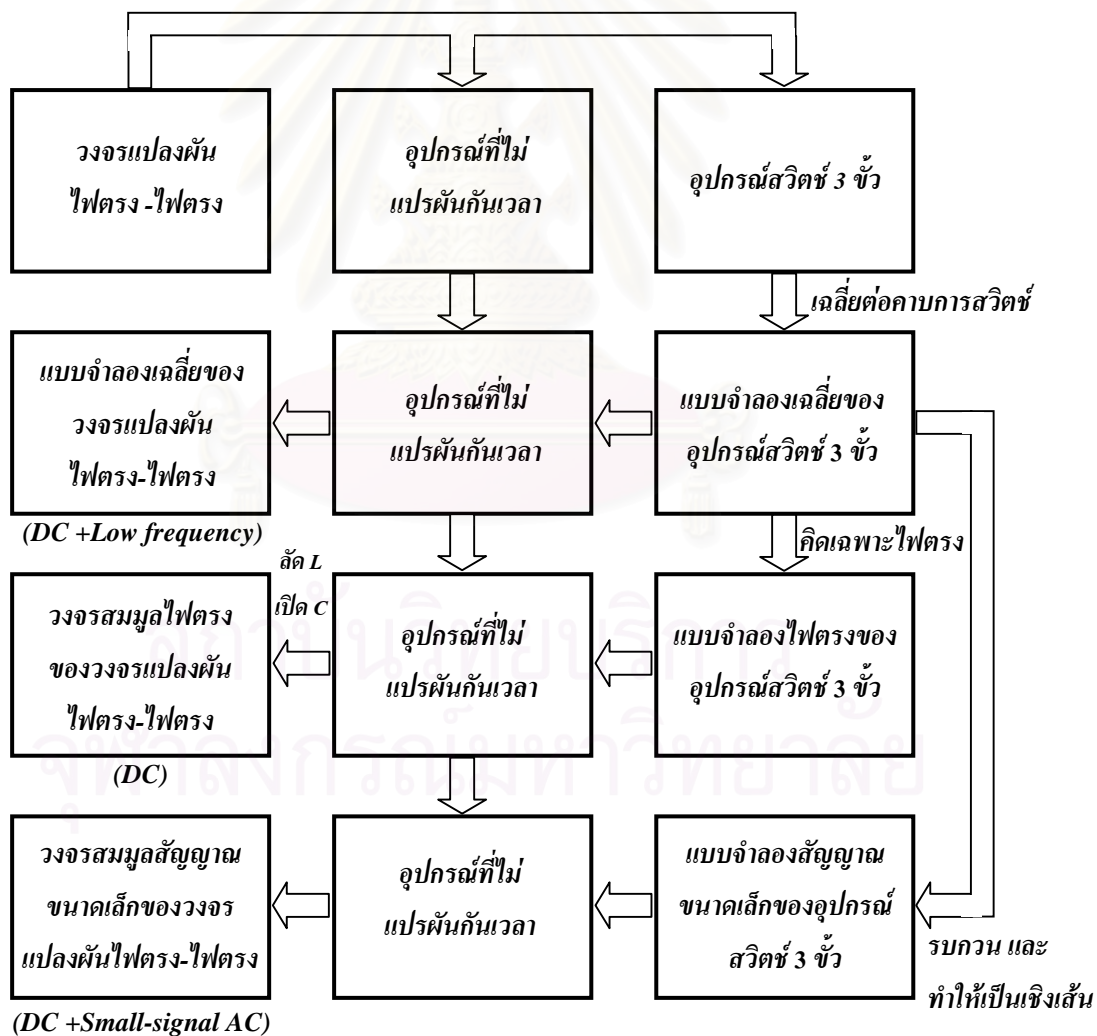
ในบทนี้จะคำนวณหาแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของวงจร เพื่อใช้ศึกษาลักษณะทางพลวัตและใช้ในการออกแบบวงจรควบคุม การหาแบบจำลองสำหรับวงจรแปลงผันไฟตรง-ไฟตรงทำได้หลายวิธี[7] วิทยานิพนธ์นี้จะหาแบบจำลองของวงจรโดยอาศัยวิธีการเฉลี่ยวงจร (circuit averaging technique) และใช้แนวคิดของหน่วยสวิตช์ (switch cell) [3],[4],[8],[9] ซึ่งเป็นวิธีการพื้นฐานที่ไม่ซับซ้อนมากนัก และให้ภาพทางฟิสิกส์ของวงจรที่ดี

4.1 แนวคิดในการสร้างแบบจำลอง โดยวิธีการเฉลี่ยวงจร และใช้แนวคิดของหน่วยสวิตช์

การหาแบบจำลองโดยวิธีการเฉลี่ยวงจรและใช้แนวคิดของหน่วยสวิตช์ เป็นการหาแบบจำลองที่อาศัยแผนภาพวงจร (circuit diagram) แทนการใช้สมการสถานะ โดยจะทำการเฉลี่ยรูปคลื่นของกระแสและแรงดันในวงจรต่อคาบการสวิตช์ เพื่อกำจัดลักษณะที่ขึ้นกับเวลาของวงจรแปลงผัน ซึ่งจะได้แบบจำลองเฉลี่ยต่อคาบการสวิตช์ จากนั้นจึงทำแบบจำลองเฉลี่ยที่ได้ให้เป็นเชิงเส้น ได้แบบจำลองของวงจรในที่สุด มีขั้นตอนดังรูปที่ 4.1 สามารถอธิบายได้คือ

1. จากวงจรแปลงผันไฟตรง-ไฟตรง จะแบ่งกลุ่มของอุปกรณ์ในวงจรออกเป็น 2 กลุ่มคือ 1. กลุ่มของอุปกรณ์ที่ไม่ขึ้นกับเวลา และ 2. กลุ่มของสวิตช์ โดยจะรวมกลุ่มของสวิตช์เข้าด้วยกันเป็นอุปกรณ์สวิตช์ 3 ขั้ว (three-terminal switching device)
2. คำนวณหาค่าเฉลี่ยเฉพาะรูปคลื่นของกระแสและแรงดันที่ขั้วของอุปกรณ์สวิตช์ 3 ขั้วต่อคาบการสวิตช์เพื่อกำจัดสัญญาณที่ความถี่การสวิตช์ และนำความสัมพันธ์ของค่าเฉลี่ยต่อคาบของกระแสและแรงดันที่ขั้วมาสร้างแบบจำลองเฉลี่ยของอุปกรณ์สวิตช์ 3 ขั้ว เมื่อแทนแบบจำลองเฉลี่ยในวงจรแปลงผันไฟตรงจะได้แบบจำลองเฉลี่ยของวงจรแปลงผันที่มีลักษณะที่ไม่ขึ้นกับเวลาแต่ไม่เป็นเชิงเส้น แบบจำลองเฉลี่ยใช้วิเคราะห์หาค่าประกอบไฟตรงและองค์ประกอบไฟสลับความถี่ต่ำของวงจร (ละเลยความถี่การสวิตช์) การเฉลี่ยรูปคลื่นของกระแสและแรงดันต่อคาบการสวิตช์มีสมมุติฐานว่า ความถี่ธรรมชาติและความถี่ของสัญญาณที่สนใจจะต้องต่ำกว่าความถี่การสวิตช์มากๆ (low frequency approximation) ซึ่งจะสอดคล้องกับการที่วงจรมีค่าระลอกการสวิตช์ต่ำหรืออย่างน้อยต้องเป็นเชิงเส้นและการเปลี่ยนแปลงเกิดที่ความถี่ต่ำ (ต่ำกว่า $F_s/2$) ทำให้การเฉลี่ยไม่มีผลต่อผลตอบสนองของวงจรมากนัก

3. แทนตัวแปรต่างๆ ในแบบจำลองเฉลี่ยของอุปกรณ์สวิตช์ 3 ขั้วด้วยค่าไฟตรง จะได้แบบจำลองไฟตรงของอุปกรณ์สวิตช์ 3 ขั้ว และเมื่อแทนแบบจำลองไฟตรงลงในวงจรแปลงผัน แทนตัวเหนี่ยวนำด้วยวงจรถัด และแทนตัวเก็บประจุด้วยวงจรถัด จะได้วงจรสมมูลไฟตรงของวงจรแปลงผันใช้วิเคราะห์วงจรทางด้านไฟตรง
4. คำนวณหาการเปลี่ยนแปลงเล็กๆ รอบจุดทำงานสงบของแบบจำลองเฉลี่ยของอุปกรณ์สวิตช์ 3 ขั้ว จะได้แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของอุปกรณ์สวิตช์ 3 ขั้ว เมื่อแทนแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของอุปกรณ์สวิตช์ 3 ขั้วลงในวงจรแปลงผัน จะได้วงจรสมมูลสัญญาณขนาดเล็กของวงจรแปลงผันใช้วิเคราะห์วงจรทางด้านไฟตรงและทางด้านพลวัตต่อสัญญาณไฟสลับขนาดเล็ก สมมุติฐานในการคำนวณหาการเปลี่ยนแปลงเล็กๆคือ ขนาดของสัญญาณรบกวนที่สนใจจะต้องมีค่าเล็กกว่าสัญญาณที่จุดทำงานสงบมากๆ (small-signal approximation)



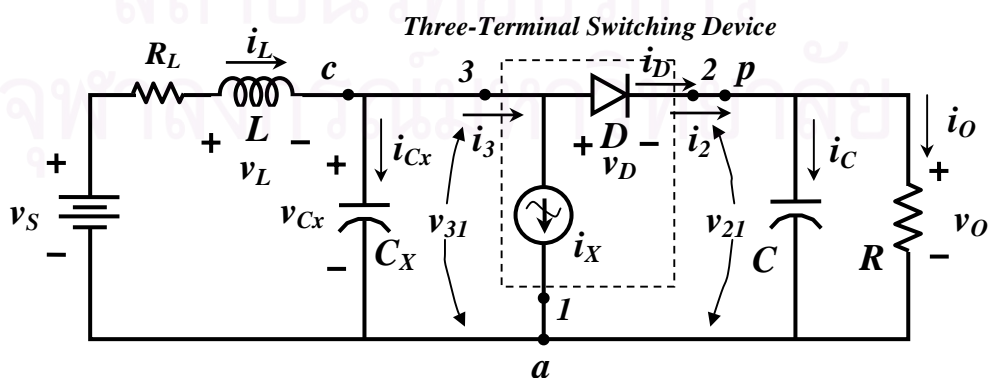
รูปที่ 4.1 แผนภาพการสร้างแบบจำลองด้วยวิธีการเฉลี่ยวงจรและใช้แนวคิดของหน่วยสวิตช์

วงจรมูลฐานสัญญาณขนาดเล็กที่ได้จากวิธีการเฉลี่ยวงจรจะมีขีดจำกัดในการใช้ที่ความถี่ของสัญญาณต่ำๆ (น้อยกว่า $F_S / 2$) และมีขนาดเล็กเท่านั้น จากแนวคิดและวิธีการสร้างแบบจำลองที่กล่าวมาข้างต้น จะนำมาประยุกต์ใช้กับวงจรทระดับที่ใช้กิ่งควบคุมแรงดันได้ดังต่อไปนี้

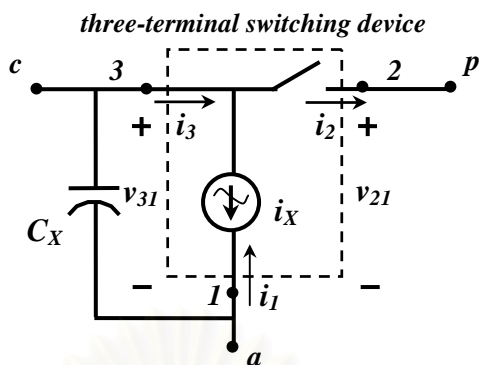
4.2 แบบจำลองของวงจร กรณีใช้แหล่งกระแสควบคุมที่มีค่ายอดไม่ขึ้นกับความถี่การสวิตช์

วงจรทระดับที่ใช้กิ่งควบคุมแรงดัน กรณีแหล่งกระแสควบคุม i_x มีรูปคลื่นเป็นไซน์ และมีค่ายอดของกระแส $\langle i_{x-p} \rangle$ ไม่ขึ้นกับความถี่การสวิตช์ f_s ในรูปที่ 2.1 นำมาเขียนใหม่ดังรูปที่ 4.2 ในที่นี้จะคิดผลของความสูญเสียในตัวเหนี่ยวนำ L ซึ่งแทนด้วยความต้านทานอนุกรมสมมูล (equivalent series resistance) R_L ในการสร้างแบบจำลองของวงจรในรูปที่ 4.2 ยังคงใช้สมมุติฐานในการวิเคราะห์แบบเดิมคือ ให้ค่าระลอกของแรงดันด้านออก v_o และค่าระลอกของกระแสผ่านตัวเหนี่ยวนำ i_L มีค่าน้อยมาก จนประมาณได้ว่าค่าในขณะใดขณะหนึ่งในแต่ละคาบ มีค่าเท่ากับค่าเฉลี่ยต่อคาบการสวิตช์ที่สมบูรณ์ของมัน แหล่งกระแสควบคุมมีรูปคลื่นเป็นไซน์ที่สมมาตรและมีค่าครบคาบการสวิตช์อย่างสมบูรณ์ในทุกคาบ จากสมมุติฐานดังกล่าวทำให้สามารถใช้สมการพื้นฐานในบทที่ 2 ได้ การหาแบบจำลองของวงจรจะเริ่มจากการคำนวณหาแบบจำลองของอุปกรณ์สวิตช์ 3 ขั้วก่อน เมื่อแทนแบบจำลองของอุปกรณ์สวิตช์ 3 ขั้ว ในวงจรทระดับจะได้แบบจำลองของวงจรทระดับในที่สุด

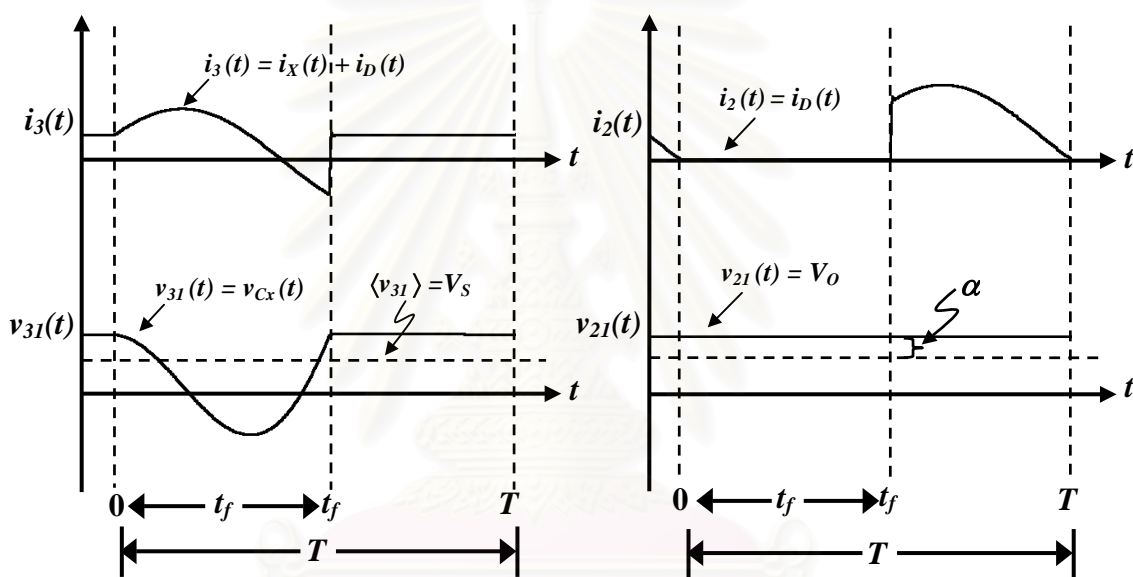
จากหน่วยควบคุม VCC ในรูปที่ 4.3 เราจะแยกตัวเก็บประจุ C_x ที่เป็นอุปกรณ์เชิงเส้นออกไป และรวมกลุ่มเฉพาะอุปกรณ์ที่ทำหน้าที่ควบคุม (แหล่งกระแส i_x) กับสวิตช์ (ไดโอด D) เข้าเป็นวงจร 3 ขั้วที่เรียกว่า อุปกรณ์สวิตช์ 3 ขั้ว (three-terminal switching device) ดังแสดงในกรอบสี่เหลี่ยมรูปที่ 4.3 ซึ่งมีรูปคลื่นของกระแสที่ขั้วและแรงดันระหว่างขั้ว ดังรูปที่ 4.4



รูปที่ 4.2 วงจรทระดับที่ใช้กิ่งควบคุมแรงดัน กรณีคิดผลของการสูญเสียใน L



รูปที่ 4.3 หน่วยควบคุมแรงดัน VCC และอุปกรณ์สวิตช์ 3 ขั้ว



รูปที่ 4.4 รูปคลื่นของกระแสที่ขั้วและแรงดันระหว่างขั้วของอุปกรณ์สวิตช์ 3 ขั้ว

4.2.1 แบบจำลองเฉลี่ย (Average Circuit Model)

หาความสัมพันธ์ของค่าเฉลี่ยต่อคาบของแรงดันระหว่างขั้วของอุปกรณ์สวิตช์ 3 ขั้ว ใช้กฎของ KVL กับวงรอบด้านนอกของวงจรทระดับในรูปที่ 4.2 ได้ว่า

$$v_{Cx}(t) - v_D(t) - v_O(t) = 0 \tag{4.1}$$

หาค่าเฉลี่ยต่อคาบของแรงดันทุกตัวในสมการที่ (4.1) ได้ว่า

$$\frac{1}{T} \cdot \int_0^T v_{Cx}(t) \cdot dt - \frac{1}{T} \cdot \int_0^T v_D(t) \cdot dt - \frac{1}{T} \cdot \int_0^T v_O(t) \cdot dt = 0 \tag{4.2}$$

$$\text{หรือ} \quad \langle v_{Cx} \rangle - \langle v_D \rangle - \langle v_O \rangle = 0 \quad (4.3)$$

จากสมการที่ (2.12) หาค่าเฉลี่ยต่อคาบของแรงดัน v_{Cx} ได้ว่า

$$\langle v_{Cx} \rangle = \langle v_O \rangle - \alpha \quad (4.4)$$

$$\text{เมื่อ } \alpha = \mu \cdot v_{XX} = \frac{v_{XX}}{2\pi} \left[2\pi t_{fn} \cos \theta - \sin(2\pi t_{fn} + \theta) \right] - \frac{v_{LX}}{2\pi} \left[2\pi^2 t_{fn}^2 - 1 \right] \quad (4.5)$$

$$\text{และ} \quad \mu = \frac{1}{2\pi} \left[2\pi t_{fn} \cos \theta - \sin(2\pi t_{fn} + \theta) \right] - \frac{\sin \theta}{2\pi} \left[2\pi^2 t_{fn}^2 - 1 \right] \quad (4.6)$$

จากรูปที่ 4.2 จะเห็นได้ว่าแรงดัน v_{Cx} จะเท่ากับแรงดันระหว่างขั้ว v_{31} และแรงดันด้านออก v_O จะเท่ากับแรงดัน v_{21} แทนแรงดัน v_{31} และแรงดัน v_{21} ลงในสมการที่ (4.6) จะได้ความสัมพันธ์ระหว่างค่าเฉลี่ยต่อคาบของแรงดันระหว่างขั้วของอุปกรณ์สวิตซ์ 3 ขั้วคือ

$$\langle v_{31} \rangle = \langle v_{21} \rangle - \alpha \quad (4.7)$$

หาความสัมพันธ์ของค่าเฉลี่ยต่อคาบของกระแสที่ขั้วของอุปกรณ์สวิตซ์ 3 ขั้ว ใช้กฎของ KCL กับปมที่ 3 ของวงจรทระดับในรูปที่ 4.2 ได้ว่า

$$i_3(t) - i_x(t) - i_D(t) = 0 \quad (4.8)$$

หาค่าเฉลี่ยต่อคาบของกระแสทุกตัวในสมการที่ (4.8) ได้ว่า

$$\frac{1}{T} \cdot \int_0^T i_3(t) \cdot dt - \frac{1}{T} \cdot \int_0^T i_x(t) \cdot dt - \frac{1}{T} \cdot \int_0^T i_D(t) \cdot dt = 0 \quad (4.9)$$

$$\text{หรือ} \quad \langle i_3 \rangle - \langle i_x \rangle - \langle i_D \rangle = 0 \quad (4.10)$$

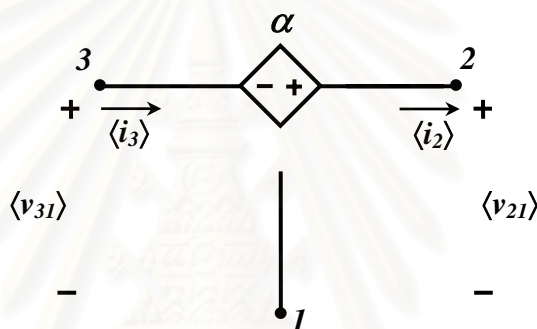
เนื่องจากค่าเฉลี่ยต่อคาบของแหล่งกระแส i_x ที่มีรูปคลื่นเป็นไซน์สมมาตร มีค่าเป็นศูนย์ ดังนั้นจากสมการที่ (4.10) ได้ว่าค่าเฉลี่ยต่อคาบของกระแส i_D เท่ากับค่าเฉลี่ยต่อคาบของกระแส i_3 ดังสมการที่ (4.11)

$$\langle i_D \rangle = \langle i_3 \rangle \quad (4.11)$$

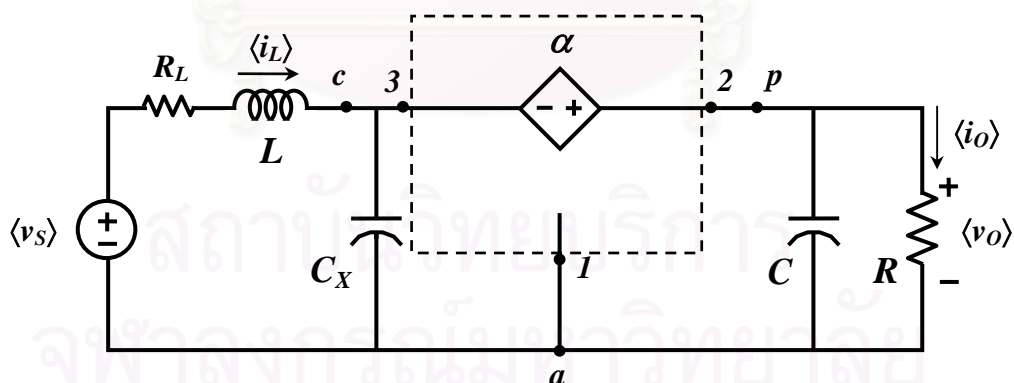
จากรูปที่ 4.2 จะเห็นได้ว่า กระแสผ่านไดโอด i_D เท่ากับกระแส i_2 แทนกระแส i_2 ลงในสมการที่ (4.11) จะได้ความสัมพันธ์ระหว่างค่าเฉลี่ยต่อคาบของกระแสที่เข้าของอุปกรณ์สวิตช์ 3 ขั้วดังสมการที่ (4.12)

$$\langle i_2 \rangle = \langle i_3 \rangle \quad (4.12)$$

จากสมการที่ (4.7) และ (4.12) ได้แบบจำลองเฉลี่ยของอุปกรณ์สวิตช์ 3 ขั้วดังรูปที่ 4.5 สังเกตได้ว่า ค่า α จะเท่ากับค่า $-\langle v_D \rangle$ และเมื่อแทนแบบจำลองเฉลี่ยนี้ลงในวงจรทระดับจะได้แบบจำลองเฉลี่ยของวงจรทระดับที่ใช้กึ่งแรงดันควบคุมดังรูปที่ 4.6



รูปที่ 4.5 แบบจำลองเฉลี่ยของอุปกรณ์สวิตช์ 3 ขั้ว



รูปที่ 4.6 แบบจำลองเฉลี่ยของวงจรทระดับที่ใช้กึ่งควบคุมแรงดัน กรณีมีการสูญเสียใน L

4.2.2 แบบจำลองไฟตรง (DC Model)

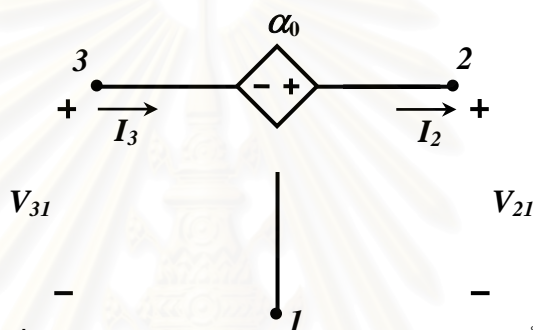
แทนปริมาณเฉลี่ยต่อคาบของสมการที่ (4.7) และ (4.12) ด้วยปริมาณไฟตรง โดยกำหนดให้ V_{31} , V_{21} , I_2 , I_3 และ α_0 เป็นปริมาณไฟตรงของ $\langle v_{31} \rangle$, $\langle v_{21} \rangle$, $\langle i_2 \rangle$, $\langle i_3 \rangle$ และ α ตามลำดับ ได้ว่า

$$V_{31} = V_{21} - \alpha_0 \quad (4.13)$$

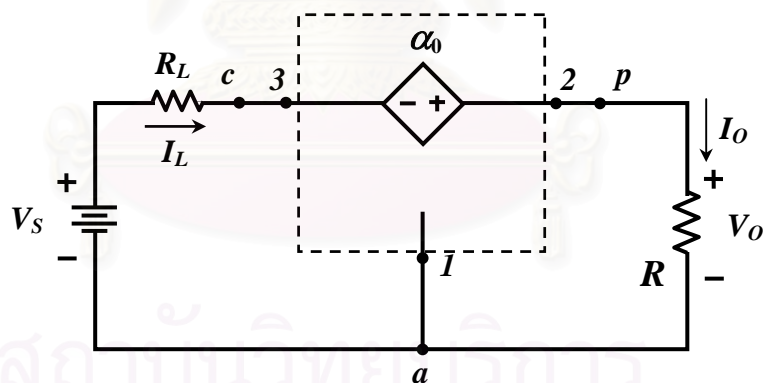
$$\text{โดยที่ } \alpha_0 = \mu_0 \cdot V_{xx} = \frac{V_{xx}}{2\pi} \left[2\pi t_{fn} \cos \theta - \sin(2\pi t_{fn} + \theta) \right] - \frac{V_{Lx}}{2\pi} \left[2\pi^2 t_{fn}^2 - 1 \right] \quad (4.14)$$

$$\text{และ} \quad I_2 = I_3 \quad (4.15)$$

จากสมการที่ (4.13) และ (4.15) ได้แบบจำลองไฟตรงของอุปกรณ์สวิตช์ 3 ขั้วดังรูปที่ 4.7 เมื่อแทนแบบจำลองไฟตรงของอุปกรณ์นี้ลงในวงจรทบระดับและแทนตัวเหนี่ยวนำ L ด้วยวงจรลัด แทนตัวเก็บประจุ C และ C_x ด้วยวงจรเปิดจะได้วงจรสมมูลไฟตรงของวงจรทบระดับที่ใช้กึ่งควบคุมแรงดัน กรณีที่มีการสูญเสียใน L ดังรูปที่ 4.8



รูปที่ 4.7 แบบจำลองไฟตรงของอุปกรณ์สวิตช์ 3 ขั้ว



รูปที่ 4.8 วงจรสมมูลไฟตรงของวงจรทบระดับที่ใช้กึ่งควบคุมแรงดัน กรณีที่มีการสูญเสียใน L

จากวงจรสมมูลไฟตรงในรูปที่ 4.8 คำนวณหาแรงดันด้านออก V_o และอัตราการแปลงผัน M กรณีที่มีการสูญเสียในวงจรได้คือ

$$V_o = \left(\frac{R}{R + R_L} \right) \cdot (V_s + \alpha_0) \quad (4.16)$$

$$M = \frac{V_o}{V_s} = \underbrace{\left(\frac{R}{R + R_L} \right)}_{\text{correction factor}} \cdot \underbrace{\left(1 + \frac{\alpha_0}{V_s} \right)}_{\text{ideal}} \quad (4.17)$$

จากสมการที่ (4.17) พบว่าอัตราการแปลงผันในกรณีที่มีการสูญเสียจะคล้ายกับกรณีที่ไม่มีการสูญเสีย แต่จะมีค่าน้อยกว่าด้วยตัวประกอบตัวแก้ (correction factor) เท่ากับ $R / (R + R_L)$

4.2.3 แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็ก (Small-Signal Model)

หาการเปลี่ยนแปลงเล็กๆ ของค่าเฉลี่ยต่อคาบของแรงดันระหว่างขั้วและกระแสที่ขั้วของสมการที่ (4.7) และ (4.12) ได้คือ

$$\hat{v}_{31} = \hat{v}_{21} - \hat{\alpha} \quad (4.18)$$

$$\hat{i}_2 = \hat{i}_3 \quad (4.19)$$

เมื่อ \hat{v}_{31} , \hat{v}_{21} , \hat{i}_2 , \hat{i}_3 และ $\hat{\alpha}$ เป็นการเปลี่ยนแปลงเล็กๆ ของ $\langle v_{31} \rangle$, $\langle v_{21} \rangle$, $\langle i_2 \rangle$, $\langle i_3 \rangle$ และ α ตามลำดับ จากสมการที่ (4.5) พบว่า α เป็นฟังก์ชันของกระแสผ่านตัวเหนี่ยวนำ $\langle i_L \rangle$, ค่ายอดของกระแสควมคุม $\langle i_{x-p} \rangle$, ความถี่การสวิตช์ f_s , ค่าปัดสถาน t_{fn} , มุม θ และตัวเก็บประจุ C_x แต่เนื่องจากค่า t_{fn} และมุม θ เป็นฟังก์ชันของ $\langle i_L \rangle$ และ $\langle i_{x-p} \rangle$ ส่วนตัวเก็บประจุ C_x เป็นพารามิเตอร์ในวงจร ดังนั้นสามารถหาการเปลี่ยนแปลงเล็กๆ ของ α ได้ว่า

$$\hat{\alpha} = \frac{\partial \alpha}{\partial \langle i_{x-p} \rangle} \hat{i}_{x-p} + \frac{\partial \alpha}{\partial \langle i_L \rangle} \hat{i}_L + \frac{\partial \alpha}{\partial f_s} \hat{f}_s \quad (4.20)$$

ถ้ากำหนดให้ r_x , r_i และ k_f เป็นอนุพันธ์ย่อยของ α เทียบกับตัวแปร $\langle i_{x-p} \rangle$, $\langle i_L \rangle$ และ f_s ได้ว่า

$$r_x = \frac{\partial \alpha}{\partial \langle i_{x-p} \rangle} = \frac{2\pi t_{fn} - \sin(2\pi t_{fn})}{4\pi^2 F_s C_x \cos \theta} \quad (4.21 ก)$$

$$-r_i = \frac{\partial \alpha}{\partial \langle i_L \rangle} = \frac{-t_{fn}^2}{2F_s C_x} \quad (4.21 ข)$$

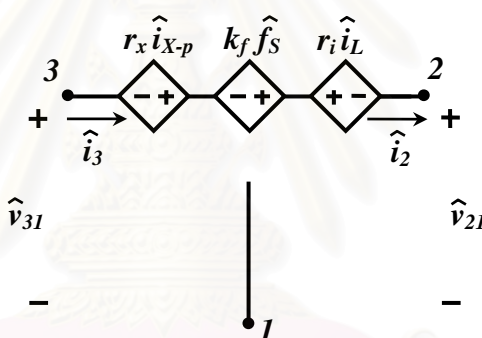
$$k_f = \frac{\partial \alpha}{\partial f_s} = \frac{V_{XX}}{2\pi F_s} \left[\sin(2\pi t_{fn} + \theta) - 2\pi t_{fn} \cos \theta \right] + \frac{V_{LX}}{2\pi F_s} \left[2\pi^2 t_{fn}^2 - 1 \right] \quad (4.21 ค)$$

แทนสมการที่ (4.21) ลงในสมการที่ (4.20) ได้การเปลี่ยนแปลงเล็กๆ ของ α คือ

$$\hat{\alpha} = r_x \cdot \hat{i}_{x-p} - r_i \cdot \hat{i}_L + k_f \cdot \hat{f}_s \quad (4.22)$$

แทนสมการที่ (4.22) ลงในสมการที่ (4.18) จะได้ความสัมพันธ์ของการเปลี่ยนแปลงเล็กๆ ของแรงดันระหว่างขั้วของอุปกรณ์สวิตช์ 3 ขั้วดังสมการที่ (4.23) จากสมการที่ (4.19) และ (4.23) ได้แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของอุปกรณ์สวิตช์ 3 ขั้ว ดังรูปที่ 4.9 จะเห็นได้ว่าแรงดันระหว่างขั้ว 2 และ 3 ขึ้นกับตัวแปรควบคุม 2 ตัวคือ $\langle i_{x-p} \rangle$ และ f_s และกระแสผ่านตัวเหนี่ยวนำ $\langle i_L \rangle$ ซึ่งสามารถเขียนเป็นแหล่งแรงดันควบคุม 3 แหล่งต่ออนุกรมกัน

$$\hat{v}_{31} = \hat{v}_{21} - r_x \cdot \hat{i}_{x-p} + r_i \cdot \hat{i}_L - k_f \cdot \hat{f}_s \quad (4.23)$$



รูปที่ 4.9 แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของอุปกรณ์สวิตช์ 3 ขั้ว

ค่าสัมประสิทธิ์ r_x , r_i และ k_f ขึ้นกับจุดทำงานและค่าพารามิเตอร์ในวงจร ซึ่งสามารถจัดรูปของสมการที่ (4.21) ใหม่ ดังสมการที่ (4.24) คือ

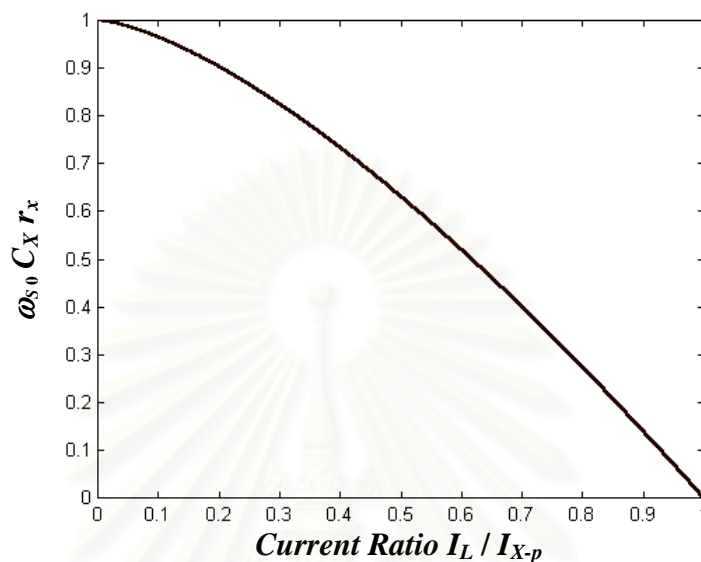
$$\omega_{s0} C_x r_x = \frac{2\pi t_{fn} - \sin(2\pi t_{fn})}{2\pi \cos \theta} \quad (4.24 \text{ ก})$$

$$\omega_{s0} C_x r_i = \pi t_{fn}^2 \quad (4.24 \text{ ข})$$

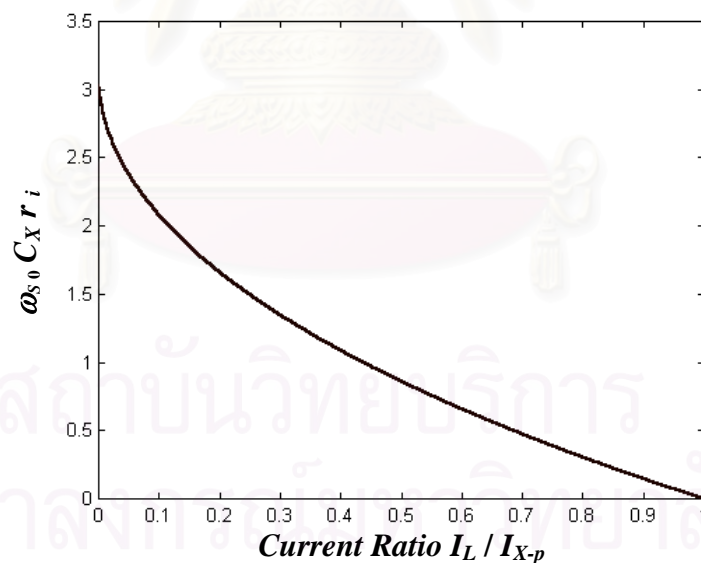
$$\frac{\omega_{s0} k_f}{V_{XX}} = -2\pi \mu_0 = -\left[2\pi t_{fn} \cos \theta - \sin(2\pi t_{fn} + \theta)\right] + \frac{I_L}{I_{x-p}} \cdot \left[2\pi^2 t_{fn}^2 - 1\right] \quad (4.24 \text{ ค})$$

จากสมการที่ (4.24) พบว่าค่า $\omega_{s0} C_x r_x$, $\omega_{s0} C_x r_i$ และ $\omega_{s0} k_f / V_{XX}$ ขึ้นกับอัตราส่วนของกระแส I_L / I_{x-p} ซึ่งจะได้ความสัมพันธ์ดังรูปที่ 4.10 จากรูปจะเห็นได้ว่าค่าสัมประสิทธิ์ทั้ง 3 จะ

แปรผกผันกับค่าตัวเก็บประจุ C_x และความถี่การสวิตช์ F_s ที่อัตราส่วนกระแส I_L / I_{X-p} ค่าหนึ่งๆ และพบว่าค่าสัมประสิทธิ์ r_x และ r_i จะมีค่าเป็นบวก ส่วน k_f จะมีค่าเป็นลบ

