

การวิเคราะห์และออกแบบคอสวีเรโซแนนท์ ดีซี-ดีซี คอนเวอร์เตอร์
แบบสวิตช์ที่แรงดันศูนย์

ANALYSIS AND DESIGN OF ZERO-VOLTAGE-SWITCHED (ZVS)
QUASI-RESONANT DC-DC CONVERTERS



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาค้นคว้าหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมระบบควบคุม

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2551

KMITL-2009-EN-M-080-285

การวิเคราะห์และออกแบบควอซีเรโซแนนท์ ดีซี-ดีซี คอนเวอร์เตอร์
แบบสวิตช์ที่แรงดันศูนย์

ANALYSIS AND DESIGN OF ZERO-VOLTAGE-SWITCHED (ZVS)
QUASI-RESONANT DC-DC CONVERTERS



ศิริระ เอกสุวรรณ
SIRA EAKSUWAN

เลขที่.....
เลขทะเบียน..... 82885
วัน,เดือน,ปี..... 25 ก.ค. 2551

.b..... 11930035
.i.....

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมระบบควบคุม
บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และที่ยังอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

KMITL-2008-EN-M-080-285

**ANALYSIS AND DESIGN OF ZERO-VOLTAGE-SWITCHED (ZVS)
QUASI-RESONANT DC-DC CONVERTERS**



**A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT
OF THE REQUIREMENT FOR THE DEGREE OF
MASTER OF ENGINEERING IN CONTROL ENGINEERING
SCHOOL OF GRADUATE STUDIES**

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

2008

KMITL-2008-EN-M-080-285



COPYRIGHT 2008 เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
SCHOOL OF GRADUATE STUDIES และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ใบรับรองวิทยานิพนธ์

หัวข้อวิทยานิพนธ์

การวิเคราะห์และออกแบบ ควอซีเรโซแนนซ์ดีซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์แบบสวิตซ์ที่แรงดันศูนย์

Analysis and Design of Zero-Voltage-Switched (ZVS) Quasi-Resonance DC-DC Converters

นักศึกษา

นายศิระ เอกสุวรรณ

รหัสประจำตัว

49060503

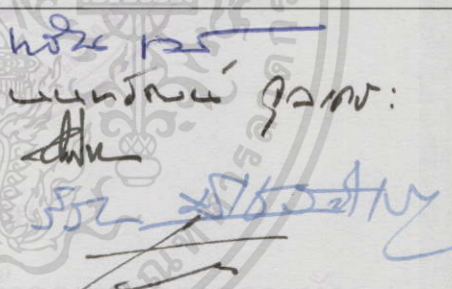
ปริญญา

วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชา

วิศวกรรมระบบควบคุม

อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ รศ.ดร.ชนินทร์ บุญลักษณ์านุสรณ์

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์		ลายมือชื่อ
รศ.ดร.โยธิน	เปรมปราณีรัชต์	
ผศ.ดร.นนทวัฒน์	จุลเดชะ	
รศ.ดร.วิบูลย์	ชื่นแจก	
รศ.ดร.วิริยะ	พิเชฐจำเริญ	
รศ.ดร.ชนินทร์	บุญลักษณ์านุสรณ์	

วัน / เดือน / ปี ที่สอบ 13 พฤษภาคม 2551 เวลา 11.30-13.30 น.

สถานที่สอบ ณ ห้องประชุม 2 ชั้น 3 อาคาร A

บัณฑิตวิทยาลัยรับรองแล้ว

(รศ.ดร.รวีวรรณ ชินะตระกูล)

คณบดีบัณฑิตวิทยาลัย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่สามารถนำไปใช้เพื่อการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อวันที่... ๕๘ ... เดือน ... พ.ศ. ๕๕๑

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การวิเคราะห์และออกแบบควอซีเรโซแนนท์ดีซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์ที่แรงดันศูนย์
นักศึกษา	นายศิริระ เอกสุวรรณ
รหัสประจำตัว	49060503
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมระบบควบคุม
พ.ศ.	2551
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์	ดร.ชนินทร์ บุญลักษณ์านุสรณ์

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอการวิเคราะห์และออกแบบควอซีเรโซแนนท์ ดีซี-ดีซี คอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์ที่แรงดันศูนย์ โดยแสดงการวิเคราะห์การทำงาน การจำลองแบบ และการออกแบบวงจรควอซีเรโซแนนท์บัคคอนเวอร์เตอร์ วงจรต้นแบบทำงานที่แรงดันอินพุต 20V-25V แรงดันเอาต์พุต 5V และกระแสโหลด 1A-5A ได้ถูกสร้างขึ้น ผลการทดสอบพบว่าวงจรต้นแบบมีการสวิตช์ที่แรงดันศูนย์ และมีประสิทธิภาพสูงกว่า 80% ตลอดช่วงการทำงาน นอกจากนี้ระบบควบคุมป้อนกลับที่ออกแบบ ยังทำให้วงจรสามารถรักษาแรงดันเอาต์พุต ได้ดีและมีผลตอบสนองต่อการเปลี่ยนแปลงโหลดอย่างฉับพลันที่รวดเร็ว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Thesis Title	Analysis and Design of Zero-Voltage-Switched (ZVS) Quasi-Resonant DC-DC Converters
Student	Mr. Sira Eaksuwan
Student ID.	49060503
Degree	Master of Engineering
Program	Control Engineering
Year	2008
Thesis Advisor	Dr. Chanin Bunlaksanusorn

ABSTRACT

This thesis presents analysis and design of a Zero-Voltage-Switched (ZVS) Quasi-Resonant (QR) DC-DC converter. The ZVS-QR buck converter and its feedback control circuit are analyzed, modeled, and designed. The prototype circuit, which operates with the input voltage of 20V to 25V, the output voltage of 5V, and the load current of 1A to 5A, was constructed. Experimental results show that the prototype converter achieves zero voltage switching, with the efficiency over 80% throughout its operating range. Moreover, the prototype circuit exhibits good output voltage regulation and fast transient response to a step-load change.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

ขอขอบคุณ ดร. ชนินทร์ บุญลักษณ์านุสรณ์ ซึ่งเป็นอาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ สำหรับ
คำแนะนำและความกรุณาที่ผู้วิจัยได้รับตลอดมา

ขอขอบคุณ ดร. นนทวัฒน์ จุลเดชะสำหรับคำแนะนำและคำวิจารณ์ที่เป็นประโยชน์ต่อ
งานวิจัยนี้

ขอขอบคุณเพื่อน ๆ ทุกคนสำหรับความช่วยเหลือต่าง ๆ และให้กำลังใจต่อผู้วิจัยตลอดมา

สุดท้ายนี้ขอขอบคุณครอบครัวของผู้วิจัยสำหรับการสนับสนุนและการส่งเสริมในทุกด้าน
จนวิทยานิพนธ์นี้สำเร็จลุล่วงได้อย่างดี คุณค่าและประโยชน์อันพึงมีจากวิทยานิพนธ์นี้ขอมอบแต่ผู้
มีพระคุณทุกท่าน



ศิริระ เอกสุวรรณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VII
สารบัญรูป.....	VIII
รายการคำย่อและสัญลักษณ์.....	XII
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา.....	1
1.3 ทฤษฎีหรือแนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย.....	1
1.4 ขอบเขตการวิจัย.....	2
1.5 ขั้นตอนของการศึกษา.....	2
บทที่ 2 ควอซีเรโซแนนท์ ดีซี-ดีซี คอนเวอร์เตอร์ แบบสวิตช์ที่แรงดันศูนย์.....	4
2.1 บทนำ.....	4
2.2 ปัญหาที่เกิดจากการสวิตช์ที่ความถี่สูง.....	4
2.3 หลักการทำงานของวงจร.....	5
2.4 แรงดันเอาต์พุตของวงจร.....	13
2.5 เงื่อนไขการสวิตช์ที่แรงดันศูนย์.....	18
2.5.1 การเลือกค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ (characteristic impedance, Z_0).....	19
2.5.2 การเลือกค่าความถี่เรโซแนนท์ (resonant frequency, f_r).....	21
2.6 การควบคุมแรงดันเอาต์พุต.....	23
2.7 สรุปการควบคุมแรงดันเอาต์พุต.....	26
2.8 สรุป.....	27
บทที่ 3 การจำลองแบบวงจรเพื่อการออกแบบระบบควบคุม.....	28
3.1 บทนำ.....	28

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีงานไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
3.2 บล็อกไดอะแกรมการควบคุมวงจรถอซีเรโซแนนท์บัคคอนเวอร์เตอร์ แบบสวิตช์ที่แรงดันศูนย์.....	28
3.3 การจำลองแบบวงจรรากกำลัง ($G_p(s)$)	29
3.3.1 การเฉลี่ยวงจร (circuit averaging).....	29
3.3.1.1 กระแสสวิตช์เฉลี่ย (\bar{i}_g)	30
3.3.1.2 แรงดันไดโอดเฉลี่ย (\bar{v}_D)	36
3.3.2 การทำสมการให้เป็นเชิงเส้น (Linearization).....	38
3.4 การจำลองแบบวงจรรากควบคุม.....	46
3.4.1 แบบจำลองวงจรรขยายความผิดพลาด ($G_{EA}(s)$)	46
3.4.2 แบบจำลองวงจรถ่ายเปลี่ยนแรงดันควบคุมเป็นความถี่ ($G_{VCO}(s)$)	47
3.5 สรุป.....	47
บทที่ 4 การออกแบบวงจรต้นแบบ.....	49
4.1 บทนำ.....	49
4.2 การออกแบบวงจรรากกำลัง.....	49
4.2.1 การออกแบบตัวเหนี่ยวนำเรโซแนนท์และตัวเก็บประจุเรโซแนนท์.....	49
4.2.2 การเลือกพิกัดกระแสและแรงดันของไดโอดและมอสเฟต.....	51
4.3 การออกแบบวงจรรากควบคุม.....	57
4.3.1 การออกแบบวงจรชดเชย EA	57
4.3.2 การออกแบบวงจรจับเกิดมอสเฟต.....	65
4.4 สรุป.....	68
บทที่ 5 การทดลองและผลการทดลอง.....	69
5.1 บทนำ.....	69
5.2 การทดสอบการรักษาระดับแรงดันเอาต์พุต.....	69
5.3 รูปลักษณ์ของกระแสและแรงดันในวงจร.....	71
5.4 การทดสอบการตอบสนองของแรงดันเอาต์พุต.....	75
5.5 ประสิทธิภาพ.....	78

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
บทที่ 6 สรุปผลการทดลองและข้อเสนอแนะ.....	81
บรรณานุกรม.....	83
ภาคผนวก ก การวิเคราะห์สมการ.....	85
ก.1 การหาสมการของแรงดันที่ตกคร่อม C_r และกระแสที่ไหลผ่าน L_r	86
ก.2 การหาค่า k ในสมการสัญญาณขนาดเล็กของกระแสวิตซ์และแรงดันคร่อม ไดโอด.....	88
ภาคผนวก ข การสร้างตัวเหนี่ยวนำเรโซแนนท์.....	98
ภาคผนวก ค การทำงานของไอซี UC3864.....	102
ภาคผนวก ง ภาพถ่ายของงานวิจัย.....	107
ภาคผนวก จ บทความวิชาการฉบับสมบูรณ์ที่ได้รับการตีพิมพ์.....	110
ประวัติผู้เขียน.....	125

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
5.1 ผลการวัดค่าแรงดันเอาต์พุตของวงจรที่กระแสไหลคและแรงดันอินพุตค่าต่างๆ.....	70
5.2 ผลการวัดค่าความถี่สวิตช์ของวงจรที่กระแสไหลคและแรงดันอินพุตค่าต่างๆ.....	70
5.3 ผลการวัดประสิทธิภาพที่กระแสไหลคและแรงดันอินพุตค่าต่างๆ.....	78



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 รูปคลื่นกระแส แรงดัน และกำลังไฟฟ้าของสวิตช์ของ (ก) วงจรดีซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์ ที่สวิตช์ด้วยวิธีพัลส์วิดท์มอดูเลชัน (ข) วงจรควอซีเรโซแนนท์ ดีซี-ดีซี คอนเวอร์เตอร์ แบบสวิตช์ที่แรงดันศูนย์.....	4
2.2 (ก) มอสเฟตและตัวเก็บประจุแฝง C_{DS} (ข) C_{DS} สะสมประจุขณะมอสเฟตหยุดนำกระแส (ค) C_{DS} คายประจุขณะมอสเฟตนำกระแส.....	5
2.3 วงจรควอซีเรโซแนนท์บัคคอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์ที่แรงดันศูนย์.....	5
2.4 วงจรสมมูลย์ของรูปที่ 2.3.....	6
2.5 รูปคลื่นแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุเรโซแนนท์ (v_{Cr}) กระแสที่ไหลผ่านสวิตช์ (i_s) กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำเรโซแนนท์ (i_{Lr}) แรงดันคร่อม (v_D) และสัญญาณขั้วเกต ของสวิตช์ (v_{gs}) แสดงเวลาเริ่มต้น.....	6
2.6 วงจรสมมูลย์แสดงการทำงานในช่วงเวลา $0 < t < t_1$ ของวงจรรูปที่ 2.4.....	6
2.7 คลื่น v_{Cr} i_s i_{Lr} v_D และ v_{gs} ในช่วงเวลา $0 < t < t_1$	8
2.8 วงจรสมมูลย์แสดงการทำงานในช่วงเวลา $t_1 < t < t_2$ ของวงจรรูปที่ 2.4.....	8
2.9 คลื่น v_{Cr} i_s i_{Lr} v_D และ v_{gs} ในช่วงเวลา $t_1 < t < t_2$	9
2.10 วงจรสมมูลย์แสดงการทำงานในช่วงเวลา $t_2 < t < t_3$ ของวงจรรูปที่ 2.4.....	10
2.11 คลื่น v_{Cr} i_s i_{Lr} v_D และ v_{gs} ในช่วงเวลา $t_2 < t < t_3$	11
2.12 คลื่นวงจรมูลย์แสดงการทำงานในช่วงเวลา $t_3 < t < T_s$ ของวงจรรูปที่ 2.4.....	11
2.13 คลื่น v_{Cr} i_s i_{Lr} v_D และ v_{gs} ในช่วงเวลา $t_3 < t < T_s$	12
2.14 คลื่น v_s i_s และ v_{gs}	13
2.15 วงจรควอซีเรโซแนนท์บัคคอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์ที่แรงดันศูนย์ แสดงค่าแรงดันเฉลี่ย ของ D แรงดันเฉลี่ยของ L_f และ V_o	13
2.16 คลื่น v_D และค่าเฉลี่ยของ v_D	13
2.17 ความสัมพันธ์ระหว่าง M และ F ที่ r ค่าต่างๆ.....	16
2.18 ความสัมพันธ์ระหว่าง M r และ F (ก) แสดงย่านการเปลี่ยนแปลง M และ r ที่กำหนดขึ้น (ข) แสดงขอบเขตของ M และ r และ F	17
2.19 คลื่นแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ C_r แสดงลักษณะรูปคลื่นในช่วงเวลา $t_1 < t < t_2$	20

สารบัญญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
2.20 (ก) วงจรขยายความผิดพลาด (ข) วงจรเปลี่ยนแรงดันควบคุมเป็นความถี่ (ค) รูปคลื่นการทำงานของวงจรเปลี่ยนแรงดันควบคุมเป็นความถี่ความสัมพันธ์ระหว่าง M และ F ที่ r ค่าต่างๆ.....	23
2.21 คลื่นแรงดันคร่อมสวิทช์ v_s กระแสที่ไหลผ่านสวิทช์ i_s สัญญาณ clock และแรงดันขั้วมอส เฟด v_{gs} (ก) ที่ $f_{S,max}$ $I_{o,min}$ $V_{in,max}$ (ข) ที่ความถี่ต่ำ $f_{S,min}$ $I_{o,max}$ $V_{in,min}$	25
3.1 (ก) รูปแบบการควบคุมแรงดันเอาต์พุตของวงจรควอซีเรโซแนนท์ บั๊กคอนเวอร์เตอร์ (ข) บล็อกไดอะแกรมการควบคุมของวงจรในรูปที่ 3.1(ก) (ค) บล็อกไดอะแกรมการควบคุมป้อนกลับแบบลบของรูปที่ 3.1(ข).....	28
3.2 (ก) ควอซีเรโซแนนท์บั๊กคอนเวอร์เตอร์แบบสวิทช์ที่แรงดันศูนย์ (ข) วงจรเฉลี่ยของรูปที่ 3.2(ก).....	29
3.3 คลื่น i_{Lr} i_D v_D และ v_{gs}	31
3.4 วงจรสมมูลย์ของควอซีเรโซแนนท์บั๊กคอนเวอร์เตอร์แบบสวิทช์ที่แรงดันศูนย์ในช่วงเวลาที่ $t_1 < t < t_2$	31
3.3 คลื่น i_D	33
3.6 วงจรเฉลี่ยที่ได้จากการแทนสวิทช์ S และ ไดโอด D ด้วยแหล่งจ่ายกระแสและแรงดัน.....	38
3.7 วงจรสมมูลย์สัญญาณขนาดเล็กของควอซีเรโซแนนท์บั๊กคอนเวอร์เตอร์แบบสวิทช์ที่แรงดันศูนย์.....	41
4.1 คลื่นแรงดันคร่อมไดโอด.....	51
4.2 คลื่นแรงดันคร่อมสวิทช์.....	53
4.3 คลื่นกระแสสวิทช์ (i_s) และ คลื่นกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำเรโซแนนท์ (i_{Lr}) แสดงความสัมพันธ์กันในช่วงเวลา $t_2 < t < t_3$	53
4.4 แสดงการหาพื้นที่ใต้กราฟของรูปคลื่นกระแสสวิทช์.....	55
4.5 วงจรควอซีเรโซแนนท์บั๊กคอนเวอร์เตอร์แบบสวิทช์ที่แรงดันศูนย์คั่นแบบ.....	57
4.6 วงจรขยายความผิดพลาดที่มีวงจรชดเชยแบบสองโพลหนึ่งซีโร.....	57
4.7 บล็อกไดอะแกรมการควบคุมป้อนกลับแบบลบของวงจรควอซีเรโซแนนท์บั๊กคอนเวอร์เตอร์แบบสวิทช์ที่แรงดันศูนย์.....	58

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.8 แผนภาพโบดแสดงอัตราขยาย (ก) $-G_{VCO}(s)G_p(s)$ (ข) $G_c(s)$ (ค) $-G_c(s)G_{VCO}(s)G_p(s)$	60
4.9 แผนภาพโบดของฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิดของระบบที่ได้จาก $G_c(s)$ ที่ออกแบบ.....	63
4.10 แผนภาพโบดของฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิดของระบบที่ได้จาก $G_{EA}(s)$ ที่ออกแบบ.....	64
4.11 วงจรจับแกมมาเฟดที่ใช้สำหรับวงจรควอซีเรโซแนนท์บัคคอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์ที่แรงดันศูนย์.....	65
4.12 วงจรควอซีเรโซแนนท์บัคคอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์ที่แรงดันศูนย์คั่นแบบพร้อมวงจรป้อนกลับ.....	67
4.13 วงจรควอซีเรโซแนนท์บัคคอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์ที่แรงดันศูนย์คั่นแบบ.....	67
5.1 วงจรควอซีเรโซแนนท์บัคคอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์ที่แรงดันศูนย์ แสดงกระแสและแรงดันที่ต้องการวัด.....	69
5.2 การจับชุดทดลองสำหรับทดสอบการรักษาระดับแรงดันเอาต์พุต.....	70
5.3 การจับชุดทดลองสำหรับการวัดรูปคลื่น.....	71
5.4 คลื่นของ v_{gs} , v_s , i_s และ i_{Lr} ที่ $V_{in,min} = 20V$, $I_{o,max} = 5A$, $f_{min} = 104kHz$	72
5.5 คลื่นของ v_{gs} , v_s , i_s และ i_{Lr} ที่ $V_{in,max} = 25V$, $I_{o,min} = 1A$, $f_{max} = 285kHz$	72
5.6 คลื่นของ v_{gs} , v_D และ i_D ที่ $V_{in,min} = 20V$, $I_{o,max} = 5A$, $f_{min} = 104kHz$	72
5.7 คลื่นของ v_{gs} , v_D และ i_D ที่ $V_{in,max} = 25V$, $I_{o,min} = 1A$, $f_{max} = 285kHz$	73
5.8 คลื่นของ i_{Lr} ที่ $V_{in,min} = 20V$, $I_{o,max} = 5A$, $f_{min} = 104kHz$	73
5.9 คลื่นของ i_{Lr} ที่ $V_{in,max} = 25V$, $I_{o,min} = 1A$, $f_{max} = 285kHz$	73
5.10 คลื่นของ Δv_o ที่ $V_{in,min} = 20V$, $I_{o,max} = 5A$, $f_{min} = 104kHz$	74
5.11 คลื่นของ Δv_o ที่ $V_{in,max} = 25V$, $I_{o,min} = 1A$, $f_{max} = 285kHz$	74
5.12 การจับชุดทดลองสำหรับทดสอบการตอบสนองของแรงดันเอาต์พุต.....	75
5.13 คลื่นแรงดันเอาต์พุต (CH1 = 1V/div) และกระแสโหลด (CH2 = 1A/div) เมื่อกระแสโหลดเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลันกลับไปกลับมา ระหว่าง 1A กับ 3A (ก) ที่ $V_{in} = 20V$ (ข) ที่ $V_{in} = 25V$	76
5.14 คลื่นแรงดันเอาต์พุต (CH1 = 1V/div) และกระแสโหลด (CH2 = 1A/div) เมื่อกระแสโหลด ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น จึงทั้งหมดเป็นให้ดูเป็นรูป และต้องอ้างอิงถึงค่าของเอกสารทดลองที่มีการนำไป เปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลันกลับไปกลับมา ระหว่าง 1A กับ 3A ($f_{Cea} = 2.7kHz$) (ก) ที่ $V_{in} = 20V$ (ข) ที่ $V_{in} = 25V$	77

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.15 คลื่นแรงดันเอาต์พุต (CH1 = 1V/div) และกระแสไหลกลับ (CH2 = 1A/div) เมื่อกระแสไหลกลับเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลันกลับไปกลับมาระหว่าง 1A กับ 3A ($f_{cea} = 6\text{kHz}$) (ก) ที่ $V_{in} = 20\text{V}$ (ข) ที่ $V_{in} = 25\text{V}$	77
5.16 ความสัมพันธ์ระหว่างประสิทธิภาพและกระแสไหลกลับที่เปลี่ยนแปลง 1A ถึง 5A	79
5.17 คลื่นกระแสไหลผ่านมอสเฟตของ (ก) บั๊กคอนเวอร์เตอร์ (ข) ควอซีเรโซแนนท์บั๊กคอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์ที่แรงดันศูนย์	80
ก.1 วงจรสมมูลย์แสดงการทำงานในช่วงเวลา $t_1 < t < t_2$ ของวงจรรูปที่ 2.4.....	86
ข.1 รูปคลื่น i_{L_f} i_{L_r} และ v_{gs}	100
ค.1 (ก) ไอซี UC3864 (ข) โครงสร้างภายในไอซี.....	103
ค.2 โครงสร้างภายในวงจรขยายความผิดพลาด (EA) และวงจรเปลี่ยนแรงดันควบคุมเป็นความถี่ (VCO).....	104
ค.3 การเปรียบเทียบสัญญาณ $v_{C_{vco}}$ กับ $V_{M_{max}}$ และ $V_{M_{min}}$ ที่ความถี่ $f_{s,min}$ และ f_s	104
ค.4 การต่อขาต่าง ๆ ของ UC3864.....	106
ง.1 วงจรควอซีเรโซแนนท์บั๊กคอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์ที่แรงดันศูนย์ต้นแบบ.....	108
ง.2 วงจรไหลกลับที่ใช้ทดสอบการรักษาระดับแรงดันเอาต์พุต.....	108
ง.3 วงจรไหลกลับที่ใช้ทดสอบการตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตและกระแสไหลกลับ.....	109

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รายการคำย่อและสัญลักษณ์

a	พื้นที่ตัดขวางของลวดทองแดง
A_c	พื้นที่ตัดขวางของแกน
A_p	ผลคูณพื้นที่ระหว่างพื้นที่ตัดขวางของแกนกับพื้นที่ที่ใช้บรรจุขดลวด
A_w	พื้นที่ที่ใช้บรรจุขดลวด
B_{max}	ความหนาแน่นฟลักซ์สูงสุด
C_{DS}	ความจุไฟฟ้าของตัวเก็บประจุแผ่น C_{DS} ระหว่างขาแคทรินเซอร์สของมอสเฟต
C_f	ความจุไฟฟ้าของตัวเก็บประจุ C_f
C_{FP}	ความจุไฟฟ้าของตัวเก็บประจุ C_{FP} ในวงจรชดเชยแบบสองโพลหนึ่งซีโร
C_{FS}	ความจุไฟฟ้าของตัวเก็บประจุ C_{FS} ในวงจรชดเชยแบบสองโพลหนึ่งซีโร
C_p	ความจุไฟฟ้าของตัวเก็บประจุไฟฟ้า C_p ด้านปฐมภูมิของหม้อแปลง
C_r	ความจุไฟฟ้าของตัวเก็บประจุเรโซแนนท์ C_r
C_s	ความจุไฟฟ้าของตัวเก็บประจุไฟฟ้า C_s ด้านทุติยภูมิของหม้อแปลง
C_{VCO}	ความจุไฟฟ้าของตัวเก็บประจุ C_{VCO} ในวงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นความถี่
C_T	ความจุไฟฟ้าของตัวเก็บประจุไฟฟ้า C_T กำหนดช่วงเวลาหยุดนำกระแส
C_1	คอมพาราเตอ์ในวงจรขยายความผิดพลาด
C_2	คอมพาราเตอ์ในวงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นความถี่
dB	เดซิเบล
D	ไดโอด
D_B	ไดโอดแฝงภายในมอสเฟต
D_{max}	คิวตีไซเคิลสูงสุด
D_Z	ซีเนอร์ไดโอด
D_1	ไดโอดตัวที่หนึ่งในวงจรขยายความผิดพลาด
D_2	ไดโอดตัวที่สองในวงจรขยายความผิดพลาด
D_3	ไดโอดตัวที่สามในวงจรขยายความผิดพลาด
E	พลังงานที่สะสมในตัวเหนี่ยวนำ
EA	วงจรถ่ายความผิดพลาด (Error Amplifier)
ESR	ความต้านทานแฝงในตัวเก็บประจุ (Equivalent Series Resistance)
f_{Ce}	ความถี่ครอสโอเวอร์ของระบบที่ใช้วงจรถดเชยแบบสองโพลหนึ่งซีโร
f_{Cea}	ความถี่ครอสโอเวอร์ของระบบที่ใช้วงจรถดเชย EA

รายการคำย่อและสัญลักษณ์ (ต่อ)

f_{Cp}	ความถี่ครอสโอเวอร์ของวงจรภาคกำลัง
f_{P2c}	ความถี่ของโพลตัวที่สองในวงจรชดเชยแบบสองโพลหนึ่งซีโร
f_{P1p}	ความถี่ของโพลตัวที่หนึ่งในวงจรภาคกำลัง
f_{P2p}	ความถี่ของโพลตัวที่สองในวงจรภาคกำลัง
f_s	ความถี่สวิตช์
\tilde{f}_s	สัญญาณขนาดเล็กลงของความถี่สวิตช์
$f_{s,max}$	ความถี่สวิตช์สูงสุด
$f_{s,min}$	ความถี่สวิตช์ต่ำสุด
f_r	ความถี่เรโซแนนท์
f_{zc}	ความถี่ของซีโรในวงจรชดเชยแบบสองโพลหนึ่งซีโร
f_{zp}	ความถี่ของซีโรในวงจรภาคกำลัง
F	Normalized switching frequency
F	ฟารัด
$G_c(s)$	ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรชดเชยแบบสองโพลหนึ่งซีโร
$G_{EA}(s)$	ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรขยายความผิดพลาด
$G_p(s)$	ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรภาคกำลัง
$G_{VCO}(s)$	ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรเปลี่ยนแรงดันควบคุมเป็นความถี่
H	เฮนรี่
Hz	เฮิร์ตซ์
i_{C_r}	กระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุเรโซแนนท์ C_r
i_{VCO}	กระแสชาร์จตัวเก็บประจุ C_{VCO} ในวงจรเปลี่ยนแรงดันควบคุมเป็นความถี่
i_{L_r}	กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำเรโซแนนท์ L_r
i_s	กระแสที่ไหลผ่านสวิตช์ (มอสเฟต)
i_{SWITCH}	กระแสที่ไหลผ่านสวิตช์
\bar{i}_{L_f}	กระแสเฉลี่ยไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_f
\bar{i}_s	กระแสเฉลี่ยไหลผ่านมอสเฟต
\tilde{i}_{C_f}	สัญญาณขนาดเล็กลงของกระแสที่ไหลผ่าน C_f เท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการคำนวณ
\tilde{i}_{L_f}	สัญญาณขนาดเล็กลงของกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_f ไม่จำกัดเงื่อนไขให้ตัดแปลงเป็นค่า และต้องอ้างอิงถึงค่าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รายการคำย่อและสัญลักษณ์ (ต่อ)

\tilde{i}_o	สัญญาณขนาดเล็กลงของกระแสไหล
\tilde{i}_s	สัญญาณขนาดเล็กลงของกระแสที่ไหลผ่านสวิทช์
$I_{L,max}$	กระแสสูงสุดที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L
I_{min}	กระแสกำหนดความถี่ต่ำสุด
I_o	กระแสไหล
$I_{o,max}$	กระแสไหลสูงสุด
$I_{o,min}$	กระแสไหลต่ำสุด
I_{range}	กระแสกำหนดความถี่สูงสุด
ΔI_{L_f}	ริบเบิลของกระแสไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำตัวเหนี่ยวนำ L_f
J	ความหนาแน่นกระแสในเส้นลวดทองแดง
k_{ii}	สัมประสิทธิ์หน้า \tilde{i}_{L_f} ในสมการสัญญาณขนาดเล็กลงของกระแสที่ไหลผ่านมอสเฟต
k_{if}	สัมประสิทธิ์หน้า \tilde{i}_s ในสมการสัญญาณขนาดเล็กลงของกระแสที่ไหลผ่านมอสเฟต
k_{iv}	สัมประสิทธิ์หน้า \tilde{i}_{in} ในสมการสัญญาณขนาดเล็กลงของกระแสที่ไหลผ่านมอสเฟต
k_{vi}	สัมประสิทธิ์หน้า \tilde{i}_{L_f} ในสมการสัญญาณขนาดเล็กลงของแรงดันคร่อมไดโอด
k_{vf}	สัมประสิทธิ์หน้า \tilde{i}_s ในสมการสัญญาณขนาดเล็กลงของแรงดันคร่อมไดโอด
k_{vv}	สัมประสิทธิ์หน้า \tilde{i}_{in} ในสมการสัญญาณขนาดเล็กลงของแรงดันคร่อมไดโอด
K_C	อัตราขยายดีซีของฟังก์ชันถ่ายโอนภาคกำลัง
l_g	ความยาวของช่องอากาศ
L	ความเหนี่ยวนำของตัวเหนี่ยวนำ
L_f	ความเหนี่ยวนำของตัวเหนี่ยวนำ L_f
L_p	ความเหนี่ยวนำทางด้าน primary ของหม้อแปลง
L_r	ความเหนี่ยวนำของตัวเหนี่ยวนำเรโซแนนท์ L_r
m	มิลลิ
m	เมตร
M	เมกะ
M	Normalized output voltage
M_{max}	Maximum Normalized output voltage
M_{min}	Minimum Normalized output voltage

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมีเหตุดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รายการคำย่อและสัญลักษณ์ (ต่อ)

n	นาโน
N	จำนวนรอบของแผ่นทองแดงของตัวเหนี่ยวนำ
N_p	จำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้า
N_s	จำนวนรอบของขดลวดทุติยภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้า
OST	One Shot Timer
P_{SWITCH}	กำลังไฟฟ้าที่สวิตช์
P_{max}	กำลังไฟฟ้าสูงสุดที่สวิตช์
PM	เฟสอาร์จิน
Q_1	ทรานซิสเตอร์ในวงจรขยายความถี่พลาต
Q_2	ทรานซิสเตอร์ในวงจรเปลี่ยนแรงดันควบคุมเป็นความถี่
QR	Quasi Resonant
r	Normalized load resistance
rad/sec	เรเดียนต่อวินาที
r_{C_f}	ความต้านทานแฝงภายในตัวเก็บประจุ C_f
r_{min}	Minimum Normalized load resistance
r_{max}	Maximum Normalized load resistance
R_g	ความต้านทานของตัวต้านทาน R_g
R_{gs}	ความต้านทานของตัวต้านทาน R_{gs}
R_{min}	ความต้านทานกำหนดความถี่ต่ำสุด
R_{range}	ความต้านทานกำหนดความถี่สูงสุด
R_F	ความต้านทานของตัวต้านทานตัวที่สองในวงจรชดเชยแบบสองโพลหนึ่งซีโร
R_I	ความต้านทานของตัวต้านทานตัวที่หนึ่งในวงจรชดเชยแบบสองโพลหนึ่งซีโร
R_L	ความต้านทานของโหลด
$R_{L,min}$	ความต้านทานต่ำสุดของโหลด
$R_{L,max}$	ความต้านทานสูงสุดของโหลด
R_T	ความต้านทานกำหนดช่วงเวลาหยุดนำกระแส
S	เอกสารนี้ใช้เป็นที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
S	ไม่ว่ากรณีใดก็ตาม ล็อกทั้งหมดนี้ให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้
S_{VCO}	สวิตช์ที่ใช้คายประจุให้กับตัวเก็บประจุในวงจรเปลี่ยนแรงดันควบคุมเป็นความถี่

รายการคำย่อและสัญลักษณ์ (ต่อ)

t	เวลา
t_{off}	ช่วงเวลาในการหยุดนำกระแส
T	เทสลา
T_S	คาบเวลาในการสวิตช์
v_c	แรงดันควมคุม
v_{C_r}	แรงดันคร่อมตัวเก็บประจุเรโซแนนท์
$v_{C_{vco}}$	แรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ C_{vco} ในวงจรเปลี่ยนแรงดันควมคุมเป็นความถี่
v_D	แรงดันคร่อมไดโอด
v_{gs}	แรงดันขั้วเกตมอสเฟต
v_s	แรงดันคร่อมสวิตช์ (มอสเฟต)
v_{SWITCH}	แรงดันคร่อมสวิตช์
\bar{v}_D	แรงดันเฉลี่ยของไดโอด
\bar{v}_{in}	แรงดันอินพุตเฉลี่ย
\bar{v}_o	แรงดันเอาต์พุตเฉลี่ย
\tilde{v}_C	สัญญาณขนาดเล็ทของแรงดันควมคุม
\tilde{v}_{C_f}	สัญญาณขนาดเล็ทของแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ C_f
\tilde{v}_C	สัญญาณขนาดเล็ทของแรงดันควมคุม
\tilde{v}_{C_f}	สัญญาณขนาดเล็ทของแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ C_f
\tilde{v}_D	สัญญาณขนาดเล็ทของแรงดันคร่อมไดโอด
\tilde{v}_{in}	สัญญาณขนาดเล็ทของแรงดันอินพุต
\tilde{v}_{L_f}	สัญญาณขนาดเล็ทของแรงดันคร่อมตัวเหนี่ยวนำ L_f
\tilde{v}_o	สัญญาณขนาดเล็ทของแรงดันเอาต์พุต
\tilde{v}_{ref}	สัญญาณขนาดเล็ทของแรงดันอ้างอิง
V_{in}	แรงดันอินพุตในสภาวะคงตัว
$V_{in,min}$	แรงดันอินพุตต่ำสุด
$V_{in,max}$	แรงดันอินพุตสูงสุด
V_o	แรงดันเอาต์พุตในสภาวะคงตัว
$V_{pri, pk}$	แรงดันสูงสุดทางด้านปฐมภูมิ

รายการคำย่อและสัญลักษณ์ (ต่อ)

V_{ref}	แรงดันอ้างอิงในสภาวะคงตัว
VCO	วงจรเปลี่ยนแรงดันควบคุมเป็นความถี่ (Voltage Control Oscillator)
$V_{D,max}$	แรงดันสูงสุดของไดโอด
V_M	แรงดันขอบเขตในวงจรเปลี่ยนแรงดันควบคุมเป็นความถี่
$V_{M,max}$	แรงดันขอบเขตสูงสุดในวงจรเปลี่ยนแรงดันควบคุมเป็นความถี่
$V_{M,min}$	แรงดันขอบเขตต่ำสุดในวงจรเปลี่ยนแรงดันควบคุมเป็นความถี่
Δv_o	ริปเปิลของแรงดันเอาต์พุต
\tilde{x}	ค่าสัญญาณขนาดเล็กลงของ x_1, x_2, \dots, x_n ใน Taylor Series Expansion
X	ค่า DC ของ x_1, x_2, \dots, x_n ใน Taylor Series Expansion
X_{C_r}	รีแอกแตนซ์ของตัวเก็บประจุ
X_{L_r}	รีแอกแตนซ์ของตัวเหนี่ยวนำ
\tilde{y}	ค่าสัญญาณขนาดเล็กลงของ y ใน Taylor Series Expansion
Y	ค่า DC ของ y ใน Taylor Series Expansion
ZVS	Zero Voltage Switch
Z_0	อิมพีแดนซ์ที่จุดลักษณะ
Z_1	อิมพีแดนซ์อินพุตของวงจรขยายความผิดพลาด
Z_2	อิมพีแดนซ์ฟีดแบ็คของวงจรขยายความผิดพลาด
ω_0	ความถี่เชิงมุมเรโซแนนท์
ω_{Cc}	ความถี่เชิงมุมครอสโอเวอร์ของระบบที่ใช้วงจรชดเชยแบบสองโพลหนึ่งซีโร
ω_{Cea}	ความถี่เชิงมุมครอสโอเวอร์ของระบบที่ใช้วงจรชดเชย EA
ω_l	อัตราขยายของวงจรชดเชยแบบสองโพลหนึ่งซีโร
ω_{P2c}	ความถี่เชิงมุมของโพลตัวที่สองในวงจรชดเชยแบบสองโพลหนึ่งซีโร
ω_{zc}	ความถี่เชิงมุมของซีโรในวงจรชดเชยแบบสองโพลหนึ่งซีโร
μ	ไมโคร
π	ค่าคงที่ประมาณ 3.14
Ω	โอห์ม

เอกสารนี้เป็นเอกสารต้นฉบับของสวททองแดง การศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์สมัยใหม่มีแนวโน้มที่จะมีขนาดเล็กลงเพื่อความสะดวกในการใช้งานและพกพา แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าที่ใช้ในอุปกรณ์เหล่านี้เป็นวงจรดีซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์ควบคุมโดยวิธีพัลส์วิตซ์มอดูเลชัน (Pulse Width Modulation) ซึ่งสวิตซ์ที่มีความถี่สูง ในขณะที่สวิตซ์เปลี่ยนสถานะการทำงาน แรงดันและกระแสของสวิตซ์จะมีการคาบเกี่ยวกัน (Overlapping) ทำให้เกิดกำลังสูญเสียขึ้น นอกจากนี้ตัวเก็บประจุแผ่นที่เกิดขึ้นระหว่างขาเดรน-ซอร์สของมอสเฟตที่ใช้เป็นสวิตซ์ยังทำให้เกิดกำลังสูญเสียเนื่องจากการคายพลังงานในขณะที่สวิตซ์นำกระแสอีกด้วย กำลังสูญเสียทั้งสองแบบนี้จะเพิ่มขึ้นตามความถี่สวิตซ์ ส่งผลให้ประสิทธิภาพของวงจรคอนเวอร์เตอร์ลดลงที่ความถี่สวิตซ์สูงขึ้น วิธีหนึ่งในการแก้ไขปัญหาดังกล่าวคือการใช้วงจรควอซีเรโซแนนท์ ดีซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์แบบสวิตซ์ที่แรงดันศูนย์ งานวิจัยนี้ทำการศึกษาการวิเคราะห์และออกแบบควอซีเรโซแนนท์ ดีซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์แบบสวิตซ์ที่แรงดันศูนย์ พร้อมทั้งเสนอผลการทดสอบสมรรถนะการทำงานของวงจรต้นแบบ

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

1. ศึกษาหลักการทำงานของวงจรควอซีเรโซแนนท์ ดีซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์แบบสวิตซ์ที่แรงดันศูนย์ เนื่องจากการสวิตซ์ที่แรงดันศูนย์ และการควบคุมแรงดันเอาต์พุต
2. ศึกษาการจำลองแบบวงจรและออกแบบวงจรควอซีเรโซแนนท์ ดีซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์แบบสวิตซ์ที่แรงดันศูนย์
3. สร้างและทดสอบสมรรถนะของวงจรต้นแบบ โดยสิ่งที่ทำการทดสอบคือ ความสามารถในการรักษาแรงดันเอาต์พุต การตอบสนองของแรงดันเอาต์พุต ประสิทธิภาพของวงจร และพฤติกรรมของกระแสและแรงดันในวงจรเมื่อแรงดันอินพุตและกระแสโหลดมีการเปลี่ยนแปลงในขอบเขตที่กำหนด

1.3 ทฤษฎีหรือแนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
วงจรทำงานโดยอาศัยตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุที่ต่อเพิ่มเข้าไปในวงจร ดีซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์ปกติ ทำให้เกิดการเรโซแนนท์ได้สถานะการสวิตซ์ที่แรงดันศูนย์ ในหนึ่งคาบเวลาการ

สวิตช์ การทำงานของวงจรจะแบ่งออกได้เป็น 4 ช่วงเวลา ซึ่งพฤติกรรมของแรงดันและกระแสในแต่ละช่วงเวลาสามารถหาได้จากการวิเคราะห์วงจรไฟฟ้า สมการการทำงานในแต่ละช่วงที่ได้นี้จะถูกนำมาใช้หาสมการแรงดันเอาต์พุตของวงจร ซึ่งพบว่ามีความขึ้นอยู่กับการอินพุต กระแสไหลและความถี่สวิตช์ การรักษาแรงดันเอาต์พุตให้คงที่เมื่อแรงดันอินพุตหรือกระแสไหลเปลี่ยนแปลงทำได้โดยป้อนกลับแรงดันเอาต์พุตมาเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิง และเปลี่ยนความถี่ที่ได้เป็นความถี่สวิตช์ที่ใช้ในการรักษาแรงดันเอาต์พุตให้คงที่ การควบคุมป้อนกลับดังกล่าวประกอบด้วย วงจรขยายความผิดพลาด (Error Amplifier, EA) และวงจรเปลี่ยนแรงดันควบคุมเป็นความถี่ (Voltage Control Oscillator, VCO) นอกจากนี้เพื่อให้วงจรมีสมรรถนะและเสถียรภาพที่ดีนั้น จะต้องมีการออกแบบระบบควบคุมที่เหมาะสม ซึ่งก่อนที่จะออกแบบได้นั้นต้องทราบแบบจำลองของระบบก่อน แบบจำลองของวงจรควอซีเรโซแนนท์ คีซี-คีซี คอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์ที่แรงดันศูนย์หาโดยวิธีการเฉลี่ยวงจร (circuit averaging) ขณะที่แบบจำลองของวงจรขยายความผิดพลาดและวงจรเปลี่ยนแรงดันควบคุมเป็นความถี่หาได้จากความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณอินพุตและเอาต์พุตของวงจรเหล่านี้

1.4 ขอบเขตการวิจัย

ศึกษาหลักการการทำงานของวงจรควอซีเรโซแนนท์ คีซี-คีซี คอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์ที่แรงดันศูนย์ เงื่อนไขการสวิตช์ที่แรงดันศูนย์ และการควบคุมแรงดันเอาต์พุต โดยนำสมการที่ได้จากการวิเคราะห์มาใช้ในการออกแบบวงจร และออกแบบควบคุมป้อนกลับที่เหมาะสมเพื่อให้ระบบมีสมรรถนะและเสถียรภาพที่ดี และนำวงจรที่ออกแบบได้มาทดสอบหาความสามารถในการรักษาแรงดันเอาต์พุต การตอบสนองของแรงดันเอาต์พุต ประสิทธิภาพของวงจร และพฤติกรรมของกระแสและแรงดันของสวิตช์ขณะแรงดันอินพุตและกระแสไหลมีการเปลี่ยนแปลง

1.5 ขั้นตอนของการศึกษา

1. ศึกษาหลักการการทำงานของวงจรควอซีเรโซแนนท์ คีซี-คีซี คอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์ที่แรงดันศูนย์ เงื่อนไขการสวิตช์ที่แรงดันศูนย์ และการควบคุมแรงดันเอาต์พุต (บทที่ 2)
 2. จำลองแบบวงจรควอซีเรโซแนนท์ คีซี-คีซี คอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์ที่แรงดันศูนย์และวงจรควบคุมป้อนกลับ (บทที่ 3)
 3. ออกแบบวงจรควอซีเรโซแนนท์ คีซี-คีซี คอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์ที่แรงดันศูนย์ต้นแบบ (บทที่ 4)
- เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4. ทำการทดสอบวงจรต้นแบบในขอบเขตแรงดันอินพุตและกระแสโวลต์มีการเปลี่ยนแปลงในขอบเขตที่กำหนด (บทที่ 5)
5. สรุปผลการทดลองและข้อเสนอแนะ (บทที่ 6)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

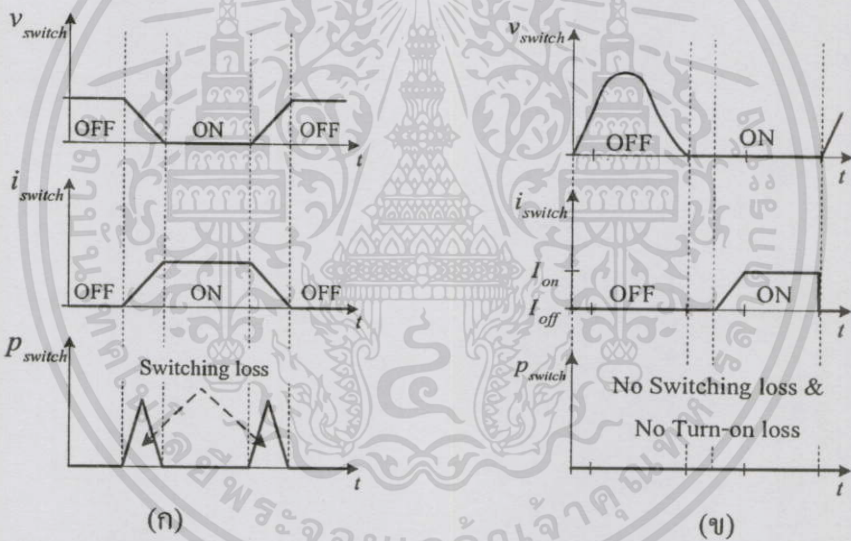
บทที่ 2

ควอซีเรโซแนนท์ ดีซี-ดีซี คอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์ที่แรงดันศูนย์

2.1 บทนำ

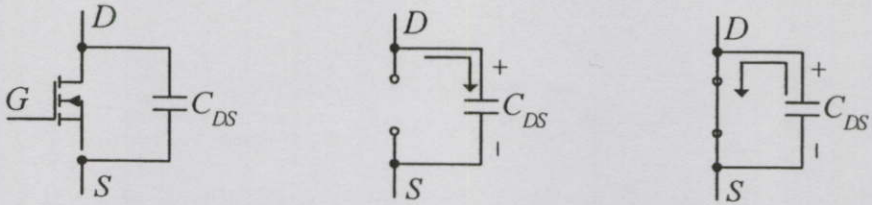
ปัญหาการสูญเสียเนื่องจากการสวิตช์ที่ความถี่สูงในวงจรดีซี-ดีซี คอนเวอร์เตอร์ทำให้ประสิทธิภาพของวงจรน้อยลง การสวิตช์ที่แรงดันศูนย์ สามารถแก้ปัญหาดังกล่าวได้ ในบทนี้จะกล่าวถึงการวิเคราะห์การทำงานของวงจรควอซีเรโซแนนท์ที่คอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์ที่แรงดันศูนย์ พร้อมทั้งแสดงเงื่อนไขการออกแบบเพื่อให้เกิดการสวิตช์ที่แรงดันศูนย์ตลอดย่านการทำงานของวงจร ในส่วนท้ายจะกล่าวถึงหลักการควบคุมแรงดันเอาต์พุตของวงจร

2.2 ปัญหาที่เกิดจากการสวิตช์ที่ความถี่สูง



รูปที่ 2.1 คลื่นกระแส แรงดัน และกำลังไฟฟ้าของสวิตช์ของ (ก) วงจรดีซี - ดีซีคอนเวอร์เตอร์ที่สวิตช์ด้วยวิธีพัลส์สวิตช์มอดูเลชัน (ข) วงจรควอซีเรโซแนนท์ ดีซี - ดีซี คอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์ที่แรงดันศูนย์

อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์สมัยใหม่มีแนวโน้มที่จะมีขนาดเล็กลงเพื่อความสะดวกในการใช้งานและพกพา แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าที่ใช้ในอุปกรณ์เหล่านี้เป็นวงจรดีซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์ควบคุมโดยวิธีพัลส์สวิตช์มอดูเลชัน (Pulse Width Modulation) ซึ่งสวิตช์ที่ความถี่สูง ในขณะที่สวิตช์เปลี่ยนสถานะการทำงาน แรงดันและกระแสของสวิตช์จะมีการคาบเกี่ยวกัน (Overlapping) ทำให้เกิดกำลังสูญเสียขึ้น ดังรูปที่ 2.1 (ก) โดยกำลังสูญเสียดังกล่าวเรียกว่า switching loss

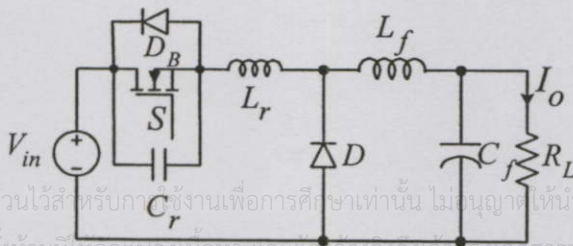


รูปที่ 2.2 (ก) มอสเฟตและตัวเก็บประจุแฝง C_{DS} (ข) C_{DS} สะสมประจุขณะมอสเฟตหยุดนำกระแส (ค) C_{DS} คายประจุขณะมอสเฟตนำกระแส

นอกจากนี้ตัวเก็บประจุแฝง (C_{DS}) ระหว่างขาเดรน-ซอร์สของมอสเฟตในรูปที่ 2.2(ก) ยังทำให้เกิดการสูญเสียที่เรียกว่า turn-on loss กล่าวคือ ในขณะที่มอสเฟตหยุดนำกระแส C_{DS} จะสะสมประจุและมีพลังงานเก็บไว้ค่าหนึ่งดังรูปที่ 2.2(ข) พลังงานที่สะสมใน C_{DS} นี้จะสูญเสียภายในมอสเฟตเมื่อสวิตช์เริ่มนำกระแสดังรูปที่ 2.2(ค) กำลังสูญเสีย switching loss และ turn-on loss นี้จะเพิ่มขึ้นตามความถี่สวิตช์ ส่งผลให้ประสิทธิภาพของวงจรคอนเวอร์เตอร์ลดน้อยลงที่ความถี่สวิตช์สูงขึ้น วิธีหนึ่งในการแก้ไขปัญหาดังกล่าวคือการใช้วงจรควอซีเรโซแนนท์ คีซี-คีซี คอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์ที่แรงดันศูนย์ ซึ่งอาศัยการต่อตัวเหนี่ยวนำ (L_r) และตัวเก็บประจุ (C_r) เพิ่มเข้าไปในวงจร คีซี-คีซี คอนเวอร์เตอร์ปกติ ทำให้เกิดเรโซแนนท์ (resonant) ได้แรงดันมีค่าเป็นศูนย์ในขณะสวิตช์นำกระแสและหยุดนำกระแส ดังรูปที่ 2.1(ข)

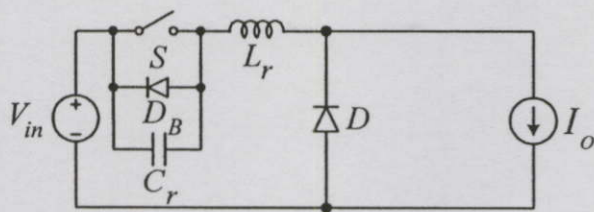
2.3 หลักการทำงานของวงจร

วงจรควอซีเรโซแนนท์บับคอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์ที่แรงดันศูนย์ แสดงดังรูปที่ 2.3 D_B เป็นไดโอดแฝงระหว่างขาเดรนกับขาซอร์สของมอสเฟต L_r และ C_r คือตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุที่ทำให้เกิดเรโซแนนท์ในวงจรทำให้แรงดันคร่อมสวิตช์ ขณะเริ่มหยุดนำกระแส (turn off) และเริ่มนำกระแส (turn on) มีค่าเป็นศูนย์ ในการวิเคราะห์การทำงานของวงจร จะกำหนดให้ (1) อุปกรณ์ต่างๆ ในวงจรเป็นอุดมคติ (2) มอสเฟตถูกแทนด้วยสวิตช์อุดมคติ S (3) ตัวเหนี่ยวนำ L_r มีขนาดใหญ่ นั่นคือกระแสริบเบิลของ L_r มีค่าน้อยมาก ทำให้กระแสของ L_r มีค่าคงที่เท่ากับ I_o จากสมมติฐานข้างต้น วงจรในรูปที่ 2.3 สามารถแทนได้ด้วยวงจรสมมูลย์ในรูปที่ 2.4