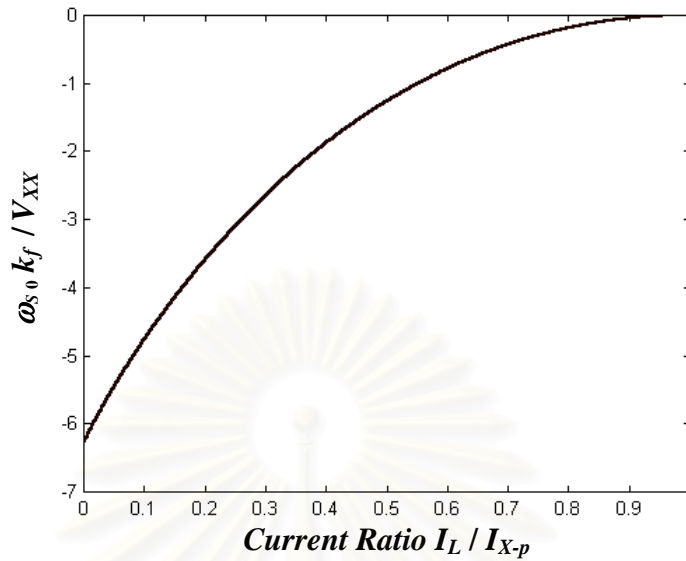


(ก) ความสัมพันธ์ระหว่างค่า $\omega_{s0} C_x r_x$ กับอัตราส่วนของกระแส I_L / I_{X-p}



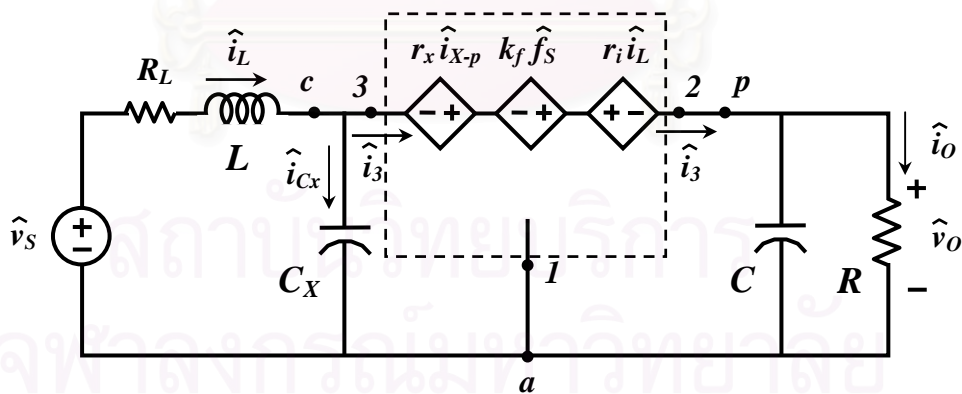
(ข) ความสัมพันธ์ระหว่างค่า $\omega_{s0} C_x r_i$ กับอัตราส่วนของกระแส I_L / I_{X-p}

รูปที่ 4.10 ความสัมพันธ์ระหว่างค่า $\omega_{s0} C_x r_x$, $\omega_{s0} C_x r_i$ และ $\omega_{s0} k_f / V_{XX}$ กับอัตราส่วนของกระแส I_L / I_{X-p}



(ค) ความสัมพันธ์ระหว่างค่า $\omega_{s0} k_f / V_{XX}$ กับอัตราส่วนของกระแส I_L / I_{X-p}
 รูปที่ 4.10 (ต่อ) ความสัมพันธ์ระหว่างค่า $\omega_{s0} C_X r_x$, $\omega_{s0} C_X r_i$ และ $\omega_{s0} k_f / V_{XX}$ กับ
 อัตราส่วนของกระแส I_L / I_{X-p}

เมื่อแทนแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของอุปกรณ์สวิตช์ 3 ขั้ว ลงในวงจรทระดับ
 จะได้วงจรสมมูลสัญญาณขนาดเล็กของวงจรทระดับที่ใช้กิ่งควบคุมแรงดัน ดังรูปที่ 4.11



รูปที่ 4.11 วงจรสมมูลสัญญาณขนาดเล็กของวงจรทระดับที่ใช้กิ่งควบคุมแรงดัน
 กรณีมีการสูญเสียใน L

4.2.4 การวิเคราะห์สัญญาณขนาดเล็ก กรณีมีการสูญเสียในตัวเหนี่ยวนำ L

ในหัวข้อนี้จะแสดงตัวอย่างการวิเคราะห์พฤติกรรมทางด้านสัญญาณขนาดเล็กของวงจรที่ใช้อำนาจความถี่สูง กรณีมีการสูญเสียในตัวเหนี่ยวนำ L

□ ฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบเปิดของตัวแปรควบคุม $\langle i_{x-p} \rangle$ คู่แรงดันด้านออก v_o เมื่อ $\hat{v}_s, \hat{f}_s = 0$

จากวงจรสมมูลสัญญาณขนาดเล็กในรูปที่ 4.11 แทน \hat{v}_s และ $k_f \cdot \hat{f}_s$ ด้วยวงจรลัด สามารถคำนวณหา ฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบเปิดของ $\langle i_{x-p} \rangle$ คู่แรงดันด้านออก v_o ได้คือ

$$G_{ix}(s) = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{i}_{x-p}(s)} = \frac{A_{ix} \cdot (1 + b_1 s + b_2 s^2)}{1 + a_1 s + a_2 s^2} \quad (4.25)$$

เมื่อ
$$A_{ix} = \frac{r_x \cdot R}{(R + R_L + r_i)} \quad (4.26)$$

$$b_1 = C_X R_L \quad (4.27)$$

$$b_2 = LC_X \quad (4.28)$$

$$a_1 = \frac{L + CR(R_L + r_i) + C_X R R_L}{(R + R_L + r_i)} \quad (4.29)$$

และ
$$a_2 = \frac{LR(C + C_X)}{(R + R_L + r_i)} \quad (4.30)$$

อาจเขียนฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบเปิด ให้อยู่ในรูปแบบที่วิเคราะห์ได้ง่ายคือ

$$G_{ix}(s) = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{i}_{x-p}(s)} = \frac{A_{ix} \cdot (1 + s/\omega_{oz} Q_z + s^2/\omega_{oz}^2)}{1 + s/\omega_{op} Q_p + s^2/\omega_{op}^2} \quad (4.31)$$

เมื่อ
$$\omega_{oz} = \frac{1}{\sqrt{b_2}} = \frac{1}{\sqrt{LC_X}} \quad (4.32)$$

$$Q_z = \frac{1}{\omega_{oz} \cdot b_1} = \frac{1}{\omega_{oz} \cdot C_X R_L} = \frac{1}{R_L} \cdot \sqrt{\frac{L}{C_X}} \quad (4.33)$$

ความถี่หักมุม
$$\omega_{op} = \frac{1}{\sqrt{a_2}} = \sqrt{\frac{R + R_L + r_i}{LR(C + C_X)}} \quad (4.34)$$

ตัวประกอบคุณภาพ
$$Q_p = \frac{1}{\omega_{op} a_1} = \frac{1}{\omega_{op}} \cdot \left(\frac{R + R_L + r_i}{L + CR(R_L + r_i) + C_X R R_L} \right) \quad (4.35)$$

จากสมการที่ (4.31) พบว่า ฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบเปิดของ $\langle i_{x-p} \rangle$ ผู้แรงดันด้านออก v_o จะมีอัตราขยายไฟตรง A_{ix} เท่ากับค่าสัมประสิทธิ์ r_x คูณกับอัตราการแบ่งแรงดัน $R/(R+R_L+r_i)$ และในย่านความถี่ต่ำ C_x จะเปิดวงจร ทำให้กระแส $\langle i_L \rangle$ ประมาณเท่ากับกระแส i_3 ค่า r_i จะเปรียบเสมือนตัวต้านทานสัญญาณขนาดเล็ก (small-signal resistance) เป็นตัวบอกถึงลักษณะที่ขึ้นกับโพลของวงจร ฟังก์ชันโอนย้ายจะมีขั้ว (pole) 2 ตัวในย่านความถี่ต่ำ ซึ่งเกิดจากผลของตัวเก็บประจุ C และตัวเหนี่ยวนำ L และมีศูนย์ (zero) 2 ตัวเป็นจำนวนเชิงซ้อน ซึ่งเกิดจากผลของตัวเก็บประจุ C_x โดยจะเกิดในย่านที่ความถี่สูง จากสมการของความถี่หักมุม ω_{op} และตัวประกอบคุณภาพ Q_p พบว่า

- ค่า ω_{op} จะแปรผกผันกับค่าตัวเหนี่ยวนำ L , ตัวเก็บประจุ C_x , C และความต้านทานโหลด R แต่จะแปรตามค่าสัมประสิทธิ์ r_i
- ค่า Q_p จะแปรผกผันกับค่าตัวเก็บประจุ C_x , C , ความต้านทานโหลด R และค่าสัมประสิทธิ์ r_i แต่จะแปรตามค่าตัวเหนี่ยวนำ L
- ในกรณีที่ตัวเก็บประจุ C_x มีขนาดเล็กกว่าตัวเก็บประจุ C มาก ตัวเก็บประจุ C_x แทบจะไม่มีผลต่อค่า ω_{op} และ Q_p
- กรณีที่มีการสูญเสีย R_L จะทำให้ค่า ω_{op} มากขึ้น ส่วน Q_p น้อยลง เมื่อเทียบกับกรณีที่ไม่มีการสูญเสีย

ในกรณีที่ตัวเก็บประจุ C , ความต้านทานโหลด R และ r_i มีค่ามาก ขณะที่ตัวเหนี่ยวนำ L มีค่าน้อย จะทำให้ $Q_p \leq 0.5$ ฟังก์ชันโอนย้ายจะมีขั้วเป็นจำนวนจริง 2 ตัว ซึ่งเขียนใหม่ได้เป็น

$$G_{ix}(s) = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{i}_{x-p}(s)} = \frac{A_{ix} \cdot (1 + s/\omega_{oz}Q_z + s^2/\omega_{oz}^2)}{(1 + s/\omega_{p1})(1 + s/\omega_{p2})} \quad (4.36)$$

โดยที่
$$\omega_{p1} = \frac{\omega_{op}}{Q_p} \cdot \frac{1 - \sqrt{1 - 4Q_p^2}}{2} \quad (4.37)$$

และ
$$\omega_{p2} = \frac{\omega_{op}}{Q_p} \cdot \frac{1 + \sqrt{1 - 4Q_p^2}}{2} \quad (4.38)$$

ในกรณีที่ $Q_p \ll 0.5$ อาจประมาณได้ว่า

$$\omega_{p1} \approx \omega_{op} Q_p = \frac{R + R_L + r_i}{L + CR(R_L + r_i) + C_x R R_L}; \text{ for } Q_p \ll \frac{1}{2} \quad (4.39)$$

และ
$$\omega_{p2} \approx \frac{\omega_{op}}{Q_p} = \frac{L + CR(R_L + r_i) + C_x R R_L}{LR(C + C_x)}; \text{ for } Q_p \ll \frac{1}{2} \quad (4.40)$$

ขั้วที่มีความถี่ต่ำ ω_{p1} จะเกิดจากผลของตัวเก็บประจุของวงจรกรองด้านออก C ส่วนขั้วที่มีความถี่สูง ω_{p2} เกิดจากผลของตัวเหนี่ยวนำ L

□ ฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบเปิดของตัวแปรควบคุม f_s ผู้แรงดันด้านออก v_o เมื่อ $\hat{v}_s, \hat{i}_{X-p} = 0$

ในทำนองเดียวกับกรณี $\langle i_{X-p} \rangle$ คำนวณหาฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบเปิดของ f_s ผู้แรงดันด้านออก v_o ได้ดังสมการที่ (4.41) จะเห็นได้ว่าฟังก์ชันโอนย้ายจะมีลักษณะเช่นเดียวกับสมการที่ (4.31) แต่อัตราขยาย A_{fs} จะมีขนาดเล็กกว่า A_{ix} มากและมีค่าเป็นลบ

$$G_{f_s}(s) = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{f}_s(s)} = \frac{A_{fs} \cdot (1 + s/\omega_{oz} Q_z + s^2/\omega_{oz}^2)}{1 + s/\omega_{op} Q_p + s^2/\omega_{op}^2} \quad (4.41)$$

เมื่อ
$$A_{fs} = \frac{k_f \cdot R}{(R + R_L + r_i)} \quad (4.42)$$

ในกรณีที่มีขั้วเป็นจำนวนจริง 2 ตัว จะเขียนฟังก์ชันโอนย้ายได้ว่า

$$G_{f_s}(s) = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{f}_s(s)} = \frac{A_{fs} \cdot (1 + s/\omega_{oz} Q_z + s^2/\omega_{oz}^2)}{(1 + s/\omega_{p1})(1 + s/\omega_{p2})} \quad (4.43)$$

□ ฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบเปิดของแรงดันด้านเข้า v_s ผู้แรงดันด้านออก v_o เมื่อ $\hat{i}_{X-p}, \hat{f}_s = 0$

คำนวณหาฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบเปิดของแรงดันด้านเข้า v_s ผู้แรงดันด้านออก v_o ได้ดังสมการที่ (4.44) ฟังก์ชันโอนย้ายจะมีศูนย์ (zero) ค่าลบ ซึ่งเกิดจากผลของตัวเก็บประจุ C_X

$$G_{v_s}(s) = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{v}_s(s)} = \frac{A_{v_s} \cdot (1 - s/\omega_{zL})}{1 + s/\omega_{op} Q_p + s^2/\omega_{op}^2} \quad (4.44)$$

เมื่อ
$$A_{v_s} = \frac{R}{(R + R_L + r_i)} \quad (4.45)$$

$$\omega_{zL} = \frac{1}{C_X \cdot r_i} \quad (4.46)$$

ในกรณีที่มีขั้วเป็นจำนวนจริง 2 ตัว จะเขียนฟังก์ชันโอนย้ายได้ว่า

$$G_{vs}(s) = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{v}_s(s)} = \frac{A_{vs} \cdot (1 - s/\omega_{zL})}{(1 + s/\omega_{p1})(1 + s/\omega_{p2})} \quad (4.47)$$

□ อิมพีแดนซ์ด้านเข้า วงรอบเปิด Z_{io} เมื่อ $\hat{i}_{X-p}, \hat{f}_s = 0$

คำนวณหาอิมพีแดนซ์ด้านเข้า วงรอบเปิด Z_{io} ได้ดังสมการที่ (4.48)

$$Z_{io}(s) = \frac{\hat{v}_s(s)}{\hat{i}_L(s)} = \frac{k_{io} \cdot (1 + s/\omega_{oin}Q_{in} + s^2/\omega_{oin}^2)}{(1 + s/\omega_{pin})} \quad (4.48)$$

เมื่อ $k_{io} = R + R_L + r_i$ (4.49)

และ $\omega_{pin} = \frac{1}{R(C + C_X)}, \omega_{oin} = \omega_{op}, Q_{in} = Q_{op}$ (4.50)

ในกรณีที่มีศูนย์เป็นจำนวนจริง 2 ตัว จะเขียนฟังก์ชันโอนย้ายได้ว่า

$$Z_{io}(s) = \frac{\hat{v}_s(s)}{\hat{i}_L(s)} = \frac{k_{io} (1 + s/\omega_{z1})(1 + s/\omega_{z2})}{(1 + s/\omega_{pin})} \quad (4.51)$$

เมื่อ $\omega_{z1} = \omega_{p1}$ และ $\omega_{z2} = \omega_{p2}$

□ อิมพีแดนซ์ด้านออก วงรอบเปิด Z_{oo} เมื่อ $\hat{v}_s, \hat{i}_{X-p}, \hat{f}_s = 0$ จากรูปที่ 4.12 คำนวณได้ว่า

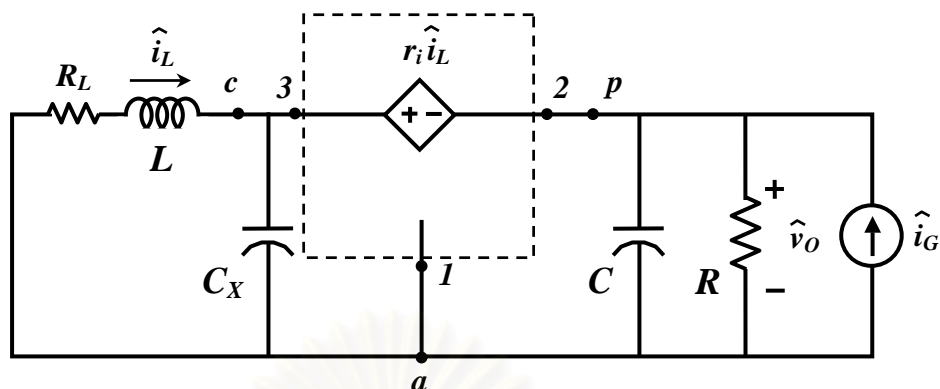
$$Z_{oo}(s) = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{i}_G(s)} = \frac{k_{oo} \cdot (1 + s/\omega_{zoo})}{1 + s/\omega_{op}Q_p + s^2/\omega_{op}^2} \quad (4.52)$$

เมื่อ $k_{oo} = R // (R_L + r_i) = \frac{R \cdot (R_L + r_i)}{(R + R_L + r_i)}$ (4.53)

$$\omega_{zoo} = \frac{R_L + r_i}{L} \quad (4.54)$$

ในกรณีที่มิใช่เป็นจำนวนจริง 2 ตัว จะเขียนฟังก์ชันโอนย้ายได้ว่า

$$Z_{oo}(s) = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{i}_G(s)} = \frac{k_{oo} \cdot (1 + s/\omega_{zoo})}{(1 + s/\omega_{p1})(1 + s/\omega_{p2})} \quad (4.55)$$



รูปที่ 4.12 วงจรที่ใช้คำนวณหาอิมพีแดนซ์ด้านออก วงรอบเปิด Z_{oo}

สามารถเขียนกราฟผลตอบแทนเชิงความถี่ของวงจรระดับที่ใช้กำลังควบคุมแรงดันกรณีนีมีการสูญเสียใน L และใช้แหล่งกระแสควบคุม i_x ที่ค่ายอดของกระแส $\langle i_{x-p} \rangle$ ไม่ขึ้นกับความถี่การสวิตช์ f_s ได้ดังรูปที่ 4.13 – 4.17

- รูปที่ 4.13 แสดงผลตอบแทนเชิงความถี่ของ $\langle i_{x-p} \rangle$ สู่ v_o จะเห็นได้ว่ามีค่าอัตราขยายไฟตรงประมาณ 30 db มีขั้วเป็นจำนวนจริง 2 ตัวเกิดที่ความถี่เท่ากับ 107.98 Hz และ 1.1944 kHz และมีศูนย์เป็นเลขเชิงซ้อนที่มีค่าตัวประกอบคุณภาพสูงมาก ซึ่งจะเกิดที่ความถี่เท่ากับ 8.4445 kHz

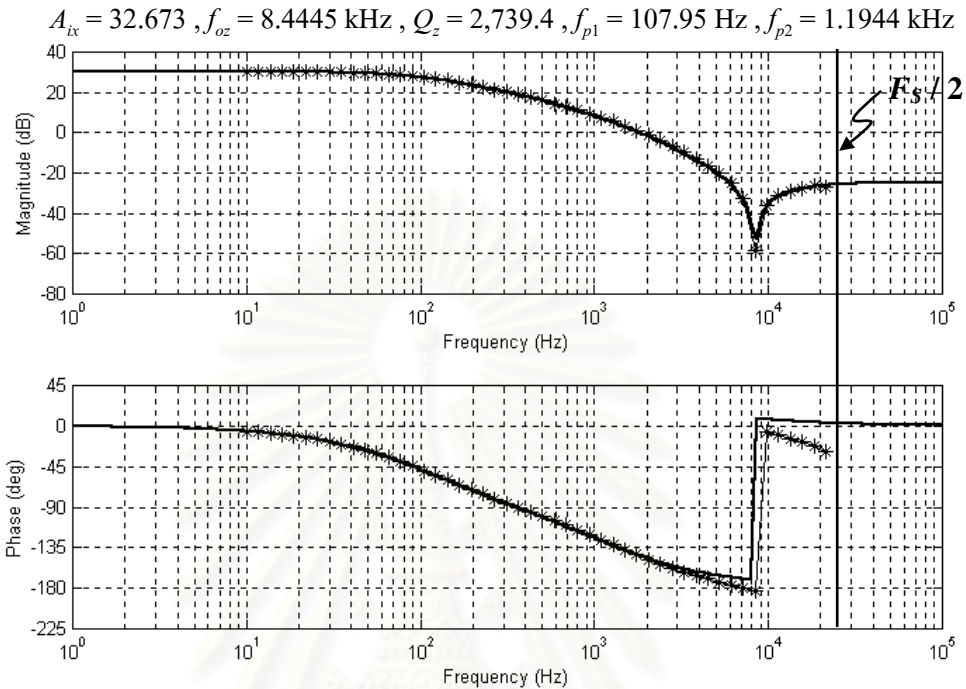
- รูปที่ 4.14 แสดงผลตอบแทนเชิงความถี่ของ f_s สู่ v_o จะเห็นได้ว่ามีลักษณะเหมือนกับกรณีนี $\langle i_{x-p} \rangle$ ซึ่งมีตำแหน่งของขั้วและศูนย์เหมือนกัน แต่มีค่าอัตราขยายไฟตรงประมาณ -75 db และเนื่องจาก v_o แปรผกผันกับ f_s จึงทำให้มุมเฟสหน้าหน้าไป 180°

- รูปที่ 4.15 แสดงผลตอบแทนเชิงความถี่ของ v_s สู่ v_o จะเห็นได้ว่ามีค่าอัตราขยายไฟตรงประมาณ -5 db และมีตำแหน่งของขั้วที่เดียวกับกรณีนี $\langle i_{x-p} \rangle$ นอกจากนั้นจะมีศูนย์ 1 ตัว เกิดที่ความถี่สูงกว่า $f_s/2$ ดังนั้นสามารถละเลยค่าศูนย์ได้

- รูปที่ 4.16 แสดงผลตอบแทนเชิงความถี่ของอิมพีแดนซ์ด้านเข้า จะเห็นได้ว่ามีค่าอัตราขยายไฟตรงประมาณ 45 db มีศูนย์เป็นจำนวนจริง 2 ตัว เกิดที่ตำแหน่งเดียวกับขั้วของกรณีนี $\langle i_{x-p} \rangle$ และมีขั้ว 1 ตัวที่เกิดจากผลของตัวเก็บประจุด้านออก C ซึ่งจะเกิดที่ความถี่เท่ากับ 46.069 Hz

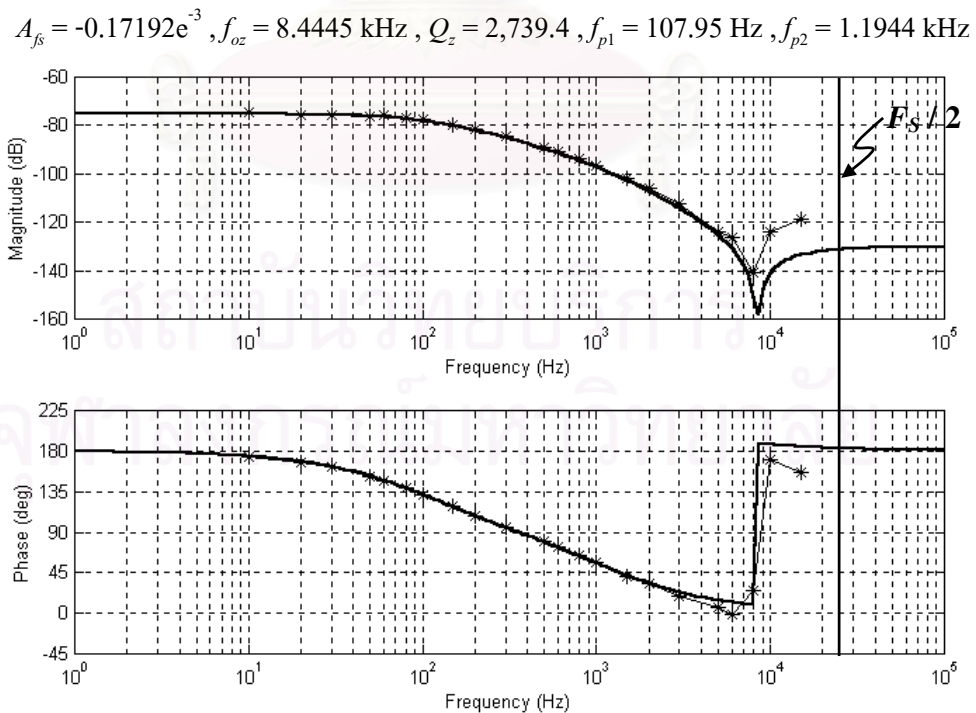
- รูปที่ 4.17 แสดงผลตอบแทนเชิงความถี่ของอิมพีแดนซ์ด้านออก จะเห็นได้ว่ามีค่าอัตราขยายไฟตรงประมาณ 33 db มีศูนย์ 1 ตัว ที่เกิดจากผลของตัวเหนี่ยวนำ L และความต้านทานสัญญาณขนาดเล็ก r_i ซึ่งศูนย์เกิดที่ความถี่เท่ากับ 1.2576 kHz และเนื่องจากอิมพีแดนซ์ด้านออก มีสมการคุณลักษณะเหมือนกับกรณีนี $\langle i_{x-p} \rangle$ จึงมีขั้วที่ตำแหน่งเดียวกันกับกรณีนี $\langle i_{x-p} \rangle$

พารามิเตอร์ในวงจร $V_s=24\text{V}$, $V_o=39.6814\text{V}$, $I_L=0.3968\text{A}$, $I_{x-p}=0.81\text{A}$, $F_s=50\text{ kHz}$, $R=100\Omega$,
 $L=10.326\text{mH}$, $R_L=0.2\Omega$, $C=34.513\mu\text{F}$, $C_x=34.4\text{nF}$, $r_x=59.331$, $r_i=81.392$, $k_f=-0.31219\text{e}^{-3}$



หมายเหตุ : — ผลการคำนวณ , *** ผลการจำลอง

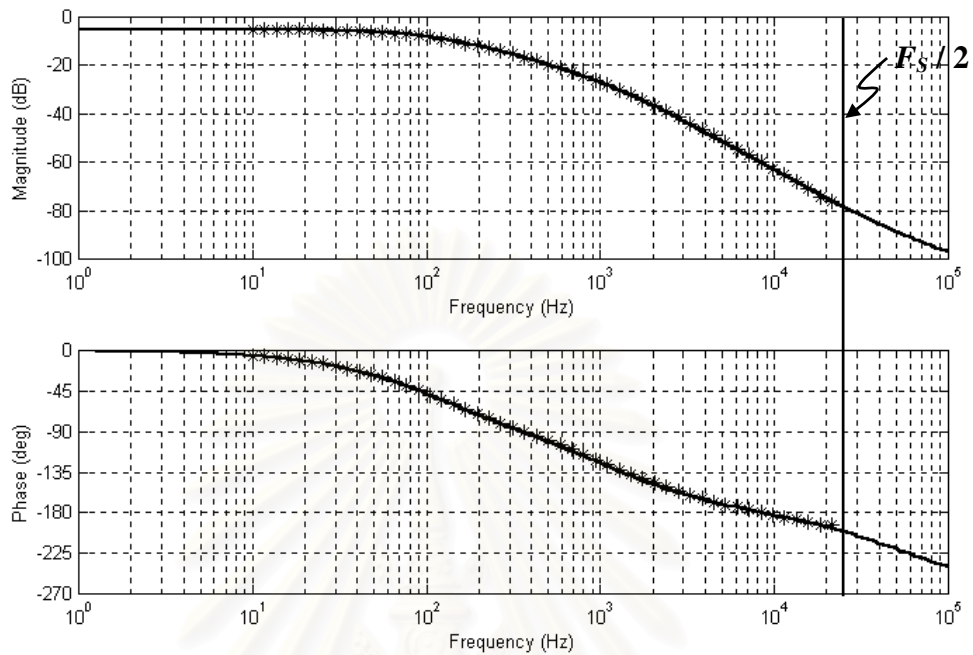
รูปที่ 4.13 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบเปิดของ $\langle i_{x-p} \rangle$ สู่แรงดันค้ำด้านออก v_o



หมายเหตุ : — ผลการคำนวณ , *** ผลการจำลอง

รูปที่ 4.14 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบเปิดของ f_s สู่แรงดันค้ำด้านออก v_o

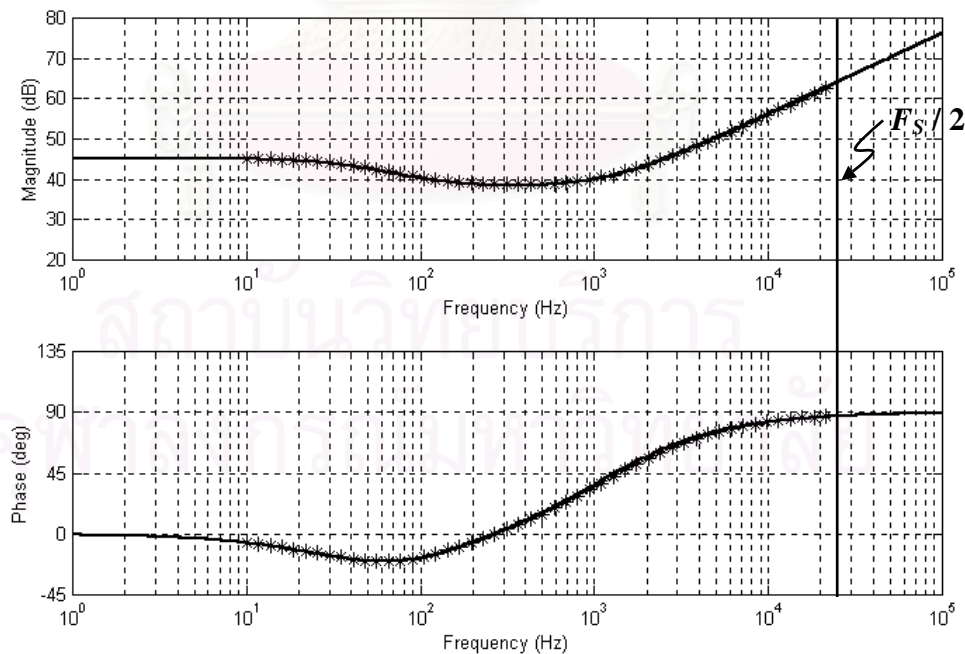
$$A_{vs} = 0.55069, f_z = 56.844 \text{ kHz}, f_{p1} = 107.95 \text{ Hz}, f_{p2} = 1.1944 \text{ kHz}$$



หมายเหตุ : — ผลการคำนวณ , *** ผลการจำลอง

รูปที่ 4.15 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบเปิดของ v_s สู่แรงดันด้านออก v_o

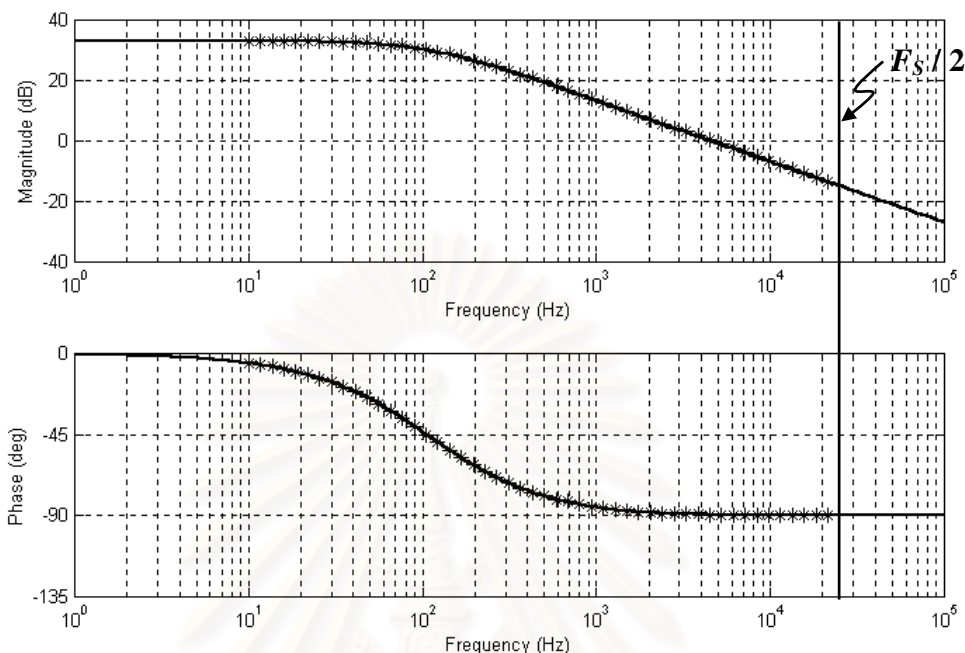
$$K_{io} = 181.59, f_{z1} = 107.95 \text{ Hz}, f_{z2} = 1.1944 \text{ kHz}, f_{pm} = 46.069 \text{ Hz}$$



หมายเหตุ : — ผลการคำนวณ , *** ผลการจำลอง

รูปที่ 4.16 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของอิมพีแดนซ์ด้านเข้า วงรอบเปิด Z_{in}

$$K_{oo} = 44.931, f_{zoo} = 1.2576 \text{ kHz}, f_{p1} = 107.95 \text{ Hz}, f_{p2} = 1.1944 \text{ kHz}$$



หมายเหตุ : — ผลการคำนวณ , *** ผลการจำลอง

รูปที่ 4.17 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของอิมพีแดนซ์ด้านออก วงรอบเปิด Z_{oo}

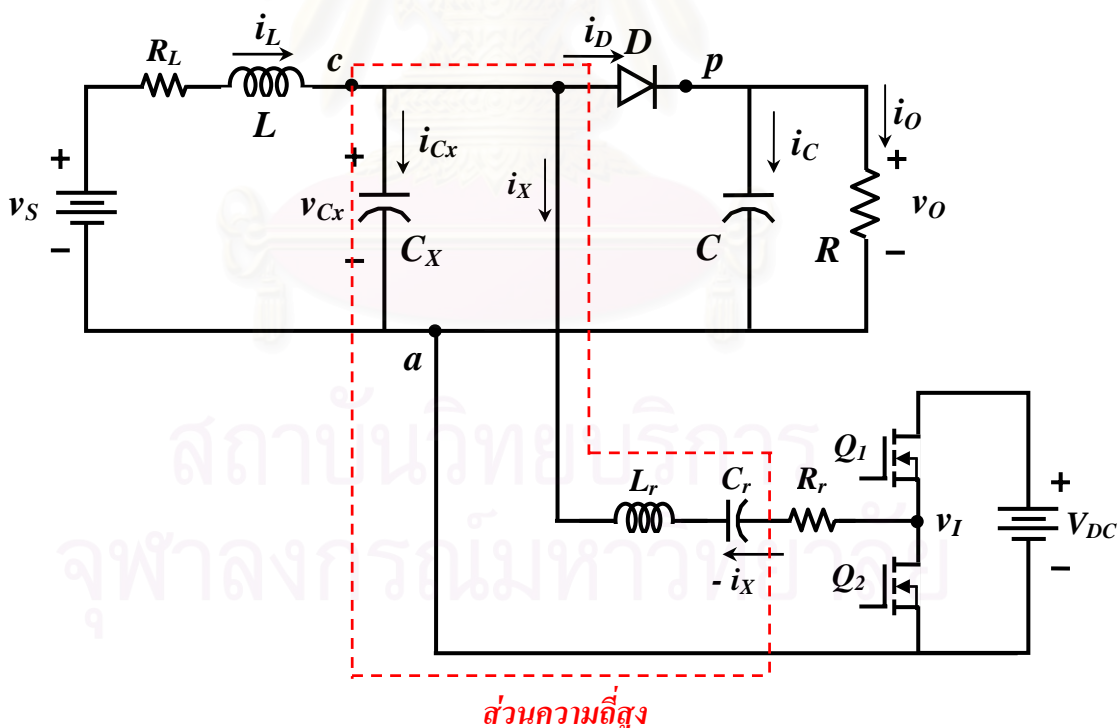
4.3 แบบจำลองของวงจร กรณีใช้วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์เป็นแหล่งกระแสควบคุม

เมื่อใช้วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์เป็นแหล่งกระแสควบคุมในวงจรทระดับที่ใช้กึ่งควบคุมแรงดัน จะทำให้วงจรมีอุปกรณ์สะสมพลังงานเรโซแนนซ์ที่มีขนาดเล็กและมีความถี่ธรรมชาติใกล้เคียงกับความถี่การสวิตช์ อุปกรณ์สะสมพลังงานนี้จะส่งผลต่อพฤติกรรมวงจรในย่านความถี่สูง ทำให้สมมุติฐานในการเฉลี่ยวจรมีความคลาดเคลื่อน แบบจำลองที่ได้จากวิธีการเฉลี่ยวจรในย่านความถี่สูงจะมีความคลาดเคลื่อนไปด้วย โดยส่วนใหญ่การสร้างแบบจำลองของวงจรที่มีอุปกรณ์สะสมพลังงานที่มีความถี่ธรรมชาติใกล้เคียงกับความถี่การสวิตช์จะใช้วิธีการสุ่มข้อมูล (Sampled Data) [10], [11] ซึ่งเป็นวิธีที่ซับซ้อนมาก

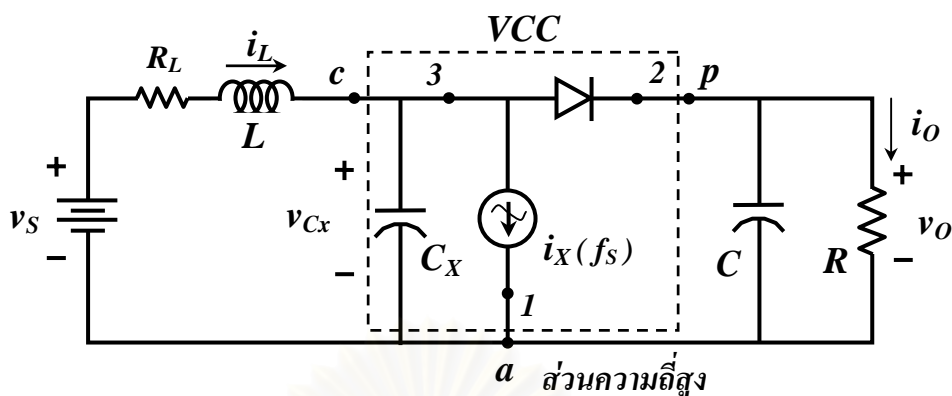
ถึงแม้ว่าแบบจำลองที่ได้จากวิธีการเฉลี่ยวจรจะไม่สามารถแทนวงจรในย่านความถี่สูงได้ แต่ในย่านความถี่ต่ำ แบบจำลองนี้ยังมีความถูกต้องอยู่และใช้วิเคราะห์พฤติกรรมของวงจรในย่านความถี่ต่ำได้ ดังนั้นในหัวข้อนี้จะใช้วิธีการเฉลี่ยวจรในการสร้างแบบจำลองของวงจรในย่านความถี่ต่ำ