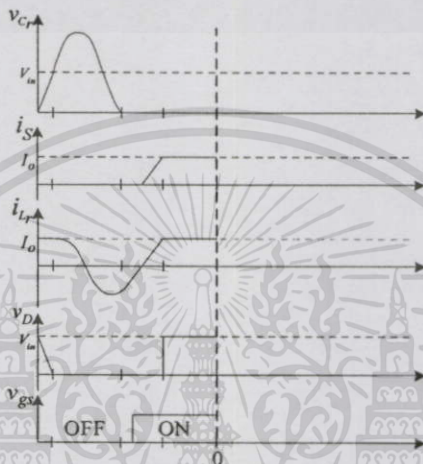
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับภาควิชาพลังงานเพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมีเหตุขัดแย้งเนื้อหา และต้องยกย่องถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 2.3 วงจรควอซีเรโซแนนท์บับคอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์ที่แรงดันศูนย์



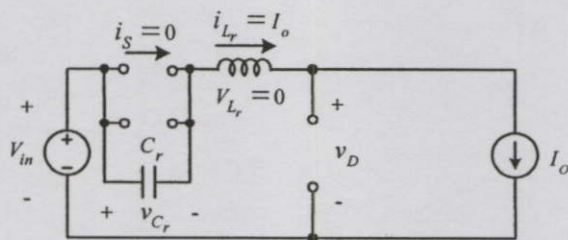
รูปที่ 2.4 วงจรสมมูลย์ของรูปที่ 2.3

การทำงานของวงจรในรูปที่ 2.4 แบ่งออกเป็น 4 ช่วงเวลา ดังนี้



รูปที่ 2.5 คลื่นแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุโรโซแนนท์ (v_{C_r}) กระแสที่ไหลผ่านสวิตช์ (i_S) กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำโรโซแนนท์ (i_{L_r}) แรงดันคร่อม (v_D) และแรงดันขั้วเกตมอสเฟต (v_{gs}) แสดงเวลาเริ่มต้น

(1) ช่วงเวลา $0 < t < t_1$ เริ่มต้นพิจารณาจากที่เวลา 0 ดังรูปที่ 2.5 ซึ่งในขณะนี้สวิตช์ S ยังคงนำกระแส I_o อยู่ เมื่อสั่งให้สวิตช์ S หยุดนำกระแส จะได้วงจรสมมูลย์ดังรูปที่ 2.6 ตัวเก็บประจุ C_r ถูกชาร์จด้วยกระแส I_o เนื่องจาก I_o มีค่าคงที่ แรงดันคร่อม L_r จึงมีค่าเป็นศูนย์ แรงดันคร่อม C_r จะเพิ่มขึ้นอย่างเป็นเชิงเส้น ดังสมการ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
รูปที่ 2.6 วงจรสมมูลย์แสดงการทำงานในช่วงเวลา $0 < t < t_1$ ของวงจรรูปที่ 2.4
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$i_{C_r} = i_{L_r} = I_o \quad (2.1)$$

$$v_{C_r} = \frac{1}{C_r} \int_0^t i_{C_r} dt = \frac{I_o}{C_r} t \quad (2.2)$$

ในขณะที่เดียวกันแรงดันคร่อม D จะลดลงอย่างเป็นเชิงเส้น ดังสมการ

$$v_D = V_{in} - v_{C_r} = V_{in} - \frac{I_o}{C_r} t \quad (2.3)$$

การทำงานจะสิ้นสุดลงที่เวลา t_1 เมื่อแรงดัน v_{C_r} มีค่าเท่ากับ V_{in} และแรงดัน v_D มีค่าเท่ากับศูนย์ ช่วงเวลา 0 ถึง t_1 สามารถหาได้จากสมการที่ (2.3) โดยให้ $v_D = 0$ จะได้

$$0 = V_{in} - \frac{I_o}{C_r} t_{01} \quad (2.4)$$

$$t_{01} = \frac{V_{in} C_r}{I_o} \quad (2.5)$$

สมการที่ (2.3) สามารถเขียนใหม่ได้เป็น

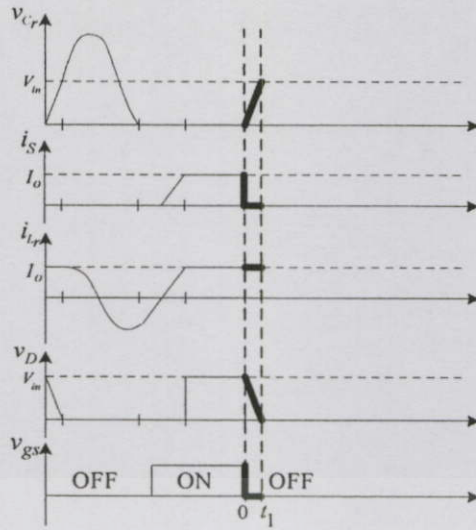
$$v_D = V_{in} \left(1 - \frac{t}{t_{01}}\right) \quad (2.6)$$

เนื่องจากในสภาวะนี้สวิตช์หยุดนำกระแส ดังนั้น

$$i_s = 0 \quad (2.7)$$

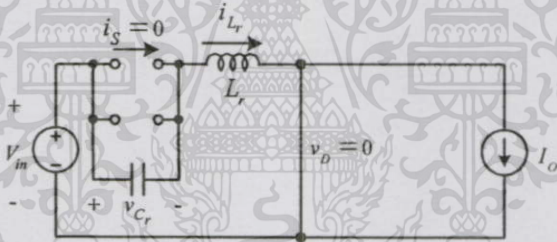
รูปคลื่น v_{C_r} i_s i_{L_r} v_D และแรงดันขั้วเกตมอสเฟต (v_{gs}) ในช่วงเวลา $0 < t < t_1$ แสดงได้ดังรูปที่ 2.7

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.7 คลื่น v_{Cr} , i_S , i_{Lr} , v_D และ v_{gs} ในช่วงเวลา $0 < t < t_1$

(2) ช่วงเวลา $t_1 < t < t_2$ ไดโอด D นำกระแส จะได้วงจรสมมูลแสดงดังรูปที่ 2.8 ในสถานะนี้จะเกิดการเรโซแนนซ์ระหว่าง L_r กับ C_r สมการของแรงดันคร่อม C_r และกระแสที่ไหลผ่าน L_r สามารถเขียนได้ดังนี้ (รายละเอียดการได้มาซึ่งสมการ ดูได้จาก ภาคผนวก ก.1)



รูปที่ 2.8 วงจรสมมูลแสดงการทำงานในช่วงเวลา $t_1 < t < t_2$ ของวงจรรูปที่ 2.4

$$v_{Cr} = V_{in} + I_o Z_0 \sin \omega_0 t \quad (2.8)$$

$$i_{Lr} = I_o \cos \omega_0 t \quad (2.9)$$

เมื่อ $Z_0 = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}$ และ $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}}$

การทำงานจะสิ้นสุดลงที่เวลา t_2 เมื่อแรงดัน v_{Cr} ตกลงเป็นศูนย์ ช่วงเวลาจาก t_1 ถึง t_2 สามารถหาได้จากสมการที่ (2.8) โดยให้ $v_{Cr} = 0$ จะได้

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$0 = V_{in} + I_o Z_0 \sin \omega_0 t_{12} \quad (2.10)$$

$$t_{12} = \frac{1}{\omega_0} \left[\sin^{-1} \left(\frac{V_{in}}{I_o Z_o} \right) + \pi \right] \quad (2.11)$$

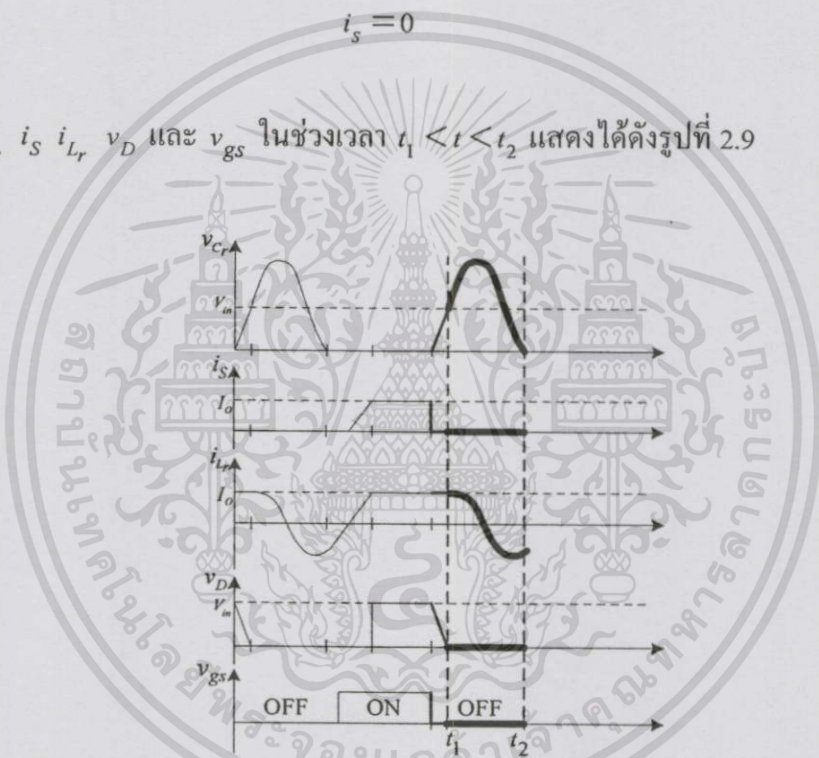
ในสภาวะนี้ เนื่องจาก D นำกระแส ดังนั้น

$$v_D = 0 \quad (2.12)$$

เนื่องจากสวิตช์ยังคงไม่นำกระแส ดังนั้น

$$i_s = 0 \quad (2.13)$$

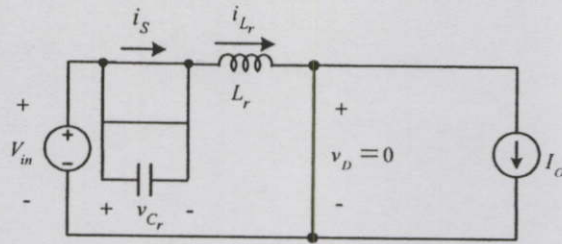
รูปคลื่น v_{C_r} , i_s , i_{L_r} , v_D และ v_{gs} ในช่วงเวลา $t_1 < t < t_2$ แสดงได้ดังรูปที่ 2.9



รูปที่ 2.9 คลื่น v_{C_r} , i_s , i_{L_r} , v_D และ v_{gs} ในช่วงเวลา $t_1 < t < t_2$

(3) ช่วงเวลา $t_2 < t < t_3$ แรงดัน v_{C_r} มีค่าเป็นศูนย์ทำให้แรงดันคร่อมสวิตช์มีค่าเป็นศูนย์ด้วยเช่นกัน ไดโอดแฝง D_B นำกระแส จะด้วงจรสมมูลย์แสดงดังรูปที่ 2.10 แรงดันขั้วเกตจะตั้งให้สวิตช์ S ทำงานในช่วงเวลานี้ ในสภาวะนี้แรงดันคร่อม L_r จะเท่ากับ V_{in} กระแสไหลผ่าน L_r จะเพิ่มขึ้นอย่างเป็นเชิงเส้น สมการของแรงดันคร่อม C_r และกระแสที่ไหลผ่าน L_r สามารถเขียนได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.10 วงจรสมมูลแสดงการทำงานในช่วงเวลา $t_2 < t < t_3$ ของวงจรรูปที่ 2.4

$$v_{C_r} = 0 \quad (2.14)$$

$$i_{L_r} = \frac{1}{L_r} \int_{t_2}^t V_{in} dt \quad (2.15)$$

$$i_{L_r} = \frac{V_{in}}{L_r} t + i_{L_r}(t_2) \quad (2.16)$$

$$i_{L_r} = \frac{V_{in}}{L_r} t + I_o \cos \omega_0 t_{12} \quad (2.17)$$

การทำงานจะสิ้นสุดลงที่เวลา t_3 เมื่อกระแสไหลผ่าน L_r เพิ่มขึ้นมีค่าเท่ากับ I_o ช่วงเวลาจาก t_2 ถึง t_3 สามารถหาได้จากสมการที่ (2.17) โดยให้ $i_{L_r} = I_o$ จะได้

$$I_o = \frac{V_{in}}{L_r} t_{23} + I_o \cos \omega_0 t_{12} \quad (2.18)$$

$$t_{23} = \frac{L_r I_o (1 - \cos \omega_0 t_{12})}{V_{in}} \quad (2.19)$$

ในสถานะนี้ เนื่องจาก D ยังคงนำกระแส ดังนั้น

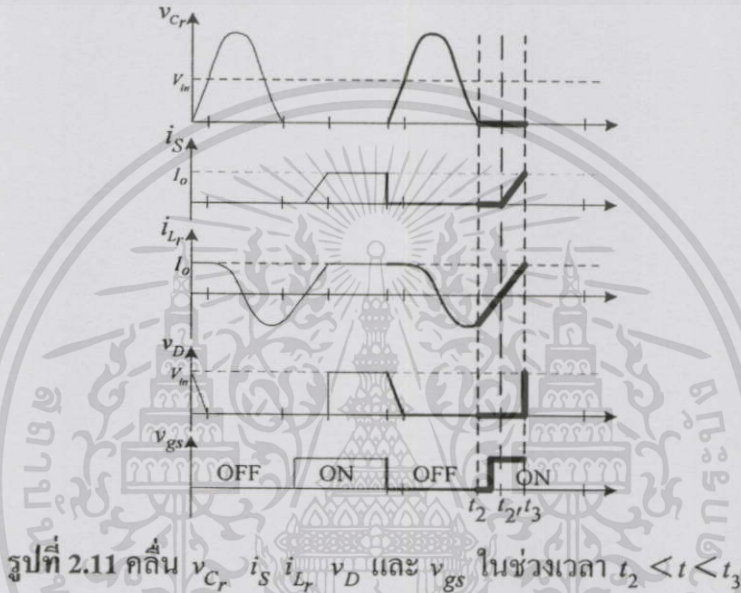
$$v_D = 0 \quad (2.20)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไมออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการศึกษา
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

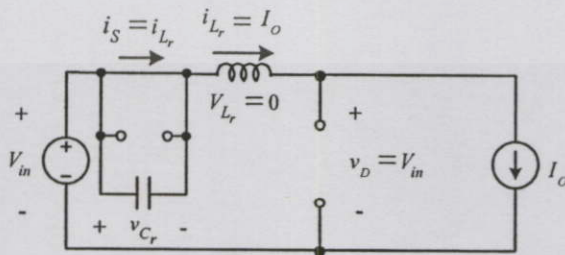
ที่เวลา t_2' i_{L_r} เริ่มไหลกลับทิศ จะเปลี่ยนจากไหลผ่าน D_B ไปยัง S ทำให้ i_S จะเพิ่มขึ้นอย่างเป็นเชิงเส้นตาม i_{L_r} ดังสมการที่ (2.21)

$$i_S = \frac{V_{in}}{L_r}t + i_{L_r}(t_2') = \frac{V_{in}}{L_r}t \tag{2.21}$$

รูปคลื่น v_{C_r} i_S i_{L_r} v_D และ v_{gs} ในช่วงเวลา $t_2 < t < t_3$ แสดงได้ดังรูปที่ 2.11



(4) ช่วงเวลา $t_3 < t < T_S$ i_{L_r} มีค่าเท่ากับ I_o D หยุดนำกระแส จะได้วงจรสมมูลย์แสดงดังรูปที่ 2.12 สถานะนี้จะเป็นอยู่ไปจนกระทั่งสวิตช์ S หยุดนำกระแสอีกครั้งหนึ่ง สมการของกระแสที่ไหลผ่าน L_r และแรงดันคร่อม C_r สามารถเขียนได้ดังนี้



รูปที่ 2.12 วงจรสมมูลย์แสดงการทำงานในช่วงเวลา $t_3 < t < T_S$ ของวงจรรูปที่ 2.4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$i_{L_r} = I_o \tag{2.22}$$

$$v_{C_r} = 0 \quad (2.23)$$

ช่วงเวลาจาก t_3 ถึง T_s สามารถหาได้ดังนี้

$$t_{3s} = T_s - t_{01} - t_{12} - t_{23} \quad (2.24)$$

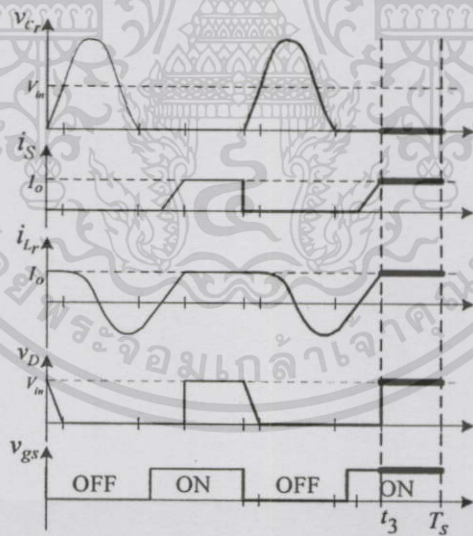
ในสภาวะนี้ D ไม่นำกระแส ดังนั้น

$$v_D = V_{in} \quad (2.25)$$

เนื่องจากสวิตช์ยังก่นำกระแสอยู่ ดังนั้น

$$i_s = i_{L_r} = I_o \quad (2.26)$$

รูปคลื่น v_{C_r} , i_s , i_{L_r} , v_D และ v_{gs} ในช่วงเวลา $t_3 < t < T_s$ แสดงได้ดังรูปที่ 2.13

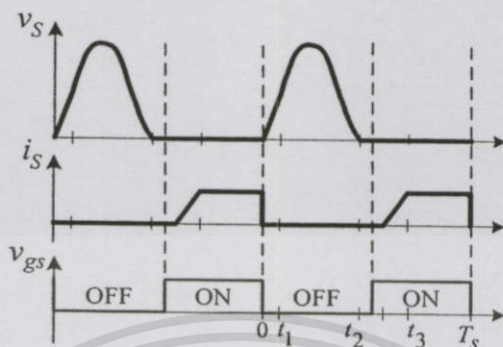


รูปที่ 2.13 คลื่น v_{C_r} , i_s , i_{L_r} , v_D และ v_{gs} ในช่วงเวลา $t_3 < t < T_s$

หลังจากนี้ การทำงานของวงจรจะวนกลับไปในช่วงเวลา $0 < t < t_1$ ใหม่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

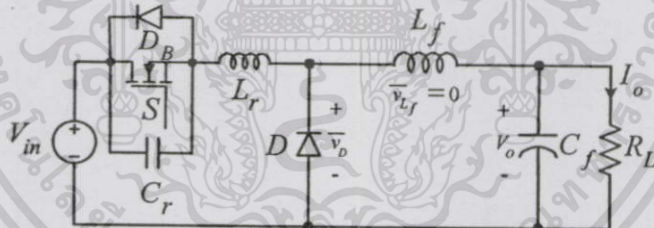
เมื่อพิจารณาเฉพาะรูปคลื่นกระแสสวิตช์ i_S และแรงดันคร่อมสวิตช์ v_S ซึ่งมีค่าเท่ากับ v_{Cr} จะพบว่าไม่เกิดการคาบเกี่ยวกันในระหว่างการสวิตช์ ดังแสดงในรูปที่ 2.14 ทำให้ไม่เกิด switching loss นอกจากนี้การที่สวิตช์นำกระแสที่แรงดันศูนย์ ยังทำให้ไม่เกิด turn-on loss อีกด้วย



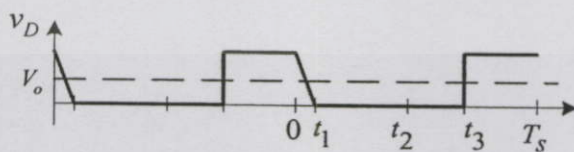
รูปที่ 2.14 คลื่น v_S , i_S และ v_{gs}

2.4 แรงดันเอาต์พุตของวงจร

จากรูปที่ 2.15 ที่สภาวะคงตัว แรงดันเฉลี่ยคร่อม L_f มีค่าเท่ากับศูนย์ ดังนั้น แรงดันเอาต์พุตของวงจรมีค่าเท่ากับแรงดันเฉลี่ยของไดโอด D ซึ่งหาได้จากกราฟค่าเฉลี่ยของรูปคลื่นในรูปที่ 2.16



รูปที่ 2.15 วงจรควอซีเรโซแนนซ์แบบคอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์ที่แรงดันศูนย์ แสดงค่าแรงดันเฉลี่ยของ D แรงดันเฉลี่ยของ L_f และ V_o



รูปที่ 2.16 คลื่น v_D และค่าเฉลี่ยของ v_D

$$V_o = \bar{v}_D \tag{2.27}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้เพื่อการเรียนการสอนเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_o = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} v_D dt \quad (2.28)$$

$$V_o = \frac{1}{T_s} \left[\int_0^{t_1} V_{in} \left(1 - \frac{t}{t_{01}}\right) dt + \int_{t_1}^{T_s} V_{in} dt \right] \quad (2.29)$$

$$V_o = \frac{V_{in}}{T_s} \left[\left(t - \frac{t^2}{2t_{01}} \right) \Big|_0^{t_1} + t \Big|_{t_1}^{T_s} \right] \quad (2.30)$$

$$V_o = \frac{V_{in}}{T_s} \left[\left(t_{01} - \frac{(t_{01})^2}{2t_{01}} \right) + t_{3s} \right] \quad (2.31)$$

$$V_o = \frac{V_{in}}{T_s} \left[\left(t_{01} - \frac{t_{01}}{2} \right) + (T_s - t_{01} - t_{12} - t_{23}) \right] \quad (2.32)$$

$$V_o = V_{in} \left[\frac{1 - \frac{t_{01}}{2} + \frac{T_s}{T_s} - \frac{t_{01}}{T_s} - \frac{t_{12}}{T_s} - \frac{t_{23}}{T_s}}{T_s} \right] \quad (2.33)$$

$$V_o = V_{in} \left[\frac{T_s}{T_s} + \frac{1}{T_s} \left(-\frac{t_{01}}{2} - t_{12} - t_{23} \right) \right] \quad (2.34)$$

$$V_o = V_{in} \left[1 - f_s \left(\frac{t_{01}}{2} + t_{12} + t_{23} \right) \right] \quad (2.35)$$

เมื่อ $\frac{1}{T_s} = f_s$

จากสมการที่ (2.35) จะพบว่าแรงดันเอาต์พุตจะขึ้นอยู่กับแรงดันอินพุต (V_{in}) กระแสไหลด (I_o) (ค่า t_{01} t_{12} t_{23} ขึ้นอยู่กับกระแสไหลด) และความถี่สวิตช์ของวงจร (f_s)
 เอกสารนี้เป็นข้อมูลเบื้องต้นที่ได้จากการใช้ระบบที่รวมการวัดอุณหภูมิแบบไม่รบกวนให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แทนค่า t_{01} t_{12} และ t_{23} จากสมการที่ (2.5) (2.11) (2.19) ลงในสมการที่ (2.35) จะได้

$$V_o = V_{in} \left[1 - f_s \left(\frac{V_{in} C_r}{2I_o} + \frac{1}{\omega_0} \left(\sin^{-1} \left(\frac{V_{in}}{I_o Z_0} \right) + \pi \right) + \frac{L_r I_o}{V_{in}} \left(1 - \cos \omega_0 \left(\frac{1}{\omega_0} \left(\sin^{-1} \left(\frac{V_{in}}{I_o Z_0} \right) + \pi \right) \right) \right) \right) \right] \quad (2.36)$$

$$\frac{V_o}{V_{in}} = 1 - \frac{f_s}{\omega_0} \left(\omega_0 \frac{R_L Z_0 V_{in} C_r}{R_L Z_0 2I_o} + \left(\sin^{-1} \left(\frac{V_{in} R_L}{I_o Z_0 R_L} \right) + \pi \right) + \omega_0 \frac{L_r I_o R_L Z_0}{V_{in} R_L Z_0} \left(1 - \cos \left(\sin^{-1} \left(\frac{V_{in} R_L}{I_o Z_0 R_L} \right) + \pi \right) \right) \right) \quad (2.37)$$

$$\frac{V_o}{V_{in}} = 1 - \frac{f_s}{2\pi f_r} \left(\omega_0 \frac{C_r Z_0 V_{in} R_L}{2 V_o Z_0} + \left(\sin^{-1} \left(\frac{V_{in} R_L}{V_o Z_0} \right) + \pi \right) + \omega_0 \frac{L_r V_o Z_0}{Z_0 V_{in} R_L} \left(1 - \cos \left(\sin^{-1} \left(\frac{V_{in} R_L}{V_o Z_0} \right) + \pi \right) \right) \right) \quad (2.38)$$

เมื่อ $\omega_0 = 2\pi f_r$

กำหนดให้ $M = V_o / V_{in} r = R_L / Z_0$, $F = f_s / f_r$ และ $\alpha = \sin^{-1}(r/M) + \pi$ สมการที่ (2.38) สามารถจัดรูปใหม่ได้ดังนี้

$$M = 1 - \frac{F}{2\pi} \left(\omega_0 C_r Z_0 \frac{r}{2M} + \alpha + \omega_0 \frac{L_r M}{Z_0 r} (1 - \cos \alpha) \right) \quad (2.39)$$

$$M = 1 - \frac{F}{2\pi} \left(\frac{1}{\sqrt{L_r C_r}} C_r Z_0 \frac{r}{2M} + \alpha + \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}} \frac{L_r M}{Z_0 r} (1 - \cos \alpha) \right) \quad (2.40)$$

$$M = 1 - \frac{F}{2\pi} \left(\sqrt{\left(\frac{C_r}{L_r C_r} \right)^2} \frac{Z_0 r}{2M} + \alpha + \sqrt{\left(\frac{L_r}{L_r C_r} \right)^2} \frac{M}{Z_0 r} (1 - \cos \alpha) \right) \quad (2.41)$$

เอกสารนี้เป็นส่วนหนึ่งของงานวิจัยที่ตีพิมพ์ในวารสารวิชาการของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี โดยสงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อประโยชน์ทางวิชาการเท่านั้น ไม่สามารถนำเนื้อหาไปใช้ประโยชน์อื่นใดได้โดยไม่ได้รับอนุญาตจากทางมหาวิทยาลัยฯ และต้องอ้างอิงถึงแหล่งที่มาของเอกสารฉบับนี้ทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

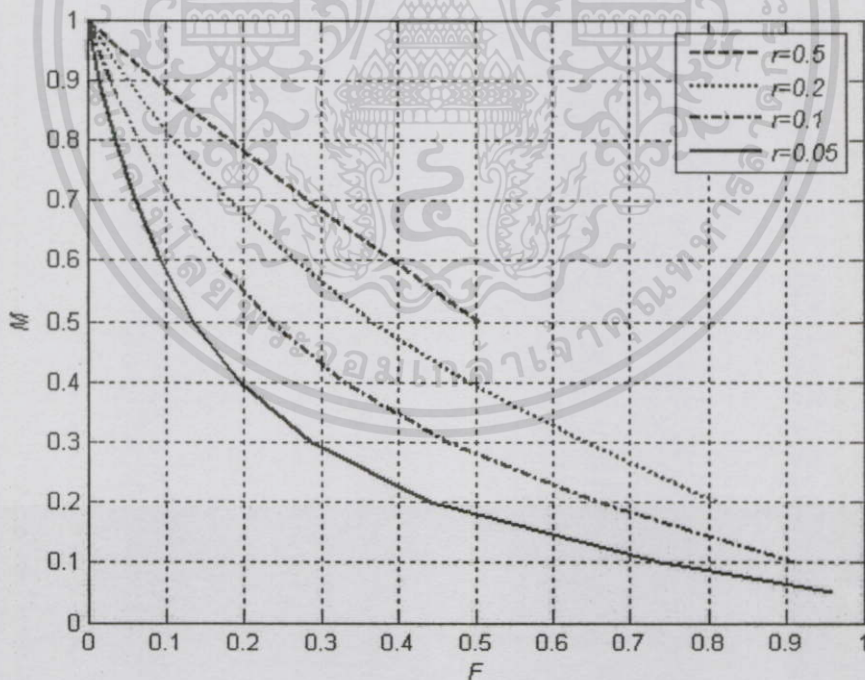
$$M = 1 - \frac{F}{2\pi} \left(\sqrt{\left(\frac{C_r^2}{L_r C_r}\right) \frac{Z_0 r}{2M}} + \alpha + \sqrt{\left(\frac{L_r^2}{L_r C_r}\right) \frac{M}{Z_0 r}} (1 - \cos \alpha) \right) \quad (2.42)$$

$$M = 1 - \frac{F}{2\pi} \left(\sqrt{\frac{C_r}{L_r} \frac{Z_0 r}{2M}} + \alpha + \sqrt{\frac{L_r}{C_r} \frac{M}{Z_0 r}} (1 - \cos \alpha) \right) \quad (2.43)$$

$$M = 1 - \frac{F}{2\pi} \left(\frac{1}{Z_0} \frac{Z_0 r}{2M} + \alpha + Z_0 \frac{M}{Z_0 r} (1 - \cos \alpha) \right) \quad (2.44)$$

$$M = 1 - \frac{F}{2\pi} \left(\frac{r}{2M} + \alpha + \frac{M}{r} (1 - \cos \alpha) \right) \quad (2.45)$$

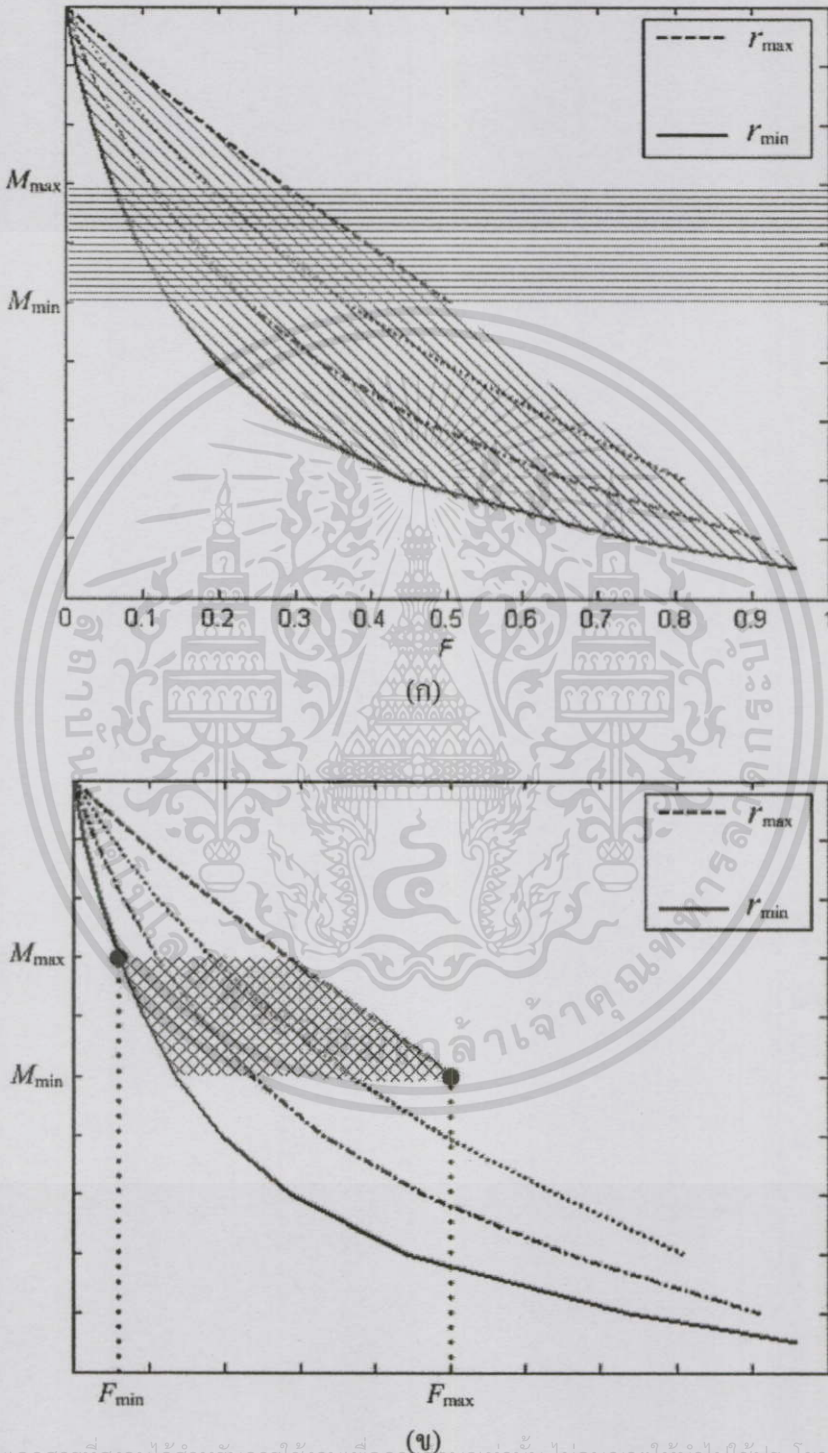
จากสมการที่ (2.45) ความสัมพันธ์ระหว่าง M (Normalized output voltage) และ F (Normalized switching frequency) ที่ r (Normalized load resistance) ค่าต่างๆ แสดงได้ดังรูปที่ 2.17



รูปที่ 2.17 ความสัมพันธ์ระหว่าง M และ F ที่ r ค่าต่างๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 2.17 เมื่อกำหนดให้ M มีค่าเปลี่ยนแปลงได้ตั้งแต่ $M_{\min} (=V_o / V_{in,max})$ ถึง $M_{\max} (=V_o / V_{in,min})$ และ r มีค่าเปลี่ยนแปลงได้ตั้งแต่ $r_{\min} (=R_{L,min} / Z_o)$ ถึง $r_{\max} (=R_{L,max} / Z_o)$ ดังรูปที่ 2.18(ก)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
รูปที่ 2.18 ความสัมพันธ์ระหว่าง M , r และ F (ก) แสดงย่านการเปลี่ยนแปลง M และ r ที่กำหนดขึ้น (ข) แสดงขอบเขตของ M และ r และ F

ขอบเขตของ M และ r ที่พิจารณาอยู่ในพื้นที่แรงเงา ดังรูปที่ 2.18(ข) จะพบว่า $F_{\min}(f_{S,\min})$ เกิดขึ้นที่ $r_{\min}(R_{L,\min})$ และ $M_{\max}(V_{in,\min})$ ขณะที่ $F_{\max}(f_{S,\max})$ เกิดขึ้นที่ $r_{\max}(R_{L,\max})$ และ $M_{\min}(V_{in,\max})$ ซึ่งทั้งสองสภาวะนี้เป็นขอบของระบบ นั่นคือหาก R_L มีค่าเปลี่ยนแปลงในช่วง $R_{L,\min}$ ถึง $R_{L,\max}$ และ V_{in} มีค่าเปลี่ยนแปลงในช่วง $V_{in,\min}$ ถึง $V_{in,\max}$ ค่าความถี่ (f_S) ที่ใช้ในการสวิตช์เพื่อรักษาระดับแรงดันเอาต์พุตให้คงที่ จะอยู่ในย่าน $f_{S,\min}$ ถึง $f_{S,\max}$ ถ้ากระแสโหลดและแรงดันอินพุตมีย่านใช้งานที่กว้าง ก็จะทำให้ความถี่ที่ใช้ในการสวิตช์นั้นมีย่านที่กว้างขึ้นด้วย

2.5 เงื่อนไขการสวิตช์ที่แรงดันศูนย์

การสวิตช์ที่แรงดันศูนย์จะเกิดขึ้นได้นั้น ต้องอาศัยการเกิดเรโซแนนซ์ของตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุอย่างเหมาะสม จากสภาวะเรโซแนนซ์

$$X_{L_r} = X_{C_r} \quad (2.46)$$

$$2\pi f_r L_r = \frac{1}{2\pi f_r C_r} \quad (2.47)$$

จะได้ความถี่เรโซแนนซ์ดังสมการที่ (2.48)

$$f_r = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_r C_r}} \quad (2.48)$$

จากสมการที่ (2.47) จัดสมการเพื่อหา C_r ได้ดังนี้

$$L_r = \frac{1}{4\pi^2 f_r^2 C_r} \frac{C_r}{C_r} \quad (2.49)$$

$$C_r^2 = \frac{1}{4\pi^2 f_r^2 L_r} \quad (2.50)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$C_r = \frac{1}{2\pi f_r \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}} \quad (2.51)$$

$$C_r = \frac{1}{2\pi f_r Z_0} \quad (2.52)$$

จากสมการที่ (2.47) จัดสมการเพื่อหา L_r ได้ดังนี้

$$L_r = \frac{1}{4\pi^2 f_r^2 C_r} \frac{L_r}{L_r} \quad (2.53)$$

$$L_r^2 = \frac{1}{4\pi^2 f_r^2 C_r} \frac{L_r}{L_r} \quad (2.54)$$

$$L_r = \frac{1}{2\pi f_r} \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad (2.55)$$

$$L_r = \frac{Z_0}{2\pi f_r} \quad (2.56)$$

จากสมการที่ (2.52) และ (2.56) จะเห็นได้ว่าค่า C_r และ L_r ที่ทำให้เกิดการเรโซแนนซ์ในวงจร จะขึ้นอยู่กับค่า f_r และ Z_0 ในการออกแบบวงจรควอดรีเรโซแนนซ์ที่บัคคอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์ที่แรงดันศูนย์ ค่า f_r และ Z_0 จะต้องเลือกอย่างเหมาะสม

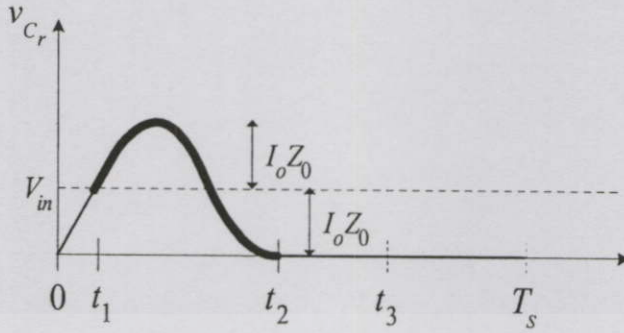
2.5.1 การเลือกค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ (characteristic impedance, Z_0)

ผลกระทบของค่า Z_0 ที่มีต่อวงจร พิจารณาได้จากสมการที่ (2.8)

$$v_{C_r} = V_{in} + I_o Z_0 \sin \omega_0 t \quad (2.57)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า จะเห็นว่า ถ้า Z_0 มีค่าเพิ่มขึ้น v_{C_r} จะมีค่าเพิ่มขึ้น และในทำนองเดียวกันหาก Z_0 มีค่าลดลง v_{C_r} จะมีค่าลดลง นั่นคือค่า Z_0 จะมีผลต่อแรงดันคร่อมสวิตช์ ดังนั้น เพื่อให้แรงดันคร่อมสวิตช์ไม่สูงมาก

ค่า Z_0 จึงควรมีค่าน้อย ในที่นี้ การเลือก Z_0 จะพิจารณาบนพื้นฐานที่ว่า วงจรต้องสวิตช์ที่แรงดันศูนย์ตลอดย่านการทำงาน ซึ่งพิจารณาได้จากสมการที่ (2.57) และรูปคลื่น v_{C_r} ในรูปที่ 2.19



รูปที่ 2.19 คลื่นแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ C_r แสดงลักษณะรูปคลื่นในช่วงเวลา $t_1 < t < t_2$

จากรูปที่ 2.19 และสมการที่ (2.57) จะเห็นได้ว่ารูปคลื่นเรโซแนนซ์เกิดขึ้นในช่วงเวลาที่ t_1 ถึง t_2 มีลักษณะเป็นสัญญาณไซน์ ซึ่งมีค่าเริ่มต้นเท่ากับ V_{in} และมีแอมพลิจูดสูงสุดทั้งขาขึ้นและขาลงเท่ากับ $I_o Z_0$ ดังนั้น การที่จะทำให้รูปคลื่นของแรงดันนี้ตกลงเป็นศูนย์ ผลคูณของ I_o และ Z_0 จะต้องมีค่ามากกว่าหรือเท่ากับ V_{in}

$$I_o Z_0 \geq V_{in} \quad (2.58)$$

$$\frac{V_o}{R_L} Z_0 \geq V_{in} \quad (2.59)$$

นั่นคือเมื่อ V_{in} มีค่าสูงสุดและ I_o มีค่าต่ำสุด (R_L มีค่าสูงสุด) สมการที่ (2.59) ยังต้องเป็นจริง จะได้

$$\left(\frac{V_o}{R_{L,\max}} \right) Z_0 \geq V_{in,\max} \quad (2.60)$$

$$Z_0 \geq \frac{R_{L,\max}}{M_{\min}} \quad (2.61)$$

เอาท์พุทเป็นเอกสารที่ส่งมอบไว้สำหรับกองบัญชาการเพื่อกรณีศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 Z_0 ที่ได้จากสมการที่ (2.61) จะทำให้เกิดการสวิตช์ที่แรงดันศูนย์ตลอดย่านของ I_o และ V_{in}
 แม้ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.5.2 การเลือกค่าความถี่เรโซแนนซ์ (resonant frequency, f_r)

การพิจารณาความถี่เรโซแนนซ์สามารถพิจารณาได้จากสมการ (2.45) ซึ่งจัดรูปใหม่ได้เป็น

$$F = \frac{f_s}{f_r} = \frac{2\pi(1-M)}{\alpha + \frac{r}{2M} + \frac{M}{r}(1-\cos\alpha)} \quad (2.62)$$

ความถี่ในการสวิตช์สูงสุด $f_{s,\max}$ จะเกิดขึ้นที่ $R_{L,\max}$ ($I_{o,\min}$) และ $V_{in,\max}$ จะได้

$$M = \frac{V_o}{V_{in,\max}} = M_{\min} \quad (2.63)$$

$$\frac{r}{Z_0} = \frac{R_{L,\max}}{Z_0} = \frac{R_{L,\max}}{(R_{L,\max}/M_{\min})} = 1 \quad (2.64)$$

$$\frac{M}{r} = \frac{M_{\min}}{R_{L,\max}} = \frac{M_{\min}}{(R_{L,\max}/M_{\min})} = 1 \quad (2.65)$$

$$\alpha = \sin^{-1}\left(\frac{M}{r}\right) + \pi = \sin^{-1}(1) + \pi = \frac{3\pi}{2} \quad (2.66)$$

แทนค่า $M = \frac{r}{M}$ และ α จากสมการที่ (2.63) - (2.66) ลงในสมการที่ (2.62) จะได้

$$\frac{f_{s,\max}}{f_r} = \frac{2\pi(1-M_{\min})}{\frac{3\pi}{2} + \frac{1}{2}(1) + (1)(1-\cos\frac{3\pi}{2})} \quad (2.67)$$

จะได้สมการความถี่สวิตช์สูงสุดดังสมการที่ (2.68)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์และใช้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{f_{s,\max}}{f_r} = \frac{4\pi(1 - M_{\min})}{3(\pi + 1)} \quad (2.68)$$

ความถี่ในการสวิตช์ต่ำสุด $f_{s,\min}$ จะเกิดขึ้นที่ $R_{L,\min}$ ($I_{o,\max}$) และ $V_{in,\min}$ จะได้

$$M = \frac{V_o}{V_{in,\min}} = M_{\max} \quad (2.69)$$

$$\frac{r}{M} = \frac{Z_0}{M_{\max}} = \frac{R_{L,\min}}{M_{\max}} = \frac{R_{L,\min} M_{\min}}{R_{L,\max} M_{\max}} \quad (2.70)$$

$$\frac{M}{r} = \frac{M_{\max}}{R_{L,\min}} = \frac{M_{\max}}{R_{L,\min}} = \frac{R_{L,\max} M_{\max}}{R_{L,\min} M_{\min}} \quad (2.71)$$

$$\alpha = \sin^{-1} \left(\frac{R_{L,\max} M_{\max}}{R_{L,\min} M_{\min}} \right) + \pi \quad (2.72)$$

แทนค่า $M \frac{r}{M} = \frac{M}{r}$ และ α จากสมการที่ (2.69) - (2.72) ลงในสมการที่ (2.62) จะได้สมการความถี่สวิตช์ต่ำสุดดังสมการที่ (2.73)

$$\frac{f_{s,\min}}{f_r} = \frac{2\pi(1 - M_{\max})}{\left(\sin^{-1} \left(\frac{R_{L,\max} M_{\max}}{R_{L,\min} M_{\min}} \right) + \pi + \frac{1}{2} \frac{R_{L,\min} M_{\min}}{R_{L,\max} M_{\max}} + \frac{R_{L,\max} M_{\max}}{R_{L,\min} M_{\min}} (1 - \cos(\sin^{-1} \left(\frac{R_{L,\max} M_{\max}}{R_{L,\min} M_{\min}} \right) + \pi)) \right)} \quad (2.73)$$

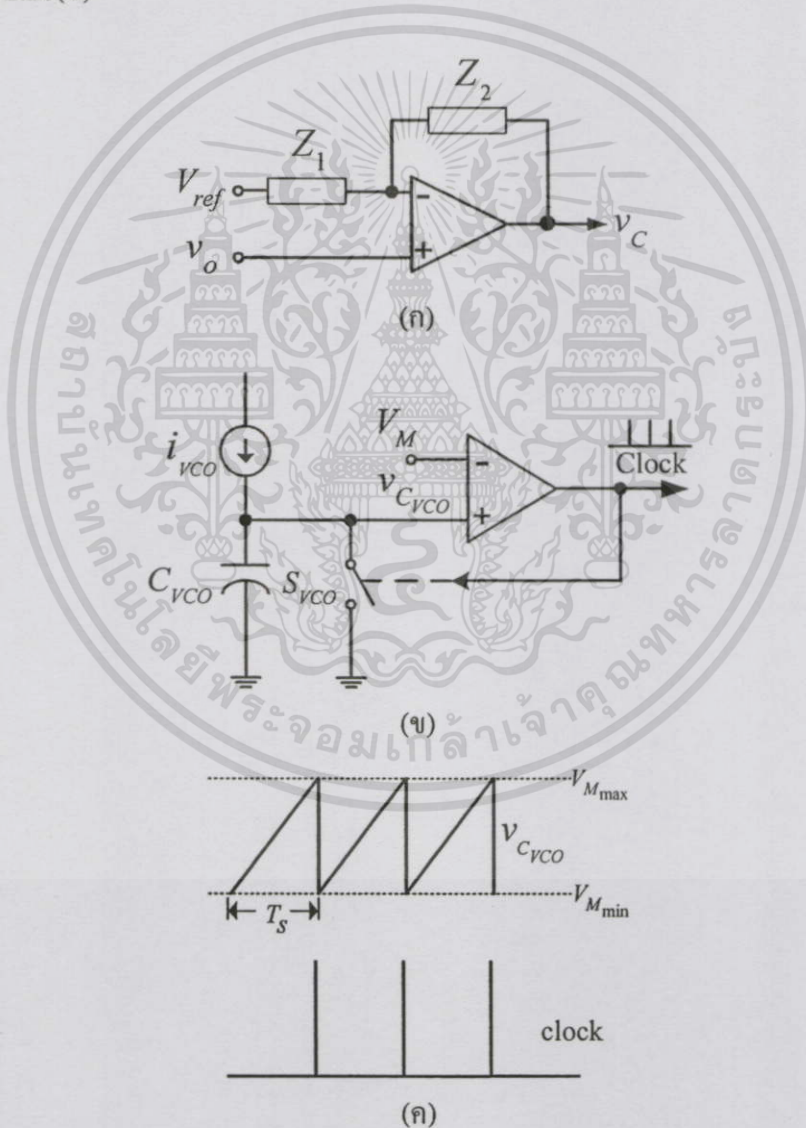
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยปกติ $f_{s,\min}$ จะเป็นค่าที่กำหนดขึ้น ดังนั้นสามารถหาค่า f_r ได้จากสมการที่ (2.73) และค่าความถี่เรโซแนนซ์ที่ได้นี้ จะถูกนำไปใช้หา $f_{s,\max}$ ในสมการที่ (2.68) ต่อไป

ค่า $f_{s,\min}$ และ $f_{s,\max}$ ที่ได้คือย่านความถี่สวิตช์ที่ใช้ในวงจรเพื่อให้เกิดการสวิตช์ที่แรงดันศูนย์และได้แรงดันเอาต์พุตตามที่ต้องการตลอดย่านของ I_o และ V_{in} ที่พิจารณา

2.6 การควบคุมแรงดันเอาต์พุต

วงจรที่ใช้ควบคุมแรงดันเอาต์พุตประกอบด้วยวงจรขยายความผิดพลาด (Error Amplifier, EA) และวงจรเปลี่ยนแรงดันควบคุมเป็นความถี่ (Voltage Control Oscillator, VCO) แสดงดังรูปที่ 2.20(ก) และ 2.20(ข)



รูปที่ 2.20 (ก) วงจรขยายความผิดพลาด (ข) วงจรเปลี่ยนแรงดันควบคุมเป็นความถี่ (ค) รูปคลื่นเมื่อกำลังไฟทั้งสลับ อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแรงดัน และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้ การทำงานของวงจรเปลี่ยนแรงดันควบคุมเป็นความถี่

แรงดันเอาต์พุตจะถูกป้อนกลับมาที่วงจรรขยายความผิดพลาด วงจรรขยายความผิดพลาดจะขยายค่าความแตกต่างระหว่างแรงดันเอาต์พุต (v_o) กับแรงดันอ้างอิง (V_{ref}) ให้เอาต์พุตเป็นแรงดันควบคุม (v_c) เมื่อ v_o มากกว่า V_{ref} v_c จะมีค่าเพิ่มขึ้นและเมื่อ v_o มีค่าน้อยกว่า V_{ref} v_c จะมีค่าลดลง วงจรรขยายความผิดพลาดในรูปที่ 2.20(ก) มีการทำงานเป็นดังสมการที่ (2.74)

$$v_c = \frac{Z_2}{Z_1}(v_o - V_{ref}) + v_o \quad (2.74)$$

แรงดันควบคุม (v_c) จะถูกเปลี่ยนเป็นกระแส i_{vco} เพื่อส่งให้กับวงจร VCO [3] โดย i_{vco} จะเป็นกระแสที่ชาร์จตัวเก็บประจุ C_{vco} ทำให้เกิดแรงดันรูปสามเหลี่ยม ($v_{C_{vco}}$) เปรียบเทียบกับแรงดันขอบเขต (V_M) ดังรูปที่ 2.20(ค) จากรูป $v_{C_{vco}}$ จะเพิ่มขึ้นอย่างเป็นเชิงเส้นเนื่องจาก i_{vco} ชาร์จตัวเก็บประจุ C_{vco} จนกระทั่ง $v_{C_{vco}}$ มีค่าเท่ากับ $V_{M,max}$ เอาต์พุตที่ได้จากคอมพาราเตอ์ก็จะเปลี่ยนเป็นสถานะสูง (high state) ไปสั่งสวิทช์ S_{vco} ปิดวงจรทำให้ C_{vco} คายประจุ ส่งผลให้ $v_{C_{vco}}$ ลดลงอย่างรวดเร็วจนมีค่าเท่ากับ $V_{M,min}$ เอาต์พุตที่ได้จากคอมพาราเตอ์ก็จะเปลี่ยนเป็นสถานะต่ำ (low state) ทำให้สวิทช์ S_{vco} เปิดวงจร จากนั้น i_{vco} ก็จะเริ่มชาร์จตัวเก็บประจุ C_{vco} อีกครั้งหนึ่งสำหรับการทำงานในครั้งถัดไป สัญญาณ clock เอาต์พุตจากคอมพาราเตอ์ จะเป็นตัวกำหนดความถี่สวิทช์ (f_s) โดยความถี่สวิทช์นี้จะเปลี่ยนแปลงตาม i_{vco} ซึ่งแปรผันตามค่า V_c นั้นเอง

จากการทำงานของวงจรเปลี่ยนแรงดันควบคุมเป็นความถี่ในรูปที่ 2.20(ค) จะได้

$$v_{C_{vco}} = \int_0^{T_s} \frac{1}{C_{vco}} i_{vco} dt \quad (2.75)$$

โดยที่ $i_{vco} = \frac{1}{R_{range}} v_c \left(\frac{1}{R_{range}} \right)$ คือค่าสัมประสิทธิ์แปรผันตรงระหว่าง i_{vco} และ v_c) จากสมการ

ที่ (2.75) จะได้

$$V_{M,max} = \frac{1}{C_{vco} R_{range}} v_c T_s + V_{M,min} \quad (2.76)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ขออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

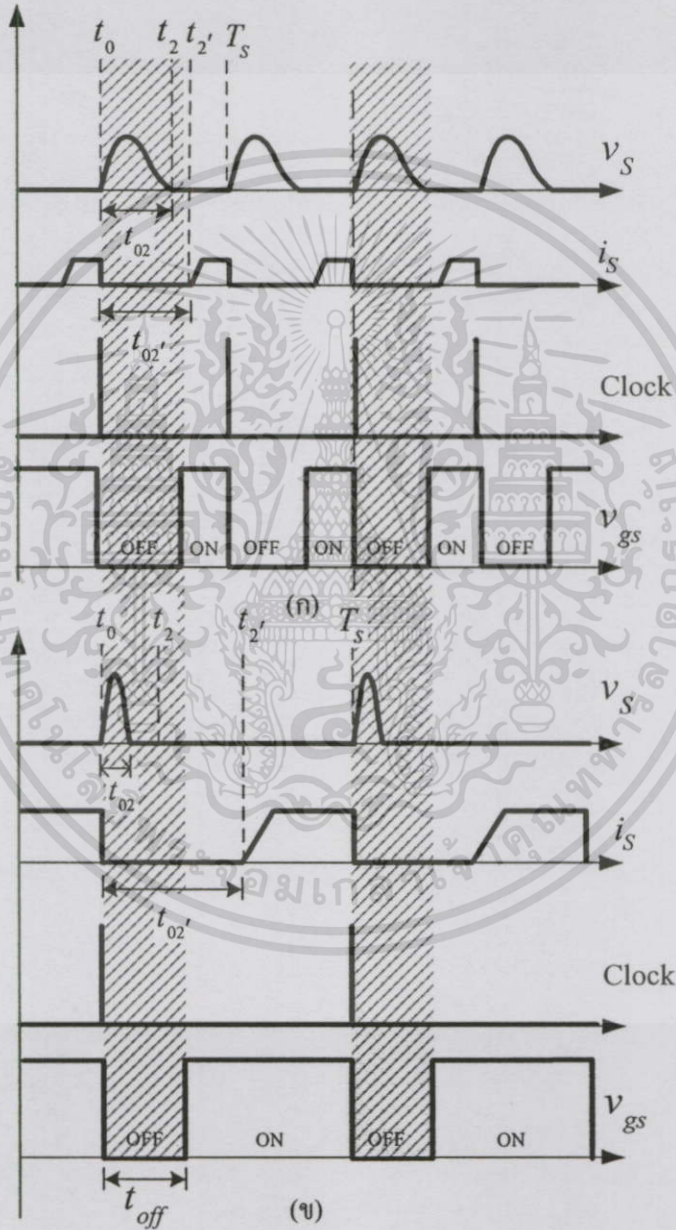
ไปว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้นสามารถเขียนสมการความสัมพันธ์ระหว่าง f_s กับ v_c ได้

$$f_s = \left(\frac{1}{C_{VCO} R_{range}} \frac{1}{V_M} \right) v_c \quad (2.77)$$