4.3.1 แนวคิดในการสร้างแบบจำลอง ในย่านความถี่ต่ำ

รูปที่ 4.18 แสดงโครงสร้างของวงจรทบทระดับที่ใช้กึ่งควบคุมแรงดัน กรณีใช้วงจรถออินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์เป็นแหล่งกระแสควบคุม และมีการสูญเสียในตัวเหนี่ยวนำ L จากรูปสามารถแบ่งกลุ่มของอุปกรณ์สะสมพลังงานที่ส่งผลต่อผลตอบเชิงความถี่ออกเป็น 2 ส่วนคือ 1. ส่วนความถี่ต่ำ ประกอบด้วยตัวเหนี่ยวนำ L และตัวเก็บประจุ C เป็นอุปกรณ์สะสมพลังงานที่มีความถี่ธรรมชาติค่าต่ำ ส่งผลต่อผลตอบเชิงความถี่ของวงจรตลอดทั้งช่วงความถี่ และ 2. ส่วนความถี่สูง ประกอบด้วยตัวเหนี่ยวนำ L_r ตัวเก็บประจุ C_r และ C_x เป็นอุปกรณ์สะสมพลังงานที่มีความถี่ธรรมชาติค่าสูง อุปกรณ์นี้จะส่งผลต่อผลตอบเชิงความถี่ของวงจรในย่านความถี่สูง ในย่านความถี่ต่ำอาจละเลยผลของอุปกรณ์สะสมพลังงานที่มีความถี่ธรรมชาติค่าสูงเช่น L_r , C_r และ C_x ได้ ทำให้สามารถประมาณวงจรถออินเวอร์เตอร์ด้วยแหล่งกระแส i_x ที่มีค่ายอดของกระแส $\langle i_{x-p} \rangle$ ขึ้นกับจุดทำงานของวงจรและความถี่การสวิตช์ ดังรูปที่ 4.19 สังเกตได้ว่ารูปที่ 4.19 จะมีลักษณะเหมือนกับรูปที่ 4.2 ดังนั้นการหาแบบจำลองในย่านความถี่ต่ำของวงจร กรณีใช้วงจรถออินเวอร์เตอร์เป็นแหล่งกระแสควบคุม จะใช้วิธีเดียวกับหัวข้อ 4.2 ได้



รูปที่ 4.18 วงจรทบทระดับที่ใช้กึ่งควบคุมแรงดัน กรณีใช้วงจรถออินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์เป็นแหล่งกระแสควบคุม และมีการสูญเสียในตัวเหนี่ยวนำ L



รูปที่ 4.19 วงจรทบทระดับที่ใช้กิ่งควบคุมแรงดัน กรณีใช้วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์ เป็นแหล่งกระแสควบคุม ในย่านความถี่ต่ำๆ

4.3.2 แบบจำลองเฉลี่ยและแบบจำลองไฟตรง กรณีใช้วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์เป็นแหล่งกระแสควบคุม

เมื่อละเลยผลขององค์ประกอบสะสมพลังงาน L_r , C_r ในวงจรอินเวอร์เตอร์ จะทำให้ทั้งแบบจำลองเฉลี่ยและแบบจำลองไฟตรงของวงจรในกรณีใช้วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์เป็นแหล่งกระแสควบคุม มีลักษณะเหมือนกับกรณีที่ค่าขอดไม่ขึ้นกับความถี่การสวิตช์ ดังรูปที่ 4.6 และ 4.8 ตามลำดับ เพียงแต่ในกรณีของวงจรอินเวอร์เตอร์ค่าขอด $\langle i_{x-p} \rangle$ เป็นฟังก์ชันของแรงดันด้านเข้าของวงจรอินเวอร์เตอร์ V_{DC} , ความถี่การสวิตช์ f_s , ตัวต้านทานสมมูล R_{ic} และตัวเก็บประจุสมมูล C_{ic} ดังสมการที่ (3.46)

4.3.3 แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็ก กรณีใช้วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์เป็นแหล่งกระแสควบคุม

แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กในย่านความถี่ต่ำของวงจร กรณีใช้วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์เป็นแหล่งกระแสควบคุม ยังคงมีลักษณะเหมือนกับกรณีที่ค่าขอดไม่ขึ้นกับความถี่การสวิตช์ เพียงแต่การเปลี่ยนแปลงเล็กๆ ของตัวแปรต่างๆ ในวงจรจะมีผลต่อการเปลี่ยนแปลงของค่าขอด $\langle i_{x-p} \rangle$ ด้วยซึ่งสามารถคำนวณหาการเปลี่ยนแปลงของค่าขอด $\langle i_{x-p} \rangle$ และหาแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กในย่านความถี่ต่ำได้ดังนี้

4.3.3.1 การเปลี่ยนแปลงเล็กๆ ของค่าขอดของกระแสควบคุม $\langle i_{x-p} \rangle$

เมื่อพิจารณาวงจรในรูปที่ 4.18 เฉพาะในส่วนของวงจรอินเวอร์เตอร์และอาศัยแนวคิดในแทนวงจรทบทระดับด้วยอิมพีแดนซ์สมมูล จะได้วงจรอินเวอร์เตอร์ที่ใช้ในหาการเปลี่ยนแปลงเล็กๆ ของค่าขอดของกระแสควบคุม $\langle i_{x-p} \rangle$ ดังรูปที่ 4.20 โดยที่ R_{ic} และ C_{ic} เป็นฟังก์ชันของค่าขอด

ของกระแส $\langle i_{x-p} \rangle$, กระแสผ่านตัวเหนี่ยวนำ $\langle i_L \rangle$, ความถี่การสวิตช์ f_s ดังสมการที่ (3.24) และ (3.27) จากวงจรสามารถคำนวณค่ายอดของกระแสควม $\langle i_{x-p} \rangle$ ได้ดังสมการที่ (4.46) การเปลี่ยนแปลงเล็กน้อยของ $\langle i_{x-p} \rangle$ สามารถหาได้จากการหาอนุพันธ์ย่อยในสมการที่ (3.46) เทียบกับตัวแปร v_{dc} , f_s , R_{ic} และ C_{ic} ดังสมการที่ (4.57) คือ

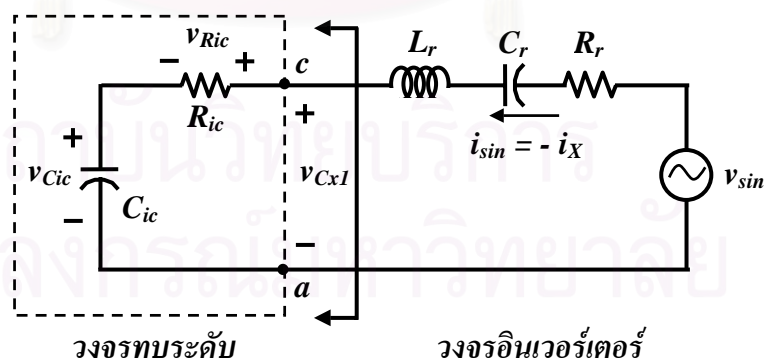
$$\hat{i}_{x-p} = h_v \cdot \hat{v}_{dc} + h_f \cdot \hat{f}_s + h_r \cdot \hat{R}_{ic} + h_c \cdot \hat{C}_{ic} \quad (4.57)$$

เมื่อ
$$h_v = \frac{\partial \langle i_{x-p} \rangle}{\partial v_{dc}} = \left(\frac{2}{\pi Z_{Or}} \right) \cdot \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{Q_{Lr}^2} + \left[\omega_{nr} - \frac{1}{\omega_{nr}} \cdot \left(1 + \frac{C_r}{C_{ic0}} \right) \right]^2}} \quad (4.58)$$

$$h_f = \frac{\partial \langle i_{x-p} \rangle}{\partial f_s} = \left(\frac{-4V_{DC}}{\omega_{Or} \cdot Z_{Or}} \right) \cdot \frac{\omega_{nr}^4 - (1 + C_r/C_{ic0})^2}{\left\{ \frac{\omega_{nr}^2}{Q_{Lr}^2} + \left[\omega_{nr}^2 - \left(1 + \frac{C_r}{C_{ic0}} \right) \right]^2 \right\}^{3/2}} \quad (4.59)$$

$$h_r = \frac{\partial \langle i_{x-p} \rangle}{\partial R_{ic}} = \left(\frac{-2V_{DC}}{\pi Z_{Or}^2 Q_{Lr}} \right) \cdot \frac{1}{\left\{ \frac{1}{Q_{Lr}^2} + \left[\omega_{nr} - \frac{1}{\omega_{nr}} \cdot \left(1 + \frac{C_r}{C_{ic0}} \right) \right]^2 \right\}^{3/2}} \quad (4.60)$$

$$h_c = \frac{\partial \langle i_{x-p} \rangle}{\partial C_{ic}} = \left(\frac{-2V_{DC}}{\pi Z_{Or}} \right) \cdot \frac{(C_r/C_{ic0}) \cdot [1 - (1/\omega_{nr}^2) \cdot (1 + C_r/C_{ic0})]}{\left\{ \frac{1}{Q_{Lr}^2} + \left[\omega_{nr} - \frac{1}{\omega_{nr}} \cdot \left(1 + \frac{C_r}{C_{ic0}} \right) \right]^2 \right\}^{3/2}} \quad (4.61)$$



รูปที่ 4.20 วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์อนุกรมสมมูล ที่ใช้คำนวณหาการเปลี่ยนแปลงเล็กน้อยของค่ายอดของกระแสควม $\langle i_{x-p} \rangle$

จากสมการที่ (3.24) พบว่า R_{ic} ขึ้นกับค่ายอดของกระแสควม $\langle i_{x-p} \rangle$, กระแสผ่านตัวเหนี่ยวนำ $\langle i_L \rangle$ และความถี่การสวิตช์ f_s ดังนั้นหาการเปลี่ยนแปลงเล็กน้อยของ R_{ic} ได้ว่า

$$\hat{R}_{ic} = g_{rx} \cdot \hat{i}_{X-p} + g_{ri} \cdot \hat{i}_L + g_{rf} \cdot \hat{f}_S \quad (4.62)$$

เมื่อ

$$g_{rx} = \frac{\partial R_{ic}}{\partial \langle i_{X-p} \rangle} = \frac{-\cos(2\pi t_{fn} + 2\theta) \cdot [1 - \cos(2\pi t_{fn})]}{\pi \cdot \omega_{S0} \cdot C_X \cdot I_{X-p}} \quad (4.63)$$

$$g_{ri} = \frac{\partial R_{ic}}{\partial \langle i_L \rangle} = \frac{\cos(2\pi t_{fn} + 2\theta) \cdot [1 - \cos(2\pi t_{fn})]}{\pi \cdot \omega_{S0} \cdot C_X \cdot I_L} \quad (4.64)$$

$$g_{rf} = \frac{\partial R_{ic}}{\partial f_S} = \frac{-R_{ic0}}{F_S} \quad (4.65)$$

จากสมการที่ (3.27) พบว่า C_{ic} ขึ้นอยู่กับค่ายอดของกระแสควม $\langle i_{X-p} \rangle$ และกระแสผ่านตัวเหนี่ยวนำ $\langle i_L \rangle$ ดังนั้นหาการเปลี่ยนแปลงเล็กน้อย ของ C_{ic} ได้ว่า

$$\hat{C}_{ic} = g_{cx} \cdot \hat{i}_{X-p} + g_{ci} \cdot \hat{i}_L \quad (4.66)$$

เมื่อ

$$g_{cx} = \frac{\partial C_{ic}}{\partial \langle i_{X-p} \rangle} = \frac{C_{ic0}^2 \cdot \sin(2\pi t_{fn} + 2\theta) \cdot [1 - \cos(2\pi t_{fn})]}{\pi \cdot C_X \cdot I_{X-p}} \quad (4.67)$$

$$g_{ci} = \frac{\partial C_{ic}}{\partial \langle i_L \rangle} = \frac{-C_{ic0}^2 \cdot \sin(2\pi t_{fn} + 2\theta) \cdot [1 - \cos(2\pi t_{fn})]}{\pi \cdot C_X \cdot I_L} \quad (4.68)$$

แทนสมการที่ (4.62) และ (4.66) ลงในสมการที่ (4.57) และจัดรูปของสมการใหม่ ได้ว่า

$$\hat{i}_{X-p} = m_v \cdot \hat{v}_{dc} + m_f \cdot \hat{f}_S + m_i \cdot \hat{i}_L \quad (4.69)$$

เมื่อ

$$m_v = \frac{h_v}{1 - h_r \cdot g_{rx} - h_c \cdot g_{cx}} \quad (4.70)$$

$$m_f = \frac{h_f + h_r \cdot g_{rf}}{1 - h_r \cdot g_{rx} - h_c \cdot g_{cx}} \quad (4.71)$$

$$m_i = \frac{h_r \cdot g_{ri} + h_c \cdot g_{ci}}{1 - h_r \cdot g_{rx} - h_c \cdot g_{cx}} \quad (4.72)$$

ในกรณีที่ประมาณให้ v_{dc} คงที่การเปลี่ยนแปลงเล็กน้อย ของค่า $\langle i_{X-p} \rangle$ จะขึ้นกับการเปลี่ยนแปลงของ f_S และ $\langle i_L \rangle$ ดังสมการที่ (4.73)

$$\hat{i}_{x-p} = m_f \cdot \hat{f}_s + m_i \cdot \hat{i}_L \quad (4.73)$$

4.3.3.2 แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กในย่านความถี่ต่ำ

เมื่อใช้วงจรถอดอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์เป็นแหล่งกระแส i_x ความสัมพันธ์ระหว่างการเปลี่ยนแปลงเล็กๆของกระแสที่ขั้วของอุปกรณ์สวิตช์ 3 ขั้วจะเหมือนกับกรณีที่ค่ายอดของกระแสไม่ขึ้นกับความถี่การสวิตช์ ดังสมการที่ (4.19) ซึ่งนำมาเขียนใหม่ คือ

$$\hat{i}_2 = \hat{i}_3 \quad (4.74)$$

กรณีแรงดันระหว่างขั้วของอุปกรณ์สวิตช์ 3 ขั้ว จะคล้ายกับกรณีที่ค่ายอดของกระแสไม่ขึ้นกับความถี่การสวิตช์ แต่การเปลี่ยนแปลงเล็กๆของค่า $\langle i_{x-p} \rangle$ จะขึ้นกับการเปลี่ยนแปลงของ f_s และ $\langle i_L \rangle$ ดังนั้นแทนสมการที่ (4.73) ลงในสมการที่ (4.23) จะได้ความสัมพันธ์ของแรงดันระหว่างขั้วของอุปกรณ์สวิตช์ 3 ขั้ว คือ

$$\hat{v}_{31} = \hat{v}_{21} - r_x \cdot (m_f \cdot \hat{f}_s + m_i \cdot \hat{i}_L) + r_i \hat{i}_L - k_f \hat{f}_s \quad (4.75)$$

จัดรูปสมการใหม่ได้ว่า

$$\hat{v}_{31} = \hat{v}_{21} + (r_i - r_x \cdot m_i) \cdot \hat{i}_L - (k_f + r_x \cdot m_f) \cdot \hat{f}_s \quad (4.76)$$

หรือ

$$\hat{v}_{31} = \hat{v}_{21} + r'_i \cdot \hat{i}_L - y_f \cdot \hat{f}_s \quad (4.77)$$

เมื่อกำหนดให้

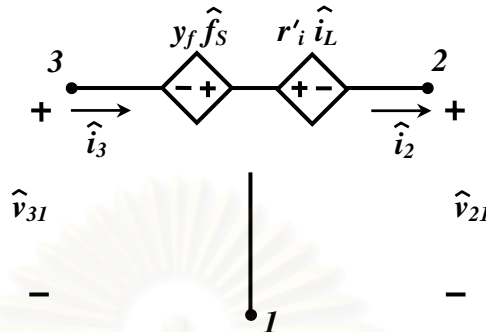
$$y_f = k_f + r_x \cdot m_f \quad (4.78)$$

และ

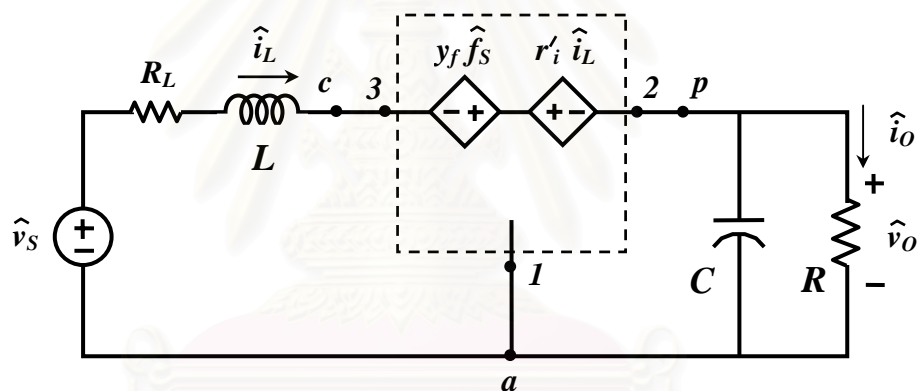
$$r'_i = r_i - r_x \cdot m_i \quad (4.79)$$

จากสมการที่ (4.74) และ (4.77) ได้แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของอุปกรณ์สวิตช์ 3 ขั้ว กรณีใช้วงจรถอดอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์เป็นแหล่งกระแสควบคุมดังรูปที่ 4.21 และได้วงจรมูลสัญญาณขนาดเล็กในย่านความถี่ต่ำของวงจรทระดับที่ใช้กิ่งควบคุมแรงดัน กรณีใช้วงจรถอดอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์เป็นแหล่งกระแสควบคุม ดังรูปที่ 4.22 สังเกตได้ว่าในย่านความถี่ต่ำจะละเลย

ตัวเก็บประจุ C_x เนื่องจาก C_x มีขนาดเล็กและส่งผลต่อผลตอบเชิงความถี่ของวงจรในย่านความถี่ต่ำ น้อยมาก



รูปที่ 4.21 แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของอุปกรณ์สวิตซ์ 3 ขั้ว
กรณีใช้วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์เป็นแหล่งกระแสควบคุม



รูปที่ 4.22 วงจรสมมูลสัญญาณขนาดเล็กในย่านความถี่ต่ำ ของวงจรทระดับที่ใช้กึ่งควบคุมแรงดัน
กรณีใช้วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์เป็นแหล่งกระแสควบคุม และมีการสูญเสียใน L

จากวงจรในรูปที่ 4.22 กำหนดหาฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบเปิดในย่านความถี่ต่ำของ
วงจรทระดับที่ใช้กึ่งควบคุมแรงดันกรณีใช้วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์เป็นแหล่งกระแสควบคุม
และมีการสูญเสียในตัวเหนี่ยวนำ L ได้ดังนี้

$$\text{ถ้ากำหนดให้} \quad A_{fs_inv} = y_f \cdot [R / (R + R_L + r'_i)] \quad (4.80)$$

$$A_{vs_inv} = R / (R + R_L + r'_i) \quad (4.81)$$

$$k_{io_inv} = R + R_L + r'_i \quad (4.82)$$

$$k_{oo_inv} = R // (R_L + r'_i) = \frac{R \cdot (R_L + r'_i)}{R + R_L + r'_i} \quad (4.83)$$

$$\omega'_{pin} = \frac{1}{RC} \quad (4.84)$$

$$\omega'_{zoo} = \frac{R_L + r'_i}{L} \quad (4.85)$$

ความถี่หักมุม

$$\omega'_{op} = \frac{1}{\sqrt{a'_2}} = \sqrt{\frac{R + R_L + r'_i}{LCR}} \quad (4.86)$$

ตัวประกอบคุณภาพ

$$Q'_p = \frac{1}{\omega'_{op} a'_1} = \frac{1}{\omega'_{op}} \cdot \left(\frac{R + R_L + r'_i}{L + CR(R_L + r'_i)} \right) \quad (4.87)$$

เมื่อ

$$a'_1 = \frac{L + CR(R_L + r'_i)}{(R + R_L + r'_i)} \quad (4.88)$$

$$a'_2 = \frac{LCR}{(R + R_L + r'_i)} \quad (4.89)$$

$$\omega'_{p1} \approx \omega'_{op} Q'_p = \frac{R + R_L + r'_i}{L + CR(R_L + r'_i)}; \text{ for } Q'_p \ll \frac{1}{2} \quad (4.90)$$

$$\omega'_{p2} \approx \frac{\omega'_{op}}{Q'_p} = \frac{L + CR(R_L + r'_i)}{LCR}; \text{ for } Q'_p \ll \frac{1}{2} \quad (4.91)$$

คำนวณฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบเปิดของวงจร ได้คือ

□ ฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบเปิดของตัวแปรควบคุม f_s ผู้แรงดันด้านออก v_o

$$G_{fs_inv}(s) = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{f}_s(s)} = \frac{A_{fs_inv}}{1 + s/\omega'_{op} Q'_p + s^2/\omega'^2_{op}} \quad (4.92)$$

ในกรณีที่ขั้วเป็นจำนวนจริง ได้ว่า

$$G_{fs_inv}(s) = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{f}_s(s)} = \frac{A_{fs_inv}}{(1 + s/\omega'_{p1})(1 + s/\omega'_{p2})} \quad (4.93)$$

□ ฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบเปิดของแรงดันด้านเข้า v_s ผู้แรงดันด้านออก v_o

$$G_{vs_inv}(s) = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{v}_s(s)} = \frac{A_{vs_inv}}{1 + s/\omega'_{op} Q'_p + s^2/\omega'^2_{op}} \quad (4.94)$$

ในกรณีที่ขั้วเป็นจำนวนจริง ได้ว่า

$$G_{vs_inv}(s) = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{v}_s(s)} = \frac{A_{vs_inv}}{(1+s/\omega'_{p1})(1+s/\omega'_{p2})} \quad (4.95)$$

□ อิมพีแดนซ์ด้านเข้า วงรอบเปิด Z_{io}

$$Z_{io_inv}(s) = \frac{\hat{v}_s(s)}{\hat{i}_L(s)} = \frac{k_{io_inv} \cdot (1+s/\omega'_{oin}Q'_{in} + s^2/\omega'^2_{oin})}{(1+s/\omega'_{pin})} \quad (4.96)$$

เมื่อ $\omega'_{in} = \omega'_p$ และ $Q'_{in} = Q'_p$ ในกรณีที่ศูนย์เป็นจำนวนจริง ได้ว่า

$$Z_{io_inv}(s) = \frac{\hat{v}_s(s)}{\hat{i}_L(s)} = \frac{k_{io_inv} \cdot (1+s/\omega'_{z1})(1+s/\omega'_{z2})}{(1+s/\omega'_{pin})} \quad (4.97)$$

เมื่อ $\omega'_{z1} = \omega'_{p1}$ และ $\omega'_{z2} = \omega'_{p2}$

□ อิมพีแดนซ์ด้านออก วงรอบเปิด Z_{oo}

$$Z_{oo_inv}(s) = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{i}_G(s)} = \frac{k_{oo_inv}(1+s/\omega'_{zoo})}{1+s/\omega'_{op}Q'_p + s^2/\omega'^2_{op}} \quad (4.98)$$

ในกรณีที่ขั้วเป็นจำนวนจริง ได้ว่า

$$Z_{oo_inv}(s) = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{i}_G(s)} = \frac{k_{oo_inv}(1+s/\omega'_{zoo})}{(1+s/\omega'_{p1})(1+s/\omega'_{p2})} \quad (4.99)$$

หาผลตอบสนองเชิงความถี่ในกรณีใช้วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์ เป็นแหล่งกระแสควมคุม ได้ดังรูปที่ 4.23 - 4.26 โดยให้วงจรมีค่าพารามิเตอร์และจุดทำงานสงบ ใกล้เคียงกับกรณีใช้แหล่งกระแสควมคุมที่มีค่ายอดไม่ขึ้นกับความถี่การสวิตช์

- รูปที่ 4.23 แสดงผลตอบเชิงความถี่ของ f_s สู่ v_o จะเห็นได้ว่าในย่านความถี่ต่ำกว่า 1 kHz ผลตอบเชิงความถี่ที่ได้จากการคำนวณ โดยใช้แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กในรูปที่ 4.22 จะสอดคล้องกับผลการจำลองมาก แต่ในย่านความถี่สูงจะมีความคลาดเคลื่อนมาก โดยมุมเฟสจะเริ่มคลาดเคลื่อนก่อน จากการคำนวณพบว่ามิตีค่าอัตราขยายไฟตรงประมาณ -45 db ซึ่งจะมีค่ามากกว่ากรณีที่ใช้แหล่งกระแสที่จ่ายไม่ขึ้นกับความถี่การสวิตช์ ในรูปที่ 4.14 เป็นผลมาจากค่า y_f ที่มากกว่าค่า k_f ฟังก์ชันโอนย้ายจะมีขั้วเป็นจำนวนจริง 2 ตัว เกิดที่ความถี่เท่ากับ 80.381 Hz และ 2.1203 kHz เมื่อเทียบกับรูปที่ 4.14 จะเห็นได้ว่าขั้วทั้งสองจะห่างกันมากกว่า เนื่องจากค่า r'_i ที่มากกว่าค่า r_i

- รูปที่ 4.24 แสดงผลตอบเชิงความถี่ของ v_s สู่ v_o จะเห็นได้ว่ามีลักษณะเหมือนกับกรณีของความถี่ของ f_s สู่ v_o เพียงแต่มีค่าอัตราขยายไฟตรงประมาณ -7.5 db ซึ่งถ้าเทียบกับกรณีที่ใช้แหล่งกระแสที่จ่ายไม่ขึ้นกับความถี่การสวิตช์ในรูปที่ 4.15 พบว่ามีค่าอัตราขยายไฟตรงน้อยกว่า เนื่องจากค่า r'_i ที่มากกว่าค่า r_i

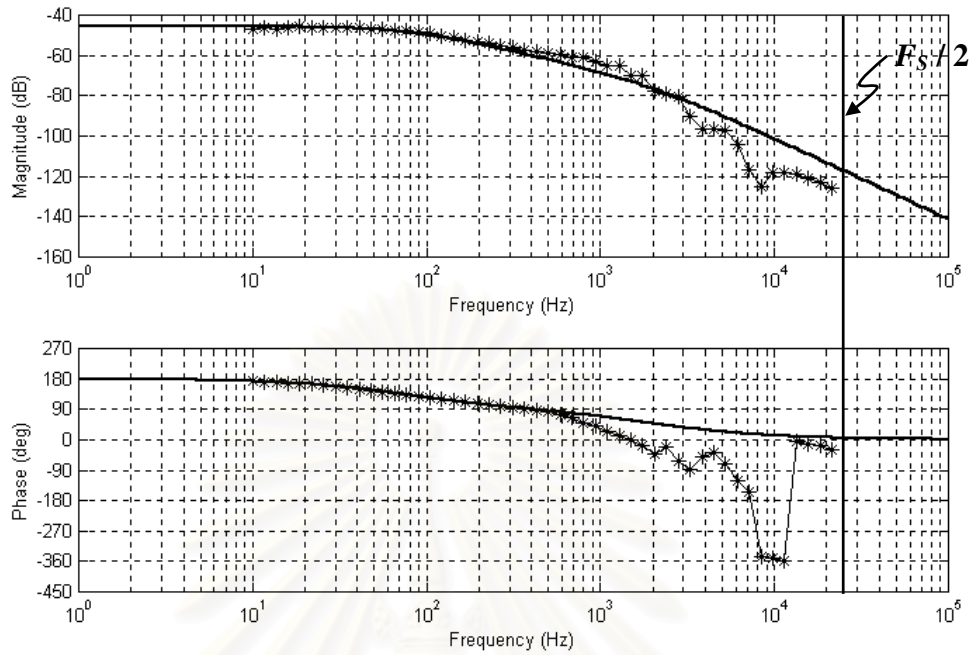
- รูปที่ 4.25 แสดงผลตอบเชิงความถี่ของอิมพีแดนซ์ด้านเข้า จะเห็นได้ว่ามีค่าอัตราขยายไฟตรงประมาณ 47 db มีศูนย์เป็นจำนวนจริง 2 ตัว เกิดที่ตำแหน่งเดียวกับขั้วของกรณี f_s และมีขั้ว 1 ตัวที่เกิดจากผลของตัวเก็บประจุด้านออก C ซึ่งจะเกิดที่ความถี่เท่ากับ 46.114 Hz

- รูปที่ 4.26 แสดงผลตอบเชิงความถี่ของอิมพีแดนซ์ด้านออก จะเห็นได้ว่ามีค่าอัตราขยายไฟตรงประมาณ 35 db มีศูนย์ 1 ตัว ที่เกิดจากผลของตัวเหนี่ยวนำ L และความต้านทานสัญญาณขนาดเล็ก r'_i ซึ่งศูนย์เกิดที่ความถี่เท่ากับ 2.1546 kHz และเนื่องจากอิมพีแดนซ์ด้านออก มีสมการคุณลักษณะเหมือนกับกรณี f_s จึงมีขั้วที่ตำแหน่งเดียวกันกับกรณี f_s

พารามิเตอร์ในวงจร $V_s=24$ V, $V_o=39.6814$ V, $I_L=0.3968$ A, $I_{x-p}=0.81$ A, $F_s=50$ kHz, $R=100$ Ω , $L=10.326$ mH, $R_L=0.2$ Ω , $C=34.513$ uF, $C_x=34.4$ nF, $L_r=2.46$ mH, $C_r=5.39$ nF, $R_r=1$ Ω , $V_{DC}=200$ V, $r_x=59.588$, $r'_i=139.59$, $y_f=-12.476e^{-3}$

จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

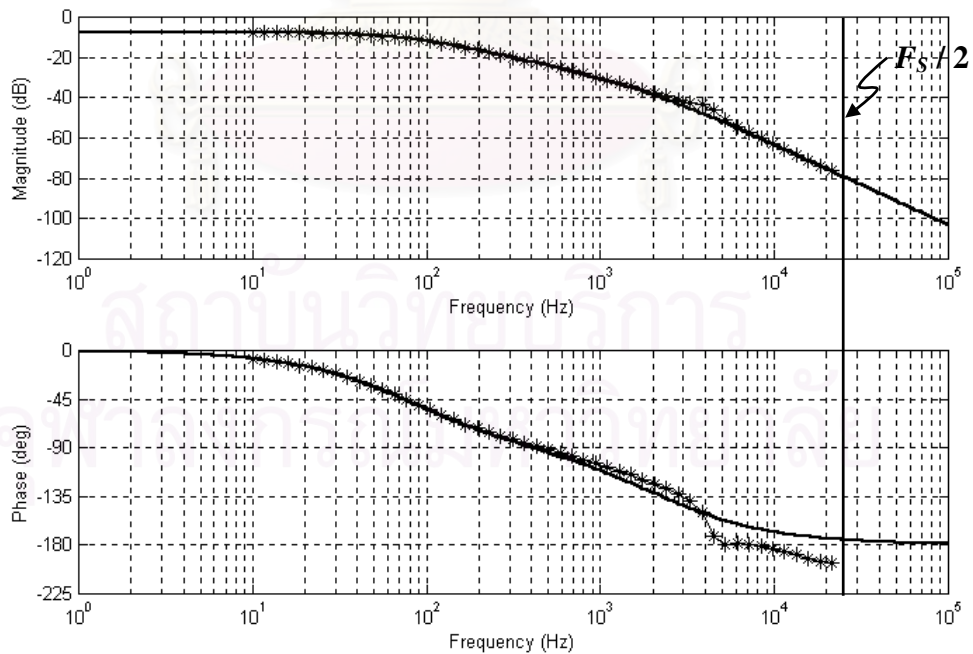
$$A_{fs_inv} = -5.203e^{-3}, f_{p1} = 80.381 \text{ Hz}, f_{p2} = 2.1203 \text{ kHz}$$



หมายเหตุ : — ผลการคำนวณ , *** ผลการจำลอง

รูปที่ 4.23 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของฟังก์ชันโอนย้ายของความถี่การสวิตช์ f_s ตู้แรงดันด้านออก v_o กรณีใช้วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์เป็นแหล่งกระแสควบคุม และมีการสูญเสียใน L

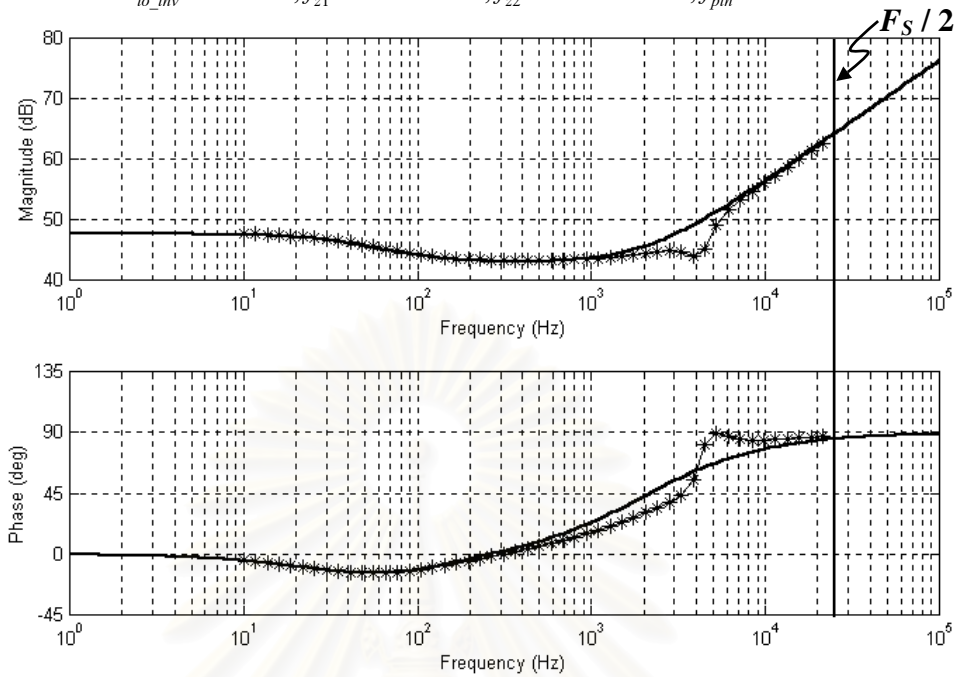
$$A_{vs_inv} = 0.41703, f_{p1} = 80.381 \text{ Hz}, f_{p2} = 2.1203 \text{ kHz}$$



หมายเหตุ : — ผลการคำนวณ , *** ผลการจำลอง

รูปที่ 4.24 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบเปิดของ v_s ตู้แรงดันด้านออก v_o กรณีใช้วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์เป็นแหล่งกระแสควบคุม และมีการสูญเสียใน L

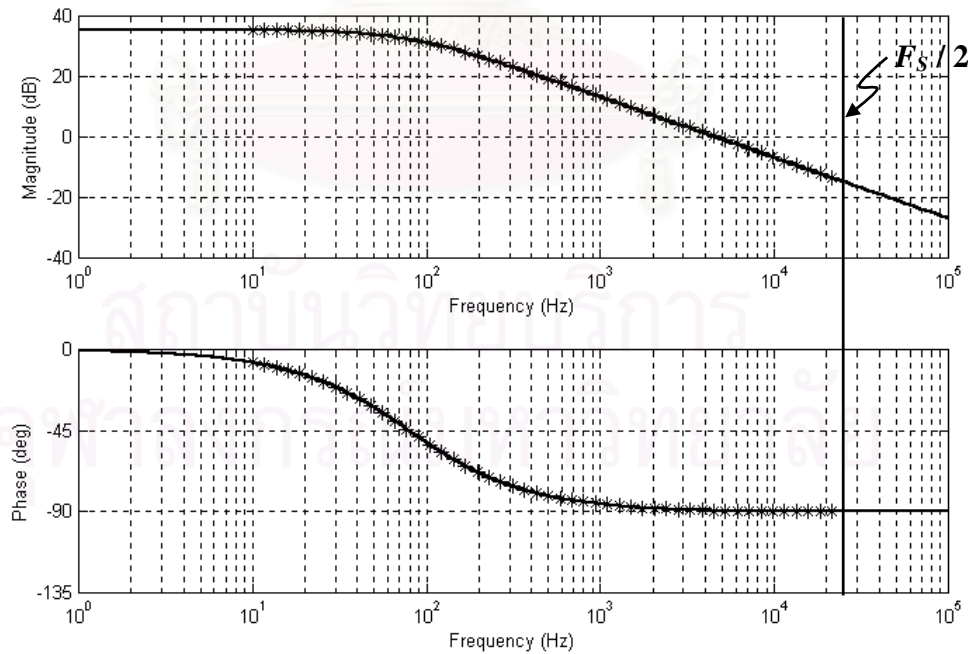
$$K_{io_inv} = 239.79, f_{z1} = 80.381 \text{ Hz}, f_{z2} = 2.1203 \text{ kHz}, f_{pin} = 46.114 \text{ Hz}$$



หมายเหตุ : — ผลการคำนวณ , *** ผลการจำลอง

รูปที่ 4.25 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของอิมพีแดนซ์ด้านเข้า วงรอบเปิด Z_{in}
กรณีใช้วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์เป็นแหล่งกระแสควบคุม และมีการสูญเสียใน L

$$K_{oo_inv} = 58.297, f_{zoo} = 2.1546 \text{ kHz}, f_{p1} = 80.381 \text{ Hz}, f_{p2} = 2.1203 \text{ kHz}$$



หมายเหตุ : — ผลการคำนวณ , *** ผลการจำลอง

รูปที่ 4.26 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของอิมพีแดนซ์ด้านออก วงรอบเปิด Z_{oo}
กรณีใช้วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์เป็นแหล่งกระแสควบคุม และมีการสูญเสียใน L

4.4 การจำลอง

เพื่อตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กที่คำนวณโดยใช้วิธีการเฉลี่ยวงจร ทั้งกรณีใช้แหล่งกระแสควบคุมที่มีค่าขอดไม่ขึ้นกับความถี่การสวิตช์ และกรณีใช้วงจรถืออินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์เป็นแหล่งกระแสควบคุม จะทำการจำลองวงจรด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ (PSPICE และ PSIM) โดยในรูปที่ 4.14 จะใช้โปรแกรม PSPICE จำลองวงจร ส่วนในรูปที่ 4.13, 4.15 - 4.17 และ 4.23 - 4.26 จะใช้โปรแกรม PSIM จำลองวงจร การเลือกใช้โปรแกรมคอมพิวเตอร์ จะเลือกตามความเหมาะสมในการจำลองวงจร จุดทำงานสงบที่ใช้ในการคำนวณจะใช้ค่าที่ได้จากการจำลองวงจร เพื่อละเลยความผิดพลาดจากการคำนวณไฟตรงของวงจร