เมื่อ $V_M = V_{M_{max}} - V_{M_{min}}$

สัญญาณความถี่จาก VCO (clock) จะเป็นอินพุตให้กับวงจรสร้างสัญญาณพัลส์ เพื่อสร้างสัญญาณพัลส์ v_{gs} ไปขับเกตมอสเฟต ซึ่งมีลักษณะการทำงานดังรูปที่ 2.21



รูปที่ 2.21 คลื่นแรงดันคร่อมสวิตช์ v_s กระแสที่ไหลผ่านสวิตช์ i_s รูปคลื่นสัญญาณ clock และรูปคลื่นแรงดันขับมอสเฟต v_{gs} (ก) ที่ $f_{s,max}$ $I_{o,min}$ และ $V_{in,max}$ (ข) ที่ความถี่ต่ำ $f_{s,min}$ $I_{o,max}$

$V_{in,min}$

จากรูปที่ 2.21 จะเห็นว่า v_{gs} ที่ได้มีช่วงเวลาหยุดนำกระแส (off time) คงที่แม้ความถี่เปลี่ยนไป เนื่องจากเวลาในช่วง $t_0 < t < t_2$ ขนาดของรูปคลื่นแรงดันคร่อมสวิตช์ (v_s) และค่าเวลา t_{02} เปลี่ยนแปลงได้โดยขึ้นอยู่กับกระแสโหลดและแรงดันอินพุต ในช่วงเวลานี้ รูปคลื่น v_s จะมีค่าเวลา t_{02} มากที่สุดที่ $f_{s,max} I_{o,min} V_{in,max}$ ดังนั้น เพื่อให้เกิดการสวิตช์ที่แรงดันศูนย์ตลอดย่านของกระแส โหลดและแรงดันอินพุตของวงจร ค่าเวลา off time (t_{off}) ของ v_{gs} จะต้องไม่น้อยกว่าค่าเวลา t_{02} ที่ $f_{s,max} I_{o,min} V_{in,max}$ นอกจากนี้ ในการสั่งให้สวิตช์นำกระแสจะต้องกระทำก่อนที่สวิตช์จะเริ่มนำกระแสที่เวลา t_2 ด้วย เพื่อไม่ให้เกิดการเรโซแนนซ์ขึ้นอีกครั้งหนึ่ง ในช่วงเวลา $t_0 < t < t'_2$ ค่าเวลา t_{02} เปลี่ยนแปลงได้โดยขึ้นอยู่กับกระแสโหลดและแรงดันอินพุตเช่นเดียวกัน โดยมีค่าเวลา t_{02} น้อยที่สุดที่ $f_{s,max} I_{o,min} V_{in,max}$ ดังนั้น สรุปแล้วนอกจากค่าเวลา off time (t_{off}) จะต้องไม่น้อยกว่าค่าเวลา t_{02} แล้ว ยังต้องไม่เกินค่าเวลา t_{02} ที่ $f_{s,max} I_{o,min} V_{in,max}$ ด้วย

2.7 สรุปการควบคุมแรงดันเอาต์พุต

หลักการควบคุมแรงดันเอาต์พุตของวงจรควอซีเรโซแนนซ์บัสคอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์ที่แรงดันศูนย์ สามารถพิจารณาได้จากสมการที่ (2.35) (2.74) และ (2.77)

$$V_o = V_{in} \left[1 - f_s \left(\frac{t_{01} + t_{12} + t_{23}}{2} \right) \right] \quad (2.78)$$

$$v_c = \frac{Z_2}{Z_1} (v_o - V_{ref}) + v_o \quad (2.79)$$

$$f_s = \left(\frac{1}{C_{vco} R_{range} V_M} \right) v_c \quad (2.80)$$

เมื่อ V_o ในสมการแรงดันเอาต์พุตของวงจร (สมการที่ (2.78)) มีค่าลดลงเนื่องจากแรงดันอินพุตหรือกระแสโหลดมีการเปลี่ยนแปลง v_o จากสมการของวงจรขยายความผิดพลาด (สมการที่ (2.79)) และสมการของวงจรเปลี่ยนแรงดันควบคุมเป็นความถี่ (สมการที่ (2.80)) จะเห็นว่า v_c และ f_s จะมีค่าลดลงตามลำดับ โดยค่า f_s ที่ลดลงนี้ จะทำให้ V_o สามารถเพิ่มขึ้นกลับไปค่าเดิมได้

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.8 สรุป

ในบทนี้ ส่วนแรกได้กล่าวถึงหลักการทำงานของวงจรควอซีเรโซแนนท์บัคคอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์ที่แรงดันศูนย์ ลักษณะรูปคลื่นของกระแสไหลผ่านสวิตช์และแรงดันคร่อมสวิตช์ที่ได้จากการวิเคราะห์การทำงาน (รูปที่ 2.14) แสดงให้เห็นว่าไม่เกิดการคาบเกี่ยวกันในระหว่างการสวิตช์ ทำให้ไม่เกิด switching loss และสวิตช์ยังนำกระแสที่แรงดันศูนย์ ทำให้ไม่เกิด turn-on loss อีกด้วย นอกจากนี้สมการการทำงานในแต่ละช่วงเวลายังถูกนำมาใช้ในการหาสมการแรงดันเอาต์พุต (สมการที่ (2.35)) จากสมการพบว่าการรักษาแรงดันเอาต์พุต (V_o) ให้คงที่ เมื่อแรงดันอินพุต (V_{in}) และกระแสโหลด (I_o) เปลี่ยนไป ต้องปรับความถี่สวิตช์ (f_s) โดยความถี่สวิตช์มีค่าสูงสุด ($f_{s,max}$) ที่แรงดันอินพุตสูงสุด ($V_{in,max}$) กระแสโหลดต่ำสุด ($I_{o,min}$) และความถี่สวิตช์มีค่าต่ำสุด ($f_{s,min}$) ที่แรงดันอินพุตต่ำสุด $V_{in,min}$ กระแสโหลดสูงสุด ($I_{o,max}$) ซึ่งทั้งสองสภาวะนี้เป็นขอบของระบบ (รูปที่ 2.18(ข)) ที่จะถูกนำไปใช้พิจารณาเงื่อนไขการสวิตช์ที่แรงดันศูนย์และการออกแบบวงจรต่อไป หลังจากนั้นเงื่อนไขการสวิตช์ที่แรงดันศูนย์ซึ่งขึ้นอยู่กับค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ (characteristic impedance, Z_0) และความถี่เรโซแนนท์ (resonant frequency, f_r) จะถูกนำมาพิจารณา เพื่อหาสมการที่ใช้ในการออกแบบตัวเก็บประจุเรโซแนนท์ (C_r) (สมการที่ (2.52)) และตัวเหนี่ยวนำเรโซแนนท์ (L_r) (สมการที่ (2.56)) สำหรับส่วนหลังได้กล่าวถึงหลักการควบคุมแรงดันเอาต์พุตของวงจร ซึ่งประกอบด้วยวงจรขยายความผิดพลาด (Error Amplifier, EA) และวงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นความถี่ (Voltage Control Oscillator, VCO) สมการของวงจรขยายความผิดพลาด (สมการที่ (2.74)) และสมการของวงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นความถี่ (สมการที่ (2.77)) ที่ได้จากการวิเคราะห์นี้จะถูกนำไปใช้ในการจำลองแบบวงจรในบทต่อไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

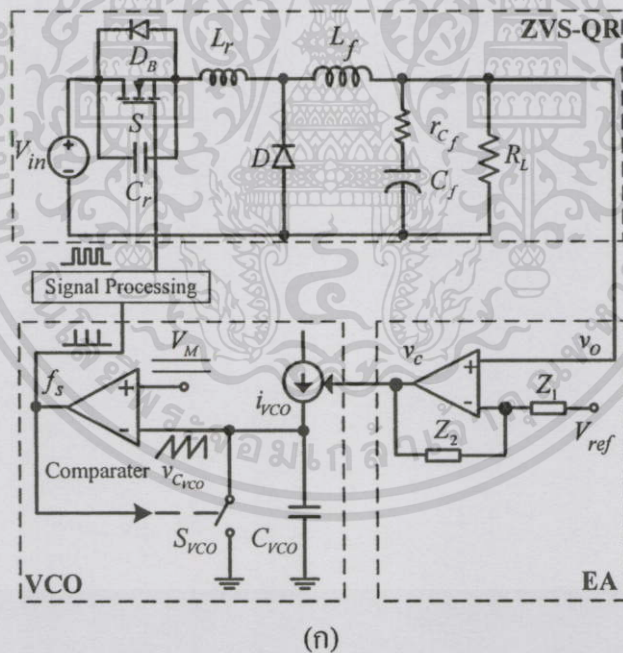
บทที่ 3

การจำลองแบบวงจรเพื่อการออกแบบระบบควบคุม

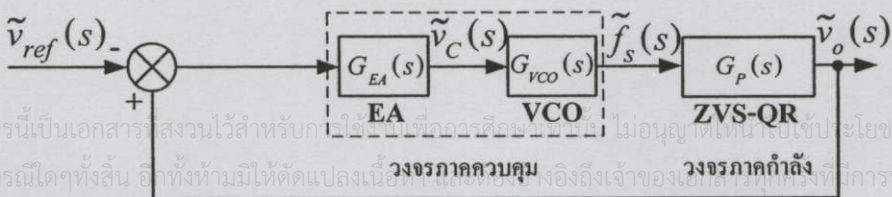
3.1 บทนำ

บทที่สองได้พูดถึงหลักการการทำงานและการควบคุมแรงดันเอาต์พุตของวงจรไปแล้ว ในบทนี้จะแสดงการจำลองแบบวงจรเพื่อการออกแบบระบบควบคุม โดยในส่วนแรกจะกล่าวถึงการหาฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรควอซีเรโซแนนท์บัคคอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์ที่แรงดันศูนย์ และในส่วหลังจะเป็นการหาฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรขยายความผิดพลาดและวงจรเปลี่ยนแรงดันควบคุมเป็นความถี่

3.2 บล็อกไดอะแกรมการควบคุมวงจรควอซีเรโซแนนท์บัคคอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์ที่แรงดันศูนย์

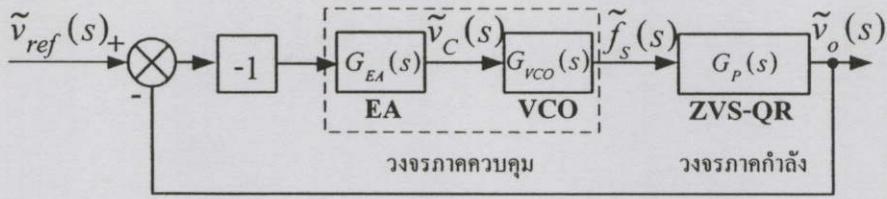


(ก)



(ข)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกรใช้งานเฉพาะของหน่วยงานเท่านั้น ไม่อนุญาตให้เผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาตจากเจ้าของเอกสาร หากมีการนำไปใช้
 วิศวกรรมควบคุม
 วิศวกรรมกำลัง



(ค)

รูปที่ 3.1 (ก) รูปแบบการควบคุมแรงดันเอาต์พุตของวงจรควอซีเรโซแนนท์บัคคอนเวอร์เตอร์ (ข) บล็อกไดอะแกรมการควบคุมของวงจรในรูปที่ 3.1(ก) (ค) บล็อกไดอะแกรมการควบคุมป้อนกลับแบบลบของรูปที่ 3.1(ข)

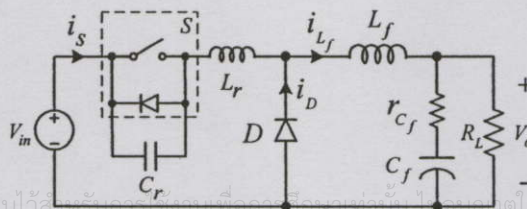
จากรูปแบบการควบคุมแรงดันเอาต์พุตของวงจรควอซีเรโซแนนท์บัคคอนเวอร์เตอร์ ในรูปที่ 3.1(ก) สามารถเขียนเป็นบล็อกไดอะแกรม ได้ดังรูปที่ 3.1(ข) ซึ่งประกอบด้วยฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรรภาคกำลัง ($G_P(s)$) ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรรขยายความผิดพลาด ($G_{EA}(s)$) และฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรเปลี่ยนแรงดันควบคุมเป็นความถี่ ($G_{VCO}(s)$) บล็อก Signal Processing ในรูป 3.1(ก) ทำหน้าที่เพียงเปลี่ยนสัญญาณความถี่จาก VCO เป็นสัญญาณพัลส์และไม่มีผลต่อพฤติกรรมของการควบคุม เนื่องจากแรงดันเอาต์พุต ($\tilde{v}_o(s)$) ถูกป้อนกลับมายังขาบวกของวงจรรขยายความผิดพลาด ดังนั้นสัญญาณป้อนกลับในบล็อกไดอะแกรมรูปที่ 3.1(ข) จึงมีค่าเป็นบวก ในขณะที่สัญญาณของแรงดันอ้างอิง ($\tilde{v}_{ref}(s)$) มีค่าเป็นลบ ทั้งนี้เพื่อจัดให้บล็อกไดอะแกรมอยู่ในรูปทั่วไปของการควบคุมป้อนกลับแบบลบ (negative feedback control) รูปที่ 3.1(ข) จึงเขียนใหม่ได้ดังรูปที่ 3.1(ค)

การวิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่ายโอนของระบบในรูปที่ 3.1(ค) แสดงดังต่อไปนี้

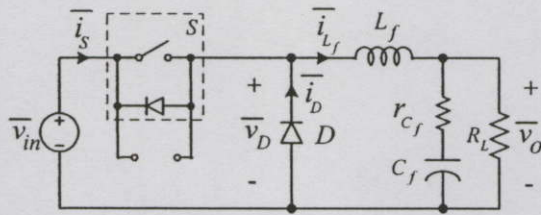
3.3 การจำลองแบบวงจรรภาคกำลัง ($G_P(s)$)

3.3.1 การเฉลี่ยวงจร (circuit averaging)

วงจรรภาคกำลังควอซีเรโซแนนท์บัคคอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์ที่แรงดันศูนย์ แสดงดังรูปที่ 3.2(ก)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้เฉพาะเท่านั้น ไม่ควรเผยแพร่ให้ผู้อื่นโดยไม่ได้รับอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา (ก) อ่างอ่างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ข)

รูปที่ 3.2 (ก) ควอซีเรโซแนนท์บัคคอนเวอร์เตอร์แบบสวิทช์ที่แรงดันศูนย์ (ข) วงจรเฉลี่ยของรูปที่ 3.2(ก)

ในการวิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรภาคกำลัง อันดับแรกต้องกำจัดริปเปิล (ripple) ที่ความถี่สูงในรูปคลื่นของกระแสและแรงดันในวงจรออกไป ซึ่งทำได้โดยการเฉลี่ยวงจร ในหนึ่งคาบเวลาการสวิทช์ แรงดันเฉลี่ยของ L_f และกระแสเฉลี่ยของ C_f มีค่าเป็นศูนย์ นั่นคือพฤติกรรมของ L_f และ C_f เสมือน short circuit และ open circuit ตามลำดับ ดังนั้นจะได้วงจรเฉลี่ยดังรูปที่ 3.2(ข) สังเกตว่าตัวแปรแรงดันและกระแสในรูปที่ 3.2(ข) จะใช้สัญลักษณ์ ‘-’ ซึ่งหมายถึงค่าเฉลี่ย สามารถพิจารณาค่ากระแสสวิทช์เฉลี่ย (\bar{i}_S) และแรงดันเฉลี่ยของไดโอด (\bar{v}_D) ในวงจรรูปที่ 3.2(ข) ได้ดังนี้

3.3.1.1 กระแสสวิทช์เฉลี่ย (\bar{i}_S)

พิจารณาสมการกระแสสวิทช์เฉลี่ย (\bar{i}_S) จากวงจรเฉลี่ยในรูปที่ 3.2(ข) จะได้

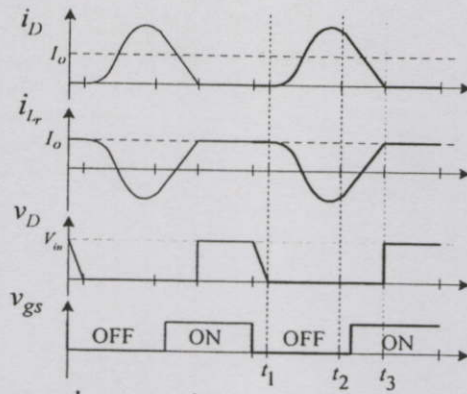
$$\bar{i}_S = \bar{i}_{L_f} - \bar{i}_D \quad (3.1)$$

โดยที่ \bar{i}_D คือกระแสเฉลี่ยของไดโอด หาได้จากสมการ

$$\bar{i}_D = \int_0^{T_s} i_D dt \quad (3.2)$$

จากการวิเคราะห์วงจรในบทที่ 2 จะพบว่าไดโอด D นำกระแสเฉพาะช่วงเวลา $t_1 < t < t_2$ และ $t_2 < t < t_3$ เท่านั้น โดยช่วงเวลา $t_1 < t < t_2$ รูปคลื่นกระแสของไดโอดเกิดการเรโซแนนท์ และที่ช่วงเวลา $t_2 < t < t_3$ รูปคลื่นกระแสของไดโอดมีลักษณะเป็นเชิงเส้น ดังแสดงในรูปที่ 3.3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



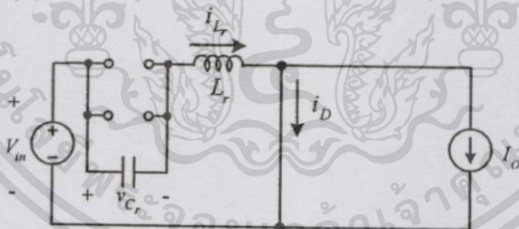
รูปที่ 3.3 รูปคลื่น i_{Lr} , i_D , v_D และ v_{gs}

ดังนั้น สมการ (3.2) เขียนใหม่ได้เป็น

$$\bar{i}_D = \frac{1}{T_S} \int_{t_1}^{t_2} i_D dt + \frac{1}{T_S} \int_{t_2}^{t_3} i_D dt \tag{3.3}$$

$$\bar{i}_D = \bar{i}_{D(t_{12})} + \bar{i}_{D(t_{23})} \tag{3.4}$$

เริ่มพิจารณากระแสไดโอด D ในช่วงเวลา $t_1 < t < t_2$ ก่อน ซึ่งมีวงจรสมมูลดังรูปที่ 3.4



รูปที่ 3.4 วงจรสมมูลของควอซีเรโซแนนท์บัคคอนเวอร์เตอร์แบบสวิทช์ที่แรงดันศูนย์ในช่วงเวลาที่ $t_1 < t < t_2$

$$i_{D(t_{12})} = I_o - i_{Lr(t_{12})} \tag{3.5}$$

$$i_{D(t_{12})} = I_o - I_o \cos \omega_0 t \tag{3.6}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปด 1 นี้ 1 และต่อ 1 อื่นๆ ถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\bar{i}_{D(t_{12})} = \frac{1}{T_S} \int_{t_1}^{t_2} I_o dt - \frac{1}{T_S} \int_{t_1}^{t_2} (I_o \cos \omega_0 t) dt \tag{3.7}$$

$$\bar{i}_{D(t_{12})} = \frac{1}{T_s} \left[I_o t_{12} - \frac{I_o}{\omega_0} \sin \omega_0 (t_{12}) \right] \quad (3.8)$$

จากค่า t_{12} ในสมการที่ (2.11)

$$t_{12} = \frac{1}{\omega_0} \left[\sin^{-1} \left(\frac{V_{in}}{I_o Z_0} \right) + \pi \right] \quad (3.9)$$

กำหนด $\alpha = \sin^{-1} \left(\frac{V_{in}}{I_o Z_0} \right) + \pi$ จะได้

$$t_{12} = \frac{1}{\omega_0} \alpha \quad (3.10)$$

แทนค่า t_{12} จากสมการที่ (3.10) ลงในสมการที่ (3.8) จะได้

$$\bar{i}_{D(t_{12})} = \frac{1}{T_s} \left[I_o \left(\frac{1}{\omega_0} \alpha \right) - \frac{I_o}{\omega_0} \sin \omega_0 \left(\frac{1}{\omega_0} \alpha \right) \right] \quad (3.11)$$

$$\bar{i}_{D(t_{12})} = \frac{1}{T_s} \left[\frac{I_o}{\omega_0} \alpha - \frac{I_o}{\omega_0} \sin \alpha \right] \quad (3.12)$$

เนื่องจาก

$$\sin \alpha = \sin \left[\sin^{-1} \left(\frac{V_{in}}{I_o Z_0} \right) + \pi \right] \quad (3.13)$$

$$\sin \alpha = -\sin \left[\sin^{-1} \left(\frac{V_{in}}{I_o Z_0} \right) \right] \quad (3.14)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษานี้ ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\sin \alpha = -\frac{V_{in}}{I_o Z_o} \quad (3.15)$$

$$\sin \alpha = -\frac{V_{in}}{I_o Z_o} \left(\frac{R_L}{R_L} \right) \quad (3.16)$$

$$\sin \alpha = -\frac{V_{in} R_L}{V_o Z_o} \quad (3.17)$$

$$\sin \alpha = -\frac{r}{M} \quad (3.18)$$

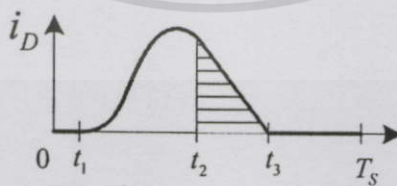
แทนค่า $\sin \alpha$ จากสมการ (3.18) ลงในสมการที่ (3.12) จะได้

$$\overline{i_{D(t_2)}} = \frac{1}{T_s} \left[\frac{I_o}{\omega_0} \alpha - \frac{I_o}{\omega_0} \left(-\frac{r}{M} \right) \right] \quad (3.19)$$

ดังนั้น จะได้ค่าเฉลี่ยของกระแสไดโอด D ในช่วงเวลา $t_1 < t < t_2$

$$\overline{i_{D(t_2)}} = \frac{I_o}{\omega_0 T_s} \left[\alpha + \frac{r}{M} \right] \quad (3.20)$$

ต่อมา พิจารณากระแสไดโอด D ในช่วงเวลา $t_2 < t < t_3$



รูปที่ 3.5 รูปคลื่น i_D

ค่าเฉลี่ยของ i_D ในช่วงเวลา $t_2 < t < t_3$ สามารถหาได้จากพื้นที่ใต้กราฟของ i_D ในรูปที่ 3.5

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\bar{i}_{D(t_{23})} = \frac{1}{T_s} \frac{1}{2} (t_{23}) (I_D(t_2)) \quad (3.21)$$

แทนค่า $t_{12} = \frac{1}{\omega_0} \alpha$ $t_{23} = \frac{L_r I_o (1 - \cos \omega_0 t_{12})}{V_{in}}$ และ $i_D(t_2) = I_o - I_o \cos \omega_0 t_{12}$ ลงในสมการที่ (3.21) จะได้

$$\bar{i}_{D(t_{23})} = \frac{1}{T_s} \frac{1}{2} \frac{L_r I_o \left(1 - \cos \omega_0 \left(\frac{1}{\omega_0} \alpha \right) \right)}{V_{in}} \left[I_o - I_o \cos \omega_0 \left(\frac{1}{\omega_0} \alpha \right) \right] \quad (3.22)$$

$$\bar{i}_{D(t_{23})} = \frac{1}{2T_s} \left[\frac{L_r I_o^2}{V_{in}} (1 - \cos \alpha)^2 \right] \quad (3.23)$$

$$\bar{i}_{D(t_{23})} = \frac{1}{2T_s} \left[\frac{L_r I_o^2}{V_{in}} (1 - 2 \cos \alpha + \cos^2 \alpha) \right] \quad (3.24)$$

$$\bar{i}_{D(t_{23})} = \frac{1}{2T_s} \left[\frac{L_r I_o^2}{V_{in}} (1 - 2 \cos \alpha + (1 - \sin^2 \alpha)) \right] \quad (3.25)$$

$$\bar{i}_{D(t_{23})} = \frac{1}{2T_s} \left[\frac{L_r I_o^2}{V_{in}} (2(1 - \cos \alpha) - \sin^2 \alpha) \right] \quad (3.26)$$

จากสมการที่ (3.15) $\sin \alpha = -\frac{V_{in}}{I_o Z_0}$ จะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์การใช้งานเพื่อการศึกษาระดับปริญญาโท ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆก็ตาม หากมีให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\bar{i}_{D(t_{23})} = \frac{1}{2T_s} \left[\frac{L_r I_o^2}{V_{in}} \left(2(1 - \cos \alpha) - \left(-\frac{V_{in}}{I_o Z_0} \right)^2 \right) \right] \quad (3.27)$$

$$\bar{i}_{D(t_2)} = \frac{I_o}{2T_s} \left[\frac{L_r I_o}{V_{in}} 2(1 - \cos \alpha) - \frac{L_r I_o}{V_{in}} \frac{V_{in}^2}{I_o^2 Z_0^2} \right] \quad (3.28)$$

$$\bar{i}_{D(t_2)} = \frac{I_o}{2T_s} \left[\frac{L_r I_o}{V_{in}} 2(1 - \cos \alpha) - \frac{L_r V_{in}}{I_o Z_0^2} \right] \quad (3.29)$$

$$\bar{i}_{D(t_2)} = \frac{I_o}{2T_s} \left[\frac{L_r I_o}{V_{in}} \left(\frac{R_L Z_0}{R_L Z_0} \right) 2(1 - \cos \alpha) - \frac{L_r V_{in}}{I_o Z_0^2} \left(\frac{R_L Z_0}{R_L Z_0} \right) \right] \quad (3.30)$$

$$\bar{i}_{D(t_2)} = \frac{I_o}{2T_s} \left[\frac{L_r V_o Z_0}{Z_0 V_{in} R_L} 2(1 - \cos \alpha) - \frac{L_r V_{in} R_L}{Z_0 V_o Z_0} \right] \quad (3.31)$$

เนื่องจาก $\frac{L_r}{Z_0} = \frac{L_r}{\sqrt{L_r/C_r}} = \sqrt{\left(\frac{L_r}{\sqrt{L_r/C_r}} \right)^2} = \sqrt{\frac{L_r^2}{L_r/C_r}} = \sqrt{L_r C_r} = \frac{1}{\omega_0}$ จะได้

$$\bar{i}_{D(t_2)} = \frac{I_o}{2T_s} \left[\frac{1}{\omega_0} M - 2(1 - \cos \alpha) - \frac{1}{\omega_0} \frac{1}{M} r \right] \quad (3.32)$$

ดังนั้น จะได้ค่าเฉลี่ยของกระแสไดโอด D ในช่วงเวลา $t_2 < t < t_3$

$$\bar{i}_{D(t_2)} = \frac{I_o}{\omega_0 T_s} \left[\frac{M}{r} (1 - \cos \alpha) - \frac{r}{2M} \right] \quad (3.33)$$

จากสมการที่ (3.4)

$$\bar{i}_D = \bar{i}_{D(t_1)} + \bar{i}_{D(t_2)} \quad (3.34)$$

แทนค่า $\bar{i}_{D(t_1)}$ ที่หาได้ในสมการที่ (3.20) และ $\bar{i}_{D(t_2)}$ ที่หาได้ในสมการที่ (3.33) จะได้ค่าเฉลี่ยของ i_D ในหนึ่งคาบเวลา ดังนี้

$$\bar{i}_D = \frac{I_o}{\omega_0 T_s} \left[\alpha + \frac{r}{M} \right] + \frac{I_o}{\omega_0 T_s} \left[\frac{M}{r} (1 - \cos \alpha) - \frac{r}{2M} \right] \quad (3.35)$$

$$\bar{i}_D = \frac{I_o}{\omega_0 T_s} \left[\alpha + \frac{r}{2M} + \frac{M}{r} (1 - \cos \alpha) \right] \quad (3.36)$$

แทนค่า $\bar{i}_{L_f} = I_o$ และ \bar{i}_D จากสมการที่ (3.36) ในสมการที่ (3.1) จะได้สมการของกระแสเฉลี่ยที่ไหลผ่านสวิตช์ S ดังนี้

$$\bar{i}_S = \bar{i}_{L_f} - \frac{\bar{i}_D}{\omega_0 T_s} \left[\alpha + \frac{r}{2M} + \frac{M}{r} (1 - \cos \alpha) \right] \quad (3.37)$$

$$\bar{i}_S = \bar{i}_{L_f} \left[1 - \frac{f_s}{2\pi f_r} \left(\alpha + \frac{r}{2M} + \frac{M}{r} (1 - \cos \alpha) \right) \right] \quad (3.38)$$

3.3.1.2 แรงดันไดโอดเฉลี่ย (\bar{v}_D)

แรงดันเฉลี่ยของไดโอด (\bar{v}_D) มีค่าเท่ากับแรงดันเอาต์พุตในสมการที่ (2.45)

$$\bar{v}_D = V_o = V_{in} \left[1 - \frac{f_s}{2\pi f_r} \left(\alpha + \frac{r}{2M} + \frac{M}{r} (1 - \cos \alpha) \right) \right] \quad (3.39)$$

จากสมการที่ (3.38) และ สมการที่ (3.39) พบว่า

$$\frac{\bar{i}_S}{\bar{i}_{L_f}} = \frac{\bar{v}_D}{V_{in}} = 1 - \frac{f_s}{2\pi f_r} \left[\alpha + \frac{r}{2M} + \frac{M}{r} (1 - \cos \alpha) \right] = G \quad (3.40)$$

แทนค่า $M = V_o / V_{in}$ $r = R_L / Z_0$ และ $\alpha = \sin^{-1}(r/M) + \pi$ ลงในสมการที่ (3.40) จะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$G = 1 - \frac{f_s}{2\pi f_r} \left[\begin{array}{l} \sin^{-1} \left(\frac{V_{in}}{I_o Z_o} \right) + \pi + \frac{(R_L/Z_o)}{2(V_o/V_{in})} \\ + \frac{(V_o/V_{in})}{(R_L/Z_o)} \left(1 - \cos \left(\sin^{-1} \left(\frac{V_{in}}{I_o Z_o} \right) + \pi \right) \right) \end{array} \right] \quad (3.41)$$

จัดสมการให้เหลือเพียงสามตัวแปรอิสระ I_o , V_{in} และ f_s ในสมการ จะได้

$$G = 1 - \frac{f_s}{2\pi f_r} \left[\begin{array}{l} \sin^{-1} \left(\frac{V_{in}}{I_o Z_o} \right) + \pi + \frac{V_{in}}{2I_o Z_o} \\ + \frac{I_o Z_o}{V_{in}} \left(1 - \cos \left(\sin^{-1} \left(\frac{V_{in}}{I_o Z_o} \right) + \pi \right) \right) \end{array} \right] \quad (3.42)$$

เนื่องจาก

$$\cos \left(\sin^{-1} \left(\frac{V_{in}}{I_o Z_o} \right) \right) = \sqrt{1 - \left(\sin \left(\sin^{-1} \left(\frac{V_{in}}{I_o Z_o} \right) \right) \right)^2} \quad (3.43)$$

$$\cos \left(\sin^{-1} \left(\frac{V_{in}}{I_o Z_o} \right) \right) = \sqrt{1 - \left(\frac{V_{in}}{I_o Z_o} \right)^2} \quad (3.44)$$

แทนค่า $\cos \left(\sin^{-1} \left(\frac{V_{in}}{I_o Z_o} \right) \right)$ ในสมการที่ (3.44) ลงในสมการที่ (3.42) จะได้

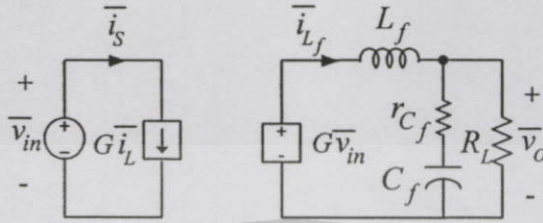
$$G = 1 - \frac{f_s}{2\pi f_r} \left(\sin^{-1} \left(\frac{V_{in}}{I_o Z_o} \right) + \pi + \frac{V_{in}}{2I_o Z_o} + \frac{I_o Z_o}{V_{in}} \left[1 + \sqrt{1 - \left(\frac{V_{in}}{I_o Z_o} \right)^2} \right] \right) \quad (3.45)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ดังนั้น สามารถเขียนสมการของ \bar{V}_s และ \bar{V}_D ได้ดังนี้

$$\bar{i}_s = G\bar{i}_{L_f} \quad (3.46)$$

$$\bar{v}_D = G\bar{v}_{in} \quad (3.47)$$

วงจรเฉลี่ยในรูปที่ 3.2(ข) จึงสามารถเขียนได้ดังรูปที่ 3.6



รูปที่ 3.6 วงจรเฉลี่ยที่ได้จากการแทนสวิตช์ S และไดโอด D ด้วยแหล่งจ่ายกระแสและแรงดัน

3.3.2 การทำสมการให้เป็นเชิงเส้น (Linearization)

ผลจากการเฉลี่ยวงจร ทำให้ได้สมการที่ (3.46) และ (3.47) เป็นสมการที่ไม่เป็นเชิงเส้น (non-linear equations) เนื่องจาก G เป็นฟังก์ชันของตัวแปรอิสระ \bar{i}_{L_f} , \bar{v}_{in} และ f_s สามารถทำให้เป็นเชิงเส้น โดยการรบกวนด้วยสัญญาณขนาดเล็ก (small-signal perturbation) โดยใช้ทฤษฎี Taylor series expansion [6]

$$y = f_x(x_1, x_2, \dots, x_n) \quad (3.48)$$

$$Y + \tilde{y} = f_x(X_1, X_2, \dots, X_n) + \tilde{x}_1 \left. \frac{\partial f_x(x_1, x_2, \dots, x_n)}{\partial x_1} \right|_{x_1=X_1} + \tilde{x}_2 \left. \frac{\partial f_x(x_1, x_2, \dots, x_n)}{\partial x_2} \right|_{x_2=X_2} + \dots + \tilde{x}_n \left. \frac{\partial f_x(x_1, x_2, \dots, x_n)}{\partial x_n} \right|_{x_n=X_n} + \text{higher-order nonlinear terms} \quad (3.49)$$

โดยที่

- Y คือ ค่า DC ของ y
- \tilde{y} คือ ค่าสัญญาณขนาดเล็กของ y
- X_1, X_2, \dots, X_n คือ ค่า DC ของ x_1, x_2, \dots, x_n

เอกสารนี้ $\tilde{x}_1, \tilde{x}_2, \dots, \tilde{x}_n$ คือ ค่าสัญญาณขนาดเล็กของ x_1, x_2, \dots, x_n ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สมการที่ (3.46) สามารถเขียนให้อยู่ในรูปของ Taylor series expansion ได้เป็น

$$\bar{i}_s = G \bar{i}_{L_f} = f_1(\bar{v}_{in}, \bar{i}_{L_f}, f_s) \quad (3.50)$$

$$I_s + \tilde{i}_s = f_1(V_{in}, I_o, f_s) + \tilde{v}_{in} \left. \frac{\partial f_1(\bar{v}_{in}, I_o, f_s)}{\partial \bar{v}_{in}} \right|_{\bar{v}_{in}=V_{in}} + \tilde{i}_{L_f} \left. \frac{\partial f_1(V_{in}, \bar{i}_{L_f}, f_s)}{\partial \bar{i}_{L_f}} \right|_{\bar{i}_{L_f}=I_o} + \tilde{f}_s \left. \frac{\partial f_1(V_{in}, I_o, f_s)}{\partial f_s} \right|_{f_s=f_s} + \text{higher-order nonlinear terms} \quad (3.51)$$

จากสมการที่ (3.51) เทอมที่ไม่เป็นเชิงเส้นที่อันดับสูง (higher-order nonlinear terms) สามารถละทิ้งได้ เมื่อพิจารณาเฉพาะเทอมที่เป็นสัญญาณขนาดเล็กจะได้

$$\tilde{i}_s = \tilde{v}_{in} \left. \frac{\partial f_1(\bar{v}_{in}, I_o, f_s)}{\partial \bar{v}_{in}} \right|_{\bar{v}_{in}=V_{in}} + \tilde{i}_{L_f} \left. \frac{\partial f_1(V_{in}, \bar{i}_{L_f}, f_s)}{\partial \bar{i}_{L_f}} \right|_{\bar{i}_{L_f}=I_o} + \tilde{f}_s \left. \frac{\partial f_1(V_{in}, I_o, f_s)}{\partial f_s} \right|_{f_s=f_s} \quad (3.52)$$

ในทำนองเดียวกัน สมการสัญญาณขนาดเล็กของ \tilde{v}_D ในสมการสมการที่ (3.47) สามารถเขียนได้เป็น

$$\tilde{v}_D = \tilde{v}_{in} \left. \frac{\partial f_2(\bar{v}_{in}, I_o, f_s)}{\partial \bar{v}_{in}} \right|_{\bar{v}_{in}=V_{in}} + \tilde{i}_{L_f} \left. \frac{\partial f_2(V_{in}, \bar{i}_{L_f}, f_s)}{\partial \bar{i}_{L_f}} \right|_{\bar{i}_{L_f}=I_o} + \tilde{f}_s \left. \frac{\partial f_2(V_{in}, I_o, f_s)}{\partial f_s} \right|_{f_s=f_s} \quad (3.53)$$

สมการที่ (3.52) และ (3.53) จัดรูปใหม่ได้เป็น (รายละเอียดการหาตัวแปร k แต่ละตัวในสมการที่ (3.54) และ (3.55) ดูได้จากภาคผนวก ก.2)

$$\tilde{i}_s = k_{iv} \tilde{v}_{in} + k_{ii} \tilde{i}_{L_f} + k_{if} \tilde{f}_s \quad (3.54)$$

$$\tilde{v}_D = k_{vv} \tilde{v}_{in} + k_{vi} \tilde{i}_{L_f} + k_{vf} \tilde{f}_s \quad (3.55)$$

โดยที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$k_{iv} = \left. \frac{\partial f_1(\bar{v}_{in}, I_o, f_s)}{\partial \bar{v}_{in}} \right|_{\bar{v}_{in}=V_{in}}$$

$$= -\frac{I_o^2 Z_0 f_s}{V_{in}^2 2\pi f_r} \left(\frac{1}{2} \left(\frac{V_{in}}{I_o Z_0} \right)^2 - \left[1 + \sqrt{1 - \left(\frac{V_{in}}{I_o Z_0} \right)^2} \right] \right)$$

$$k_{ii} = \left. \frac{\partial f_1(V_{in}, \bar{i}_{L_f}, f_s)}{\partial \bar{i}_{L_f}} \right|_{\bar{i}_{L_f}=I_o} = G + \frac{I_o Z_0 f_s}{V_{in} 2\pi f_r} \left(\frac{1}{2} \left(\frac{V_{in}}{I_o Z_0} \right)^2 - \left[1 + \sqrt{1 - \left(\frac{V_{in}}{I_o Z_0} \right)^2} \right] \right)$$

$$k_{if} = \left. \frac{\partial f_1(V_{in}, I_o, f_s)}{\partial f_s} \right|_{f_s=f_s}$$

$$= -\frac{I_o}{2\pi f_r} \left[\sin^{-1} \left(\frac{V_{in}}{I_o Z_0} \right) + \pi + \frac{V_{in}}{2I_o Z_0} + \frac{I_o Z_0}{V_{in}} \left(1 + \sqrt{1 - \left(\frac{V_{in}}{I_o Z_0} \right)^2} \right) \right]$$

$$k_{vv} = \left. \frac{\partial f_2(\bar{v}_{in}, I_o, f_s)}{\partial \bar{v}_{in}} \right|_{\bar{v}_{in}=V_{in}} = G - \frac{I_o Z_0 f_s}{V_{in} 2\pi f_r} \left(\frac{1}{2} \left(\frac{V_{in}}{I_o Z_0} \right)^2 - \left[1 + \sqrt{1 - \left(\frac{V_{in}}{I_o Z_0} \right)^2} \right] \right)$$

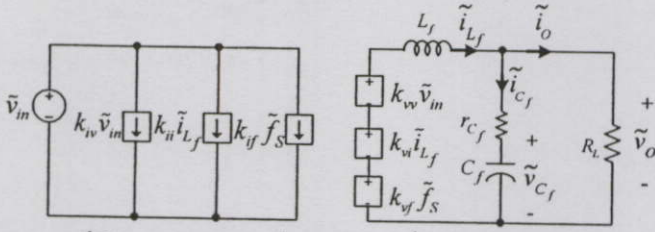
$$k_{vi} = \left. \frac{\partial f_2(V_{in}, \bar{i}_{L_f}, f_s)}{\partial \bar{i}_{L_f}} \right|_{\bar{i}_{L_f}=I_o} = \frac{Z_0 f_s}{2\pi f_r} \left(\frac{1}{2} \left(\frac{V_{in}}{I_o Z_0} \right)^2 - \left[1 + \sqrt{1 - \left(\frac{V_{in}}{I_o Z_0} \right)^2} \right] \right)$$

$$k_{vf} = \left. \frac{\partial f_2(V_{in}, I_o, f_s)}{\partial f_s} \right|_{f_s=f_s}$$

$$= -\frac{V_{in} f_s}{2\pi f_r} \left(\sin^{-1} \left(\frac{V_{in}}{I_o Z_0} \right) + \pi + \frac{V_{in}}{2I_o Z_0} + \frac{I_o Z_0}{V_{in}} \left[1 + \sqrt{1 - \left(\frac{V_{in}}{I_o Z_0} \right)^2} \right] \right)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ของสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ไม่อนุญาตให้ทำซ้ำโดยไม่ขออนุญาต
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ (3.54) และ (3.55) สามารถเขียนวงจรสมมูลย์ของสัญญาณขนาดเล็กได้ดังรูปที่ 3.7



รูปที่ 3.7 วงจรสมมูลย์สัญญาณขนาดเล็กของควอซีเรโซแนนท์บัคคอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์ที่แรงดันศูนย์

จากรูปที่ 3.7 สามารถเขียนความสัมพันธ์ของกระแสและแรงดันในวงจรสมมูลย์ของสัญญาณขนาดเล็กได้ดังนี้

$$\tilde{v}_{L_f} = \tilde{v}_D - \tilde{v}_o \quad (3.56)$$

$$\tilde{i}_{c_f} = \tilde{i}_{L_f} - \tilde{i}_o \quad (3.57)$$

$$\tilde{v}_o = \tilde{i}_{c_f} r_{c_f} + \tilde{v}_{c_f} \quad (3.58)$$

จัดสมการที่ (3.56) ใหม่ได้ดังนี้

$$L_f \frac{d\tilde{i}_{L_f}}{dt} = (k_{vv}\tilde{v}_{in} + k_{vi}\tilde{i}_{L_f} + k_{vf}\tilde{f}_s) - (\tilde{i}_{c_f} r_{c_f} + \tilde{v}_{c_f}) \quad (3.59)$$

$$L_f \frac{d\tilde{i}_{L_f}}{dt} = (k_{vv}\tilde{v}_{in} + k_{vi}\tilde{i}_{L_f} + k_{vf}\tilde{f}_s) - \left(C_f \frac{d\tilde{v}_{c_f}}{dt} r_{c_f} + \tilde{v}_{c_f} \right) \quad (3.60)$$

$$L_f \frac{d\tilde{i}_{L_f}}{dt} = (k_{vv}\tilde{v}_{in} + k_{vi}\tilde{i}_{L_f} + k_{vf}\tilde{f}_s) - \left(C_f \left(\frac{R_L}{C_f(R_L + r_{c_f})} \tilde{i}_{L_f} - \frac{1}{C_f(R_L + r_{c_f})} \tilde{v}_{c_f} \right) r_{c_f} + \tilde{v}_{c_f} \right) \quad (3.61)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ภายในภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้าเท่านั้น ไม่ควรเผยแพร่ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$L_f \frac{d\tilde{i}_{L_f}}{dt} = k_{vv}\tilde{v}_{in} + k_{vi}\tilde{i}_{L_f} + k_{vf}\tilde{f}_s - \frac{R_L r_{c_f}}{(R_L + r_{c_f})}\tilde{i}_{L_f} + \frac{r_{c_f}}{(R_L + r_{c_f})}\tilde{v}_{c_f} - \tilde{v}_{c_f} \quad (3.62)$$

$$L_f \frac{d\tilde{i}_{L_f}}{dt} = k_{vv}\tilde{v}_{in} + k_{vf}\tilde{f}_s + \left(k_{vi} - \frac{R_L r_{c_f}}{(R_L + r_{c_f})} \right) \tilde{i}_{L_f} + \left(\frac{r_{c_f}}{(R_L + r_{c_f})} - 1 \right) \tilde{v}_{c_f} \quad (3.63)$$

$$\frac{d\tilde{i}_{L_f}}{dt} = \frac{k_{vv}\tilde{v}_{in} + k_{vf}\tilde{f}_s}{L_f} + \frac{1}{L_f} \left(\frac{k_{vi}}{L_f} - \frac{R_L r_{c_f}}{(R_L + r_{c_f})} \right) \tilde{i}_{L_f} + \frac{1}{L_f} \left(\frac{r_{c_f} - (R_L + r_{c_f})}{(R_L + r_{c_f})} \right) \tilde{v}_{c_f} \quad (3.64)$$

$$\frac{d\tilde{i}_{L_f}}{dt} = \frac{k_{vv}\tilde{v}_{in} + k_{vf}\tilde{f}_s}{L_f} + \left(\frac{k_{vi}}{L_f} - \frac{R_L r_{c_f}}{L_f (R_L + r_{c_f})} \right) \tilde{i}_{L_f} + \left(\frac{R_L}{L_f (R_L + r_{c_f})} \right) \tilde{v}_{c_f} \quad (3.65)$$

จัดสมการที่ (3.57) ใหม่ได้ดังนี้

$$C_f \frac{d\tilde{v}_{c_f}}{dt} = \tilde{i}_{L_f} - \frac{\tilde{v}_o}{R_L} \quad (3.66)$$

$$C_f \frac{d\tilde{v}_{c_f}}{dt} = \tilde{i}_{L_f} - \frac{\tilde{i}_{c_f} r_{c_f} + \tilde{v}_{c_f}}{R_L} \quad (3.67)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับครูใช้งานเพื่อการศึกษารายวัน ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะวิธีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$C_f \frac{d\tilde{v}_{c_f}}{dt} = \tilde{i}_{L_f} - \frac{C_f \frac{d\tilde{v}_{c_f}}{dt} r_{c_f} + \tilde{v}_{c_f}}{R_L} \quad (3.68)$$

$$R_L C_f \frac{d\tilde{v}_{c_f}}{dt} = R_L \tilde{i}_{L_f} - C_f \frac{d\tilde{v}_{c_f}}{dt} r_{c_f} - \tilde{v}_{c_f} \quad (3.69)$$

$$C_f (R_L + r_{c_f}) \frac{d\tilde{v}_{c_f}}{dt} = R_L \tilde{i}_{L_f} - \tilde{v}_{c_f} \quad (3.70)$$

$$\frac{d\tilde{v}_{c_f}}{dt} = \frac{R_L}{C_f (R_L + r_{c_f})} \tilde{i}_{L_f} - \frac{1}{C_f (R_L + r_{c_f})} \tilde{v}_{c_f} \quad (3.71)$$

จัดสมการที่ (3.58) ใหม่ได้ดังนี้

$$\tilde{v}_o = C_f \frac{d\tilde{v}_{c_f}}{dt} r_{c_f} + \tilde{v}_{c_f} \quad (3.72)$$

$$\tilde{v}_o = C_f \left(\frac{R_L}{C_f (R_L + r_{c_f})} \tilde{i}_{L_f} - \frac{1}{C_f (R_L + r_{c_f})} \tilde{v}_{c_f} \right) r_{c_f} + \tilde{v}_{c_f} \quad (3.73)$$

$$\tilde{v}_o = \frac{R_L r_{c_f}}{(R_L + r_{c_f})} \tilde{i}_{L_f} - \frac{r_{c_f}}{(R_L + r_{c_f})} \tilde{v}_{c_f} + \tilde{v}_{c_f} \quad (3.74)$$

$$\tilde{v}_o = \frac{R_L r_{c_f}}{(R_L + r_{c_f})} \tilde{i}_{L_f} - \frac{r_{c_f}}{(R_L + r_{c_f})} \tilde{v}_{c_f} + \frac{(R_L + r_{c_f})}{(R_L + r_{c_f})} \tilde{v}_{c_f} \quad (3.75)$$

$$\tilde{v}_o = \frac{R_L r_{c_f}}{(R_L + r_{c_f})} \tilde{i}_{L_f} + \frac{R_L}{(R_L + r_{c_f})} \tilde{v}_{c_f} \quad (3.76)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ภายใต้การใช้งานเชิงพาณิชย์เท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้
จากสมการ (3.65) (3.71) และ (3.76) สามารถเขียนสมการสภาวะ (state-space equations) (กำหนด
ให้ $\tilde{v}_{in} = 0$) ได้เป็น

$$\begin{bmatrix} \frac{d\tilde{i}_{L_f}}{dt} \\ \frac{d\tilde{v}_{C_f}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{k_{vi} - \frac{R_L r_{C_f}}{L_f}}{L_f} & \frac{-R_L}{L_f(R_L + r_{C_f})} \\ \frac{R_L}{C_f(R_L + r_{C_f})} & \frac{-1}{C_f(R_L + r_{C_f})} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_{L_f} \\ \tilde{v}_{C_f} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{k_{vf}}{L_f} \\ 0 \end{bmatrix} \tilde{f}_s \quad (3.77)$$

$$\tilde{v}_o = \begin{bmatrix} \frac{R_L r_{C_f}}{R_L + r_{C_f}} & \frac{R_L}{R_L + r_{C_f}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_{L_f} \\ \tilde{v}_{C_f} \end{bmatrix} \quad (3.78)$$

จากรูปทั่วไปของสมการสถานะ

$$\frac{dx}{dt} = Ax + Bu \quad (3.79)$$

$$y = Cx + Eu \quad (3.80)$$

เปรียบเทียบตัวแปรต่างๆในสมการสถานะ (3.77) และ (3.78) กับรูปทั่วไปของสมการสถานะพบว่า

$$x = \begin{bmatrix} \tilde{i}_{L_f} \\ \tilde{v}_{C_f} \end{bmatrix} \quad (3.81)$$

$$y = \tilde{v}_o \text{ กล่าวเจ้าคุณทหารลาดกระบัง} \quad (3.82)$$

$$u = \tilde{f}_s \quad (3.83)$$

$$A = \begin{bmatrix} \frac{k_{vi} - \frac{R_L r_{C_f}}{L_f}}{L_f} & \frac{-R_L}{L_f(R_L + r_{C_f})} \\ \frac{R_L}{C_f(R_L + r_{C_f})} & \frac{-1}{C_f(R_L + r_{C_f})} \end{bmatrix} \quad (3.84)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$B = \begin{bmatrix} \frac{k_{vf}}{L_f} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.85)$$

$$C = \begin{bmatrix} \frac{R_L r_{C_f}}{R_L + r_{C_f}} & \frac{R_L}{R_L + r_{C_f}} \end{bmatrix} \quad (3.86)$$

$$E = 0 \quad (3.87)$$

ทำ Laplace transform กับสมการที่ (3.79) และ (3.80) จะได้

$$sX(s) = AX(s) + BU(s) \quad (3.88)$$

$$Y(s) = CX(s) + EU(s) \quad (3.89)$$

จัดสมการที่ (3.88) และ (3.89) เพื่อหาฟังก์ชันถ่ายโอน $(Y(s)/X(s))$ จะได้

$$\frac{Y(s)}{U(s)} = C(sI - A)^{-1} B + E \quad (3.90)$$

โดยที่ I คือเมทริกซ์หนึ่งหน่วย (unit matrix)

แทนค่า A B C และ E จากสมการที่ (3.84) - (3.87) ลงในสมการที่ (3.90) จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนของแรงดันเอาต์พุตต่อความถี่ ดังนี้

$$\frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{f}_s(s)} = \begin{bmatrix} \frac{R_L r_{C_f}}{R_L + r_{C_f}} & \frac{R_L}{R_L + r_{C_f}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \begin{bmatrix} s & 0 \\ 0 & s \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \frac{k_{vi}}{L_f} & \frac{R_L r_{C_f}}{L_f(R_L + r_{C_f})} & \frac{-R_L}{L_f(R_L + r_{C_f})} \\ \frac{R_L}{C_f(R_L + r_{C_f})} & -1 & \frac{R_L}{C_f(R_L + r_{C_f})} \end{bmatrix} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \frac{k_{vf}}{L_f} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.91)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$G_P(s) = \frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{f}_s(s)} = K_C \frac{r_{cf} C_f s + 1}{\frac{L_f C_f}{1 - \frac{k_{vi}}{R_L}} s^2 + \frac{L_f C_f \left(\frac{1}{R_L C_f} - \frac{k_{vi} - r_{cf}}{L_f} \right)}{1 - \frac{k_{vi}}{R_L}} s + 1} \quad (3.92)$$

$$\text{โดยที่ } K_C = \frac{k_{vf}}{1 - \frac{k_{vi}}{R_L}}$$

3.4 การจำลองแบบวงจรรักษาความควบคุม

3.4.1 แบบจำลองวงจรรักษาความผิดพลาด ($G_{EA}(s)$)