- ในรูปที่ 4.13 – 4.17 แสดงผลตอบเชิงความถี่กรณีใช้แหล่งกระแสควบคุมที่มีค่าขอดไม่ขึ้นกับความถี่การสวิตช์ จะเห็นได้ว่าทั้งผลการคำนวณและผลการจำลองจะมีความสอดคล้องกันอย่างมาก โดยที่กรณีของค่าขอดคู่แรงดันด้านออก และความถี่การสวิตช์คู่แรงดันด้านออก จะเริ่มมีคลาดเคลื่อนที่ความถี่ประมาณ 9 kHz ส่วนกรณีของแรงดันด้านเข้าคู่แรงดันด้านออก อิมพีแดนซ์ด้านเข้าและอิมพีแดนซ์ด้านออก ผลการคำนวณและผลการจำลองจะใกล้เคียงกันจนถึง $F_s/2$

- ในรูปที่ 4.23 – 4.26 แสดงผลตอบเชิงความถี่กรณีใช้วงจรถืออินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์เป็นแหล่งกระแสควบคุม จะเห็นได้ว่าย่านความถี่ต่ำกว่า 1 kHz ทั้งผลการคำนวณและผลการจำลองจะมีความสอดคล้องกัน และในกรณีอิมพีแดนซ์ด้านออก ผลการคำนวณและผลการจำลองจะใกล้เคียงกันจนถึง $F_s/2$

4.5 สรุป

ในบทนี้ได้ใช้วิธีการเฉลี่ยวงจรและใช้แนวคิดของหน่วยสวิตช์ในการสร้างแบบจำลองของวงจรทบทระดับที่ใช้กึ่งควบคุมแรงดัน โดยคำนวณหาแบบจำลองเฉลี่ย แบบจำลองไฟตรง และแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของวงจรทั้งในกรณีใช้แหล่งกระแสควบคุมที่มีค่าขอดไม่ขึ้นกับความถี่การสวิตช์ และกรณีใช้วงจรถืออินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์เป็นแหล่งกระแสควบคุม พบว่า

1. แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของวงจรในกรณีใช้แหล่งกระแสควบคุมที่มีค่าขอดไม่ขึ้นกับความถี่การสวิตช์จะใช้วิเคราะห์พฤติกรรมด้านสัญญาณขนาดเล็กของวงจรได้อย่างถูกต้องจนถึงครึ่งหนึ่งของความถี่การสวิตช์ แต่แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของวงจรในกรณีใช้วงจรถืออินเวอร์เตอร์ จะใช้ได้ในช่วงความถี่ต่ำๆ เท่านั้นเนื่องจากได้ละเลยผลขององค์ประกอบสะสมพลังงานที่มีความถี่ธรรมชาติใกล้เคียงกับความถี่การสวิตช์

2. กรณีฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบเปิดของตัวแปรควบคุม $\langle i_{x-p} \rangle$ และ f_s คู่ v_o , กรณีแรงดันด้านเข้า v_s คู่ v_o และกรณีอิมพีแดนซ์ด้านออก วงรอบเปิดจะมีสมการคุณลักษณะ (Characteristic equation) ที่เหมือนกัน และในบางเงื่อนไขสามารถประมาณรากของสมการคุณลักษณะ (ขั้ว) เป็นจำนวนจริง 2 จำนวนได้ โดยขั้วที่ความถี่ต่ำจะเกิดจากผลของตัวเก็บประจุด้านออก C และขั้วที่ความถี่สูงจะเกิดจากผลของตัวเหนี่ยวนำ L บางฟังก์ชันโอนย้ายจะมีศูนย์ที่เกิดจาก L หรือ C_x
3. กรณีอิมพีแดนซ์ด้านเข้าวงรอบเปิด จะมีศูนย์อยู่ในตำแหน่งเดียวกับขั้วของกรณีตัวแปรควบคุม คู่แรงดันด้านออก นอกจากนั้นอิมพีแดนซ์ด้านเข้าจะมีขั้ว 1 ตัว ที่เกิดจากผลของตัวเก็บประจุ C
4. ผลตอบเชิงความถี่ของอิมพีแดนซ์ด้านออกวงรอบเปิด จะเป็นลักษณะของสมการอันดับ 1 ที่มีขั้ว 1 ตัวที่เกิดจากผลของตัวเก็บประจุด้านออก C และความต้านทานโหลด R เนื่องมาจากค่าศูนย์ จะไปหักล้างกับขั้วที่ความถี่สูงพอดี ซึ่งทั้งศูนย์และขั้วที่ความถี่สูงนี้จะเกิดจากผลของตัวเหนี่ยวนำ L

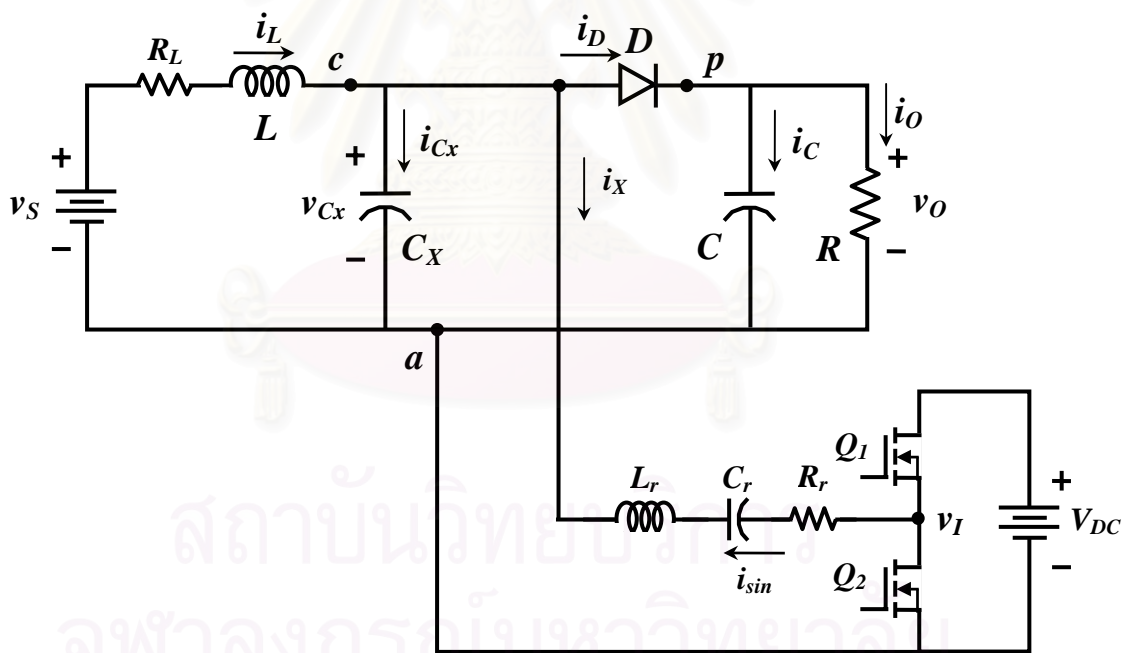
บทที่ 5

การออกแบบและสร้างวงจร

ในบทนี้จะนำวงจรทบทระดับที่ใช้กึ่งควบคุมแรงดัน กรณีใช้วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์เป็นแหล่งกระแสควบคุม มาออกแบบและสร้างเป็นวงจรจริงเพื่อทำหน้าที่เป็นแหล่งจ่ายคุมค่าแรงดันไฟตรง

5.1 การออกแบบและสร้างวงจรในภาคกำลัง

วงจรในส่วนของภาคกำลัง (Power Stage) ประกอบด้วยส่วนของวงจรทบทระดับ และส่วนของวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์อนุกรม ดังรูปที่ 5.1 ข้อมูลที่ต้องทราบในการออกแบบคือ



รูปที่ 5.1 วงจรทบทระดับที่ใช้กึ่งควบคุมแรงดัน ในส่วนของภาคกำลัง (Power Stage)

5.1.1 ข้อมูลที่ต้องทราบในการออกแบบ

ข้อกำหนดในการออกแบบ

- แรงดันด้านเข้า (input voltage: V_S)
- แรงดันบัสไฟตรงของวงจรอินเวอร์เตอร์ (inverter bus voltage : V_{DC})
- แรงดันด้านออก (output voltage : V_O)
- กระแสด้านออก (output current : I_O)
- กำลังด้านออก (output power : P_O)
- ค่าระลอกของแรงดันด้านออก (output ripple voltage)
- ค่าระลอกของกระแสผ่านตัวเหนี่ยวนำ (inductor ripple current)
- การคงค่าแรงดันด้านออก (load regulation)
- การคงค่าแรงดันด้านเข้า (line regulation)

ขีดจำกัดในการออกแบบ

- แรงดันด้านออก (V_O) ของวงจรทระดับ \geq แรงดันด้านเข้า (V_S) เสมอ
- ค่ายอดของกระแสในวงจรอินเวอร์เตอร์ $I_{X-p} >$ กระแสผ่านตัวเหนี่ยวนำ I_L เสมอ
- ความถี่การสวิตช์ $F_S >$ ความถี่เรโซแนนซ์ของวงจรอินเวอร์เตอร์ f_o เสมอ เพื่อให้วงจรอินเวอร์เตอร์ทำงานที่แรงดันศูนย์ (ZVS)

พฤติกรรมการทำงานของวงจร

- แหล่งกระแสควบคุม i_x ควรมีรูปคลื่นเป็นไซน์ หรือใกล้เคียง
- ตัวประกอบคุณภาพในวงจรอินเวอร์เตอร์ Q_L ควรมีค่าสูง และ $\omega_n = F_S / f_o$ ควรมีค่ามากกว่า 1 เล็กน้อย

5.1.2 ขั้นตอนการออกแบบวงจรทระดับที่ใช้กิ่งควบคุมแรงดัน

ขั้นที่ 1 # พิจารณาหาจุดการทำงานที่มีขีดจำกัดมากที่สุด (worst case)

- จากข้อมูลทางด้านขีดจำกัดพบว่า จะต้องออกแบบวงจรให้มีค่า I_{X-p} และความถี่การสวิตช์ F_S ที่ทำให้ตลอดย่านการทำงานของวงจร $I_{X-p} > I_L$ และ $F_S > f_o$ เสมอ จากการวิเคราะห์ในบทที่ 3 พบว่ากรณีที่มีการคุมค่าแรงดันด้านออก V_O ให้คงที่ (รูปที่ 3.16) ถ้าออกแบบวงจรให้ความถี่การสวิตช์ F_S ค่าต่ำที่สุดมีค่ามากกว่าความถี่เรโซแนนซ์ f_o แล้ว วงจรจะมี $F_S > f_o$ เสมอ ซึ่งจุดที่ความถี่การสวิตช์ F_S ต่ำที่สุด จะมีค่ายอดของกระแส I_{X-p} มากที่สุด อัตราการแปลงผันมากที่สุด

และโหลดมากที่สุด ดังนั้นจุดการทำงานที่มีขีดจำกัดมากที่สุด (worst case) คือ จุดที่ V_{S_min} , I_{O_max} , R_{min} , I_{X-p_max} และ F_{S_min}

ขั้นที่ 2 # กำหนดค่าความถี่การสวิตช์ F_S ต่ำสุด (F_{S_min}) และค่าอัตราส่วนของกระแสที่จุด worst case

- โดย F_{S_min} จะต้องมีค่าไม่สูงมากจนเกินไป เนื่องจากจะมีปัญหาในการขับนำสวิตช์ และกำลังสูญเสียในวงจร แต่จะต้องไม่ต่ำกว่าขีดจำกัดของไอซีที่ใช้ขับนำสวิตช์ไวงาน
- เลือกอัตราส่วนของกระแส I_{L_max} / I_{X-p_max} (ประมาณ 0.5- 0.9) เพื่อใช้คำนวณหาค่ายอดของกระแส I_{X-p_max}

ขั้นที่ 3 # คำนวณหาค่า θ , t_{fn} และ μ_0 ที่จุด worst case

ขั้นที่ 4 # คำนวณหาค่าของตัวเก็บประจุ C_X และเลือกค่าที่มีขายตามท้องตลาดที่มีค่าใกล้เคียงกับค่าที่ได้มาจากการคำนวณ

□ จากสมการ
$$V_O = V_S + \mu_0 \cdot V_{XX} \quad (5.1)$$

จัดรูปใหม่ได้
$$V_{XX} = \frac{V_O - V_S}{\mu_0} \quad (5.2)$$

แต่ $V_{XX} = \frac{I_{X-p}}{\omega_{S0} C_X}$ จะได้ค่า C_X ออกมา

- เลือกค่าของตัวเก็บประจุ C_X (ประมาณ 10 – 100 nF) ที่มีขายตามท้องตลาด ซึ่งมีค่าใกล้เคียงกับค่าที่คำนวณ (ถ้า C_X มากกว่าค่าที่คำนวณได้ ค่า V_O จะน้อยกว่าค่าจริง)

ขั้นที่ 5 # คำนวณหาค่า I_{X-p_max} ที่จุด worst case ใหม่จากค่าตัวเก็บประจุ C_X ที่เลือก

ขั้นที่ 6 # คำนวณหาค่า I_{L_max} / I_{X-p_max} , θ , t_{in} และ μ_0 ใหม่ที่จุด worst case จากค่า I_{X-p_max} ในขั้นที่ 5 และค่า C_X ที่เลือก

ขั้นที่ 7 # คำนวณหาค่า V_{Cxl} , θ_{Vcxl} และค่าของ R_{ic} และ C_{ic}

ขั้นที่ 8 # คำนวณหาค่าของ L_r และ C_r ของวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์

- 8.1 เลือกค่าความถี่เรโซแนนซ์ f_o ให้มีค่าต่ำกว่าและใกล้เคียงกับค่า F_{S_min} เพื่อให้วงจรทำงานแบบ ZVS ตามขีดจำกัดของวงจร และมีค่าความถี่พัลส์ฐาน ω_n ก่อนข้างต่ำ

- 8.2 ค่าความต้านทาน R_L แทนการสูญเสียในวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์อนุกรม มีค่าประมาณ $0.1 - 2 \Omega$
- 8.3 คำนวณค่าตัวเก็บประจุ C_s และ C_r

จากสมการ
$$Z = Z_o \sqrt{Q_L^2 + \left(\omega_n - \frac{1}{\omega_n}\right)^2} \quad (5.3)$$

เมื่อ $Z = \left| \frac{2V_{DC}}{\pi} \right| \cdot \left| \frac{1}{I_{X-p-max}} \right|$, $Q_L = \frac{Z_o}{R_s}$ และ $\omega_n = \frac{F_{S-min}}{f_o}$ จัดรูปใหม่ได้ว่า

$$Z_o = \frac{\sqrt{\left(\frac{2V_{DC}}{\pi \cdot I_{X-p-max}}\right)^2 - R_s^2}}{\frac{F_{S-min}}{f_o} - \frac{f_o}{F_{S-min}}} \quad (5.4)$$

แต่จากสมการที่ (3.30) ได้ว่า
$$Z_o = \frac{1}{\omega_o C_s} \quad (5.5)$$

แทนสมการที่ (5.5) ลงในสมการที่ (5.4) คำนวณหา C_s ได้ และคำนวณหา C_r ได้จากสมการที่ (5.6)

$$C_r = \frac{C_{ic} \cdot C_s}{C_{ic} - C_s} \quad (5.6)$$

- 8.4 เลือกค่าของตัวเก็บประจุ C_r ที่มีขายตามท้องตลาด
ถ้า C_r (ที่เลือก) $< C_r$ (ที่ได้จากการคำนวณ) จะทำให้ $Z_o > Z_o$ (คำนวณ) และ $Q_L > Q_L$ (คำนวณ) ค่ายอดของกระแส I_{X-p} จะน้อยกว่าค่าที่ได้จากการคำนวณ
- 8.5 จากค่า f_o และ C_r ที่เลือก คำนวณหา L_r โดยใช้สมการที่ (3.29)
- 8.6 คำนวณค่า Z_o , Q_L , Z , θ_z ใหม่จากค่า C_r และ L_r ที่เลือกไว้

ขั้นที่ 9# คำนวณค่า L , C , V_{C_x-max} , I_{D-max} , V_{D-max} ของวงจรทบระดับ ที่มีค่ามากที่สุดในช่วงการทำงานตามข้อกำหนดของวงจร

- 9.1 คำนวณค่าของตัวเหนี่ยวนำ L จากค่าระลอกของกระแสผ่านตัวเหนี่ยวนำ

ถ้ากำหนดให้ค่าระลอกของกระแสผ่านตัวเหนี่ยวนำ $Ripple_i_L = \frac{\Delta I_L}{I_L} \times 100\%$ ได้ว่า

$$\Delta I_L = \frac{Ripple_i_L \times I_L}{100} \quad (5.7)$$

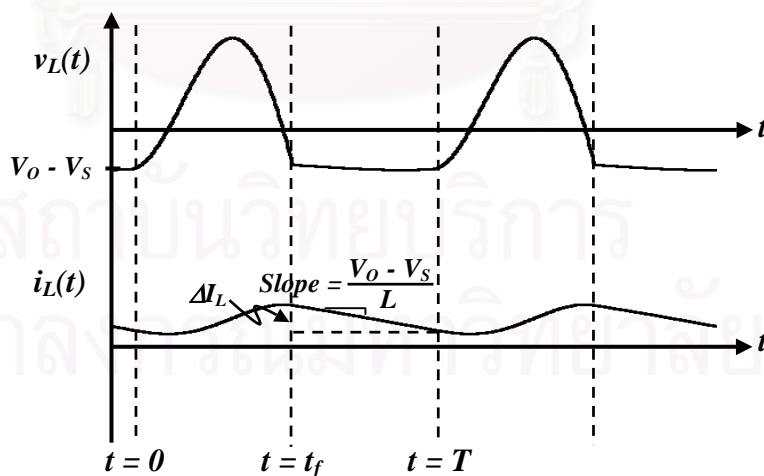
จากรูปคลื่นของกระแสผ่านตัวเหนี่ยวนำในรูปที่ 5.2 คำนวณได้ว่า

$$\Delta I_L \approx \left(\frac{V_o - V_s}{L} \right) \cdot (1 - t_{fn}) \cdot T \quad (5.8)$$

ค่า ΔI_L จะมากที่สุด เมื่อ $V_o - V_s$ มีค่ามากที่สุด, $(1 - t_{fn})$ มากที่สุด, T มากที่สุด และ L น้อยที่สุด ดังนั้นจะต้องเลือกค่าตัวเหนี่ยวนำ L ที่มีค่าน้อยที่สุด ที่ยังคงให้ค่าระลอกของกระแสอยู่ในข้อกำหนดคือ

$$L \geq \frac{(V_o - V_{s_min}) \cdot (1 - t_{fn_min})}{\Delta I_{L_max} \cdot F_{s_min}} \quad (5.9)$$

แต่เพื่อความสะดวกในการคำนวณจะใช้ค่า t_{fn} ที่จุด worst case



รูปที่ 5.2 รูปคลื่นของแรงดันคร่อมตัวเหนี่ยวนำ v_L และกระแสผ่านตัวเหนี่ยวนำ i_L

□ 9.2 กำหนดค่าของตัวเก็บประจุ C จากค่าระลอกของแรงดันด้านออก

ถ้าตัวเก็บประจุมีค่า ESR น้อย ระลอกของแรงดันด้านออกส่วนใหญ่จะเกิดจากประจุที่ตัวเก็บประจุคายออกมา ให้ค่าระลอกของแรงดันด้านออก $Ripple_v_o = \frac{\Delta V_o}{V_o} \times 100\%$ ได้ว่า

$$\Delta V_o = \frac{Ripple_v_o \times V_o}{100} \quad (5.10)$$

จากรูปคลื่นของแรงดันด้านออกในรูปที่ 5.3 ประมาณได้ว่าในช่วงเวลา $0 - t_f$ ตัวเก็บประจุ C คายประจุด้วยกระแสเกือบคงตัวเท่ากับกระแสด้านออก I_o ดังนั้น

$$\Delta V_o = \frac{\Delta Q}{C} \approx \frac{I_o \cdot t_{fn} \cdot T}{C} \quad (5.11)$$

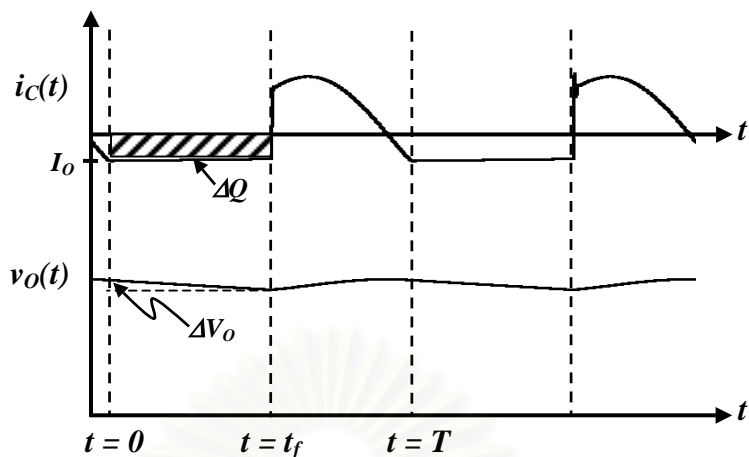
แต่ $I_o = \frac{V_o}{R}$ แทนในสมการที่ (5.11) ได้ว่า

$$\Delta V_o \approx \frac{V_o \cdot t_{fn} \cdot T}{R \cdot C} \quad (5.12)$$

ค่า ΔV_o จะมากที่สุด เมื่อ I_o มากที่สุด หรือ R น้อยที่สุด , t_{fn} มากที่สุด , T มากที่สุด , และ C น้อยที่สุด ดังนั้นจะต้องเลือกค่าตัวเก็บประจุ C ที่มีค่าน้อยที่สุด ที่ยังคงให้ค่าระลอกของแรงดันด้านออกอยู่ในข้อกำหนดคือ

$$C \geq \frac{V_o \cdot t_{fn_max}}{\Delta V_o \cdot R_{min} \cdot F_{S_min}} \quad (5.13)$$

แต่เพื่อความสะดวกในการคำนวณจะใช้ค่า t_{fn} ที่จุด worst case



รูปที่ 5.3 รูปคลื่นของกระแสผ่านตัวเก็บประจุ C และแรงดันด้านออก V_o

□ 9.3 กำหนดหา V_{Cx_max}

อาศัยสมการที่ (2.8) ค่า V_{Cxp} ในย่านการทำงานจะมีค่ามากที่สุดที่จุด worst case เมื่อ

I_{X-p_max} และ F_{S_min} กำหนดค่า V_{Cx_max} ได้ดังสมการที่ (5.14)

$$V_{Cx_max} = \begin{cases} |V_o| & ; |V_{Cxp}|_{max} \leq |V_o| \\ |V_{Cxp}|_{max} & ; |V_{Cxp}|_{max} > |V_o| \end{cases} \quad (5.14)$$

□ 9.4 กำหนดหา I_{D_max} โดยอาศัยสมการที่ (2.16) เขียนใหม่ได้ว่า

$$I_{D_max} = \begin{cases} I_L - I_{X-p} \cdot \sin(2\pi t_{fn} + \theta) & ; 0 < \left(\frac{I_L}{I_{X-p}}\right) \leq 0.2173 \\ I_L + I_{X-p} & ; 0.2173 < \left(\frac{I_L}{I_{X-p}}\right) \leq 1 \end{cases} \quad (5.15)$$

□ 9.5 กำหนดหา V_{D_max} ได้ดังสมการที่ (5.16) คือ

$$V_{D_max} = |V_{Cxp_max} - V_o| \quad (5.16)$$

ขั้นที่ 10# กำหนดหาค่า V_{cr_max} , I_{Lr_max} , V_{Q1_max} , V_{Q2_max} , I_{Q1_max} , I_{Q2_max} ของวงจรอินเวอร์เตอร์

ในช่วงการทำงานตามข้อกำหนดของวงจร

- 10.1 กำหนดหาแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ C_r สูงสุด

$$V_{Cr_max} = \frac{I_{X-p_max}}{2\pi F_{S_min} \cdot C_r} \quad (5.17)$$

- 10.2 กำหนดหากระแสผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_r สูงสุด

$$I_{Lr_max} = I_{X-p_max} \quad (5.18)$$

- 10.3 กำหนดหาแรงดันคร่อมสวิตช์ไวงาน Q_1 และ Q_2 สูงสุด

$$V_{Q1_max} = V_{Q2_max} = V_{DC} \quad (5.19)$$

- 10.4 กำหนดหากระแสผ่านสวิตช์ไวงาน Q_1 และ Q_2 สูงสุด

$$I_{Q1_max} = I_{Q2_max} = I_{X-p_max} \quad (5.20)$$

5.1.3 ตัวอย่างการออกแบบแหล่งจ่ายคุมค่าแรงดันไฟตรง

ในหัวข้อนี้จะแสดงตัวอย่างการออกแบบวงจรทระดับที่ใช้กิ่งควบคุม เพื่อทำหน้าที่เป็นแหล่งจ่ายคุมค่าแรงดันไฟตรง มีข้อกำหนดของวงจรคือ

ข้อกำหนดของวงจร : วงจรต้นแบบ แหล่งจ่ายคุมค่าแรงดันไฟตรง

แรงดันด้านเข้า (V_S) = 24 Vdc \pm 10% (21.6 – 26.4 V)

แรงดันบัสไฟตรงของวงจรอินเวอร์เตอร์ (V_{DC}) = 240 Vdc

แรงดันด้านออก (V_O) = 48 Vdc

กระแสด้านออก (I_O) = 0.2 – 2 Adc (R = 240 – 24 Ω)

กำลังด้านออก (P_O) = 96 Watt (max)

ค่าระลอกของแรงดันด้านออก = 5 % max of V_O

ค่าระลอกของกระแสผ่านตัวเหนี่ยวนำ = 10 % of I_O max

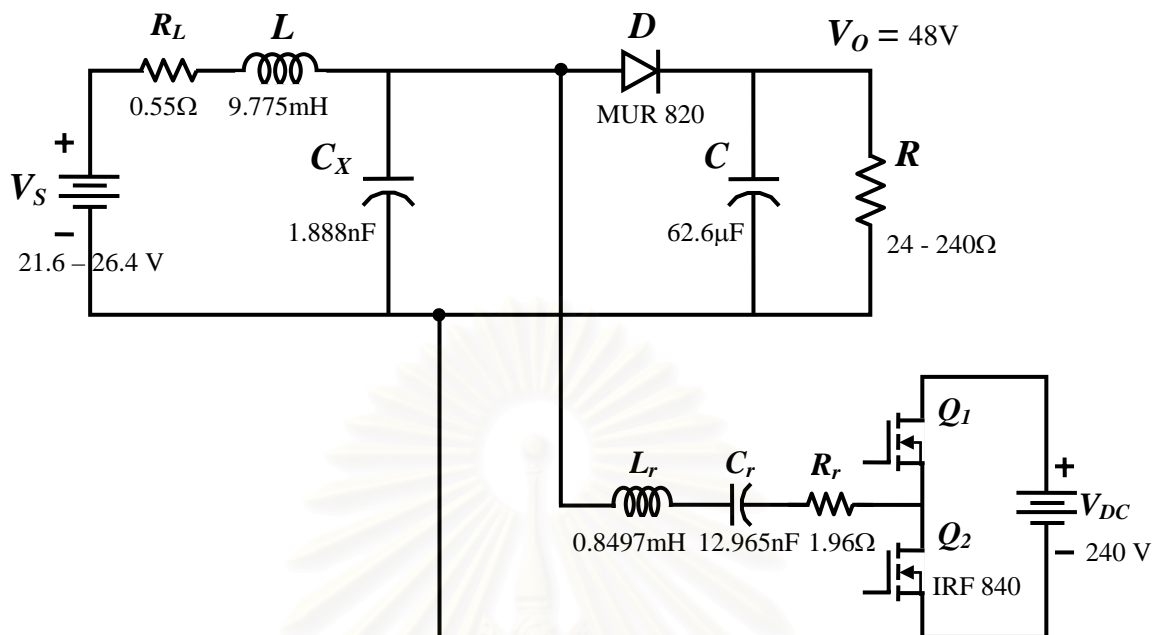
การคงค่าแรงดันด้านออก (load regulation) = \pm 1%

การคงค่าแรงดันด้านเข้า (line regulation) = \pm 1%

ขั้นตอนการออกแบบ :

- ขั้นที่ 1 # - จุด worst case คือ $V_{S_{min}} = 21.6 \text{ V}$, $I_{O_{max}} = 2 \text{ A}$, $R_{min} = 24 \Omega$, $I_{X-p_{max}}$ และ $F_{S_{min}}$
- ขั้นที่ 2 # - เลือก $F_{S_{min}} = 55 \text{ kHz}$
- เลือก $I_{L_{max}} / I_{X-p_{max}} = 0.9$ ดังนั้น $I_{X-p_{max}} = 2.2222 \text{ A}$
- ขั้นที่ 3 # - คำนวณได้ว่า $\theta = 64.158^\circ$, $t_{fn} = 0.21687$ และ $\mu_0 = 0.0073108$
- ขั้นที่ 4 # - คำนวณได้ว่าค่า $C_x = 1.780765 \text{ nF}$
- เลือกค่า $C_x = 1.888 \text{ nF}$
- ขั้นที่ 5 # - คำนวณค่า $I_{X-p_{max}}$ ใหม่จากค่า C_x ที่เลือก ได้ว่า $I_{X-p_{max}} = 2.229 \text{ A}$
- ขั้นที่ 6 # - คำนวณใหม่ได้ว่า $I_{L_{max}} / I_{X-p_{max}} = 0.89722$, $\theta = 63.795^\circ$, $t_{fn} = 0.21996$
และ $\mu_0 = 0.0077271$
- ขั้นที่ 7 # - คำนวณได้ว่าค่า $V_{Cxl} = 50.817 \text{ V}$, $\theta_{V_{Cxl}} = 222.583^\circ$, $R_{ic} = 21.252 \Omega$ และ $C_{ic} = 350.77 \text{ nF}$
- ขั้นที่ 8 # - เลือกความถี่เรโซแนนซ์ $f_o = 49 \text{ kHz}$
- ให้ R_r ประมาณ 2Ω
- ได้ค่า $C_r = 12.06208 \text{ nF}$
- เลือกค่า $C_r = 12 \text{ nF}$
- ได้ค่า $L_r = 0.9092344 \text{ mH}$
- ขั้นที่ 9 # - คำนวณได้ว่า $L = 1.872086 \text{ mH}$, $C = 3.332789 \mu\text{F}$,
- $V_{C_x_{max}} = 165.376926 \text{ V}$
- $I_{D_{max}} = 4.229101 \text{ A}$
- $V_{D_{max}} = 213.376926 \text{ V}$
- ขั้นที่ 10 # - คำนวณได้ว่า $V_{cr_{max}} = 537.533919 \text{ V}$, $I_{L_r_{max}} = 2.229101 \text{ A}$
- $V_{Q1_{max}} = V_{Q2_{max}} = 240 \text{ V}$
- $I_{Q1_{max}} = I_{Q2_{max}} = 2.229101 \text{ A}$

เมื่อทำตามขั้นตอนการออกแบบ ขั้นที่ 1 –10 และเลือกค่าของอุปกรณ์มีอยู่ในทางปฏิบัติ จะได้โครงสร้างของวงจรต้นแบบ แหล่งจ่ายคูลค่าแรงดันไฟตรงในส่วนของภาคกำลังดังรูปที่ 5.4 และคำนวณค่าของตัวแปรต่างๆในวงจรในเงื่อนไขที่ แรงดันด้านเข้าต่ำ กระแสโหลดน้อย (Low Line and Light Load; LLLL) , แรงดันด้านเข้าต่ำ กระแสโหลดพิกัด (Low Line and Full Load; LLFL) , แรงดันด้านเข้าสูง กระแสโหลดน้อย (High Line and Light Load; HLLL) และ แรงดันด้านเข้าสูง กระแสโหลดพิกัด (High Line and Full Load; HLFL) ได้ดังตารางที่ 5.1



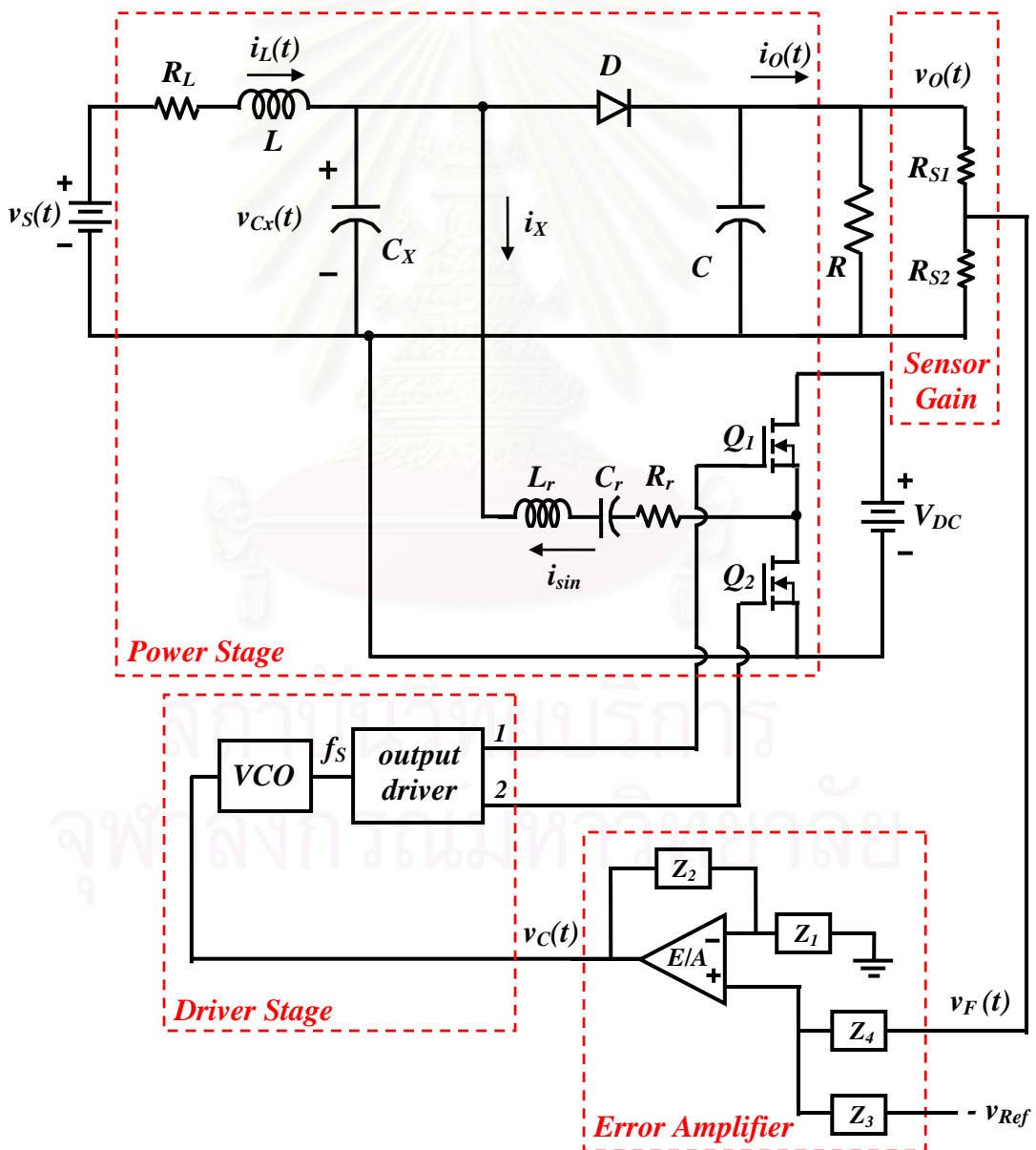
รูปที่ 5.4 วงจรต้นแบบ แหล่งจ่ายคูลค่าแรงดันไฟตรง ในส่วนของภาคกำลัง

ตารางที่ 5.1 ผลการคำนวณค่าตัวแปรของวงจรในรูปที่ 5.4 สำหรับเงื่อนไขการทำงานต่างๆ

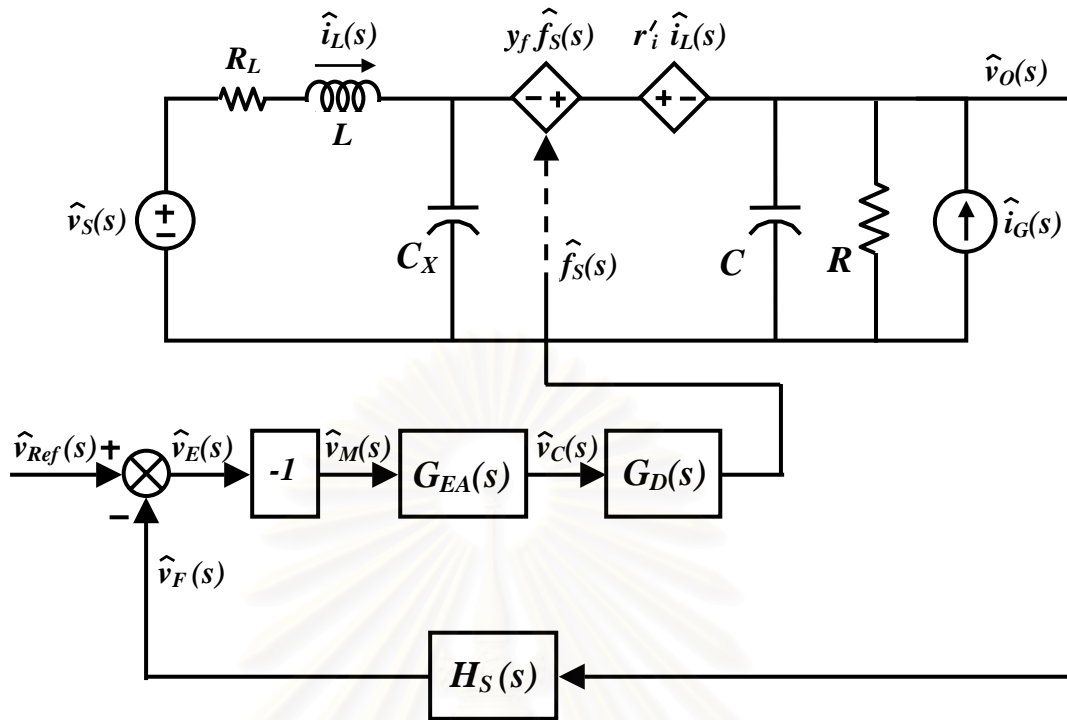
ค่าตัวแปร	LOW LINE LIGHT LOAD	LOW LINE FULL LOAD	HIGH LINE LIGHT LOAD	HIGH LINE FULL LOAD
V_o	48 V	48 V	48 V	48 V
V_s	21.6 V	21.6 V	26.4 V	26.4 V
I_L	0.2 A	2 A	0.2 A	2 A
R	240 Ω	24 Ω	240 Ω	24 Ω
I_{x-p}	0.32897 A	2.2381 A	0.31568 A	2.2161 A
F_s	122.13 kHz	55.236 kHz	123.43 kHz	55.258 kHz
I_L / I_{x-p}	0.60797	0.89362	0.63355	0.90247
t_{fn}	0.45301	0.22392	0.43566	0.2141
F_o	67.471 kHz	48.907 kHz	64.934 kHz	48.723 kHz
$t(i_x \text{ lag } v_{sin})$	1.7559 μs	3.4658 μs	1.7788 μs	3.6285 μs
Ripple of I_L	6.2566 %	2.0339 %	5.2644 %	1.7096 %
Ripple of V_o	0.024689 %	0.26983 %	0.023494 %	0.25789%