จากสมการการทำงานของวงจรรักษาความผิดพลาด (สมการที่ (2.74)) ซึ่งแรงดันควบคุม (v_c) สัมพันธ์กับแรงดันเอาต์พุต (v_o) และแรงดันอ้างอิง (V_{ref})

$$v_c = \frac{Z_2}{Z_1} (v_o - V_{ref}) + v_{oq} \quad (3.93)$$

ทำการรบกวนระบบด้วยสัญญาณขนาดเล็ก ด้วยการแทน $v_c = V_c + \tilde{v}_c$ และ $v_o = V_o + \tilde{v}_o$ โดยอักษรตัวใหญ่เป็นค่า DC และ ตัวเล็กเป็นค่าสัญญาณขนาดเล็ก และ V_{ref} เป็นค่าคงที่ ดังนั้น สมการที่ (3.93) เขียนใหม่ได้เป็น

$$V_c + \tilde{v}_c = \frac{Z_2}{Z_1} \left((V_o + \tilde{v}_o) - V_{ref} \right) + (V_o + \tilde{v}_o) \quad (3.94)$$

พิจารณาเฉพาะเทอมที่เป็นสัญญาณขนาดเล็ก จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนของแรงดันควบคุมต่อแรงดันเอาต์พุตของวงจรรักษาความผิดพลาด ดังสมการที่ (3.95)

$$G_{EA}(s) = \frac{\tilde{v}_c}{\tilde{v}_o} = \left(\frac{Z_2}{Z_1} + 1 \right) \quad (3.95)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.4.2 แบบจำลองวงจรเปลี่ยนแรงดันควบคุมเป็นความถี่ ($G_{VCO}(s)$)

จากสมการการทำงานของวงจรเปลี่ยนแรงดันควบคุมเป็นความถี่ (สมการที่ (2.77)) ซึ่งแรงดันควบคุม (v_c) สัมพันธ์กับความถี่สวิตช์ (f_s)

$$f_s = \left(\frac{1}{C_{VCO} R_{range}} \frac{1}{V_M} \right) v_c \quad (3.96)$$

ทำการรบกวนระบบด้วยสัญญาณขนาดเล็ก ด้วยการแทน $v_c = V_c + \tilde{v}_c$ และ $f_s = F_s + \tilde{f}_s$ โดย C_{VCO} , R_{range} และ V_M เป็นค่าคงที่ ดังนั้น สมการที่ (3.96) เขียนใหม่ได้เป็น

$$f_s + \tilde{f}_s = \left(\frac{1}{C_{VCO} R_{range}} \frac{1}{V_M} \right) (V_c + \tilde{v}_c) \quad (3.97)$$

พิจารณาเฉพาะเทอมที่เป็นสัญญาณขนาดเล็ก จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนของความถี่สวิตช์ต่อแรงดันควบคุมของวงจรเปลี่ยนแรงดันควบคุมเป็นความถี่ดังสมการที่ (3.98)

$$G_{VCO}(s) = \frac{\tilde{f}_s}{\tilde{v}_c} = \frac{1}{C_{VCO} R_{range}} \frac{1}{V_M} \quad (3.98)$$

3.4 สรุป

บทนี้ ได้แสดงการจำลองแบบวงจรควอซีเรโซแนนท์บัคคอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์ที่แรงดันศูนย์เพื่อการออกแบบระบบควบคุม บล็อกไดอะแกรมการป้อนกลับแบบลบของระบบ ประกอบไปด้วยฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรควอซีเรโซแนนท์บัคคอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์ที่แรงดันศูนย์ ($G_P(s)$) ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรขยายความผิดพลาด ($G_{EA}(s)$) และฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นความถี่ ($G_{VCO}(s)$) ในส่วนแรก ได้กล่าวถึงการหา $G_P(s)$ ซึ่งเริ่มจากการเฉลี่ยวงจร เพื่อหาสมการเฉลี่ยของกระแสที่ไหลผ่านสวิตช์และสมการเฉลี่ยของแรงดันคร่อมไดโอด จากนั้นรบกวนระบบด้วยสัญญาณขนาดเล็กเพื่อให้ระบบเป็นเชิงเส้น สุดท้ายนำเอาวงจรมูลฐานของสัญญาณขนาดเล็กที่ได้มาหา $G_P(s)$ (สมการที่ (3.92)) ในส่วนหลังเป็นการนำเอาสมการการทำงานของวงจรขยายความผิดพลาด และ สมการการทำงานของวงจรเปลี่ยนแรงดันควบคุมเป็นความถี่ มารบกวนระบบด้วยสัญญาณขนาดเล็กเพื่อหา $G_{EA}(s)$ (สมการที่ (3.95)) และ $G_{VCO}(s)$ (สมการที่ (3.98)) เมื่อทราบฟังก์ชันถ่ายโอนของส่วนต่างๆในระบบแล้ว ขั้นตอนต่อมา

คือการนำเอาบล็อกไดอะแกรมที่ได้มาใช้ในการออกแบบวงจรควบคุมที่เหมาะสมเพื่อให้ระบบมีสมรรถนะและเสถียรภาพที่ดี รายละเอียดการออกแบบจะถูกนำเสนอในบทต่อไป



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

การออกแบบวงจรต้นแบบ

4.1 บทนำ

บทที่สองและสาม ได้กล่าวถึงการวิเคราะห์การทำงาน การควบคุมแรงดันเอาต์พุต และการจำลองแบบวงจรควอซีเรโซแนนท์บัคคอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์ที่แรงดันศูนย์ไปแล้ว ในบทนี้ จะนำเอาสมการที่ได้ในบทเหล่านั้นมาทำการออกแบบวงจรต้นแบบ โดยมีรายละเอียดในการออกแบบวงจรแต่ละส่วนดังต่อไปนี้

4.2 การออกแบบวงจรภาคกำลัง

กำหนดคุณสมบัติทางไฟฟ้า (electrical specification) และพารามิเตอร์ของวงจรควอซีเรโซแนนท์บัคคอนเวอร์เตอร์ แบบสวิตช์ที่แรงดันศูนย์ ดังนี้ $V_{in} = 20-25V$ $V_o = 5V$ $I_o = 1-5A$ ($R_L = 1-5\Omega$) ความถี่สวิตช์ต่ำสุด ($f_{s,min}$) = 100kHz $L_f = 55\mu H$ และ $C_f = 200\mu F$ [9] ในการออกแบบจะเลือกค่า L_r และ C_r เพื่อที่จะทำให้เกิดการสวิตช์ที่แรงดันศูนย์ตลอดย่านการทำงานของวงจร นอกจากนี้จะทำการคำนวณค่าแรงดันและกระแสที่มอสเฟตและไดโอดต้องทน เพื่อเลือกขนาดพิกัดของอุปกรณ์

4.2.1 การออกแบบตัวเหนี่ยวนำเรโซแนนท์และตัวเก็บประจุเรโซแนนท์

จากเงื่อนไขการสวิตช์ที่แรงดันศูนย์ที่ได้วิเคราะห์ในบทที่สอง ค่าของตัวเก็บประจุเรโซแนนท์และตัวเหนี่ยวนำเรโซแนนท์ หาได้จากสมการที่ (2.52) และ (2.56) ตามลำดับ ดังนี้

$$C_r = \frac{1}{2\pi f_r Z_0} \quad (4.1)$$

$$L_r = \frac{Z_0}{2\pi f_r} \quad (4.2)$$

เมื่อเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา แล $R_{L,max}$ อิงอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$Z_0 = \frac{R_{L,max}}{M_{min}}$$

$$f_r = \frac{f_{s,\min} \left[\alpha_{\min} + \frac{R_{L,\min} M_{\min}}{2R_{L,\max} M_{\max}} + \frac{R_{L,\max} M_{\max}}{R_{L,\min} M_{\min}} (1 - \cos \alpha_{\min}) \right]}{2\pi(1 - M_{\max})}$$

แทนค่า $f_{s,\min} = 100\text{kHz}$ $R_{L,\min} = 1\ \Omega$ $R_{L,\max} = 5\ \Omega$ $M_{\min} = \frac{V_o}{V_{in,\max}} = \frac{5}{25} = 0.2$ $M_{\max} =$

$\frac{V_o}{V_{in,\min}} = \frac{5}{20} = 0.25$ และ $\alpha_{\min} = \pi + \sin^{-1} \left(\frac{M_{\min} R_{L,\min}}{M_{\max} R_{L,\max}} \right) = 3.3$ จะได้

$$Z_0 = 25 \quad (4.3)$$

$$f_r = 335323\text{Hz} \quad (4.4)$$

ค่า f_r ที่ได้ ใช้หาความถี่สวิทช์สูงสุดได้จากสมการที่ (2.68)

$$f_{s,\max} = \frac{4\pi f_r (1 - M_{\min})}{3(1 + \pi)} = 271\text{kHz} \quad (4.5)$$

แทนค่าสมการที่ (4.3) และ (4.4) ในสมการที่ (4.1) และ (4.2) จะได้ค่าของตัวเก็บประจุเรโซแนนท์ และตัวเหนี่ยวนำเรโซแนนท์ ดังนี้

$$C_r = 19\text{nF} \quad (4.6)$$

$$L_r = 11.9\ \mu\text{H} \quad (4.7)$$

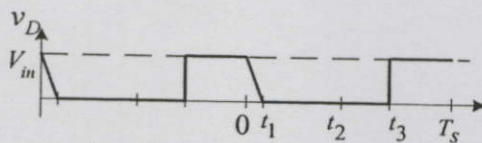
L_r สร้างโดยใช้แกนเฟอร์ไรต์แบบ EER28 พันด้วยลวดทองแดงเบอร์ AWG20 4 เส้น จำนวน 4 รอบ (รายละเอียดการสร้าง L_r ดูได้ในภาคผนวก ข) และ C_r ใช้ตัวเก็บจุชนิดไมลาร์ขนาด 3nF จำนวน 3 ตัว และขนาด 3.3nF จำนวน 3 ตัว ต่อขนานกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2.2 การเลือกพิกัดกระแสและแรงดันของไดโอดและมอสเฟต

ก. แรงดันย้อนกลับสูงสุดของไดโอด

แรงดันย้อนกลับสูงสุดของไดโอด ($V_{D,max}$) พิจารณาได้จากรูปคลื่นแรงดันคร่อมไดโอดซึ่งแสดงในรูปที่ 4.1



รูปที่ 4.1 คลื่นแรงดันคร่อมไดโอด

จะเห็นว่าค่าแรงดันย้อนกลับสูงสุด มีค่าเท่ากับค่าแรงดันสูงสุดของแหล่งจ่าย ($V_{in,max}$) ซึ่งมีค่าเท่ากับ 25V

ข. กระแสเฉลี่ยของไดโอด

กระแสเฉลี่ยของไดโอดสามารถหาจากสมการที่ (3.36)

$$I_D = \frac{I_o}{\omega_0 T_s} \left[\alpha + \frac{r}{2M} + \frac{M}{r} [1 - \cos \alpha] \right] \quad (4.8)$$

ในการคำนวณจะพิจารณาที่สภาวะขอบของระบบ คือ $V_{in,min}, I_{o,max}, f_{min}$ และ $V_{in,max}, I_{o,min}, f_{max}$

ที่ $V_{in,min} = 20V$ $I_{o,max} = 5A$ และ $f_{min} = 100kHz$ จะได้

$$M = \frac{V_o}{V_{in,min}} = \frac{5}{20} = 0.25 \quad (4.9)$$

$$\omega_0 = 2\pi f_r = 2\pi \times 335323 = 2106896 \text{ rad/sec} \quad (4.10)$$

$$r = \frac{R_{L,min}}{Z_0} = \frac{1}{25} = 0.04 \quad (4.11)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$T_s = \frac{1}{f_{s,min}} = \frac{1}{100 \times 10^3} \quad (4.12)$$

$$\alpha = \sin^{-1} \left(\frac{V_{in,min}}{I_{o,max} Z_0} \right) + \pi = \sin^{-1} \left(\frac{20}{5 \times 25} \right) + \pi = 3.302 \text{ rad} \quad (4.13)$$

แทนค่าตัวแปรต่างๆในสภาวะนี้ลงในสมการที่ (4.8) จะได้ $I_D = 3.757 \text{ A}$

ที่ $V_{in,max} = 25 \text{ V}$ $I_{o,min} = 1 \text{ A}$ และ $f_{max} = 271 \text{ kHz}$ จะได้

$$M = \frac{V_o}{V_{in,max}} = \frac{5}{25} = 0.2 \quad (4.14)$$

$$\omega_0 = 2\pi f_r = 2\pi \times 335323 = 2106896 \text{ rad/sec} \quad (4.15)$$

$$r = \frac{R_{L,max}}{Z_0} = \frac{5}{25} = 0.2 \quad (4.16)$$

$$T_s = \frac{1}{f_{s,min}} = \frac{1}{271 \times 10^3} \quad (4.17)$$

$$\alpha = \sin^{-1} \left(\frac{V_{in,max}}{I_{o,min} Z_0} \right) + \pi = \sin^{-1} \left(\frac{25}{1 \times 25} \right) + \pi = 4.712 \text{ rad} \quad (4.18)$$

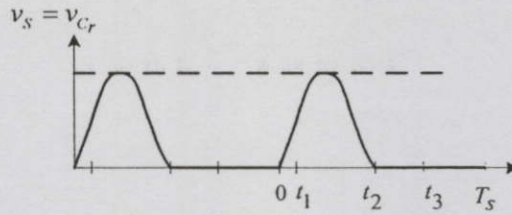
แทนค่าตัวแปรต่างๆในสภาวะนี้ลงในสมการที่ (4.8) จะได้ $I_D = 0.801 \text{ A}$

จากสองสภาวะข้างต้นพบว่ากระแสเฉลี่ยสูงสุดที่ไหลผ่านไดโอดมีค่าเท่ากับ 3.757 A

ก. แรงดันครนเซอร์สสูงสุดของมอสเฟต

แรงดันครนเซอร์สสูงสุดของมอสเฟต ($V_{S,max}$) พิจารณาได้จากรูปคลื่นแรงดันคร่อม C_r ซึ่งแสดงในรูปที่ 4.2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.2 คลื่นแรงดันคร่อมสวิตช์

จากสมการที่ (2.8)

$$v_{Cr} = V_{in} + I_o Z_0 \sin \omega_0 t \quad (4.19)$$

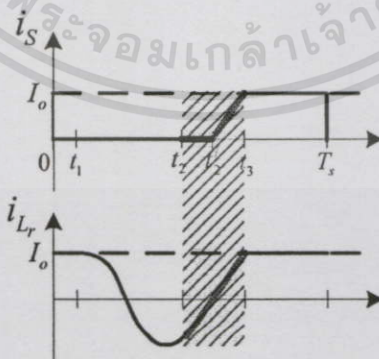
จะได้

$$V_{s,max} = V_{Cr,max} = V_{in,max} + I_{o,max} Z_0 \quad (4.20)$$

แทนค่า $V_{in,max} = 25V$ $I_{o,max} = 5A$ และ $Z_0 = 25$ ลงในสมการที่ (4.20) จะได้ค่าแรงดันคร่อมซอร์สสูงสุดของมอสเฟตเท่ากับ 150V

ง. กระแสเฉลี่ยของมอสเฟต

กระแสเฉลี่ยของมอสเฟตสามารถหาได้จากการเฉลี่ยพื้นที่ใต้กราฟของรูปคลื่นกระแสของมอสเฟตในหนึ่งคาบเวลา จากรูปที่ 4.3 ช่วงเวลาที่ใช้ในการหากระแสเฉลี่ยของมอสเฟตคือ t'_2 ถึง T_s ในการคำนวณจะต้องทราบค่าเวลา t'_2 ก่อน



รูปที่ 4.3 คลื่นกระแสสวิตช์ (i_s) และ คลื่นกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำเรโซแนนซ์ (i_{Lr}) แสดง

เอกสารนี้เพื่อความสัมพันธกันในช่วงเวลา $t_2 < t < t_3$ ศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

t'_2 หาได้จากสมการ (2.15) ซึ่งเป็นสมการของ i_{Lr} ในช่วงเวลา $t_2 < t < t_3$

$$i_{L_r} = \frac{1}{L_r} \int_{t_2}^t V_{in} dt \quad (4.21)$$

$$i_{L_r} = \frac{V_{in}}{L_r} (t - t_2) + I_o \cos \omega_0 t_{12} \quad (4.22)$$

ที่เวลา t_2' กระแส i_{L_r} มีค่าเท่ากับ 0 ดังนั้น

$$0 = \frac{V_{in}}{L_r} (t_2' - t_2) + I_o \cos \omega_0 t_{12} \quad (4.23)$$

$$t_2' = t_2 - \frac{L_r}{V_{in}} (I_o \cos \omega_0 t_{12}) \quad (4.24)$$

เมื่อ

$$t_{12} = \frac{1}{\omega_0} \left[\sin^{-1} \left(\frac{V_{in}}{I_o Z_0} \right) + \pi \right]$$

$$t_2 = t_{01} + t_{12} = \frac{V_{in} C_r}{I_o} + \frac{1}{\omega_0} \left[\sin^{-1} \left(\frac{V_{in}}{I_o Z_0} \right) + \pi \right]$$

ที่ $V_{in, \min} = 20V$ $I_{o, \max} = 5A$ และ $f_{\min} = 100kHz$ จะได้

$$\omega_0 = 2\pi f_r = 2\pi \times 335323 = 2106896 \text{ rad/sec} \quad (4.25)$$

$$t_{12} = \frac{1}{\omega_0} \left[\sin^{-1} \left(\frac{V_{in, \min}}{I_{o, \max} Z_0} \right) + \pi \right] = \frac{1}{\omega_0} \left[\sin^{-1} \left(\frac{20}{5 \times 25} \right) + \pi \right] = 1.570 \mu\text{s} \quad (4.26)$$

$$t_2 = \frac{V_{in, \min} C_r}{I_{o, \max}} + 1.57 \times 10^{-6} = \frac{20 \times 19 \times 10^{-9}}{5} + 1.57 \times 10^{-6} = 1.646 \mu\text{s} \quad (4.27)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์การเชิงงานเพื่อการศึกษาเท่านั้น อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการศึกษาได้โดยไม่ว่าละเมิดลิขสิทธิ์อื่น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แทนค่าตัวแปรต่างๆในสถานะนี้ลงในสมการที่ (4.24) จะได้ $t_2' = 4.583\text{us}$

ที่ $V_{in,max} = 25\text{V}$ $I_{o,min} = 1\text{A}$ และ $f_{max} = 271\text{kHz}$ จะได้

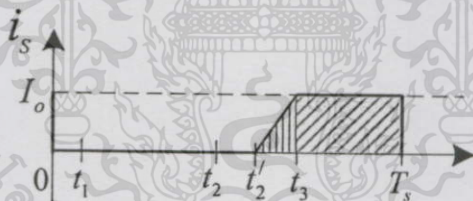
$$\omega_0 = 2\pi f_r = 2\pi \times 335323 = 2106896\text{rad/sec} \quad (4.28)$$

$$t_{12} = \frac{1}{\omega_0} \left[\sin^{-1} \left(\frac{V_{in,min}}{I_{o,max} Z_0} \right) + \pi \right] = \frac{1}{\omega_0} \left[\sin^{-1} \left(\frac{20}{5 \times 25} \right) + \pi \right] = 2.241\text{us} \quad (4.29)$$

$$t_2 = \frac{V_{in,max} C_r}{I_{o,min}} + 1.57 \times 10^{-6} = \frac{25 \times 19 \times 10^{-9}}{1} + 1.57 \times 10^{-6} = 2.716\text{us} \quad (4.30)$$

แทนค่าตัวแปรต่างๆในสถานะนี้ลงในสมการที่ (4.24) จะได้ $t_2' = 2.716\text{us}$

เมื่อทราบค่าเวลา t_2' ของแต่ละสถานะแล้ว จากรูปที่ 4.4 สามารถหาค่ากระแสเฉลี่ยของมอสเฟตได้ดังสมการที่ (4.31)



รูปที่ 4.4 แสดงการหาพื้นที่ใต้กราฟของรูปคลื่นกระแสสวิทช์

$$\bar{i}_s = \frac{\left[\left(\frac{1}{2} (t_3 - t_2') (I_o) \right) + \left((T_s - t_3) (I_o) \right) \right]}{T_s} \quad (4.31)$$

เมื่อ

$$t_3 = t_2 + t_{23} = \frac{V_{in} C_r}{I_o} + \frac{1}{\omega_0} \left[\sin^{-1} \left(\frac{V_{in}}{I_o Z_0} \right) + \pi \right] + \frac{L_r I_o (1 - \cos \omega_0 t_{12})}{V_{in}}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ที่ $V_{in,min} = 20\text{V}$ $I_{o,max} = 5\text{A}$ และ $f_{min} = 100\text{kHz}$ จะได้

$$\omega_0 = 2\pi f_r = 2\pi \times 335323 = 2106896 \text{ rad/sec} \quad (4.32)$$

$$t_2' = 4.583 \mu\text{s} \quad (4.33)$$

$$T_s = \frac{1}{f_{s,\min}} = \frac{1}{100 \times 10^3} \quad (4.34)$$

$$\begin{aligned} t_3 &= 1.646 \times 10^{-6} + \frac{L_r I_{o,\max} (1 - \cos \omega_0 t_{12})}{V_{in,\min}} \\ &= 1.646 \times 10^{-6} + \frac{(11.9 \times 10^{-6} \times 5) (1 - \cos(2106896 \times 1.570 \times 10^{-6}))}{20} \\ &= 7.558 \mu\text{s} \end{aligned} \quad (4.35)$$

แทนค่าตัวแปรต่างๆในสภาวะนี้ลงในสมการที่ (4.31) จะได้ $I_s = 1.965 \text{ A}$

ที่ $V_{in,\max} = 25 \text{ V}$ $I_{o,\min} = 1 \text{ A}$ และ $f_{\max} = 271 \text{ kHz}$ จะได้

$$\omega_0 = 2\pi f_r = 2\pi \times 335323 = 2106896 \text{ rad/sec} \quad (4.36)$$

$$t_2' = 2.716 \mu\text{s} \quad (4.37)$$

$$T_s = \frac{1}{f_{s,\max}} = \frac{1}{271 \times 10^3} \quad (4.38)$$

$$\begin{aligned} t_3 &= 2.716 \times 10^{-6} + \frac{L_r I_{o,\min} (1 - \cos \omega_0 t_{12})}{V_{in,\max}} \\ &= 2.716 \times 10^{-6} + \frac{(11.9 \times 10^{-6} \times 1) (1 - \cos(2106896 \times 2.241 \times 10^{-6}))}{25} \\ &= 3.192 \mu\text{s} \end{aligned} \quad (4.39)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

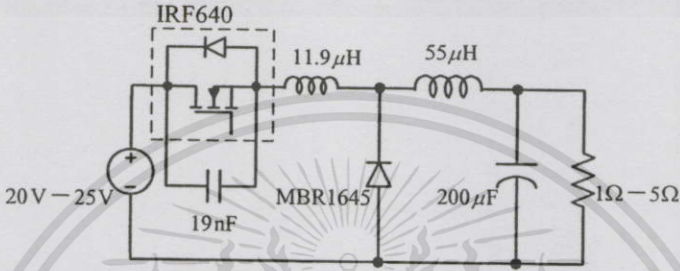
ไม่เอาทรัพย์สินใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แทนค่าตัวแปรต่างๆในสภาวะนี้ลงในสมการที่ (4.31) จะได้ $I_s = 0.2 \text{ A}$

จากสองสภาวะข้างต้นพบว่ากระแสเฉลี่ยสูงสุดที่ไหลผ่านมอสเฟตมีค่าเท่ากับ 1.965A

สรุป จากค่าแรงดันและกระแสของมอสเฟตและไดโอดที่หาได้ จะต้องเลือกอุปกรณ์ที่สามารถทนแรงดันและกระแสได้มากกว่า ในที่นี้ เลือกใช้มอสเฟตเบอร์ IRF640 ซึ่งมีพิกัดแรงดันเดรน-ซอร์สสูงสุด 200V และกระแสเดรนเฉลี่ย 18A และเลือกไดโอดกำลังชนิดชอตต์กีเบอร์ MBR1645 ซึ่งมีพิกัดแรงดันย้อนกลับสูงสุด 45V และกระแสไปหน้าเฉลี่ย 16A

รูปที่ 4.5 แสดงวงจรควอซีเรโซแนนท์บัคคอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์ที่แรงดันศูนย์ที่ได้ ออกแบบ



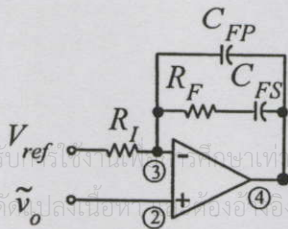
รูปที่ 4.5 วงจรควอซีเรโซแนนท์บัคคอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์ที่แรงดันศูนย์ต้นแบบ

4.3 การออกแบบวงจรภาคควบคุม

การควบคุมแรงดันเอาต์พุตของวงจรควอซีเรโซแนนท์ บัคคอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์ที่แรงดันศูนย์ เลือกใช้ไอซี UC3864 [8] ซึ่งภายในประกอบไปด้วย วงจรขยายความผิดพลาด วงจรเปลี่ยนแรงดันควบคุมเป็นความถี่ วงจรกำหนดช่วงเวลาหยุดนำกระแส วงจรสร้างแรงดันอ้างอิง ฯลฯ แรงดันเอาต์พุตของวงจรจะถูกป้อนกลับมายังขา 2 ของไอซี ซึ่งเป็นขา non inverting input ของ EA สัญญาณขั้วมอสเฟตที่สร้างจาก UC3864 จะออกมาที่ขา 11 ซึ่งเป็นสัญญาณพัลส์ที่ความถี่เปลี่ยนไปโดยมี off-time คงที่ รายละเอียดการทำงานของไอซี อธิบายอยู่ในภาคผนวก ค

4.3.1 การออกแบบวงจรชดเชย EA

วงจรชดเชยที่เลือกใช้เป็นสองโพลหนึ่งซีโรดังรูปที่ 4.6 ซึ่งมีฟังก์ชันถ่ายโอนระหว่างแรงดันควบคุมและแรงดันเอาต์พุตดังสมการ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ภายในเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาข้อมูลหรือส่งถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

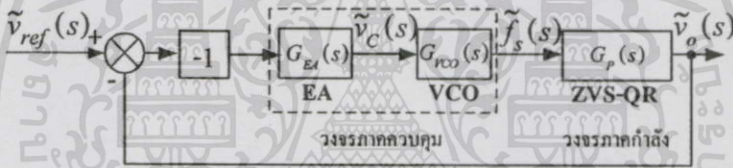
รูปที่ 4.6 วงจรขยายความผิดพลาดที่มีวงจรชดเชยแบบสองโพลหนึ่งซีโร

$$G_{EA}(s) = \frac{\tilde{v}_c}{\tilde{v}_o} = \frac{\left(\frac{s}{\omega_{z1c}} + 1\right)}{\left(\frac{s}{\omega_i}\right)\left(\frac{s}{\omega_{p2c}} + 1\right)} + 1 = G_c(s) + 1 \quad (4.40)$$

$$\text{เมื่อ } \omega_i = \frac{1}{R_I(C_{FS} + C_{FP})} \quad \omega_{p2c} = \frac{1}{R_F \left(\frac{C_{FS}C_{FP}}{C_{FS} + C_{FP}}\right)} \quad \text{และ } \omega_{z1c} = \frac{1}{R_F C_{FS}}$$

ในการออกแบบวงจรชดเชย EA จะพิจารณาเฉพาะ $G_c(s)$ ในสมการที่ (4.40) ก่อน โดย $G_c(s)$ ที่ออกแบบจะต้องทำให้ระบบมีเสถียรภาพ จากนั้นจึงบวกหนึ่งเพิ่มเข้าไปกับ $G_c(s)$ ที่ได้ออกแบบเพื่อให้ได้ $G_{EA}(s)$ และพิจารณาว่า $G_{EA}(s)$ ยังคงทำให้ระบบมีเสถียรภาพหรือไม่

บล็อกไดอะแกรมระบบควบคุมวงจรรวอซึเรโซแนนท์ บัคคอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์ที่แรงดันศูนย์ แสดงในรูปที่ 4.7



รูปที่ 4.7 บล็อกไดอะแกรมการควบคุมป้อนกลับแบบลบของวงจรรวอซึเรโซแนนท์ บัคคอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์ที่แรงดันศูนย์

การออกแบบ $G_{EA}(s)$ จะเลือกพิจารณากรณีที่ $V_{in,max} = 25 \text{ V}$ และ $I_{o,min} = 1 \text{ A}$ ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรรวอกำลังในกรณีดังกล่าวหาได้จากสมการที่ (3.92)

$$G_P(s) = \frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{f}_s(s)} = K_C \frac{r_{Cf} C_f s + 1}{\frac{L_f C_f}{1 - \frac{k_{vi}}{R_L}} s^2 + \frac{L_f C_f \left(\frac{1}{R_L C_f} - \frac{k_{vi} - r_{Cf}}{L_f}\right)}{1 - \frac{k_{vi}}{R_L}} s + 1} \quad (4.41)$$

โดยที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดก็ตาม ผู้ใช้ต้องรับผิดชอบต่อเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$K_C = \frac{k_{vf}}{1 - \frac{k_{vi}}{R_L}}$$

$$k_{vi} = \frac{Z_0 f_s}{2\pi f_r} \left(\frac{1}{2} \left(\frac{V_{in}}{I_o Z_0} \right)^2 - \left[1 + \sqrt{1 - \left(\frac{V_{in}}{I_o Z_0} \right)^2} \right] \right)$$

$$k_{vf} = -\frac{V_{in}}{2\pi f_r} \left(\sin^{-1} \left(\frac{V_{in}}{I_o Z_0} \right) + \pi + \frac{V_{in}}{2I_o Z_0} + \frac{I_o Z_0}{V_{in}} \left[1 + \sqrt{1 - \left(\frac{V_{in}}{I_o Z_0} \right)^2} \right] \right)$$

แทนค่า $r_{Cf} = 0.095$ $V_{in} = 25V$ $I_o = 1A$ $R_L = 5\Omega$ $f_s = 271kHz$ $f_r = 335kHz$ $Z_0 = 25$ $L_f = 55\mu H$ และ $C_f = 200\mu F$ ลงในสมการที่ (4.41) จะได้

$$G_p(s) = \frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{f}_s(s)} = -5.578 \times 10^{-5} \frac{(1 + 1.9 \times 10^{-5} s)}{(1 + 2.298 \times 10^{-4} s)(1 + 3.621 \times 10^{-5} s)} \quad (4.42)$$

ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรวจร VCO หาได้จากสมการที่ (3.98)

$$G_{VCO}(s) = \frac{\tilde{f}_s}{\tilde{v}_c} = \frac{1}{C_{VCO} R_{range} V_M} \quad (4.43)$$

แทนค่า $C_{VCO} = 360pF$ $R_{range} = 58k\Omega$ และ $V_M = 1$ (ค่าเหล่านี้ได้มาจากภาคผนวก ค) ในสมการที่ (4.43) จะได้

$$G_{VCO}(s) = \frac{\tilde{f}_s(s)}{\tilde{v}_c(s)} = \frac{1}{(360 \times 10^{-12})(58000)(1)} = 47892.72 \quad (4.44)$$

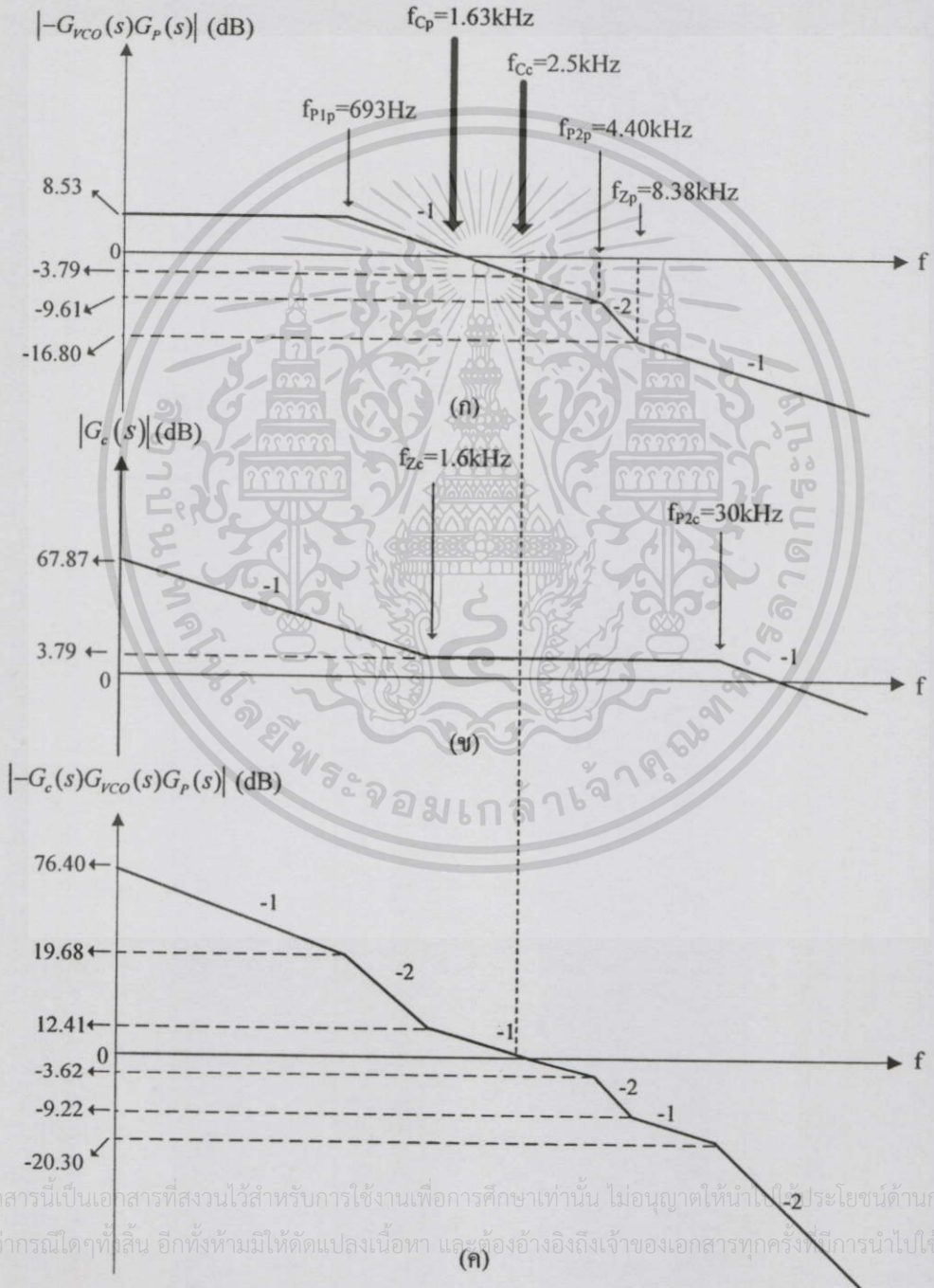
จากบล็อกไดอะแกรมในรูปที่ 4.7 ผลคูณของ $G_p(s)$ $G_{VCO}(s)$ และ -1 แสดงดังสมการที่ (4.45)

$$-G_{VCO}(s)G_p(s) = -(47892.72)(-5.578 \times 10^{-5}) \frac{(1 + 1.9 \times 10^{-5} s)}{(1 + 2.298 \times 10^{-4} s)(1 + 3.621 \times 10^{-5} s)} \quad (4.45)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$-G_{VCO}(s)G_p(s) = 2.672 \frac{(1 + 1.9 \times 10^{-5}s)}{(1 + 2.298 \times 10^{-4}s)(1 + 3.621 \times 10^{-5}s)} \quad (4.46)$$

แผนภาพโบดแสดงอัตราขยายโดยการประมาณแอสซิมโทตของ $-G_{VCO}(s)G_p(s)$ แสดงได้ดังรูปที่ 4.8(ก) (โดยในรูป -1 แทน -20 dB/decade และ -2 แทน -40 dB/decade) มีความถี่ครอสโอเวอร์ $f_{Cp} = 1.63\text{kHz}$ ซึ่งโรอันเนื่องมาจาก ESR ของตัวเก็บประจุ C อยู่ที่ความถี่ $f_{Zp} = 8.38\text{kHz}$ และโพลอยู่ที่ความถี่ $f_{P1p} = 693\text{Hz}$ และ $f_{P2p} = 4.40\text{kHz}$



รูปที่ 4.8 แผนภาพโบดแสดงอัตราขยาย (ก) $-G_{VCO}(s)G_p(s)$ (ข) $G_c(s)$ (ค) $-G_c(s)G_{VCO}(s)G_p(s)$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากที่ได้กล่าวไว้ข้างต้น ในการออกแบบวงจรชดเชย EA จะทำการออกแบบ $G_c(s)$ ก่อน หลังจากนั้นจึงจะบวกหนึ่งเพิ่มเข้าไปเพื่อให้ได้ $G_{EA}(s)$ การออกแบบ $G_c(s)$ แสดงได้ดังรูปที่ 4.8(ข)

1. กำหนดความถี่ครอสโอเวอร์ $f_{Cc} = 2.5\text{kHz}$ จากรูปที่ 4.8(ก) อัตราขยายที่ความถี่ครอสโอเวอร์ของ $-G_{vco}(s)G_p(s)$ คือ -3.79dB ดังนั้นอัตราขยายของ $G_c(s)$ ที่ความถี่ครอสโอเวอร์ที่ต้องการมีค่าเท่ากับ 3.79dB

2. วางโพลตัวที่หนึ่งของ $G_c(s)$ ที่จุดกำเนิด (origin)

3. วางซีโรของ $G_c(s)$ ที่ $f_{z1c} = 1.6\text{kHz}$ (อยู่ใกล้กับ f_{cp})

4. วางโพลตัวที่สองของ $G_c(s)$ ที่ $f_{p2c} = 30\text{kHz}$ (อยู่หลัง f_{zp})

5. คำนวณค่าอัตราขยายจากรูปที่ 4.8(ข) จะได้

- อัตราขยายที่ f_{zc} และ f_{p2c} มีค่าเท่ากับอัตราขยายที่ f_{Cc} คือ 3.79dB

- อัตราขยายที่ความถี่ 1Hz มีค่าเท่ากับ $-20\log(1/1600) + 3.79 = 67.87\text{dB}$

6. จากรูปที่ 4.8(ข) คำนวณค่าอุปกรณ์ชดเชย ได้ดังนี้

จาก $\omega_{zc} = \frac{1}{R_F C_{FS}}$ กำหนดให้ $C_{FS} = 10\text{nF}$ จะได้

$$R_F = \frac{1}{\omega_{zc} C_{FS}} = \frac{1}{(2\pi \times 1600)(10 \times 10^{-9})} = 9947.18\Omega \quad (4.47)$$

จาก $\omega_{p2c} = \frac{1}{R_F \left(\frac{C_{FS} C_{FP}}{C_{FS} + C_{FP}} \right)}$ แทนค่า $C_{FS} = 10\text{nF}$ $R_F = 9947.18\Omega$ และ $f_{p2c} = 30\text{kHz}$ จะได้

$$C_{FP} = \frac{(10 \times 10^{-9})}{(2\pi \times 30000)(9947.18 \times 10 \times 10^{-9}) - 1} = 563.38\text{pF} \quad (4.48)$$

ω_c หาได้โดยพิจารณาอัตราขยายที่ความถี่ครอสโอเวอร์ (f_{Cc}) ดังนี้

$$G_c(s) = \frac{\left(\frac{s}{\omega_{z1c}} + 1 \right)}{\left(\frac{s}{\omega_l} \right) \left(\frac{s}{\omega_{p2c}} + 1 \right)} \quad (4.49)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ภายในเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$|G_c(j\omega_{cc})| = \frac{1}{\omega_{cc}} \frac{\sqrt{\left(\frac{\omega_{cc}}{\omega_{z1c}}\right)^2 + 1}}{\omega_1 \sqrt{\left(\frac{\omega_{cc1}}{\omega_{p2c}}\right)^2 + 1}} \quad (4.50)$$

$$|G_c(j2\pi f_{cc})| = \frac{1}{2\pi f_{cc}} \frac{\sqrt{\left(\frac{2\pi f_{cc}}{2\pi f_{z1c}}\right)^2 + 1}}{\omega_1 \sqrt{\left(\frac{2\pi f_{cc1}}{2\pi f_{p2c}}\right)^2 + 1}} \quad (4.51)$$

แทนค่า $f_{zc} = 1.6\text{kHz}$ $f_{p2c} = 30\text{kHz}$ และ อัตราขยายที่ f_{cc} ซึ่งมีค่าเท่ากับ 1.55(3.79dB) จะได้

$$\omega_1 = 13170.0177 \quad (4.52)$$

จาก $\omega_1 = \frac{1}{R_1(C_{FS} + C_{FP})}$ แทนค่า $C_{FS} = 10\text{nF}$ และ $C_{FP} = 563.38\text{pF}$ จะได้

$$R_1 = \frac{1}{13170.0177(10 \times 10^{-9} + 563.38 \times 10^{-12})} = 7188.04\Omega \quad (4.53)$$

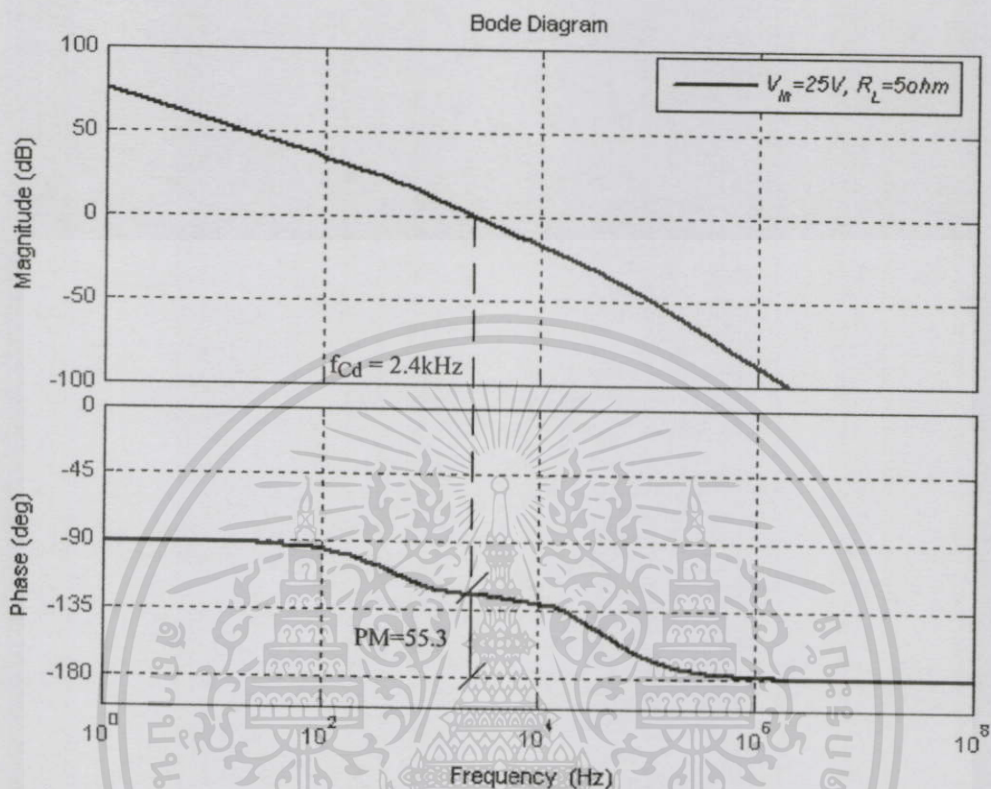
จากค่าความต้านทานและค่าความจุของตัวเก็บประจุที่คำนวณได้ นำไปเลือกค่าอุปกรณ์ชดเชยได้ ดังนี้ $R_1 = 7.5\text{k}\Omega$ $R_F = 10\text{k}\Omega$ $C_{FS} = 10\text{nF}$ และ $C_{FP} = 560\text{pF}$

นำค่าอุปกรณ์ชดเชยที่เลือกไปแทนในสมการที่ (4.49) จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอน $G_c(s)$ ดังสมการที่ (4.54)

$$G_c(s) = 1.263 \times 10^4 \frac{(1 \times 10^{-4} s + 1)}{s(5.303 \times 10^{-6} s + 1)} \quad (4.54)$$

แผนภาพโพลของฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิด ($-G_c(s)G_{vco}(s)G_p(s)$) ที่ได้จากการคูณสมการที่ (4.46) กับสมการที่ (4.54) โดยการใช้โปรแกรม MATLAB แสดงได้ดังรูปที่ 4.9 จะเห็นว่าความถี่ครอสโอเวอร์มีค่าประมาณ 2.4kHz ซึ่งใกล้เคียงกับ $f_{cc} = 2.5\text{kHz}$ ที่ออกแบบ เนื่องจากค่า

อุปกรณ์ชดเชยที่เลือกใช้ได้มาจากการปิดค่าที่คำนวณได้ให้เป็นค่ามาตรฐาน ที่ความถี่ต่ำ ฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิดมีอัตราขยายสูง (ที่ความถี่ 1Hz อัตราขยายมีค่าประมาณ 74.6dB) และเฟสมาร์จิ้นมีค่าประมาณ 55.3° แสดงว่าวงจรชดเชยที่ออกแบบทำให้ระบบมีเสถียรภาพดี



รูปที่ 4.9 แผนภาพโบดของฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิดของระบบที่ได้จาก $G_c(s)$ ที่ออกแบบ

เมื่อ $G_c(s)$ ที่ออกแบบทำให้ระบบมีเสถียรภาพแล้ว ต่อมาจะทำการบวกหนึ่งเพิ่มเข้ากับ $G_c(s)$ ได้ฟังก์ชันถ่ายโอน $G_{EA}(s)$ ดังสมการที่ (4.55)

$$G_{EA}(s) = 1.263 \times 10^4 \frac{(1 \times 10^{-4} s + 1)}{s(5.303 \times 10^{-6} s + 1)} + 1 \quad (4.55)$$

$$G_{EA}(s) = \frac{(s + 5656.053)(s + 421083.528)}{s(5.303 \times 10^{-6} s + 1)} \quad (4.56)$$

จากสมการที่ (4.56) จะพบว่าถ้ารับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

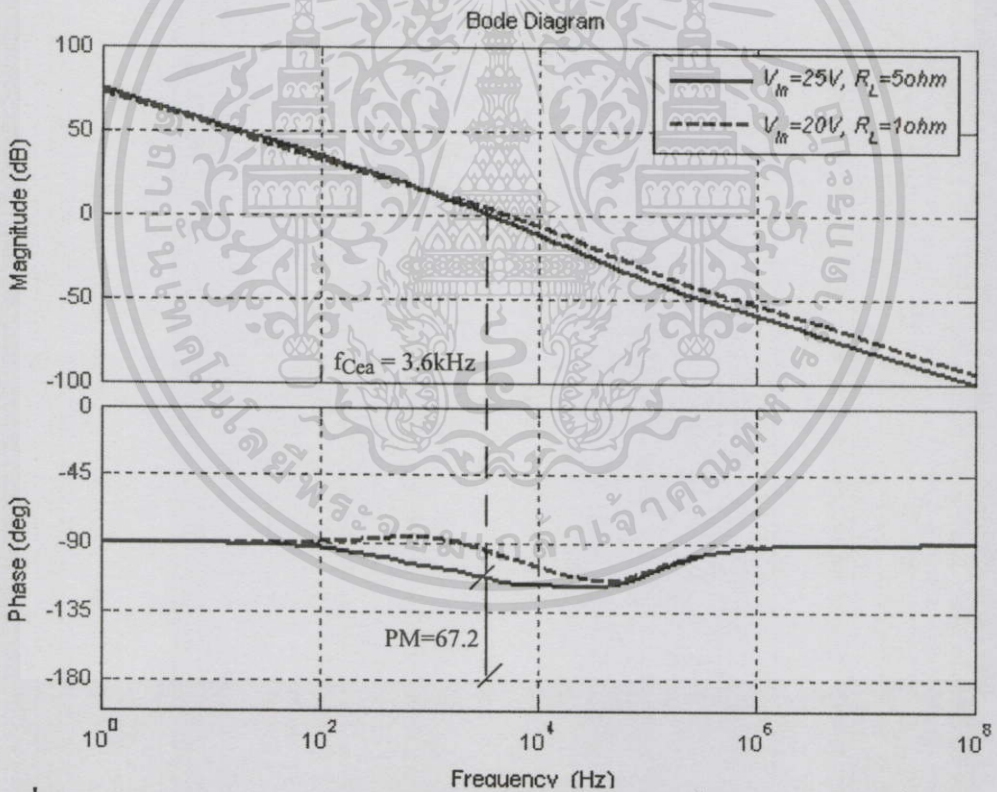
ไม่จำกัด 1. โพลด์์ที่หนึ่งของ $G_{EA}(s)$ อยู่ที่จุดกำเนิด เช่นเดียวกับ $G_c(s)$

2. โพลด์์ที่สองของ $G_{EA}(s)$ อยู่ที่ $1/(2\pi \times 5.303 \times 10^{-6}) = 30 \text{ kHz}$ เช่นเดียวกับ $G_c(s)$

3. ซีโรตัวที่หนึ่งของ $G_{EA}(s)$ อยู่ที่ $1/(2\pi \times 5656.053) = 900\text{Hz}$ ขณะที่ซีโรของ $G_c(s)$ อยู่ที่ $f_{z1c} = 1.6\text{kHz}$

4. ซีโรตัวที่สองของ $G_{EA}(s)$ ซึ่งเกิดขึ้นเนื่องจากผลของการบวกหนึ่งเข้ากับ $G_c(s)$ อยู่ที่ $1/(2\pi \times 421083.528) = 67\text{kHz}$

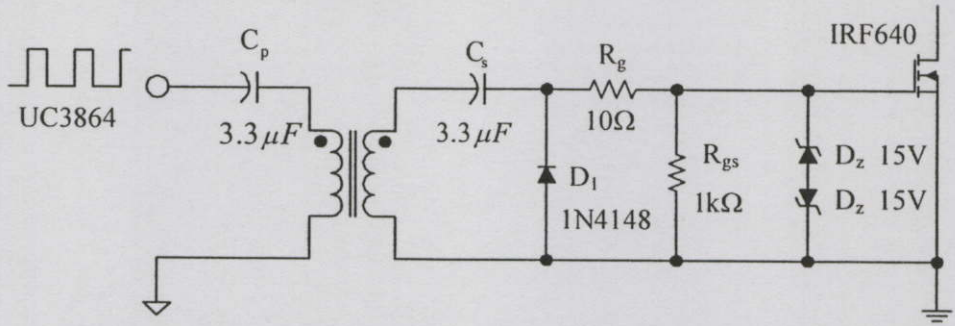
แผนภาพโบดของฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิด ($-G_{EA}(s)G_{VCO}(s)G_p(s)$) ที่ได้จากการคูณสมการที่ (4.46) กับสมการที่ (4.56) โดยการใช้โปรแกรม MATLAB แสดงได้ดังรูปที่ 4.10 จะเห็นว่าความถี่ครอสโอเวอร์ (f_{Cea}) มีค่าประมาณ 3.6kHz ที่ความถี่ต่ำ ฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิดมีอัตราขยายสูง (ที่ความถี่ 1Hz อัตราขยายมีค่าประมาณ 74.6dB) และเฟสมาร์จินมีค่าประมาณ 67.2° แสดงว่า $G_{EA}(s)$ ที่ได้ทำให้ระบบมีเสถียรภาพดี เส้นประในรูปเป็นแผนภาพโบดของฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิดกรณีแรงดันอินพุตต่ำสุด ($V_{in} = 20\text{V}$) และกระแสเอาต์พุตสูงสุด ($I_o = 5\text{A}$) จะเห็นว่าในกรณีนี้ระบบก็มีเสถียรภาพเช่นกัน



รูปที่ 4.10 แผนภาพโบดของฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิดของระบบที่ได้จาก $G_{EA}(s)$ ที่ออกแบบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.3.2 การออกแบบวงจรขับเคลื่อนมอเตอร์



รูปที่ 4.11 วงจรขับเคลื่อนมอเตอร์ที่ใช้สำหรับวงจรควอเตอร์โซแนนท์ขับเคลื่อนมอเตอร์แบบสวิทช์ที่แรงดันศูนย์

ในการขับเคลื่อนมอเตอร์สำหรับวงจรควอเตอร์โซแนนท์ขับเคลื่อนมอเตอร์แบบสวิทช์ที่แรงดันศูนย์จำเป็นต้องสร้างวงจรขับเคลื่อนที่มีการแยกกันทางไฟฟ้าระหว่างวงจรควบคุมกับวงจรกำลัง โดยวงจรขับเคลื่อนที่เลือกใช้เป็นแบบหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงแสดงได้ดังรูปที่ 4.11 [7] การออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้าดังกล่าวสามารถใช้แกนขนาดเล็กได้เนื่องจากส่งผ่านกำลังไฟฟ้าจำนวนน้อย จึงเลือกแกนเฟอร์ไรต์แบบ EI-19 ($A_c = 23.3 \text