5.2 การออกแบบและสร้างวงจรในภาคควบคุม

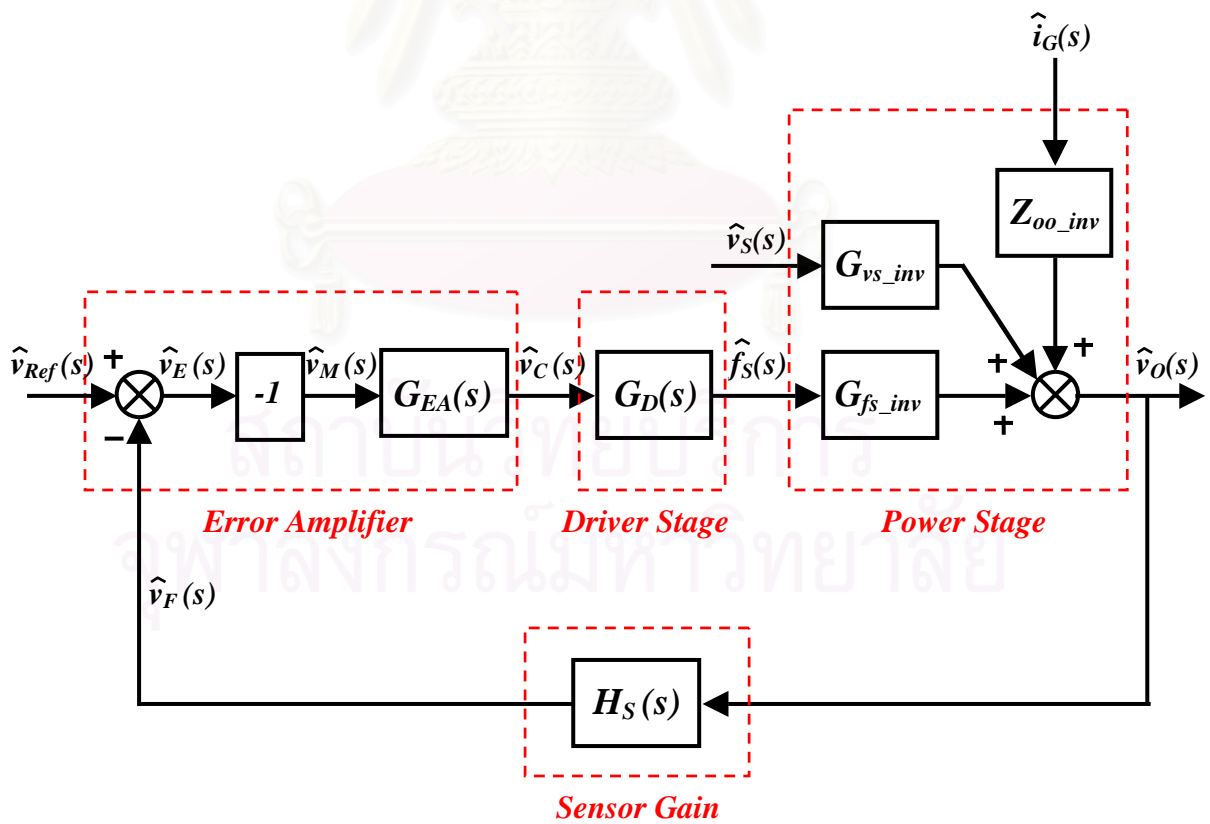
วิทยานิพนธ์นี้เลือกใช้วงจรควบคุมแรงดันวงรอบเดี่ยวเป็นวงจรควบคุมสำหรับวงจรทบทระดับที่ใช้กึ่งควบคุมแรงดัน มีโครงสร้างของระบบดังรูปที่ 5.5 สังเกตได้ว่าเนื่องจากแรงดันด้านออก v_o แปรผกผันกับความถี่การสวิตช์ f_s ซึ่งเป็นตัวแปรควบคุม ดังนั้นในระบบจะต้องขยายผลต่าง (error amplifier) ในลักษณะของวงจรวกสัญญาณแบบไม่กลับเฟส แล้วนำสัญญาณป้อนกลับ v_F มาบวกกับสัญญาณอ้างอิง v_{Ref} ที่เป็นแรงดันไฟลอป สามารถเขียนแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กลงของระบบควบคุมแรงดันได้ดังรูปที่ 5.6 และแผนภาพบล็อกของระบบดังรูปที่ 5.7



รูปที่ 5.5 ระบบควบคุมแรงดันวงรอบเดี่ยวสำหรับวงจรทบทระดับที่ใช้กึ่งควบคุมแรงดัน



รูปที่ 5.6 แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของระบบควบคุมแรงดันวงรอบเดี่ยว



รูปที่ 5.7 แผนภาพบล็อกของระบบควบคุมแรงดันวงรอบเดี่ยว

ถ้ากำหนดให้

$G_D(s)$ คือฟังก์ชันโอนย้ายของวงจรถับนำ

$G_{fs_inv}(s)$ คือฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบเปิดของความถี่การสวิตช์ f_s ผู้แรงดันด้านออก v_o

$G_{vs_inv}(s)$ คือฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบเปิดของแรงดันด้านเข้า v_s ผู้แรงดันด้านออก v_o

$Z_{oo_inv}(s)$ คือฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบเปิดของอิมพีแดนซ์ด้านออก

$H_S(s)$ คือฟังก์ชันโอนย้ายของวงจรถวจับแรงดัน

$G_{EA}(s)$ คือฟังก์ชันโอนย้ายของวงจรถายผลต่างและวงจรถดเซช

จากรูปที่ 5.7 คำนวณหาอัตราขยายวงรอบเปิด $T(s)$ ของระบบควบคุมแรงดันวงรอบเดี่ยวได้ว่า

$$T(s) = (-1) \cdot G_D(s) \cdot G_{fs_inv}(s) \cdot H_S(s) \cdot G_{EA}(s) \quad (5.21)$$

อัตราขยายวงรอบปิด $G(s)$ ของระบบควบคุมแรงดันวงรอบเดี่ยวคือ

$$G(s) = \left. \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{v}_{Ref}(s)} \right|_{\substack{\hat{v}_s=0 \\ \hat{i}_G=0}} = \frac{1}{H_S(s)} \cdot \frac{T(s)}{1+T(s)} \quad (5.22)$$

ฟังก์ชันความไว (Sensitivity) $S(s)$ คือ

$$S(s) = \frac{1}{1+T(s)} \quad (5.23)$$

ฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบเปิดของแรงดันด้านเข้า v_s ผู้แรงดันด้านออก v_o ; $G_{sus}(s)$

$$G_{sus}(s) = \left. \frac{\hat{v}_o}{\hat{v}_s} \right|_{\substack{\hat{v}_{Ref}=0 \\ \hat{i}_G=0}} = \frac{G_{vs_inv}(s)}{1+T(s)} = G_{vs_inv}(s) \cdot S(s) \quad (5.24)$$

อิมพีแดนซ์วงรอบปิด $Z_{oc}(s)$

$$Z_{oc}(s) = \left. \frac{\hat{v}_o}{\hat{i}_G} \right|_{\substack{\hat{v}_{Ref}=0 \\ \hat{v}_s=0}} = \frac{Z_{oo_inv}(s)}{1+T(s)} = Z_{oo_inv}(s) \cdot S(s) \quad (5.25)$$

สามารถคำนวณหาการเปลี่ยนแปลงเล็กๆ ของแรงดันด้านออกได้คือ

$$\hat{v}_o(s) = G(s) \cdot \hat{v}_{ref}(s) + G_{sus}(s) \cdot \hat{v}_s(s) + Z_{oc}(s) \cdot \hat{i}_G(s) \quad (5.26)$$

เพื่อให้วงจรทำงานอย่างมีประสิทธิภาพและมีลักษณะพลวัตที่ดี จำเป็นต้องมีอัตราขยายวงรอบ และช่วงเฟสเพื่อเชิงเฟสที่เหมาะสม ดังนั้นในหัวข้อนี้ จะหาฟังก์ชันโอนย้ายของแผนภาพบล็อกแต่ละส่วนในรูปที่ 5.7 พร้อมทั้งออกแบบวงจรควบคุม ซึ่งมีรายละเอียดดังต่อไปนี้

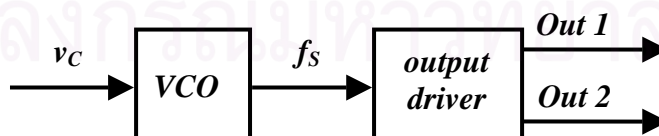
5.2.1 ส่วนวงจรขับนำ (Driver Stage)

วงจรทระดับที่ใช้กึ่งควบคุมแรงดัน ต้องการวงจรขับนำที่สามารถปรับความถี่การสวิตช์ได้ แผนภาพบล็อกของวงจรขับนำแสดงดังรูปที่ 5.8 ประกอบด้วยวงจรแกว่งควบคุมโดยแรงดัน (Voltage-Controlled Oscillator; VCO) และวงจรขับนำด้านออก(output driver) ถ้าสมมุติให้ VCO เป็นเชิงเส้น และกำหนดให้ v_c เป็นแรงดันควบคุม, K_D เป็นอัตราขยาย, T_d เป็นเวลาประวิง (propagation delay) ของส่วนวงจรขับนำ จะคำนวณหาฟังก์ชันโอนย้ายของแรงดันควบคุมสู่ความถี่การสวิตช์ของวงจรขับนำได้คือ

$$G_D(s) = \frac{\hat{f}_s(s)}{\hat{v}_c(s)} = K_D \cdot e^{-sT_d} \quad (5.27)$$

ในกรณีที่ละเลยเวลาประวิง จะได้ฟังก์ชันโอนย้ายของแรงดันสู่ความถี่ของวงจรขับนำคือ

$$G_D(s) = \frac{\hat{f}_s(s)}{\hat{v}_c(s)} = K_D \quad (5.28)$$



รูปที่ 5.8 แผนภาพบล็อกของส่วนวงจรขับนำ

การสร้างส่วนวงจรขับนำในรูปที่ 5.8 สามารถทำได้หลายวิธี ในวิทยานิพนธ์นี้จะเลือกใช้วงจรขับนำของไอซีเบอร์ UC3863 (Resonant-Mode Power Supply Controllers) ทำหน้าที่เป็น

ส่วนวงจรขับนำ ซึ่งมีความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันควบคุมของ VCO กับความถี่การสวิตช์ดังสมการที่ (5.29) คือ

$$f_s = \begin{cases} K_D \cdot (v_C - V_{drop}) + f_{s_min} & ; v_C \geq V_{drop} \\ f_{s_min} & ; v_C \leq V_{drop} \end{cases} \quad (5.29)$$

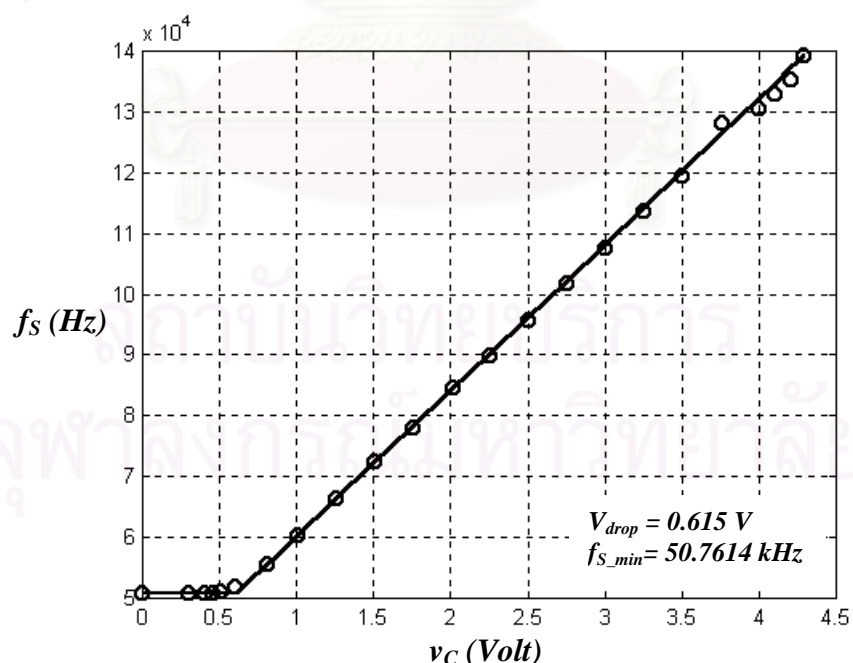
เมื่อ v_C คือแรงดันควบคุมของ VCO

V_{drop} คือแรงดันไปหน้าของไดโอดในส่วน VCO ของ ไอซีเบอร์ UC3863

f_{s_min} คือความถี่ต่ำสุดที่ส่วน VCO ของ ไอซีเบอร์ UC3863 สามารถสร้างได้

จากข้อมูลของไอซีเบอร์ UC3863 จะเลือกอุปกรณ์สำหรับส่วนวงจรขับนำได้ ดังแสดงในภาคผนวก ก เมื่อทดสอบวงจรแล้วจะให้ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันควบคุมกับความถี่การสวิตช์ดังรูปที่ 5.9 สังเกตได้ว่าความชันของเส้นกราฟ เมื่อ $v_C \geq V_{drop}$ มีค่าคงที่ประมาณ 24.053 kHz/V ดังนั้นจะได้ฟังก์ชันโอนย้ายของส่วนวงจรขับนำคือ

$$G_D(s) = \frac{\hat{f}_s(s)}{\hat{v}_C(s)} = K_D = 24.053 \text{ kHz/V} \quad (5.30)$$



หมายเหตุ : — ผลการคำนวณ , ○○○ ผลการทดลอง

รูปที่ 5.9 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันควบคุมกับความถี่การสวิตช์ ของวงจรส่วนขับนำ
สำหรับไอซีเบอร์ UC3863 ในภาคผนวก ก

5.2.2 ส่วนวงจรกำลัง (Power Stage)

วงจรสมมูลสัญญาณขนาดเล็กสำหรับวงจรทระดับที่ใช้กิ่งควบคุมแรงดันและใช้ วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์เป็นแหล่งกระแสควบคุมมีโครงสร้างดังรูปที่ 4.22 ในบทที่ 4 ได้ คำนวณหาฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบเปิดของตัวแปรควบคุม f_s ผู้แรงดันด้านออก v_o ฟังก์ชันโอนย้าย วงรอบเปิดของแรงดันด้านเข้า v_s ผู้แรงดันด้านออก v_o และอิมพีแดนซ์ด้านออกวงรอบเปิด ในย่าน ความถี่ต่ำไปแล้ว ซึ่งสามารถนำมาเขียนใหม่ได้ดังสมการที่ (5.31) – (5.33) คือ

ฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบเปิดของตัวแปรควบคุม f_s ผู้แรงดันด้านออก v_o

$$G_{f_s_inv}(s) = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{f}_s(s)} = \frac{A_{f_s_inv}}{1 + s/\omega'_{op} Q'_p + s^2/\omega'^2_{op}} = \frac{A_{f_s_inv}}{(1 + s/\omega'_{p1})(1 + s/\omega'_{p2})} \quad (5.31)$$

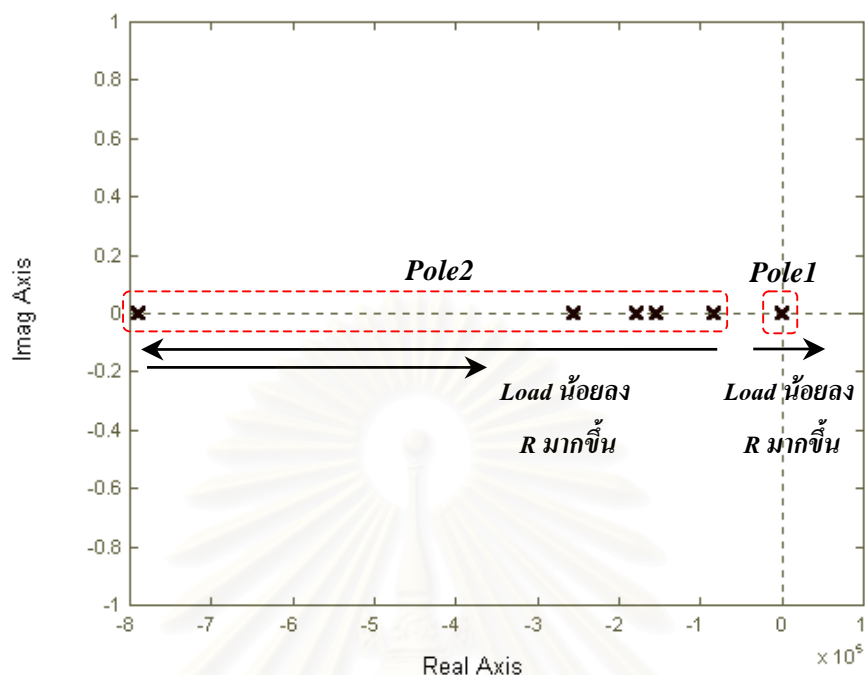
ฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบเปิดของแรงดันด้านเข้า v_s ผู้แรงดันด้านออก v_o

$$G_{v_s_inv}(s) = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{v}_s(s)} = \frac{A_{v_s_inv}}{1 + s/\omega'_{op} Q'_p + s^2/\omega'^2_{op}} = \frac{A_{v_s_inv}}{(1 + s/\omega'_{p1})(1 + s/\omega'_{p2})} \quad (5.32)$$

อิมพีแดนซ์ด้านออก วงรอบเปิด

$$Z_{oo_inv}(s) = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{i}_G(s)} = \frac{k_{oo_inv}(1 + s/\omega'_{zoo})}{1 + s/\omega'_{op} Q'_p + s^2/\omega'^2_{op}} = \frac{k_{oo_inv}(1 + s/\omega'_{zoo})}{(1 + s/\omega'_{p1})(1 + s/\omega'_{p2})} \quad (5.33)$$

จากฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบเปิดของตัวแปรควบคุม f_s ผู้แรงดันด้านออก v_o ในสมการ ที่ (5.31) พบว่าทั้งค่าอัตราขยายไฟตรง $A_{f_s_inv}$ และขั้ว(pole) จะขึ้นกับจุดการทำงานของวงจร ใน กรณีที่โหลดเปลี่ยน และคุมค่าแรงดันด้านออก v_o ให้คงที่ จะได้ตำแหน่งของขั้วบนระนาบเชิงซ้อน ดังรูปที่ 5.10 สังเกตได้ว่าเมื่อโหลดน้อยลง ขั้วที่ความถี่ต่ำซึ่งเกิดจากผลของตัวเก็บประจุ C วิ่งกลับ เข้าหาแกนจินตภาพ ในขณะที่ขั้วที่ความถี่สูงซึ่งเกิดจากผลของตัวเหนี่ยวนำ L จะวิ่งออกห่าง จากแกนจินตภาพก่อน แต่เมื่อถึงโหนดค่าหนึ่งจะวิ่งกลับเข้ามาหาแกนจินตภาพ



รูปที่ 5.10 ตำแหน่งขั้วของฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบเปิดของตัวแปรควบคุม f_s คู่แรงดันด้านออก v_o เมื่อโหลดเปลี่ยนแปลง และคุมค่าแรงดันด้านออก v_o ให้คงที่

ผลตอบสนองเชิงความถี่ของฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบเปิดของตัวแปรควบคุม f_s คู่ v_o , ฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบเปิดของแรงดันด้านเข้า v_s คู่ v_o และอิมพีแดนซ์ด้านออก สำหรับวงจรต้นแบบ แหล่งจ่ายคุมค่าแรงดันไฟตรง ในเงื่อนไขการทำงานจืดสุด 2 เงื่อนไขคือ 1. กรณีที่แรงดันด้านเข้ามีค่าต่ำ โหลดพิกัด (Low Line and Full Load; LLFL) และ 2. กรณีที่แรงดันด้านเข้ามีค่าสูง โหลดมีค่าน้อย (High Line and Light Load; HLLL) แสดงในรูปที่ 5.11 – 5.13 จะเห็นได้ว่าฟังก์ชันโอนย้าย f_s คู่ v_o กรณีแรงดันด้านเข้ามีค่าต่ำ โหลดพิกัด (LLFL) จะมีขั้วทั้งสองตัวอยู่ใกล้กันมากกว่าและจะอยู่เหนือกราฟของกรณีแรงดันด้านเข้ามีค่าสูง โหลดมีค่าน้อย (HLLL)

พารามิเตอร์ในวงจร : $V_o=48$ V, $L=9.775$ mH, $R_L=0.55\Omega$, $C=62.6$ uF, $C_x=1.888$ nF,

$$L_r=0.8497$$
 mH, $C_r=12.965$ nF, $R_r=1.96$ Ω , $V_{DC}=240$ V

LLFL : $V_s=21.6$ V, $I_L=2$ A, $R=24\Omega$, $I_{x-p}=2.175$ A, $F_s=55.243$ kHz, $V_{Cx-p1}=53.316$ V, $\theta_{vi}=-14.204^\circ$
 $r_x=173.76$, $r'_i=225.93$, $y_f=-56.061e^{-3}$

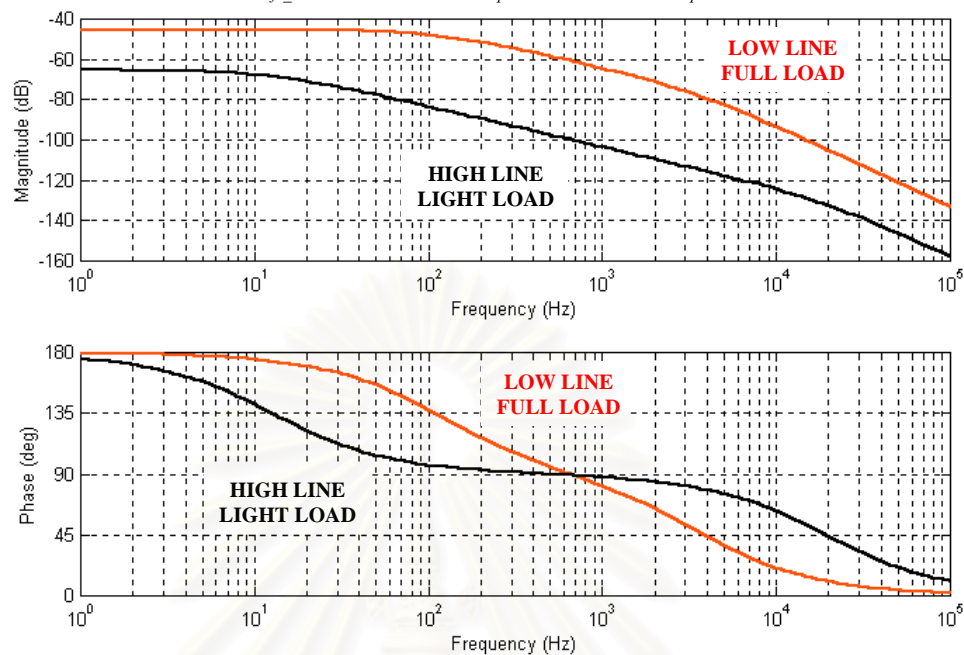
HLLL : $V_s=26.4$ V, $I_L=0.2$ A, $R=240\Omega$, $I_{x-p}=0.34$ A, $F_s=126.4134$ kHz, $V_{Cx-p1}=37.988$ V,

$$\theta_{vi}=-40.511^\circ, r_x=356.73, r'_i=1199.1, y_f=-3.2276e^{-3}$$

(จุดทำงานสงบ ใช้ข้อมูลที่ได้จากการจำลองวงจรด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ PSIM)

$$\text{LLFL} : A_{f_s_{inv}} = -5.3715e^{-3}, f_{p1} = 117.53 \text{ Hz}, f_{p2} = 3.6759 \text{ kHz}$$

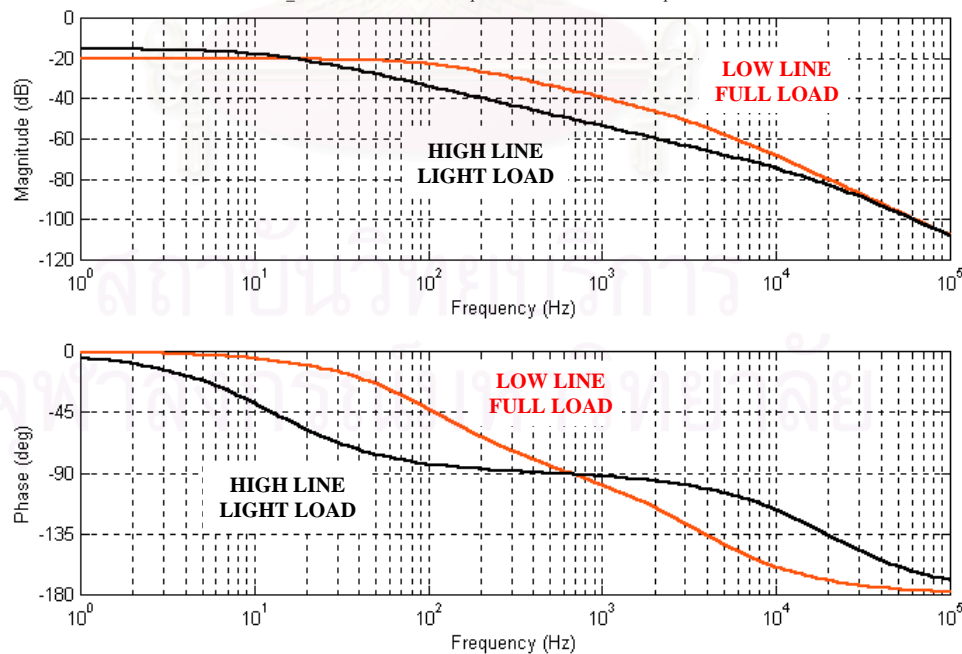
$$\text{HLLL} : A_{f_s_{inv}} = -0.53804e^{-3}, f_{p1} = 12.714 \text{ Hz}, f_{p2} = 19.531 \text{ kHz}$$



รูปที่ 5.11 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบเปิดของตัวแปรควบคุม f_s ผู้แรงดัน
ด้านออก v_o กรณี Low Line and Full Load และกรณี High Line and Light Load

$$\text{LLFL} : A_{v_s_{inv}} = 0.095816, f_{p1} = 117.53 \text{ Hz}, f_{p2} = 3.6759 \text{ kHz}$$

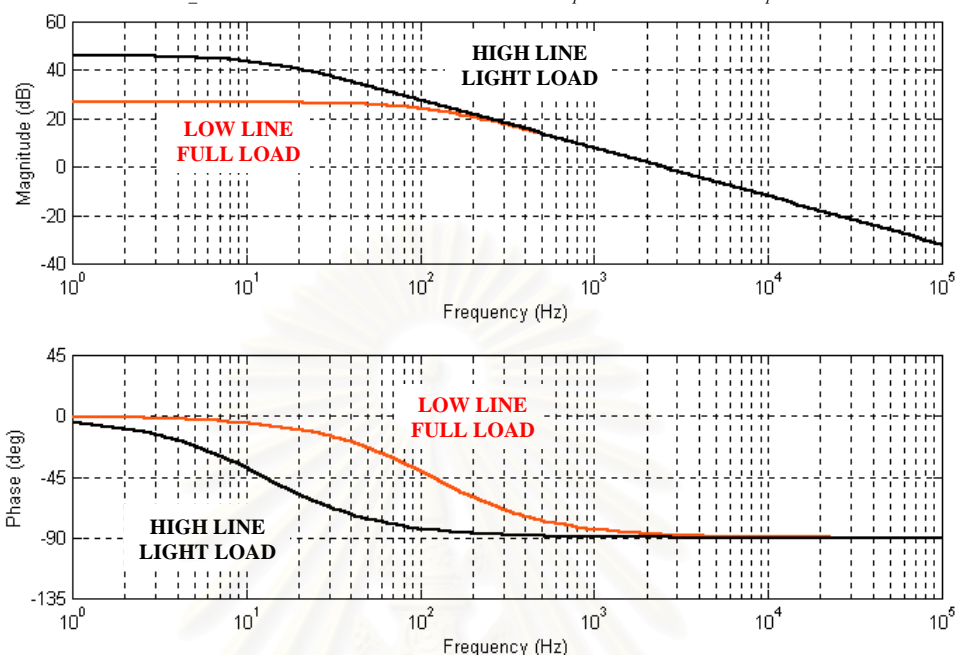
$$\text{HLLL} : A_{v_s_{inv}} = 0.1667, f_{p1} = 12.714 \text{ Hz}, f_{p2} = 19.531 \text{ kHz}$$



รูปที่ 5.12 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบเปิดของแรงดันด้านเข้า v_s ผู้แรงดัน
ด้านออก v_o กรณี Low Line and Full Load และกรณี High Line and Light Load

LLFL : $K_{oo_inv} = 21.7$, $f_{zoo} = 3.6875$ kHz , $f_{p1} = 117.53$ Hz , $f_{p2} = 3.6759$ kHz

HLLL : $K_{oo_inv} = 199.99$, $f_{zoo} = 19.533$ kHz , $f_{p1} = 12.714$ Hz , $f_{p2} = 19.531$ kHz



รูปที่ 5.13 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของอิมพีแดนซ์ด้านออก วงรอบเปิด
กรณี Low Line and Full Load และกรณี High Line and Light Load

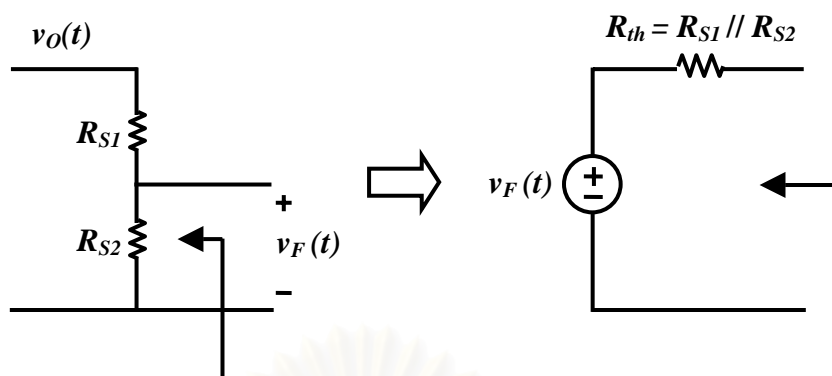
5.2.3 ส่วนตรวจจับแรงดัน (Sensor Gain)

ส่วนตรวจจับแรงดันทำหน้าที่สุมแรงดันด้านออก v_o เพื่อป้อนกลับมาที่วงจรขยายผลต่าง วงจรตรวจจับแรงดันประกอบด้วยตัวต้านทาน R_{S1} และ R_{S2} ต่ออนุกรมกันในลักษณะของวงจรแบ่งแรงดัน (voltage divider) ดังรูปที่ 5.14 สามารถคำนวณหาฟังก์ชันโอนย้ายของวงจรตรวจจับแรงดันได้คือ

$$H_S(s) = \frac{\hat{v}_F(s)}{\hat{v}_O(s)} = H_S = \frac{R_{S2}}{R_{S1} + R_{S2}} \quad (5.34)$$

คำนวณหาความต้านทานที่มองจากแรงดัน v_F เข้าไปในวงจรแบ่งแรงดันได้ว่า

$$R_{th} = R_{S1} // R_{S2} = \frac{R_{S1} \cdot R_{S2}}{R_{S1} + R_{S2}} \quad (5.35)$$



รูปที่ 5.14 วงจรตรวจจับแรงดัน

สำหรับวงจรต้นแบบ แหล่งจ่ายแรงดันคูลค่าไฟตรง มีแรงดันด้านออก $v_o = 48 \text{ V}$ ถ้ากำหนดให้แรงดัน $v_F = 1.5 \text{ V}$, $R_{S1} = 465 \text{ k}\Omega$, $R_{S2} = 15 \text{ k}\Omega$ จากสมการที่ (5.34) และ (5.35) คำนวณได้ว่า $H_s = 1.5/48$ และ $R_{th} = 14.53125 \text{ k}\Omega$

5.2.4 วงจรขยายผลต่างและวงจรถดเชย (Error Amplifier with Compensator)

เนื่องจากเราสามารถคำนวณหาฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบเปิดของตัวแปรควบคุม f_s ผู้แรงดันด้านออก v_o กรณีใช้วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์เป็นแหล่งกระแสควบคุมได้เฉพาะในย่านความถี่ต่ำเท่านั้น ซึ่งฟังก์ชันโอนย้ายที่ได้เป็นสมการอันดับ 2 และมีอัตราขยายเป็นลบ ดังนั้นจากลักษณะของฟังก์ชันโอนย้ายนี้ในวิทยานิพนธ์จะใช้วงจรถดเชยผลต่างและวงจรถดเชยแบบ PI ที่ต่อในลักษณะของวงจรวกสัญญาณแบบไม่กลับเฟสดังรูปที่ 5.15 ซึ่งมีผลตอบเชิงความถี่ดังรูปที่ 5.16 จากรูปที่ 5.16 จะเห็นได้ว่าวงจรถดเชยผลต่างและวงจรถดเชยจะมีขั้วที่ความถี่ศูนย์ เพื่อทำให้อัตราขยายวงรอบมีค่าสูงมากที่ความถี่ต่ำ ลดความคลาดเคลื่อนสถิต (steady error) และมีศูนย์ (zero) อยู่ 1 ตัว โดยจะออกแบบให้ศูนย์อยู่ระหว่างขั้วที่ความถี่ต่ำและขั้วที่ความถี่สูงของ G_{fs_inv} เพื่อให้ความถี่ตัดข้ามของอัตราขยายวงรอบเกิดที่ความลาดชันของขนาดเท่ากับ -20 dB/dec (-1) ซึ่งจะทำให้ระบบมีเสถียรภาพ [5] นอกจากนั้นจะต่อวงจรถดเชยผลต่างและวงจรถดเชยแบบวงจรวกสัญญาณแบบไม่กลับเฟสเพื่อไปชดเชยกับอัตราขยายของ G_{fs_inv} ที่มีค่าเป็นลบ สามารถคำนวณฟังก์ชันโอนย้ายของวงจรถดเชยผลต่างและวงจรถดเชยในรูปที่ 5.15 ได้คือ

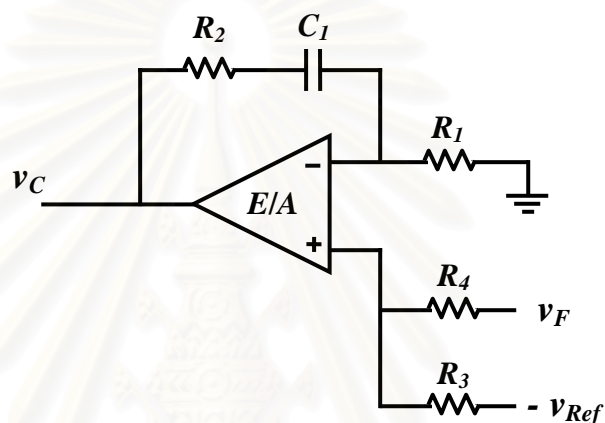
$$G_{EA}(s) = \frac{\hat{v}_C}{\hat{v}_M} = \frac{\hat{v}_C}{(-\hat{v}_{Ref} + \hat{v}_F)} = \frac{1 + s(R_1 + R_2)C_1}{s(2R_1C_1)} \quad (5.36)$$

เมื่อ $R_3 = R_4$ ฟังก์ชันโอนย้ายมี 1 ศูนย์ และ 1 ขั้วประกอบด้วย

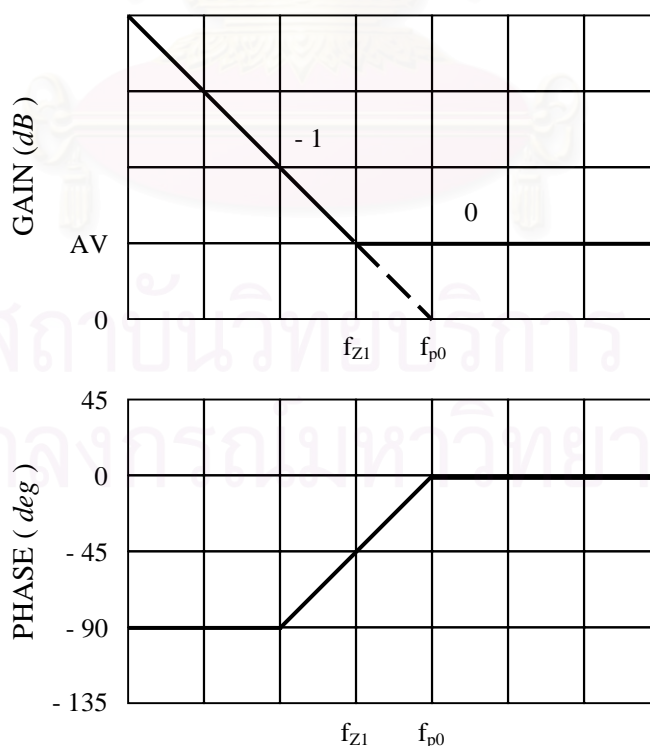
ก. ขั้วที่จุดกำเนิด เกิดที่ความถี่คือ $f_{p0} = \frac{1}{2\pi(2R_1C_1)}$ (5.37)

ข. ศูนย์ เกิดที่ความถี่คือ $f_{z1} = \frac{1}{2\pi(R_1 + R_2)C_1}$ (5.38)

อัตราขยายช่วงแฉวราบ $AV \approx \frac{R_1 + R_2}{2R_1}$ (5.39)



รูปที่ 5.15 วงจรขยายผลต่างและวงจรชดเชยรูปแบบ PI



รูปที่ 5.16 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของวงจรขยายผลต่างและวงจรชดเชยรูปแบบ PI กรณี $R_2 > R_1$

5.2.5 ขั้นตอนในการออกแบบ

เนื่องจากฟังก์ชันโอนย้ายของตัวแปรควบคุม f_s คู่แรงดันด้านออก v_o จะขึ้นกับแรงดันด้านเข้า และโพลของวงจรแปลงผัน ดังนั้นเราจะต้องเลือกตำแหน่งของขั้วและศูนย์ของวงจรมีผลต่างและชดเชยอย่างระมัดระวัง เพื่อให้วงจรทำงานอย่างมีประสิทธิภาพและมีลักษณะพลวัตที่ดี ในหัวข้อนี้จะการออกแบบอัตรายาววงรอบ ซึ่งมีขั้นตอนดังนี้คือ

□ ขั้นที่ 1 # กำหนดชนิดของการควบคุม และเป้าหมายในการออกแบบ

ในวิทยานิพนธ์ใช้วงจรควบคุมแรงดันวงรอบเดี่ยว (Single loop voltage mode control) ในการควบคุม ซึ่งวงจรควบคุมที่จะออกแบบต้องมีลักษณะที่สำคัญคือ

1.1 ลดผลของความแปรปรวน

เมื่อมีความแปรปรวน หรือการเปลี่ยนแปลง (ความไม่แน่นอน) ในค่าของโพล หรือแรงดันด้านเข้าจะทำให้แรงดันด้านออกมีค่าเปลี่ยนไปจากค่าที่ระบุ ดังนั้นจึงต้องออกแบบวงจรควบคุมเพื่อลดผลของความแปรปรวนที่เกิดขึ้น

1.2 ลดผลของเสียงรบกวน

เสียงรบกวนอาจแทรกเข้ามาในการวัดได้ โดยทั่วไปมักมีแอมพลิจูดประกอบความถี่สูง

1.3 ลดผลของความคลาดเคลื่อนของแบบจำลอง

ความคลาดเคลื่อนของแบบจำลอง อาจเนื่องมาจากความไม่แน่นอนของพารามิเตอร์ในวงจร หรือการที่คำนวณแบบใกล้เคียง

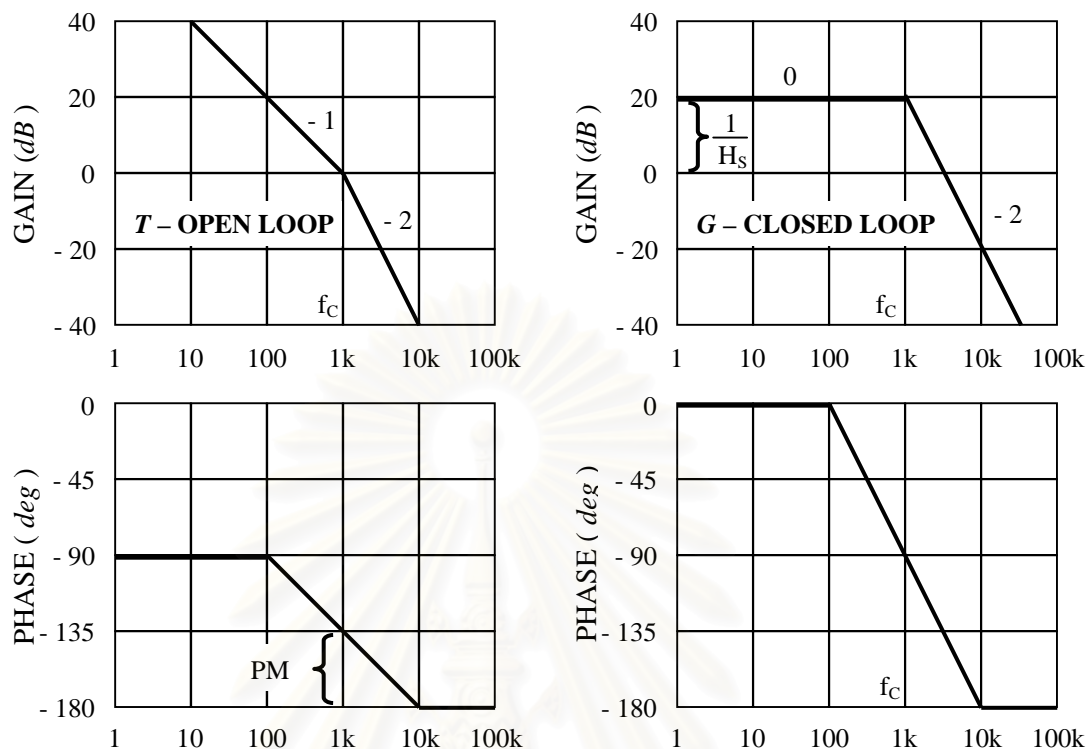
1.4 ผลตอบสนองชั่วคราว

เมื่อเกิดความแปรปรวนเช่น เกิดการเปลี่ยนแปลงของโพลหรือแรงดันด้านเข้าจะทำให้แรงดันด้านออกอยู่ในสถานะชั่วคราวก่อน หลังจากนั้นจะกลับเข้าสู่สถานะอยู่ตัว (steady state) เราจะต้องออกแบบวงจรควบคุมเพื่อให้มีเวลาชั่วคราวสั้นที่สุด โดยให้ความถี่ตัดข้าม f_c มีค่าสูงสุดเท่าที่ทำได้

1.5 เสถียรภาพ

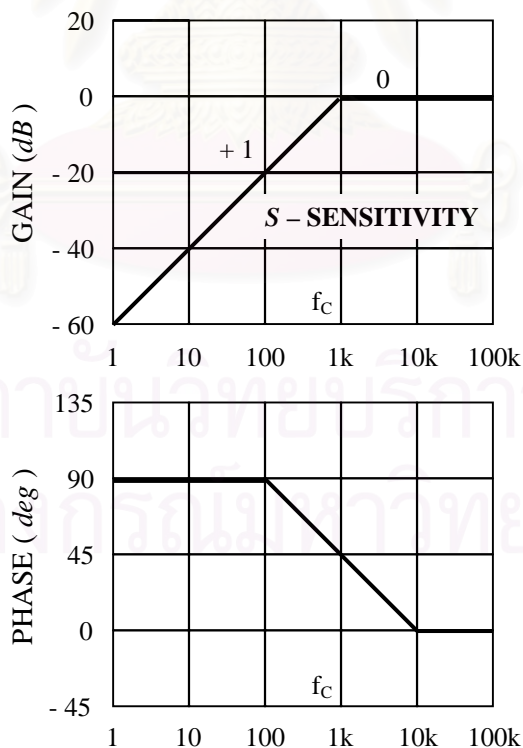
ระบบที่ควบคุมจะต้องมีเสถียรภาพ

จากลักษณะของวงจรควบคุมที่กล่าวมาข้างต้นจะได้อัตรายาววงรอบเปิด $T(s)$ ที่เหมาะสมสำหรับการควบคุมแรงดันวงรอบเดี่ยวของวงจรแปลงผันไฟตรง-ไฟตรง ดังแสดงในรูปที่ 5.17 (ก) และได้ อัตรายาววงรอบปิด $G(s)$ และฟังก์ชันความไว $S(s)$ ดังรูปที่ 5.17 (ข) และ 5.17 (ค) ตามลำดับ



(ก) อัตราขยายวงรอบเปิด

(ข) อัตราขยายวงรอบปิด



(ค) ฟังก์ชันความไว

รูปที่ 5.17 (ก) อัตราขยายวงรอบเปิด (ข) อัตราขยายวงรอบปิด และ(ค) ฟังก์ชันความไว
 ที่เหมาะสมสำหรับวงจรแปลงผันไฟตรง-ไฟตรงโดยทั่วไป

โดยทั่วไปจะออกแบบอัตรายาววงรอบเปิดให้มีลักษณะ

- ในช่วงความถี่ต่ำ ต้องให้ $T(s)$ มีค่าสูง เพื่อลดนัยสำคัญของความแปรปรวน เช่น การเปลี่ยนแปลงของโหลดและแรงดันด้านเข้าที่เกิดขึ้นในย่านความถี่ต่ำ นอกจากนี้ยังช่วยลดความคลาดเคลื่อนสถิต

- ในช่วงความถี่สูง ต้องให้ $T(s)$ มีค่าต่ำเพื่อลดเสียงรบกวนที่อาจแทรกเข้ามาในการวัดลดความคลาดเคลื่อนของค่าพารามิเตอร์ต่างๆในวงจร และลดความคลาดเคลื่อนของแบบจำลอง ซึ่งจะมีนัยสำคัญในย่านความถี่สูง

ซึ่งจะทำให้อัตรายาววงรอบปิด $G(s)$ และฟังก์ชันความไว $S(s)$ มีค่าดังสมการที่ (5.40) และ (5.41) คือ

$$G(s) = \frac{1}{H_s} \cdot \frac{T(s)}{1+T(s)} \approx \begin{cases} \frac{1}{H_s} & , \text{at low } f \text{ for } |T(s)| \ll 1 \\ \frac{1}{H_s} \cdot T(s) & , \text{at high } f \text{ for } |T(s)| \gg 1 \end{cases} \quad (5.40)$$

$$S(s) = \frac{1}{1+T(s)} \approx \begin{cases} \frac{1}{T(s)} & , \text{at low } f \text{ for } |T(s)| \ll 1 \\ 1 & , \text{at high } f \text{ for } |T(s)| \gg 1 \end{cases} \quad (5.41)$$

□ ขั้นที่ 2 # เขียนกราฟผลตอบแทนเชิงความถี่ของส่วนของวงรอบที่ทราบแล้ว

เขียนกราฟผลตอบแทนเชิงความถี่ของอัตรายาววงรอบ ยกเว้นส่วนของวงจรรขยายผลต่างและวงจรถดเซช ($-GGH$) ซึ่งประกอบด้วย อัตรายาว -1 , $G_D(s)$, $G_{fs_inv}(s)$ และ $H_S(s)$ ในเงื่อนไขการทำงานต่างๆ

□ ขั้นที่ 3 # กำหนดความถี่ตัดข้าม f_c (Crossover Frequency)

ต้องออกแบบให้อัตรายาววงรอบเปิดมีความถี่ตัดข้าม f_c มีค่าสูงสุดเท่าที่ทำได้ โดยที่ระบบยังคงมีเสถียรภาพ เกณฑ์เลือกค่าของความถี่ตัดข้าม f_c มีอยู่หลายเกณฑ์ ซึ่งขึ้นอยู่กับชนิดของการควบคุม และลักษณะของฟังก์ชันโอนย้ายของวงจรตลอดช่วงการทำงานเป็นสำคัญ

สำหรับวงจรทบระดับที่ใช้กึ่งควบคุมแรงดัน จะเลือกออกแบบให้มีความถี่ตัดข้าม f_c ประมาณ 5% - 20% ของความถี่การสวิตซ์ต่ำสุด f_{S_min} ซึ่งจะเกิดขึ้นในเงื่อนไขการทำงานกรณีที่แรงดันด้านเข้าต่ำสุด และโหลดพิกัด (low line and full load)

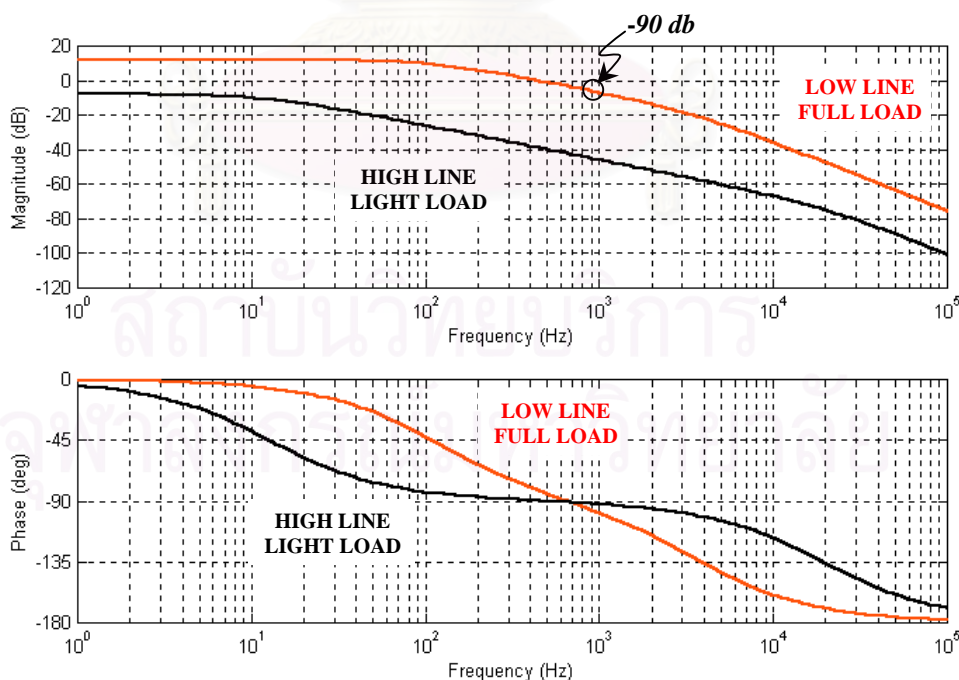
- ขั้นที่ 4 # กำหนดรูปแบบของวงจรถยายผลต่างและวงจรถดเชย และเขียนกราฟผลตอบสนองเชิงความถี่ของวงจรถดเชยรวมทั้งอัตราขยายวงรอบทั้งหมด

เลือกรูปแบบของวงจรถยายผลต่างและวงจรถดเชย และเขียนกราฟผลตอบสนองเชิงความถี่ของอัตราขยายวงรอบเปิด $T(s)$, อัตราขยายวงรอบปิด $G(s)$, ฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบปิดของแรงดันด้านเข้า v_s สู่ออก v_o และ ของอิมพีแดนซ์ด้านออกวงรอบปิด Z_{oc}

5.2.6 ตัวอย่างการออกแบบวงจรถควบคุมของแหล่งจ่ายคูลค่าแรงดันไฟตรง

เราได้ออกแบบวงจรในภาคกำลัง (วงจรถบระดับและวงจรถอินเวอร์เตอร์) ของวงจรถนแบบ แหล่งจ่ายคูลค่าแรงดันไฟตรงไปแล้ว ซึ่งมีค่าพารามิเตอร์ของวงจรถแสดงในรูปที่ 5.4 และได้เลือกส่วนวงจรถขับนำและส่วนตวจจับแรงดันไปแล้ว ดังนั้นในหัวข้อนี้จะออกแบบส่วนวงจรถควบคุม ตามขั้นตอนในหัวข้อที่ 5.2.5 คือ

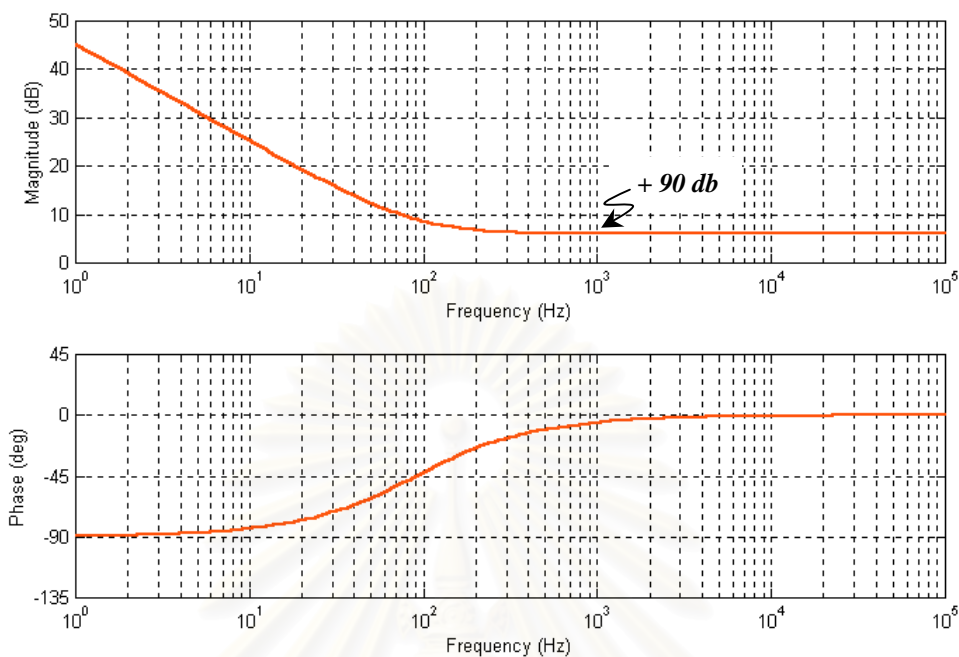
- ขั้นที่ 1# - ใช้วงจรถควบคุมแบบ วงจรถควบคุมแรงดันวงรอบเดียว โดยระบบต้องมีเสถียรภาพ และมีผลตอบชั่วครู่ในระดับที่พอยอมรับได้
- ขั้นที่ 2# - ออกแบบให้ VCO มี $K_D = 24.053 \text{ kHz/V}$ วงจรถวจจับแรงดันมี $H_S = 1.5/48$ จากฟังก์ชันโอนย้าย G_{fs_inv} ในรูปที่ 5.11 เขียนกราฟผลตอบสนองเชิงความถี่ของอัตราขยายวงรอบเปิดยกเว้นวงจรถยายผลต่างและวงจรถดเชย ($-GGH$) ได้ดังรูปที่ 5.18



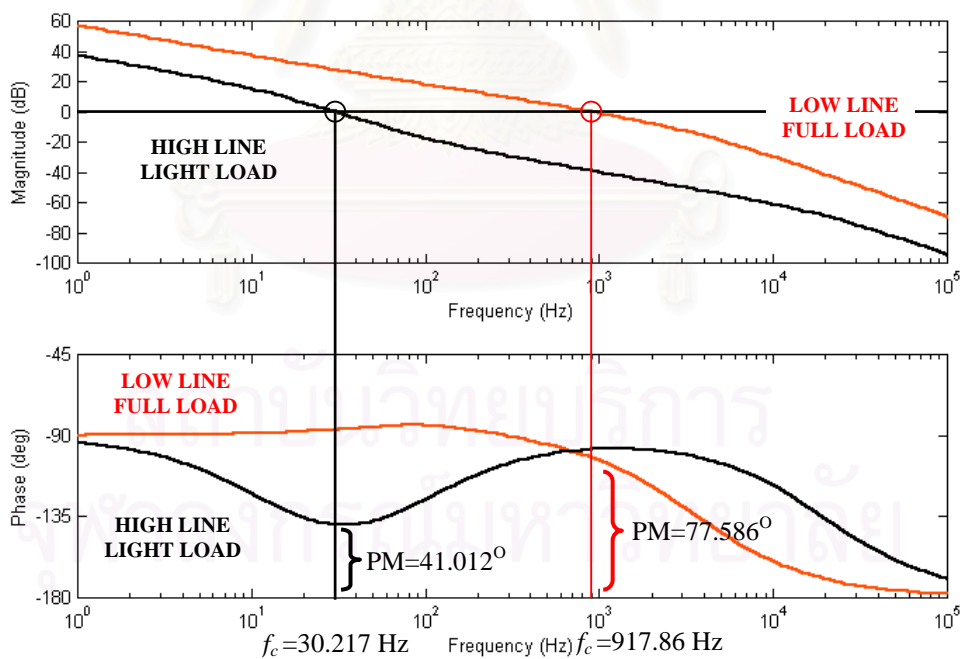
รูปที่ 5.18 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของอัตราขยายวงรอบเปิดยกเว้นวงจรถยายผลต่างและวงจรถดเชย ($-GGH$) ที่ LLFL และ HLLL

- ขั้นที่ 3 # - เนื่องจากเราสามารถหาผลตอบสนองเชิงความถี่ของวงจรได้ในเฉพาะย่านความถี่ต่ำเท่านั้น ดังนั้นจะเลือกความถี่ตัดข้ามของระบบประมาณ 1-2 % ของ $f_{S_{min}}$
- กรณี LLFL มี $f_{S_{min}}$ ประมาณ 55 kHz ดังนั้นจะเลือก f_C ที่ LLFL ประมาณ 900 Hz
- ขั้นที่ 4 # - ใช้วงจรขยายผลต่าง และวงจรชดเชย แบบ PI
- สังเกตจากกราฟของ $(-GGH)$ ในรูปที่ 5.18 กรณี LLFL พบว่า ที่ $f_C = 900$ Hz อัตราขยาย $(-GGH)$ มีขนาดเท่ากับ -90 db ดังนั้นต้องให้ G_{EA} มีขนาดที่ f_C เท่ากับ 90 db โดยเลือกค่า $R_1 = 10$ k Ω , $R_2 = 30$ k Ω และ $C_1 = 43.5$ nF ซึ่งทำให้ G_{EA} มี $f_{p0} = 182.94$ Hz , $f_{z1} = 90$ Hz และอัตราขยายแอมพลิจูด $AV = 90$ db ดังรูปที่ 5.19
 - จาก $(-GGH)$ และ G_{EA} ที่ออกแบบจะได้อัตราขยายวงรอบเปิด T ดังรูปที่ 5.20 สังเกตได้ว่ากรณี LLFL มี $f_C = 917.84$ Hz ช่วงเฟส $PM = 77.586^\circ$ และกรณี HLLL มี $f_C = 30.217$ Hz ช่วงเฟส $PM = 41.012^\circ$
 - ได้กราฟของอัตราขยายวงรอบปิด G ดังรูปที่ 5.21 , ฟังก์ชันความไว S ดังรูปที่ 5.22 , ฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบปิดของ v_S สู่ v_O (G_{sus}) ดังรูปที่ 5.23 และ อิมพีแดนซ์ด้านออกวงรอบปิด (Z_{oc}) ดังรูปที่ 5.24
- ได้วงจรต้นแบบ แหล่งจ่ายคูลค่าแรงดันไฟตรงทั้งภาคกำลังและภาคควบคุมดังรูปที่

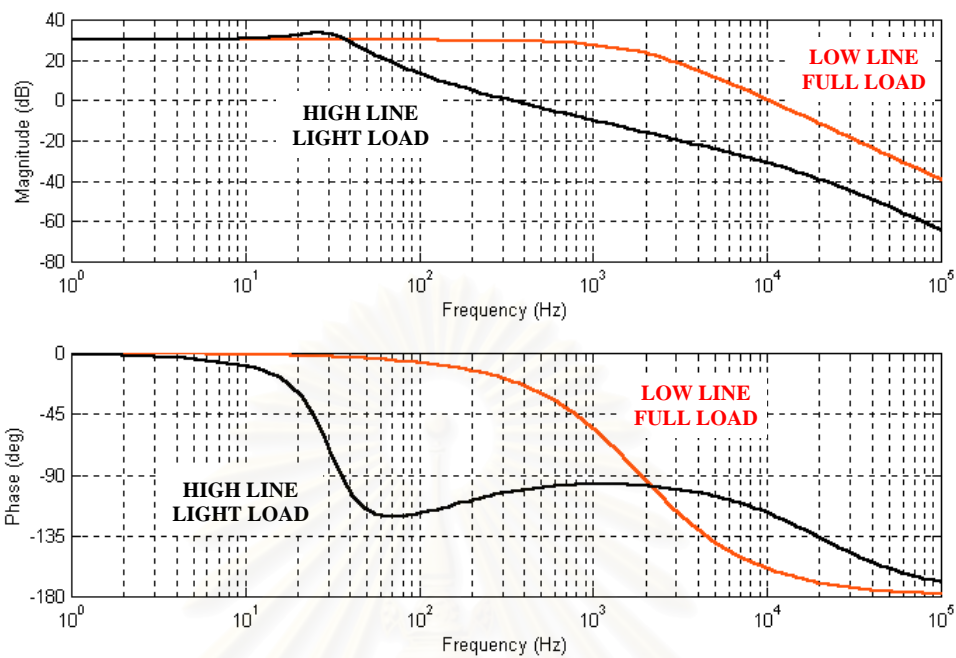
5.25



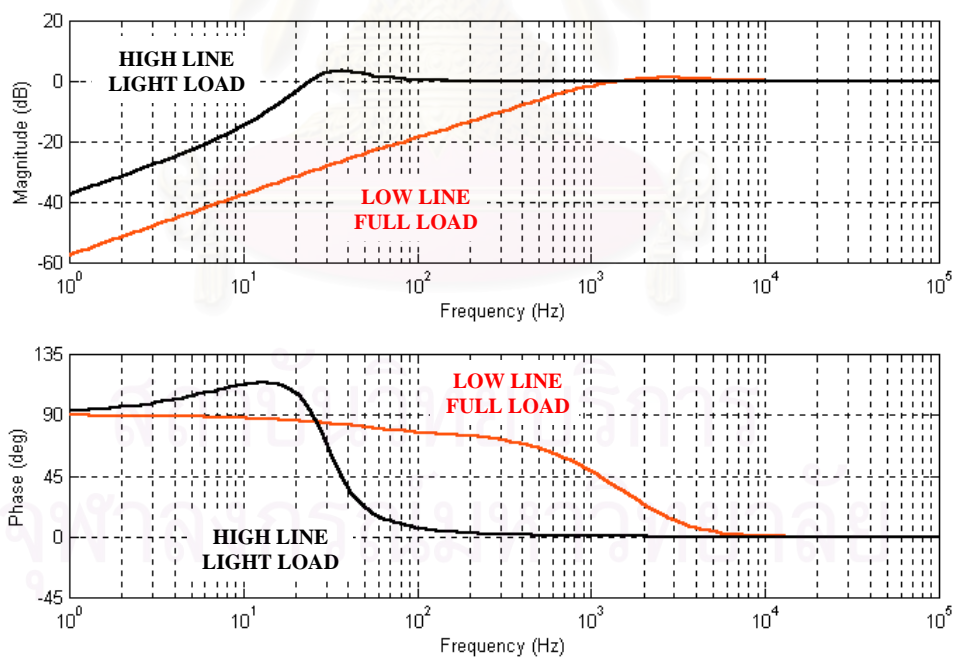
รูปที่ 5.19 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของวงจรถายผลต่างและวงจรถดเซช (G_{EA})



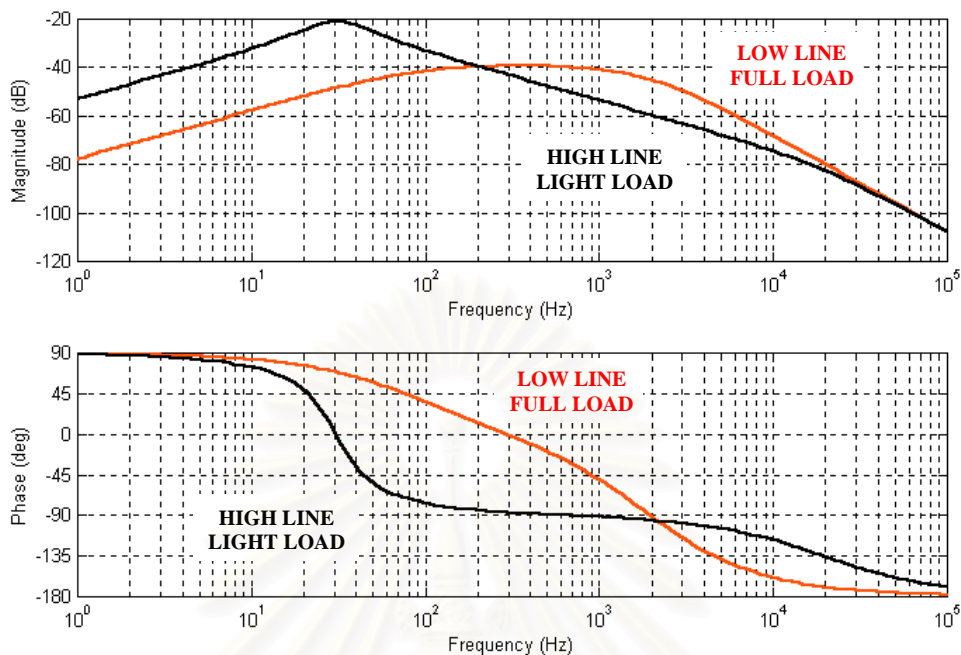
รูปที่ 5.20 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของอัตราขยายวงรอบเปิด (T)



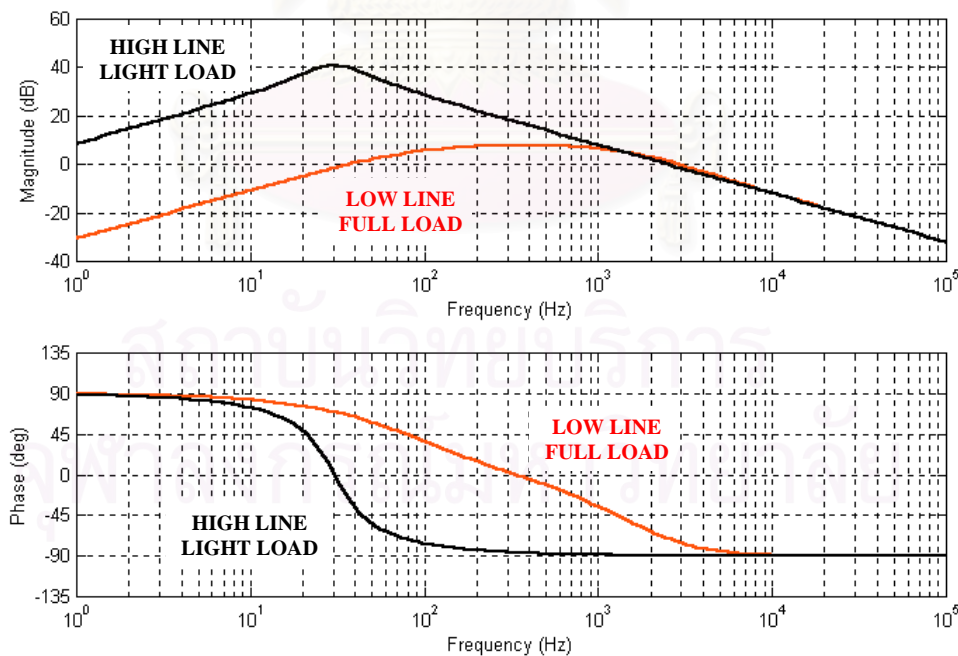
รูปที่ 5.21 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของอัตราขยายวงรอบปิด (G)



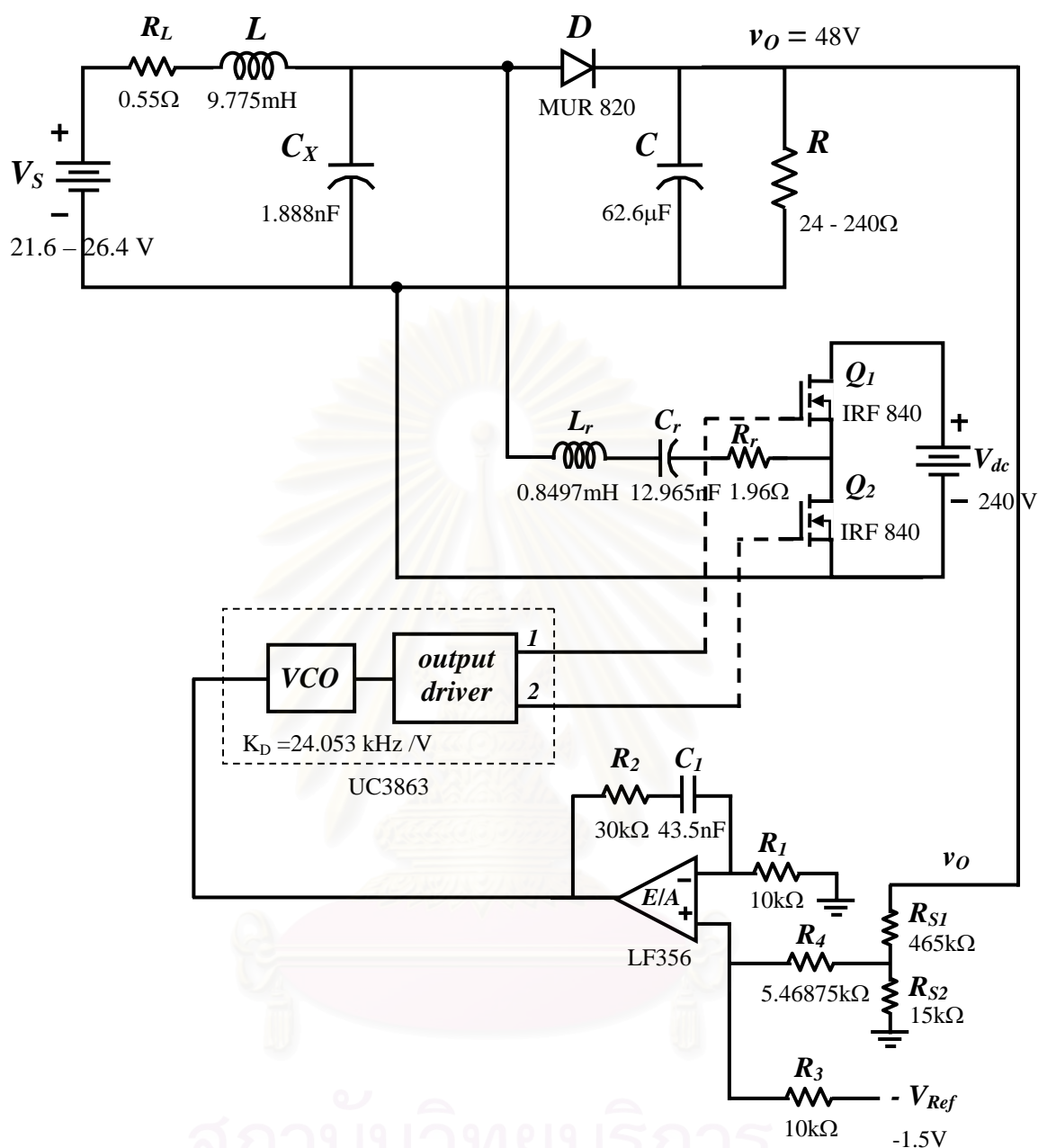
รูปที่ 5.22 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของฟังก์ชันความไว (S)



รูปที่ 5.23 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของฟังก์ชัน โอนย้ายวงรอบปิดของแรงดันด้านเข้า v_s สู่แรงดันด้านออก v_o (G_{sus})



รูปที่ 5.24 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของอิมพีแดนซ์ด้านออกวงรอบปิด Z_{oc}



รูปที่ 5.25 วงจรต้นแบบ แหล่งจ่ายคูลมค่าแรงดันไฟตรง ในภาคกำลังและภาคควบคุม

5.3 สรุป

ในการออกแบบและสร้างวงจรต้นแบบ แหล่งจ่ายคูลมค่าแรงดันไฟตรง ที่มีโครงสร้างแบบวงจรทระดับที่ใช้กึ่งควบคุมแรงดันจะทราบต้องข้อกำหนด ชัดจำกัด และพฤติกรรมของวงจรก่อน จากนั้นจึงเลือกค่าของอุปกรณ์ในภาคกำลังและออกแบบวงจรในภาคควบคุม การทดสอบวงจรที่ได้ออกแบบไว้ จะทำในบทถัดไป

บทที่ 6

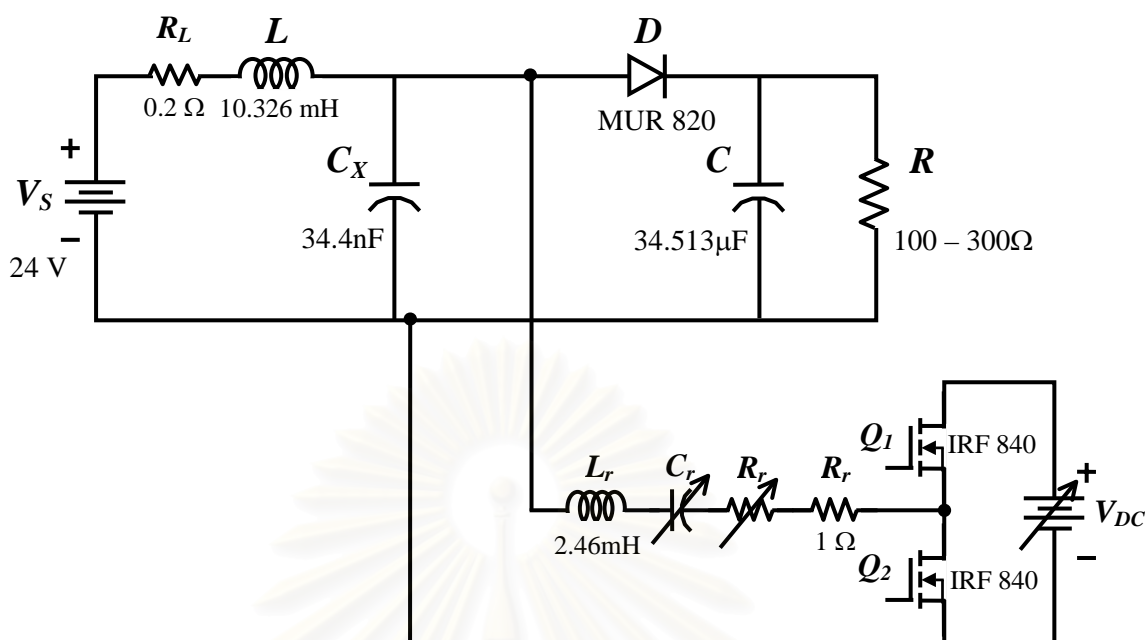
ผลการทดสอบวงจร

เพื่อทดสอบความถูกต้องของการคำนวณ จะทำการจำลองวงจรด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ (PSICE และ PSIM) และต่อวงจรจริง โดยจะแบ่งการทดสอบความถูกต้องของการคำนวณออกเป็น 2 ส่วนคือ 1. การทดสอบผลการคำนวณในบทที่ 2 – 4 ซึ่งเป็นส่วนของทฤษฎีพื้นฐาน และ 2. ทดสอบแหล่งจ่ายคูลค่าแรงดันไฟตรง ที่ได้ออกแบบและสร้างในบทที่ 5

6.1 ผลการทดสอบวงจรในบทที่ 2 – 4

ในบทที่ 2 เป็นการทดสอบผลการคำนวณค่าตัวแปรต่างๆ ของวงจรทางด้านไฟตรงกรณีใช้แหล่งกระแสควบคุมที่มีค่าของกระแสไม่ขึ้นกับความถี่การสวิตช์ โดยเปรียบเทียบผลการคำนวณ กับผลการจำลองและผลการทดลอง ในบทที่ 3 เป็นการทดสอบคล้ายกับในบทที่ 2 แต่เป็นกรณีที่ใช้วงจรถออินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์เป็นแหล่งกระแสควบคุมแทน ส่วนในบทที่ 4 เป็นทดสอบความถูกต้องของการวิเคราะห์สัญญาณขนาดเล็กโดยเปรียบเทียบผลตอบสนองเชิงความถี่ของวงจรที่ได้จากการคำนวณ กับผลการจำลองเพียงอย่างเดียว วงจรจริงที่ใช้ทดลองในบทที่ 2 – 4 มีโครงสร้างดังรูปที่ 6.1 ค่าของแรงดันบัสไฟตรง V_{DC} , ตัวเก็บประจุ C_r และความต้านทาน R_r อาจมีการปรับเปลี่ยน หรืออาจใส่ความต้านทาน R_r ภายนอกเพิ่มเติมเข้าไปในวงจรตามความเหมาะสมสำหรับการทดลองวงจรในเงื่อนไขต่างๆ การวิจารณ์ผลการทดสอบได้ทำไปแล้ว โดยจะอยู่ในส่วนท้ายของบทที่ 2-4

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



รูปที่ 6.1 วงจรทบทระดับที่ใช้กิ่งควบคุมแรงดัน สำหรับการทดลองในบทที่ 2-4

6.2 ผลการทดสอบวงจรต้นแบบ แหล่งจ่ายคุมค่าแรงดันไฟตรง

หลังจากที่ได้ออกแบบและต่อวงจรตามที่ได้ออกแบบไว้ในบทที่ 5 ในหัวข้อนี้จะทดสอบวัดคุณสมบัติต่างๆ ของแหล่งจ่ายคุมค่าแรงดันไฟตรงที่สร้างขึ้นในสภาวะอยู่ตัว ทดลองหาผลตอบเชิงความถี่ต่อสัญญาณขนาดเล็ก และทดสอบวงจรในภาวะชั่วคราว โดยมีเงื่อนไขการทดสอบและผลการทดสอบดังนี้

6.2.1 คุณสมบัติในสภาวะอยู่ตัว

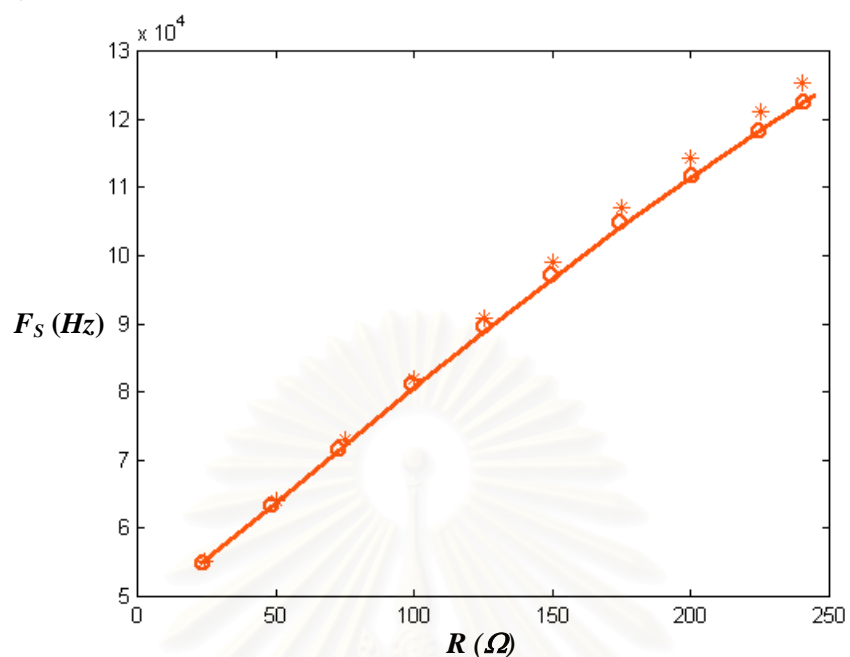
6.2.1.1 ความสัมพันธ์ระหว่างตัวแปรควบคุม(ความถี่การสวิตซ์) กับความต้านทานโหลด

เมื่อควบคุมให้แรงดันด้านออกคงที่

ทำการจำลองวงจรด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ (PSIM) และทดลองวงจรจริง เพื่อทดสอบความสัมพันธ์ระหว่างตัวแปรควบคุม F_s กับความต้านทานโหลด R ของวงจรต้นแบบแหล่งจ่ายคุมค่าแรงดันไฟตรง ในรูปที่ 5.4 โดยจะเพิ่มความต้านทานโหลด R ขึ้นจาก 24Ω จนถึง 240Ω จากนั้นจะปรับความถี่การสวิตซ์ F_s ไปเพื่อควบคุมให้แรงดันด้านออก V_o มีค่าคงที่เท่ากับ 48 V ซึ่งจะทดสอบใน 2 กรณีคือ 1.กรณีแรงดันด้านเข้า $V_s = 21.6 \text{ V}$ และ 2.กรณี $V_s = 26.4 \text{ V}$ ได้ผลการจำลองและผลการทดลองดังรูปที่ 6.2 และ 6.3 ตามลำดับ จากรูปทั้งสองจะเห็นได้ว่า ผลการ

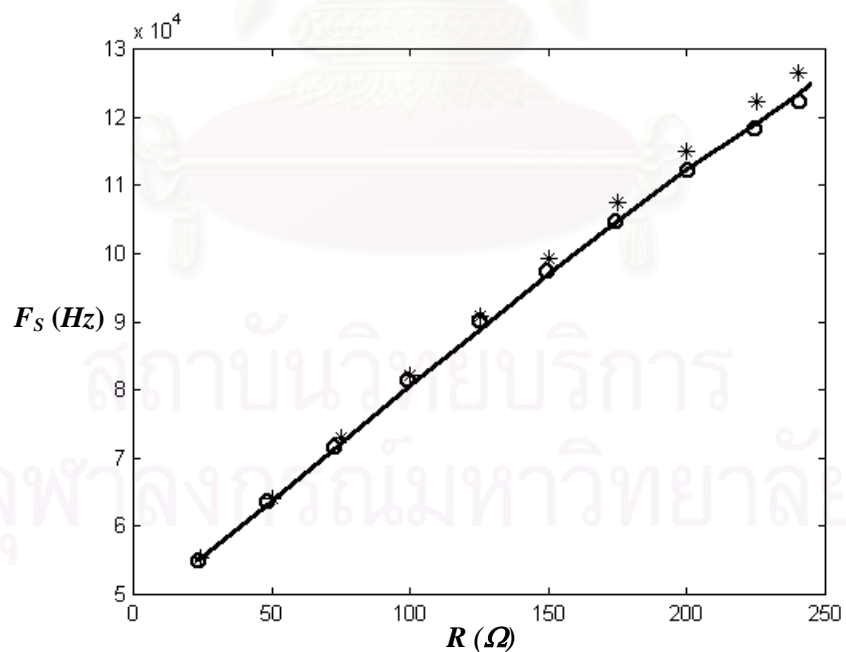
คำนวณ ผลการจำลองด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์(PSIM) และผลการทดลองจะมีแนวโน้มที่สอดคล้องกันคือ ที่ความต้านทานโหลด R น้อย (โหลดมาก) แรงดันด้านออกจะลดลง ถ้าต้องการคงค่าแรงดันด้านออกให้เท่ากับ 48 V จะต้องลดความถี่การสวิตช์ เพื่อให้แรงดันมากขึ้นจนเท่ากับค่าที่ต้องการ ส่วนในกรณีความต้านทานโหลด R มาก (โหลดน้อย) จะต้องเพิ่มความถี่การสวิตช์ขึ้น ผลการคำนวณส่วนใหญ่ จะมีค่าใกล้เคียงกับการจำลองและผลการทดลอง เมื่อเทียบผลการคำนวณกับการจำลอง พบว่ามีความคลาดเคลื่อนไม่เกิน 3% และเทียบผลการคำนวณกับการทดลองพบว่ามีความคลาดเคลื่อนไม่เกิน 1% ในช่วงความถี่สูงจะมีความคลาดเคลื่อนมากกว่าในช่วงความถี่ต่ำเล็กน้อยอาจเนื่องมาจากในช่วงความถี่สูงกระแสควบคุม i_x จะมีรูปคลื่นที่ต่างจากรูปคลื่นไซน์มากกว่า

รูปคลื่นการทดลองของกระแสและแรงดันในวงจร ในกรณีแรงดันด้านเข้าต่ำ $V_s = 21.6$ V โหลดพิกัด $I_o = 2$ A (LLFL) และแรงดันด้านเข้าสูง $V_s = 26.4$ V โหลดน้อย $I_o = 0.2$ A (HLLL) แสดงดังรูปที่ 6.4 และ 6.5 ตามลำดับ สังเกตได้ว่ารูปคลื่นของกระแสควบคุม i_x กรณี LLFL จะมีรูปคลื่นใกล้เคียงกับรูปคลื่นไซน์มาก ส่วนกรณี HLLL กระแสควบคุม i_x จะเป็นรูปคลื่นสามเหลี่ยม เนื่องจากที่ LLFL ความถี่การสวิตช์จะมีค่าใกล้เคียงกับความถี่เรโซแนนซ์มากกว่าที่ HLLL รูปคลื่นของแรงดัน v_{Cx} กรณี LLFL จะมีค่าเป็นลบมากกว่ากรณี HLLL เนื่องจากกระแสผ่านตัวเก็บประจุ $i_{Cx} = i_L - i_x$ กรณี LLFL จะมากกว่ากรณี HLLL



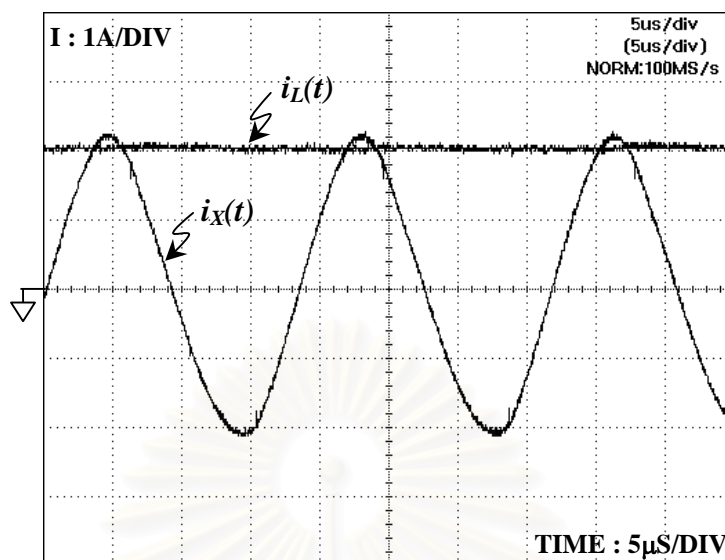
หมายเหตุ : — ผลการคำนวณ , * * ผลการจำลอง , ○ ○ ผลการทดลอง

รูปที่ 6.2 ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่การสวิตช์กับความต้านทานโหลด
เมื่อควบคุมให้แรงดันด้านออกคงที่เท่ากับ 48V กรณีแรงดันด้านเข้าต่ำ ($V_s = 21.6$ V)

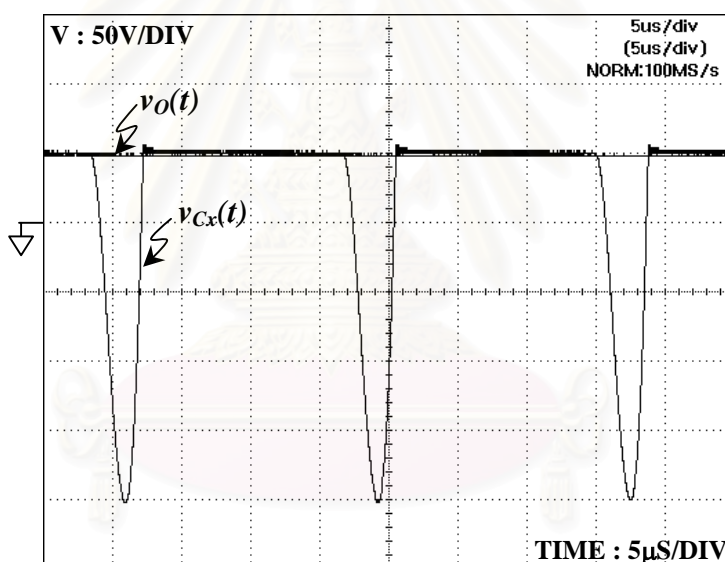


หมายเหตุ : — ผลการคำนวณ , * * ผลการจำลอง , ○ ○ ผลการทดลอง

รูปที่ 6.3 ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่การสวิตช์กับความต้านทานโหลด
เมื่อควบคุมให้แรงดันด้านออกคงที่เท่ากับ 48V กรณีแรงดันด้านเข้าสูง ($V_s = 26.4$ V)



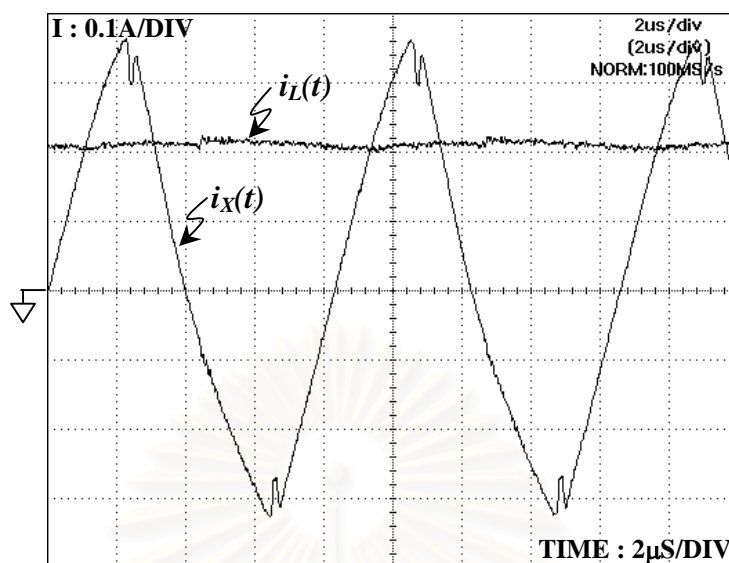
(ก) กระแสผ่านตัวเหนี่ยวนำ i_L และกระแสควมคุม i_X



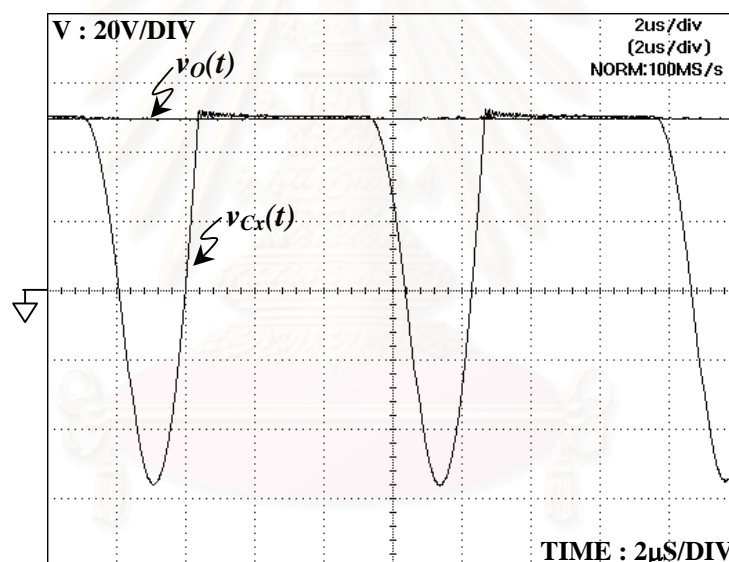
(ข) แรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ v_{Cx} และแรงดันด้านออก v_o

รูปที่ 6.4 กระแสและแรงดันของวงจรกรณีแรงดันด้านเข้าต่ำ โหลดพิกัด ($V_s = 21.6V, I_o = 2A$)

จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



(ก) กระแสผ่านตัวเหนี่ยวนำ i_L และกระแสควบคุม i_X



(ข) แรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ v_{Cx} และแรงดันด้านออก v_o

รูปที่ 6.5 กระแสและแรงดันของวงจรกรณีแรงดันด้านเข้าสูง โหลดน้อย ($V_S = 26.4V$, $I_O = 0.2A$)

6.2.1.2 การคงค่าแรงดันด้านออกเนื่องจากการเปลี่ยนแปลงของโหลด

การคงค่าแรงดันด้านออกเนื่องจากการเปลี่ยนแปลงของโหลด (Load Regulation) คือ เปอร์เซ็นต์การลดลงของแรงดันด้านออก เมื่อกระแสโหลดของแหล่งจ่ายไฟตรงเพิ่มขึ้นจากภาวะไม่มีโหลดถึงภาวะที่โหลดมีค่าเท่ากับพิกัด อย่างไรก็ตามในการทดลองวัดค่าการคงค่าแรงดันของวงจรทระดับที่ใช้กึ่งควบคุมแรงดัน ซึ่งพลังงานไหลได้ทางเดียวนั้น เราไม่อาจควบคุมแรงดันด้านออกในภาวะไม่มีโหลดได้ ดังนั้นจะวัดการเปลี่ยนแปลงของแรงดันด้านออกเมื่อกระแสโหลดเพิ่มจาก 10% ของค่าพิกัด (0.2A) จนถึงค่าพิกัด (2A) แทน ดังสมการที่ (6.1) ได้ผลการทดลองดังตาราง

ที่ 6.1 จะเห็นได้ว่าอัตราค่าแรงดันเนื่องจากการเปลี่ยนแปลงของโหลดจะดีขึ้น (ค่าลดลง) เมื่อแรงดันด้านเข้ามากขึ้น แสดงว่าความต้านทานด้านออกเมื่อมีการป้อนกลับ กรณีที่แรงดันด้านเข้าสูงจะมีค่าน้อยกว่ากรณีแรงดันด้านเข้าต่ำ ทั้งสองจุดการทำงานจะมีค่าน้อยกว่า 1% เป็นไปตามข้อกำหนดของวงจร

$$Load\ Reg = \frac{V_{O(10\%_{load})} - V_{O(full_{load})}}{V_{O(full_{load})}} \cdot 100(\%) \quad (6.1)$$

ตารางที่ 6.1 การคงค่าแรงดันด้านออกเนื่องจากการเปลี่ยนแปลงของโหลด เมื่อแรงดันด้านเข้าเท่ากับ 21.6 และ 26.4 V ตามลำดับ

	$V_S = 21.6\text{ V}$	$V_S = 26.4\text{ V}$
V_O Variation	0.47 (Volts)	0.4 (Volts)
Load Regulation	0.98(%)	0.833 (%)

6.2.1.3 การคงค่าแรงดันด้านออกเนื่องจากการเปลี่ยนแปลงของแรงดันด้านเข้า

การคงค่าแรงดันด้านออกเนื่องจากการเปลี่ยนแปลงของแรงดันด้านเข้า (Line Regulation) คือ เปอร์เซ็นต์การเปลี่ยนแปลงของแรงดันด้านออก เมื่อแรงดันด้านเข้าเปลี่ยนแปลงอยู่ในค่าพิคัดที่กำหนด ดังสมการที่ (6.2) ในการทดลองจะแปรค่าแรงดันด้านเข้าระหว่าง 21.6 – 26.4 V โดยที่แรงดันด้านเข้าในภาวะปกติเท่ากับ 24 V ได้ผลการคำนวณและผลการทดลองดังตารางที่ 6.2 พบว่าผลการคำนวณกรณีโหลดน้อยจะมีค่าอัตราค่าแรงดันเนื่องจากการเปลี่ยนแปลงของแรงดันด้านเข้ามากกว่ากรณีโหลดมาก เนื่องจากค่าอัตราขยายของฟังก์ชัน โอนย้ายวงรอบปิดของแรงดันด้านเข้าสู่แรงดันด้านออก กรณีโหลดน้อยจะมีค่ามากกว่ากรณีโหลดมาก เมื่อเปรียบเทียบผลการคำนวณกับผลการทดลองพบว่ามีความผิดพลาดมาก อาจเนื่องมาจากความคลาดเคลื่อนในการวัดค่าแรงดันด้านออก ขณะทดลองจริง

$$Line\ Reg = \frac{V_{O(hi_{input})} - V_{O(lo_{input})}}{V_{O(nom_{input})}} \cdot 100(\%) \quad (6.2)$$

ตารางที่ 6.2 การคงค่าแรงดันด้านออกเนื่องจากการเปลี่ยนแปลงของแรงดันด้านเข้า เมื่อกระแสไหลลด เท่ากับ 0.2 และ 2 A ตามลำดับ

	$I_o = 0.2 \text{ A}$		$I_o = 2 \text{ A}$	
	ผลการคำนวณ	ผลการทดลอง	ผลการคำนวณ	ผลการทดลอง
V_o Variation	0.1168(V)	0.09 (V)	0.00619(V)	0.16 (V)
Line Regulation	0.24336(%)	0.187(%)	0.01289(%)	0.333 (%)

6.2.1.4 การกระเพื่อมของกระแสผ่านตัวเหนี่ยวนำ i_L และการกระเพื่อมของแรงดันด้านออก v_o

การกระเพื่อมของกระแสผ่านตัวเหนี่ยวนำและแรงดันด้านออกจะขึ้นอยู่กับค่าของตัวเหนี่ยวนำ L ,ตัวเก็บประจุ C และจุดทำงานของวงจร ได้ผลการทดลองดังตารางที่ 6.3 เมื่อเทียบกับผลการคำนวณในตารางที่ 5.1 จะเห็นได้ว่า

- การกระเพื่อมของกระแสผ่านตัวเหนี่ยวนำที่กระแสไหลคณน้อย ทั้งกรณีแรงดันด้านเข้าต่ำและสูง ผลการคำนวณจะใกล้เคียงกับผลการทดลองมาก แต่ที่กระแสไหลคณมากผลการคำนวณจะผิดพลาดไปมาก อาจเนื่องมาจากสมการที่ (5.8) เป็นสมการที่ใช้คำนวณการกระเพื่อมของกระแสผ่านตัวเหนี่ยวนำโดยประมาณเท่านั้นและในการทดลองจริง ตัวเหนี่ยวนำที่ใช้จะมีการสูญเสียและไม่เป็นเชิงเส้น

- การกระเพื่อมของแรงดันด้านออก ผลการคำนวณและผลการทดลองจะมีลักษณะที่เหมือนกันคือ กรณี LLFL จะมีการกระเพื่อมมากที่สุดและกรณี HLLL จะมีการกระเพื่อมน้อยสุดค่าที่วัดได้จากทดลองจะมีค่ามากกว่าการคำนวณเสมอ อาจเนื่องมาจากตัวเก็บประจุด้านออก C มีความต้านทานอนุกรมสมมูลหรือความเหนี่ยวนำสมมูล ซึ่งทำให้การกระเพื่อมของแรงดันด้านออกมากกว่าที่คำนวณไว้

ตารางที่ 6.3 การกระเพื่อมของกระแสผ่านตัวเหนี่ยวนำ i_L และการกระเพื่อมของแรงดันด้านออก v_o ที่จุดการทำงานต่างๆ

	$V_s=21.6\text{V}, I_o=0.2\text{A}$ (LLLL)	$V_s=21.6 \text{ V}, I_o = 2 \text{ A}$ (LLFL)	$V_s=26.4\text{V}, I_o=0.2\text{A}$ (HLLL)	$V_s=26.4\text{V}, I_o=2\text{A}$ (HLFL)
Ripple of i_L	6.115%	9.759%	5.307%	8.862%
Ripple of v_o	2.5%	6.833%	2.496%	6.653%

6.2.2 ผลตอบเชิงความถี่ต่อสัญญาณขนาดเล็ก

ได้จำลองวงจรด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ (PSIM) และทดลองวัดผลตอบสนองเชิงความถี่ต่อสัญญาณขนาดเล็กของวงจรต้นแบบ แหล่งจ่ายคูลค่าแรงดันไฟตรงในรูปที่ 5.25 ได้ผลดังนี้

6.2.2.1 ผลตอบเชิงความถี่ของฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบเปิดของตัวแปรควบคุม คู่แรงดันด้านออก

รูปที่ 6.6 แสดงผลตอบเชิงความถี่ของฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบเปิดของตัวแปรควบคุม f_s คู่แรงดันด้านออก v_o กรณีแรงดันด้านเข้าต่ำ โหลดพิกัด (LLFL) และแรงดันด้านเข้าสูง โหลดน้อย (HLLL) จากรูปจะเห็นได้ว่าในย่านความถี่ต่ำทั้งผลการคำนวณ ผลการจำลอง และผลการทดลองจะสอดคล้องกันมาก แต่เมื่อความถี่มีค่ามากกว่า 1 kHz ผลการคำนวณจะเริ่มมีความคลาดเคลื่อน โดยกรณี LLFL จะคลาดเคลื่อนมากกว่ากรณี HLLL และสังเกตได้ว่าในย่านความถี่สูง เมื่อความถี่มากขึ้นเส้นกราฟของการจำลองและการทดลองจะมีขนาดน้อยกว่า และมีเฟสที่ล่าช้ามากกว่าผลการคำนวณ ที่ความถี่ประมาณ 15 kHz เส้นกราฟของการจำลองและการทดลองจะมีขนาดลดลงแบบหักมุมแล้วค่อยเพิ่มขนาดขึ้น มุมเฟสจะกลับเฟสไป 180° จากลักษณะของเส้นกราฟดังกล่าว ทำให้ประมาณได้ว่าฟังก์ชันโอนย้ายของวงจรจริงน่าจะมีขั้วที่ความถี่สูงอยู่ 2 ตัว และมีศูนย์ที่ความถี่สูงอีก 2 ตัวที่เป็นเลขเชิงซ้อน และมีค่าตัวประกอบคุณภาพสูงมาก เกิดที่ความถี่ประมาณ 15 kHz ซึ่งขั้วที่ความถี่สูง 2 ตัว และศูนย์ที่ความถี่สูง 2 ตัว นี้ น่าจะเป็นผลมาจากองค์ประกอบสะสมพลังงานที่มีความถี่ธรรมชาติค่าสูง เช่น L_r , C_r และ C_x ที่ได้ละเอียดค้นหาแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็ก

พารามิเตอร์ในวงจร : $V_o=48$ V, $L=9.775$ mH, $R_L=0.55\Omega$, $C=62.6$ uF, $C_x=1.888$ nF,

$L_r=0.8497$ mH, $C_r=12.965$ nF, $R_r=1.96$ Ω , $V_{DC}=240$ V

LLFL : $V_s=21.6$ V, $I_L=2$ A, $R=24\Omega$, $I_{X-p}=2.175$ A, $F_s=55.243$ kHz,

$$r_x=173.76, r'_i=225.93, y_f=-56.061e^{-3}$$

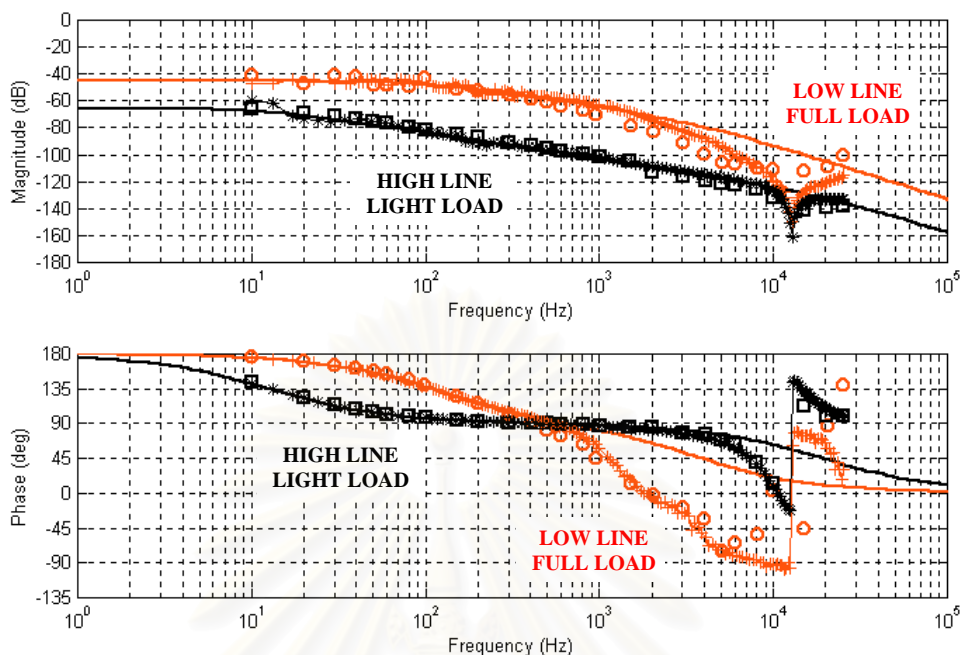
HLLL : $V_s=26.4$ V, $I_L=0.2$ A, $R=240\Omega$, $I_{X-p}=0.34$ A, $F_s=126.4134$ kHz,

$$r_x=356.73, r'_i=1199.1, y_f=-3.2276e^{-3}$$

(จุดทำงานสงบ ใช้ข้อมูลที่ได้จากการจำลองวงจรด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ PSIM)

ผลการคำนวณที่ LLFL : $A_{fs_inv} = -5.3715e^{-3}$, $f_{p1} = 117.53$ Hz, $f_{p2} = 3.6759$ kHz

ผลการคำนวณที่ HLLL: $A_{fs_inv} = -0.53804e^{-3}$, $f_{p1} = 12.714$ Hz, $f_{p2} = 19.531$ kHz



หมายเหตุ LLFL : — ผลการคำนวณ, ++ ผลการจำลอง, OO ผลการทดลอง
 HLLL : — ผลการคำนวณ, ** ผลการจำลอง, □□ ผลการทดลอง

รูปที่ 6.6 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบเปิดของตัวแปรควบคุม f_s สู่แรงดันด้านออก v_o กรณี $V_s=21.6V, I_o=2A$ (LLFL) และกรณี $V_s=26.4V, I_o=0.2A$ (HLLL)

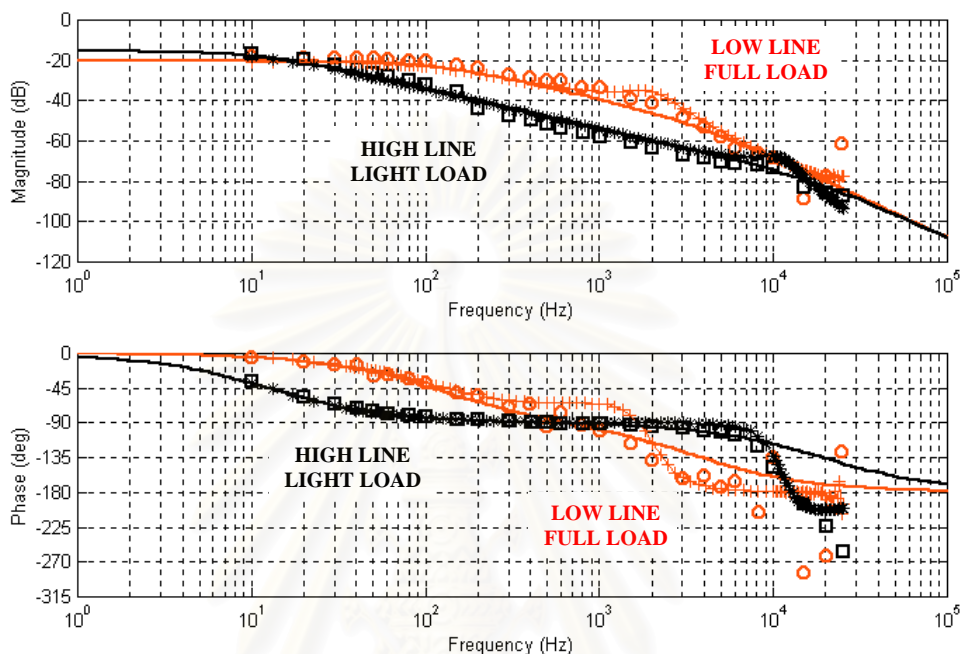
6.2.2.2 ผลตอบเชิงความถี่ของฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบเปิดของแรงดันด้านเข้า สู่แรงดันด้านออก

รูปที่ 6.7 แสดงผลตอบเชิงความถี่ของฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบเปิดของแรงดันด้านเข้า v_s สู่แรงดันด้านออก v_o กรณีแรงดันด้านเข้าต่ำ โหลดพิกัด (LLFL) และแรงดันด้านเข้าสูง โหลดน้อย (HLLL) จากรูปจะเห็นได้ว่า ในย่านความถี่ต่ำทั้งผลการคำนวณ ผลการจำลอง และผลการทดลองจะสอดคล้องกันมาก ในกรณี LLFL ที่ความถี่มีค่ามากกว่า 1 kHz ขนาดของผลตอบเชิงความถี่ที่ได้จากการคำนวณจะเริ่มคลาดเคลื่อน ส่วนเฟสจะเริ่มคลาดเคลื่อนที่ความถี่ประมาณ 200 Hz ส่วนกรณี HLLL ผลการคำนวณจะเริ่มคลาดเคลื่อนที่ความถี่ประมาณ 6 kHz และสังเกตได้ว่าในย่านความถี่สูง เมื่อความถี่มากขึ้นเส้นกราฟของการจำลองและการทดลองจะมีขนาดมากกว่าผลการคำนวณในช่วงแรก หลังจากนั้นจะเริ่มน้อยลง ส่วนเฟสในช่วงแรกเส้นกราฟของการจำลองและการทดลองจะมีเฟสที่นำหน้า หลังจากนั้นจะล้าหลัง แสดงว่าฟังก์ชันโอนย้ายของวงจรจริงน่าจะมีขั้วที่ความถี่สูงอยู่ 2 ตัว ซึ่งมีค่าเดียวกับกรณีตัวแปรควบคุม นอกจากนั้นจะมีศูนย์อยู่ 1 ตัวที่ความถี่ประมาณ 1 kHz ขั้วที่ความถี่สูง 2 ตัว และศูนย์ที่ความถี่สูง นี้ น่าจะเป็นผลมาจาก L_r , C_r และ C_x ที่ได้ละเลยตอนหาแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็ก

พารามิเตอร์ในวงจร และจุดทำงานสงบ : ค่าเดียวกับกรณีตัวแปรควบคุม f_s

ผลการคำนวณที่ LLFL : $A_{vs_inv} = 0.095816$, $f_{p1} = 117.53$ Hz , $f_{p2} = 3.6759$ kHz

ผลการคำนวณที่ HLLL : $A_{vs_inv} = 0.1667$, $f_{p1} = 12.714$ Hz , $f_{p2} = 19.531$ kHz



หมายเหตุ LLFL : — ผลการคำนวณ , ++ ผลการจำลอง , OO ผลการทดลอง

HLLL : — ผลการคำนวณ , ** ผลการจำลอง , □□ ผลการทดลอง

รูปที่ 6.7 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบเปิดของแรงดันด้านเข้า v_s สู่แรงดันด้านออก v_o กรณี $V_s=21.6V$, $I_o=2A$ (LLFL) และกรณี $V_s=26.4V$, $I_o=0.2A$ (HLLL)

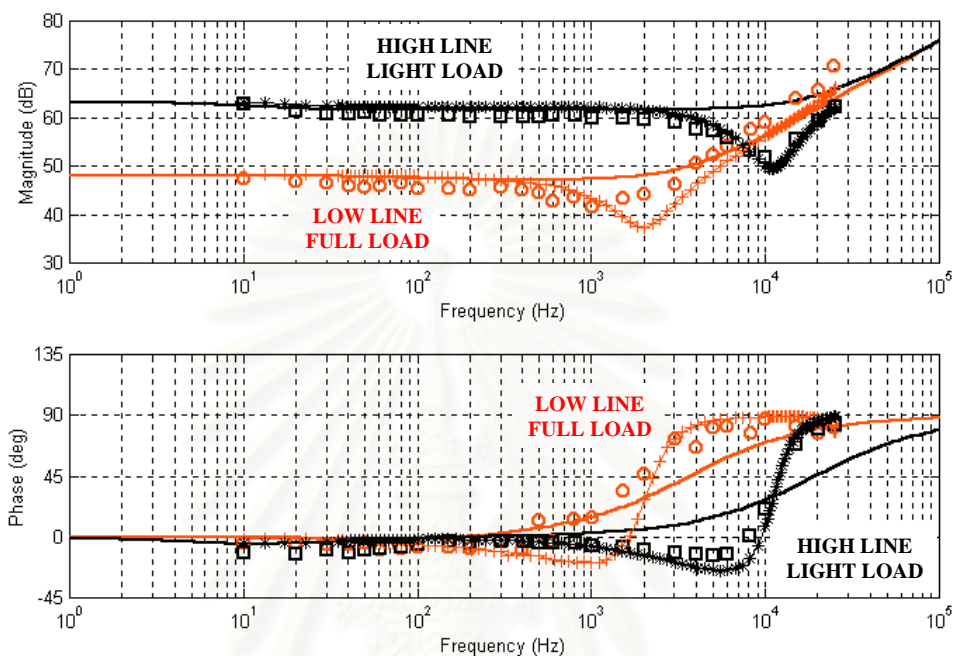
6.2.2.3 ผลตอบเชิงความถี่ของอิมพีแดนซ์ด้านเข้า วงรอบเปิด

รูปที่ 6.8 แสดงผลตอบเชิงความถี่ของอิมพีแดนซ์ด้านเข้า วงรอบเปิด กรณีแรงดันด้านเข้าต่ำ โหลดพิกัด (LLFL) และแรงดันด้านเข้าสูง โหลดน้อย (HLLL) จากรูปจะเห็นได้ว่า ในย่านความถี่ต่ำ ทั้งผลการคำนวณ ผลการจำลอง และผลการทดลองจะสอดคล้องกัน ในกรณี LLFL ที่ความถี่มีค่ามากกว่า 200 Hz ผลการคำนวณจะคลาดเคลื่อน โดยจะเริ่มจากเฟสก่อน ส่วนกรณี HLLL ผลการคำนวณจะเริ่มคลาดเคลื่อนที่ความถี่ประมาณ 800 Hz และสังเกตได้ว่าในย่านความถี่สูง เมื่อความถี่มากขึ้นเส้นกราฟของการจำลองและการทดลองมีขนาดลดลงและเพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็ว ส่วนมุมเฟสในตอนแรกเส้นกราฟจะมีเฟสที่ล่าช้า หลังจากนั้นจะกลับมุมเฟสไป 180° แสดงว่าฟังก์ชันโอนย้ายของวงจรจริงน่าจะมีศูนย์ที่ความถี่สูงอยู่ 2 ตัว ซึ่งมีค่าเดียวกับขั้วของกรณีตัวแปรควบคุม และมีขั้วอยู่อีก 1 ตัว ศูนย์ที่ความถี่สูง 2 ตัว และขั้วที่ความถี่สูงนี้น่าจะเป็นผลมาจาก L_r , C_r และ C_x ที่ได้ละเลยตอนหาแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็ก

พารามิเตอร์ในวงจร และจุดทำงานสงบ: ค่าเดียวกับกรณีตัวแปรควบคุม f_s

ผลการคำนวณที่ LLFL : $K_{io_inv} = 250.48$, $f_{z1} = 117.53$ Hz, $f_{z2} = 3.6759$ kHz, $f_{pin} = 105.93$ Hz

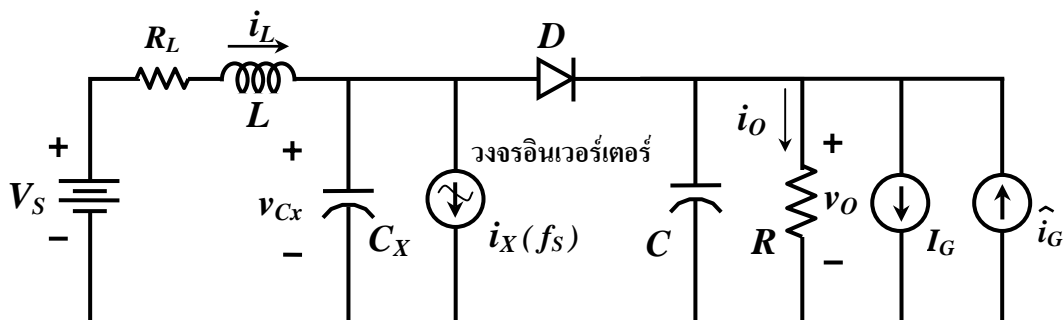
ผลการคำนวณที่ HLLL: $K_{io_inv} = 1439.7$, $f_{z1} = 12.714$ Hz, $f_{z2} = 19.531$ kHz, $f_{pin} = 10.593$ Hz



หมายเหตุ LLFL : — ผลการคำนวณ, ++ ผลการจำลอง, OO ผลการทดลอง
 HLLL : — ผลการคำนวณ, ** ผลการจำลอง, □□ ผลการทดลอง
 รูปที่ 6.8 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของอิมพีแดนซ์ด้านเข้า วงรอบเปิด Z_{io}
 กรณี $V_s=21.6V$, $I_o=2A$ (LLFL) และกรณี $V_s=26.4V$, $I_o=0.2A$ (HLLL)

6.2.2.4 ผลตอบเชิงความถี่ของอิมพีแดนซ์ด้านออก วงรอบเปิด

รูปที่ 6.9 แสดงวงจรที่ใช้ในการจำลองและทดลองหาผลตอบเชิงความถี่ของอิมพีแดนซ์ด้านออกวงรอบเปิด ได้ผลตอบเชิงความถี่กรณีแรงดันด้านเข้าต่ำโหลดพิกัด (LLFL) และแรงดันด้านเข้าสูงโหลดน้อย (HLLL) ดังรูปที่ 6.10 สังเกตได้ว่าผลการคำนวณ ผลการจำลอง และผลการทดลองจะสอดคล้องกันมาก ตลอดทุกย่านความถี่และผลตอบเชิงความถี่จะเป็นลักษณะของวงจรอันดับ 1 ซึ่งเป็นผลมาจากตัวเก็บประจุด้านออก C เป็นหลัก



รูปที่ 6.9 วงจรที่ใช้จำลองและทดลองหาผลตอบเชิงความถี่ของอิมพีแดนซ์ด้านออก วงรอบเปิด

พารามิเตอร์ในวงจร : $V_o=48$ V, $L=9.775$ mH, $R_L=0.55$ Ω , $C=62.6$ μ F, $C_X=1.888$ nF,

$$L_r = 0.8497$$
 mH, $C_r = 12.965$ nF, $R_r = 1.96$ Ω , $V_{DC} = 240$ V

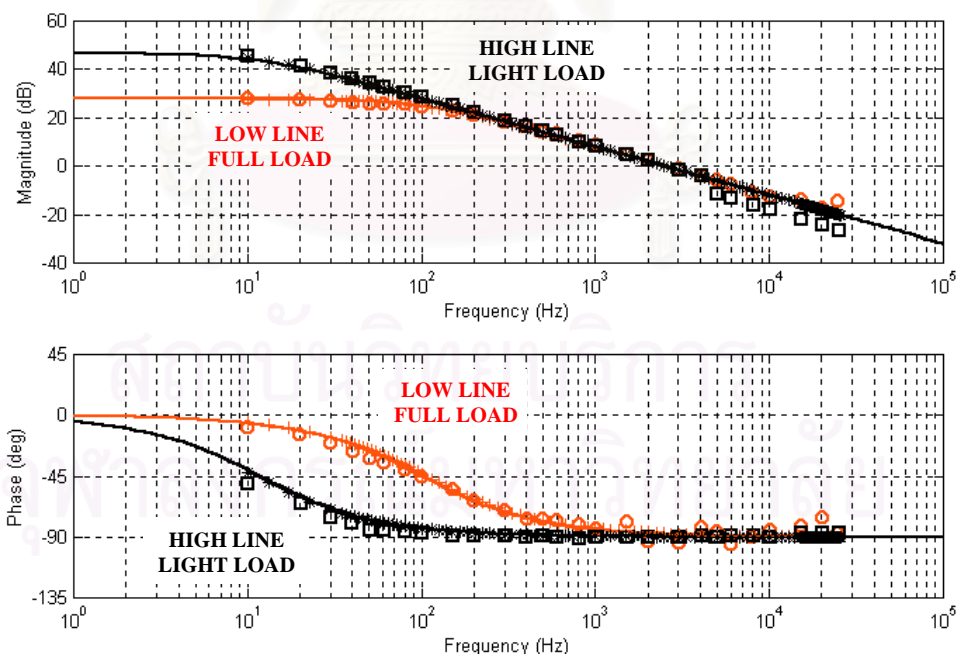
LLFL : $V_S=21.6$ V, $I_L=2$ A, $R=26.6667$ Ω , $I_G = 0.2$ A, $I_{X-p}=2.22$ A, $F_S=55.243$ kHz, $r'_i = 439.69$

HLLL : $V_S=26.4$ V, $I_L=0.4$ A, $R=240$ Ω , $I_G = 0.2$ A, $I_{X-p}=0.54$ A, $F_S=89.128$ kHz, $r'_i = 1928.8$

(จุดทำงานสงบ ใช้ข้อมูลที่ได้จากการจำลองวงจรด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ PSIM)

ผลการคำนวณที่ LLFL : $K_{oo_inv} = 25.144$, $f_{zoo} = 7.168$ kHz, $f_{p1} = 101.2$ Hz, $f_{p2} = 7.1621$ kHz

ผลการคำนวณที่ HLLL : $K_{oo_inv} = 213.45$, $f_{zoo} = 31.413$ kHz, $f_{p1} = 11.912$ Hz, $f_{p2} = 31.411$ kHz



หมายเหตุ LLFL : — ผลการคำนวณ, ++ ผลการจำลอง, OO ผลการทดลอง

HLLL : — ผลการคำนวณ, ** ผลการจำลอง, □□ ผลการทดลอง

รูปที่ 6.10 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของอิมพีแดนซ์ด้านออก วงรอบเปิด Z_{oo}

กรณี $V_S=21.6$ V, $I_o=2$ A (LLFL) และกรณี $V_S=26.4$ V, $I_o=0.2$ A (HLLL)

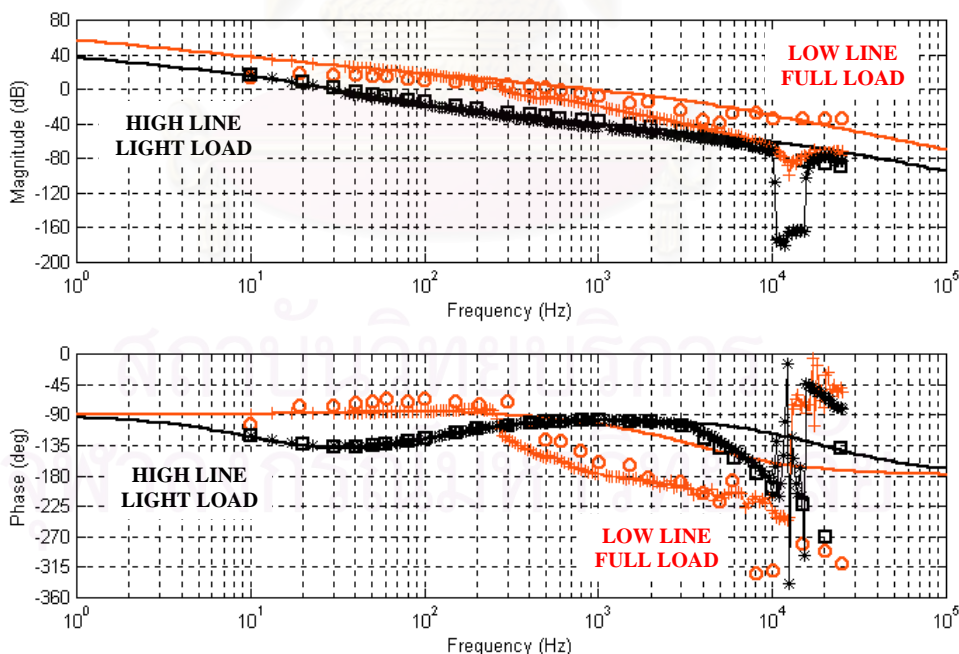
6.2.2.5 ผลตอบเชิงความถี่ของอัตราขยายวงรอบเปิด

รูปที่ 6.11 แสดงผลตอบเชิงความถี่ของอัตราขยายวงรอบเปิดที่ใช้วิธีการวัดแบบวงรอบปิดและฉีดแรงดัน [9] ใน 2 กรณีคือ 1. กรณีแรงดันด้านเข้าต่ำโหลดพิกัด (LLFL) และ 2. กรณีแรงดันด้านเข้าสูงโหลดน้อย (HLLL) จากรูปจะเห็นได้ว่า ผลการคำนวณ ผลการจำลอง และผลการทดลองจะสอดคล้องกันเฉพาะในย่านความถี่ต่ำ แต่ในย่านความถี่สูงกรณี LLFL จะเริ่มคลาดเคลื่อนที่ความถี่ประมาณ 300 Hz ส่วนกรณี HLLL จะเริ่มคลาดเคลื่อนที่ความถี่ประมาณ 3 kHz

- กรณี LLFL จำนวนความถี่ตัดข้าม $f_c = 917.84$ Hz และ ช่วงเฟส PM = 77.586° แต่จากรูปจะเห็นได้ว่า ผลการจำลองมี f_c ประมาณ 300 Hz และ PM ประมาณ 60° ส่วนผลการทดลองมี f_c ประมาณ 500 Hz และ PM ประมาณ 50° การที่ผลการคำนวณมีความคลาดเคลื่อนมากอาจเนื่องมาจากการละเลยผลของ L_r , C_r และ C_x ในแบบจำลอง

- กรณี HLLL จำนวนความถี่ตัดข้าม $f_c = 30.217$ Hz และ ช่วงเฟส PM = 41.012° จากรูปจะเห็นได้ว่า ผลการคำนวณ ผลการจำลอง และผลการทดลองมีค่าที่ใกล้เคียงกัน ซึ่งอาจเนื่องมาจากค่าความถี่ตัดข้ามที่ออกแบบไว้มีค่าต่ำมาก จึงทำให้ผลการคำนวณใกล้เคียงกับค่าจริง

พารามิเตอร์ในวงจร และจุดทำงานสงบ: ค่าเดียวกับกรณีตัวแปรควบคุม f_s



หมายเหตุ LLFL : — ผลการคำนวณ , ++ ผลการจำลอง , OO ผลการทดลอง
HLLL : — ผลการคำนวณ , ** ผลการจำลอง , □□ ผลการทดลอง

รูปที่ 6.11 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของอัตราขยายวงรอบเปิด T

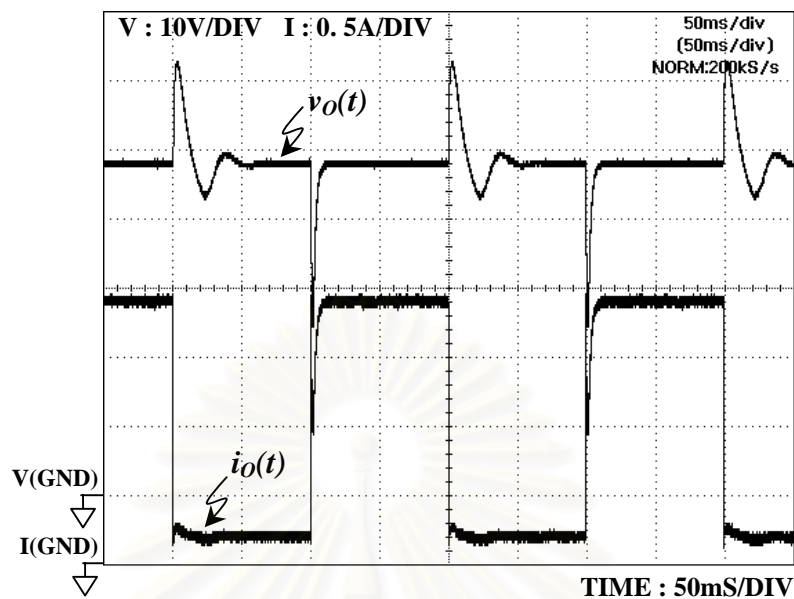
กรณี $V_s=21.6V, I_o=2A$ (LLFL) และกรณี $V_s=26.4V, I_o=0.2A$ (HLLL)

6.2.3 คุณสมบัติในภาวะชั่วคราว

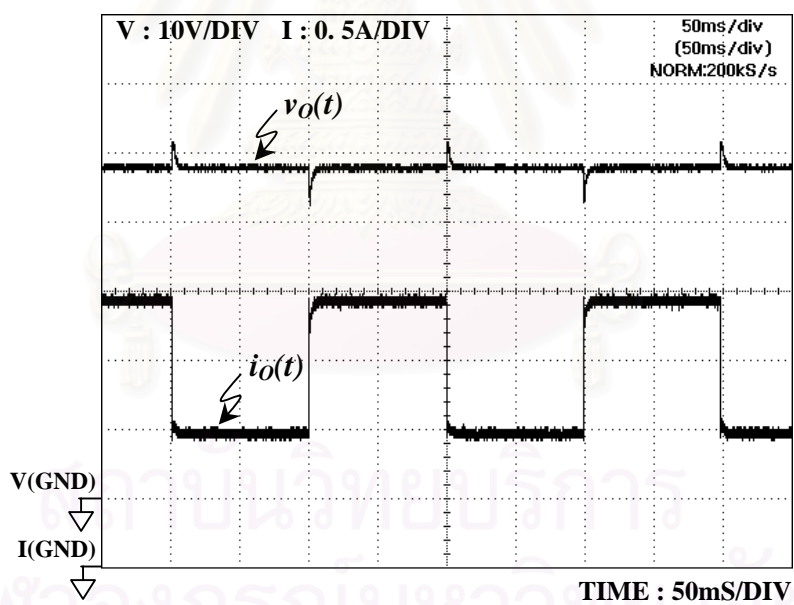
ได้มีการทดสอบผลตอบในภาวะชั่วคราวของวงจรต้นแบบ แหล่งจ่ายค่าแรงดันไฟตรง เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงของกระแสไหลดอย่างกระทันหัน โดยทำการทดลองในกรณีแรงดันด้านเข้าต่ำ ($V_s=21.6$ V) และกรณีแรงดันเข้าสูง ($V_s=26.4$ V) และให้กระแสไหลดเปลี่ยนแปลงอยู่ระหว่าง 10%ของค่าพิกัด (0.2A) กับ ค่าพิกัด(2A) และเปลี่ยนระหว่าง 50%ของค่าพิกัด (1A) กับค่าพิกัด(2A) ได้ผลการทดลองดังรูปที่ 6.12 – 6.15

- รูปที่ 6.12 และ 6.13 แสดงผลตอบชั่วคราวที่แรงดันเข้าต่ำ ($V_s=21.6$ V) โดยในรูปที่ 6.12 กระแสไหลดจะเปลี่ยนแปลงอยู่ระหว่าง 0.2 A และ 2A และรูปที่ 6.13 กระแสไหลดจะเปลี่ยนแปลงอยู่ระหว่าง 1A และ 2A จะเห็นได้ว่าเมื่อลดกระแสไหลดลงทันทีจาก 2A เป็น 0.2 A แรงดันด้านออกจะมีค่าเพิ่มขึ้นจากค่าอยู่ตัวประมาณ 14 V และเมื่อกระแสไหลดลดลงจาก 2A เป็น 1A แรงดันด้านออกจะเพิ่มขึ้นประมาณ 3 V การที่แรงดันด้านออกเพิ่มขึ้นนั้น เป็นเพราะเมื่อลดกระแสไหลดอย่างกระทันหัน กระแสผ่านตัวเหนี่ยวนำ i_L และกระแสควบคุม i_x ไม่สามารถลดลงทันทีตามกระแสของไหลดได้ ดังนั้นกระแสส่วนเกินจะเข้าไปประจุตัวเก็บประจุด้านออก C ทำให้แรงดันด้านออกเพิ่มขึ้น ส่วนการเพิ่มของกระแสไหลดจาก 0.2A เป็น 2 A ทันทีจะทำให้แรงดันด้านออก ลดลงจากค่าอยู่ตัวประมาณ 18 V และเมื่อเพิ่มของกระแสไหลดจาก 1A เป็น 2 A แรงดันด้านออกจะลดลงประมาณ 5 V การลดลงของแรงดันด้านออก เมื่อมีการเพิ่มไหลดอย่างกระทันหัน เกิดจากการที่กระแสผ่านตัวเหนี่ยวนำ i_L และกระแสควบคุม i_x ไม่อาจเพิ่มขึ้นทันทีตามกระแสไหลดได้ ดังนั้นจึงมีกระแสออกจากตัวเก็บประจุ C จ่ายให้กับไหลดทำให้แรงดันด้านออกลดลง และจะเห็นได้ว่า เมื่อลดกระแสไหลดลงจาก 2A เป็น 0.2 A แรงดันด้านออกจะมีเวลาคืนตัว(settling time) ประมาณ 50 ms ซึ่งเมื่อคำนวณเวลาคืนตัวโดยประมาณจากความถี่ตัดข้ามกรณี HLLL ได้ว่ามีเวลาคืนตัวประมาณ $1/f_c = 33.094$ ms ส่วนการเพิ่มกระแสไหลดจาก 0.2A เป็น 2 A แรงดันด้านออกจะมีเวลาคืนตัวประมาณ 7 ms เมื่อคำนวณเวลาคืนตัวโดยประมาณจากความถี่ตัดข้ามกรณี LLFL ได้ว่ามีเวลาคืนตัวประมาณ $1/f_c = 2$ ms

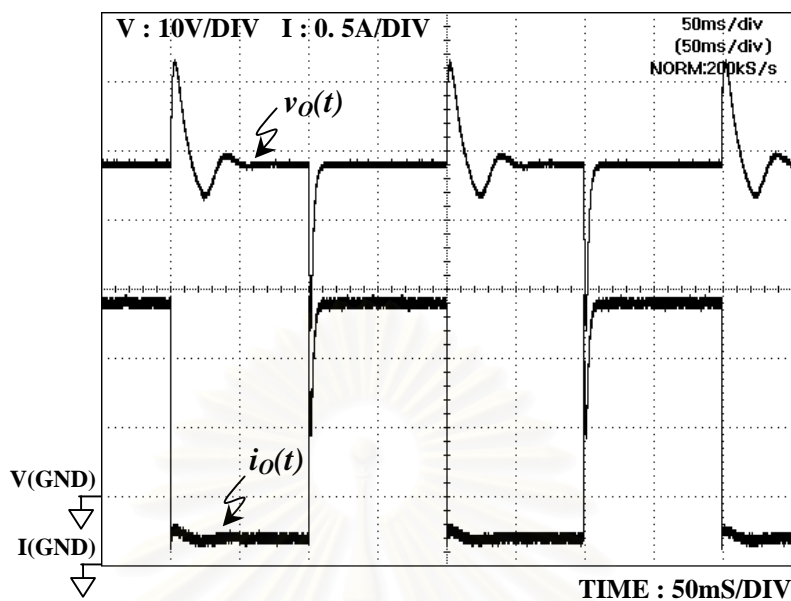
- รูปที่ 6.14 และ 6.15 แสดงผลตอบชั่วคราวที่แรงดันเข้าสูง ($V_s=26.4$ V) โดยในรูปที่ 6.14 กระแสไหลดจะเปลี่ยนแปลงอยู่ระหว่าง 0.2 A และ 2A และรูปที่ 6.15 กระแสไหลดจะเปลี่ยนแปลงอยู่ระหว่าง 1A และ 2A จะเห็นได้ว่าผลตอบในภาวะชั่วคราวจะมีลักษณะและค่าใกล้เคียงกับกรณีแรงดันด้านเข้าต่ำ



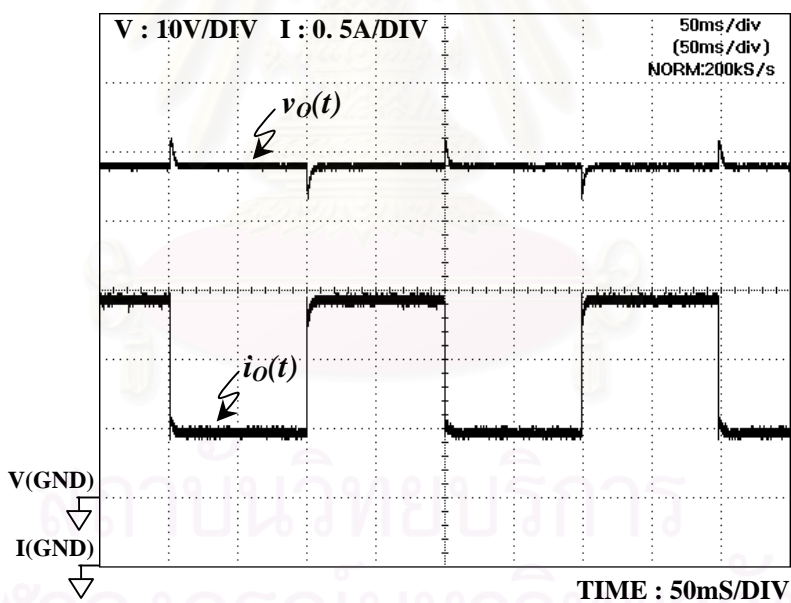
รูปที่ 6.12 กระแสโหลดเปลี่ยนแปลงอยู่ระหว่าง 0.2 A และ 2 A กรณีแรงดันด้านเข้าต่ำ ($V_s=21.6$ V)



รูปที่ 6.13 กระแสโหลดเปลี่ยนแปลงอยู่ระหว่าง 1 A และ 2 A กรณีแรงดันด้านเข้าต่ำ ($V_s=21.6$ V)



รูปที่ 6.14 กระแสโหลดเปลี่ยนแปลงอยู่ระหว่าง 0.2 A และ 2 A กรณีแรงดันด้านเข้าสูง ($V_s=26.4$ V)



รูปที่ 6.15 กระแสโหลดเปลี่ยนแปลงอยู่ระหว่าง 1A และ 2 A กรณีแรงดันด้านเข้าสูง ($V_s=26.4$ V)

บทที่ 7

บทสรุปและข้อเสนอแนะ

7.1 สรุปผลการวิจัย

จากการศึกษาวงจรทบทระดับที่ใช้กึ่งควบคุมแรงดัน ทั้งในกรณีใช้แหล่งกระแสควบคุมที่มีค่าขดไม่ขึ้นกับความถี่การสวิตช์ ซึ่งเป็นกรณีทั่วไป และกรณีใช้วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์เป็นแหล่งกระแสควบคุม พบว่า

1. เราสามารถนำวิธีการวิเคราะห์ที่พัฒนาสำหรับการวิเคราะห์วงจรแปลงผันแบบ PWM หรือวงจรแปลงผันแบบกึ่งเรโซแนนซ์มาใช้กับวงจรทบทระดับที่ใช้กึ่งควบคุมแรงดันได้
2. กรณีใช้แหล่งกระแสควบคุมที่มีค่าขดของกระแสไม่ขึ้นกับความถี่การสวิตช์ จะมีตัวแปรควบคุม 2 ตัวคือ ค่าขดของกระแสควบคุมและความถี่การสวิตช์ แรงดันด้านออกจะแปรตามค่าขดของกระแส แต่จะแปรผกผันกับความถี่การสวิตช์
3. กรณีใช้วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์เป็นแหล่งกระแสควบคุม มีตัวแปรควบคุมเพียงตัวเดียวคือ ความถี่การสวิตช์ เนื่องจากค่าขดของกระแสควบคุมขึ้นกับจุดทำงานและความถี่การสวิตช์ แรงดันด้านออกยังคงแปรผกผันกับความถี่การสวิตช์ เหมือนเดิม
4. แนวคิดในการประมาณวงจรอินเวอร์เตอร์ด้วยความถี่หลักมูล และแทนวงจรทบทระดับด้วยอิมพีแดนซ์ที่ความถี่หลักมูล จะใช้ได้ดีที่ความถี่การสวิตช์ใกล้เคียงกับความถี่เรโซแนนซ์ และค่าตัวประกอบคุณภาพของวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์สูงเท่านั้น ถ้าไม่อยู่ในเงื่อนไขดังกล่าวผลการคำนวณจะมีความคลาดเคลื่อนมาก
5. แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กที่ได้จากวิธีการเฉลี่ยวงจรและใช้แนวคิดของหน่วยสวิตช์ ในกรณีแหล่งกระแสควบคุมที่มีค่าขดของกระแสไม่ขึ้นกับความถี่การสวิตช์จะใช้ได้อย่างถูกต้องจนถึงครึ่งหนึ่งของความถี่การสวิตช์ แต่กรณีใช้วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์แบบจำลองจะใช้ได้ในย่านความถี่ต่ำเท่านั้น เนื่องจากได้ละเลยผลของอิมพีแดนซ์ในวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์
6. วงจรทบทระดับที่ใช้กึ่งควบคุมแรงดันจะมีปัญหาที่โหนดน้อยคือ ฟังก์ชันโอนย้ายของตัวแปรควบคุมสู่แรงดันด้านออกกรณีโหนดน้อยจะมีขนาดต่ำกว่าที่โหนดพิกัดมาก และเนื่องจากแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กที่คำนวณได้จะใช้ได้เฉพาะในย่านความถี่ต่ำ ดังนั้นการออกแบบวงจรชดเชยจึงมีปัญหาก็โหนดน้อย ทำให้เวลาคืนตัวของวงจรช้ามาก

7. ผลการคำนวณ ผลการจำลอง และผลการทดลอง ส่วนใหญ่จะมีค่าสอดคล้องกัน เป็นการยืนยันผลการคำนวณทางทฤษฎี

7.2 ข้อเสนอแนะ

1. ในวิทยานิพนธ์ได้ศึกษาวงจรแปลงผันที่ใช้กิ่งควบคุมแรงดัน เฉพาะโครงสร้างแบบทระดับและสมมุติว่ากระแสผ่านตัวเหนี่ยวนำมีค่าระลอกน้อย ดังนั้นจึงควรมีการศึกษาวงจรแปลงผันที่มีโครงสร้างแบบอื่นๆ หรือศึกษาในกรณีกระแสผ่านตัวเหนี่ยวนำมีค่าระลอกมาก หรือกระแสไม่ต่อเนื่อง
2. จะเห็นได้ว่าการหาแบบจำลองกรณีใช้วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์เป็นแหล่งกระแสควบคุมโดยอาศัยวิธีการเฉลี่ยวงจรจะมีขีดจำกัดทำให้ใช้ได้เฉพาะในย่านความถี่ต่ำเท่านั้น ดังนั้นควรมีการสร้างแบบจำลองโดยวิธีการสุ่มข้อมูลหรือวิธีอื่น เพื่อให้ได้แบบจำลองที่ใช้ในย่านความถี่สูงได้ ช่วยให้เห็นสามารถออกแบบวงจรชดเชยที่มีความซับซ้อนมากขึ้นได้ ทำให้ผลตอบทางด้านพลวัตของวงจรดีขึ้น

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

รายการอ้างอิง

- [1] J. Qian and F.C. Lee. "Charge Pump Power -Factor-Correction Technologies, Part 1 and Part 2". IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 15, No. 1, January 2000, pp. 121-139.
- [2] J.Qian, F.C. Lee and T. Yamauchi. "New Continuous-Input Current Charge Pump Power-Factor-Correction Electronic Ballast". IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 35, No. 2, March-April 1999, pp. 433-441.
- [3] V. Vorperian. "Simplified Analysis of PWM Converters Using Model of PWM Switch, Part 1 and Part 2". IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems, Vol. 26, No. 3, May 1990, pp. 490-502.
- [4] V. Vorperian, R. Tymerski and Fred C. Y. Lee. "Equivalent Circuit Models for Resonant and PWM Switches". IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 4, No.2, April 1989, pp. 205-214.
- [5] โททม อารีธา. "อิเล็กทรอนิกส์กำลัง 1 และ 2". บริษัท ซีเอ็ดดูเคชั่น จำกัด, 2544.
- [6] M.K. Kazimierczuk and D. Czarkowski. "Resonant Power Converters". John Willey & Sons, Inc., New York, 1995, pp. 149-200.
- [7] R.D. Middlebrook and Slobodan Cuk. "Modeling and Analysis Methods for DC-to-DC Switching Converters". Proceedings of the IEEE International Semiconductor Power Converter Conference, 1977 Record, pp. 90-111, March 1977. Reprinted in Advances in Switched-Mode Power Conversion, Vol. 1, Irvine: Teslaco, 1983.
- [8] D.M. Mitchell. "DC-DC Switching Regulator Analysis". McGraw-Hill, New York, 1988, pp. 51-68.
- [9] R.W. Erickson. "Fundamental of Power Electronics". Chapman & Hall. International Thomson Publishing, New York, 1997.
- [10] A.F. Witulski , A.F. Hernandez and R.W. Erickson. "Small Signal Equivalent Circuit Modeling of Resonant Converters". IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 6, No.1, January 1991, pp. 11-27.
- [11] V. Vorperian. "Approximate Small-Signal Analysis of the Series and the Parallel Resonant Converters". IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 4, No.1, January 1989, pp. 15-24.
- [12] ยุทธนา กุลวิทิต. "วงจรแปลงผันไฟตรงที่ใช้หน่วยควบคุมแรงดัน". การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 24, 2544, หน้า 422-427.

- [13] โสภณ อุดมรัตนานนท์ และ ยุทธนา กุลวิทิต. “การวิเคราะห์วงจรทระดับใช้กิ่งควบคุมแรงดัน”. การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 24, 2544, หน้า 440-445.
- [14] โสภณ อุดมรัตนานนท์ และ ยุทธนา กุลวิทิต. “การวิเคราะห์สัญญาณขนาดเล็กของวงจรทระดับที่ใช้วงจรเรียงกระแสเป็นหน่วยควบคุม”. การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 25, 2545, หน้า 66-70.
- [15] Youthana Kulvitit. “DC Analysis of Converters Using Rectifier Control Cell”. IEEE International Conference on Industrial Technology, Vol. 2, December 2002, pp. 774-779.
- [16] Sophon Udomratananon and Youthana Kulvitit. “Small-Signal Equivalent Circuit Models for Converters Using Rectifier Control Cell”. IEEE International Conference on Industrial Technology, Vol. 2, December 2002, pp. 798-803.



สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



ภาคผนวก

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

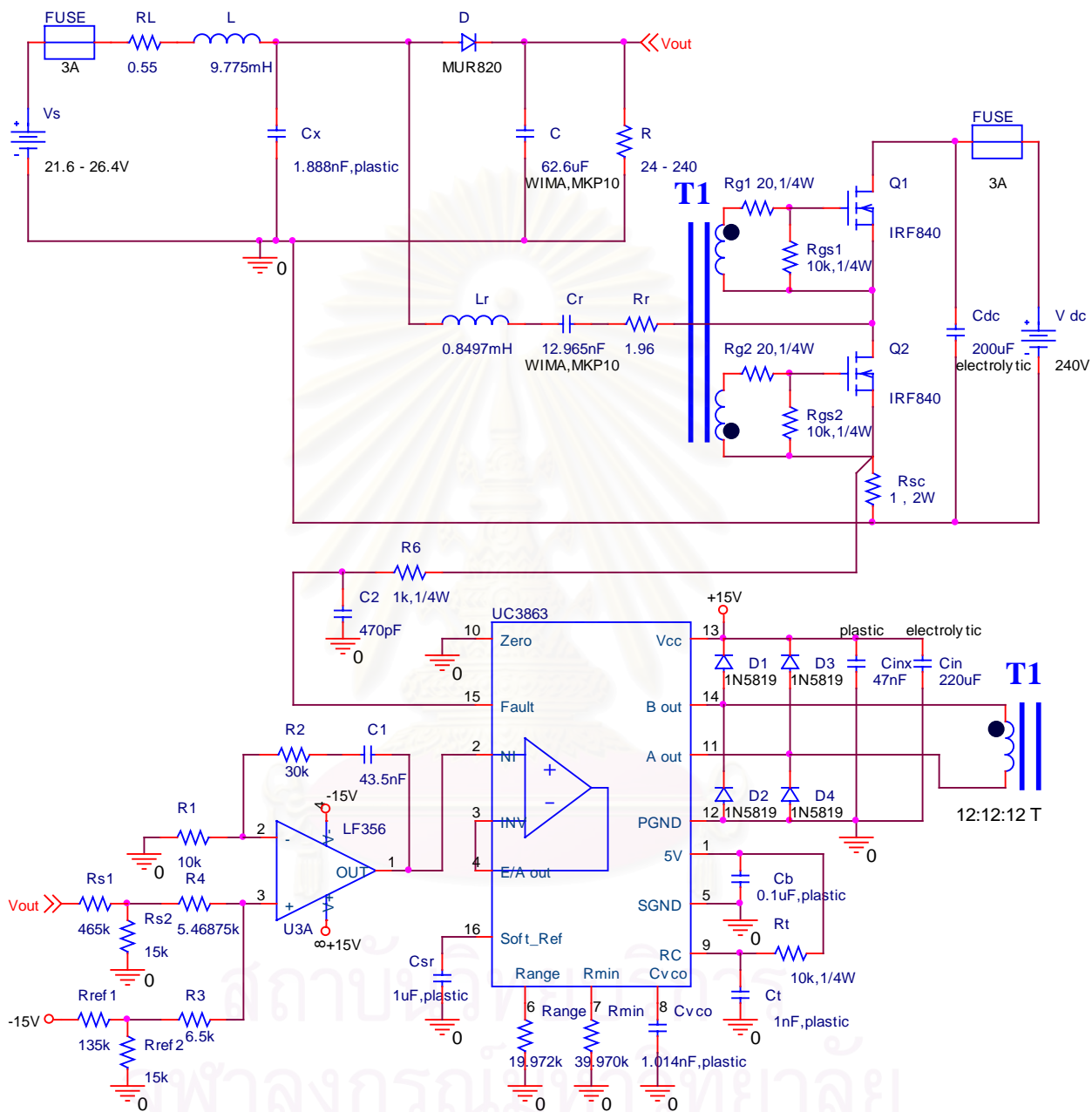
ภาคผนวก ก

โครงสร้างของวงจรต้นแบบ แหล่งจ่ายคุมค่าแรงดันไฟตรง

รูปที่ ก.1 แสดงโครงสร้างของวงจรต้นแบบ แหล่งจ่ายคุมค่าแรงดันไฟตรง ในวงจรได้ใช้ไอซีสำหรับส่วนวงจรขับนำสวิทช์ เบอร์ UC3863 ใช้ออฟแอมป์สำหรับวงจรขยายผลต่างและวงจรชดเชยเบอร์ LF356 ต่อวงจรในลักษณะของวงจรวกสัญญาณแบบไม่กลับเฟส และใช้แหล่งจ่ายแรงดันไฟตรงภายนอก $\pm 15V$ เพื่อจ่ายพลังงานให้กับวงจรขับนำและวงจรขยายผลต่าง ไดโอด D เบอร์ MUR 820 (Ultrafast Rectifier 8A,200V) สวิทช์ไวงานแบบ MOSFET เบอร์ IRF840 ($V_{DSS}=500V$, $I_D=8A$) และใช้วิธีการขับนำสวิทช์แบบแยกโคดด้วยหม้อแปลงขับนำสวิทช์แกนโทรอยด์ 3 ขดลวด จำนวนรอบ 12:12:12 รอบ



สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



รูปที่ ก.1 โครงสร้างของวงจรต้นแบบ แหล่งจ่ายคุมค่าแรงดันไฟตรง

ประวัติผู้เขียนวิทยานิพนธ์

นายโสภณ อุดมรัตนานนท์ เกิดเมื่อวันที่ 23 มิถุนายน พ.ศ. 2521 ที่จังหวัด กรุงเทพมหานคร สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า จากจุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย ปีการศึกษา 2542 และได้เข้าศึกษาต่อในหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า (อิเล็กทรอนิกส์กำลัง) ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย ในภาคต้นของปีการศึกษา 2543



สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย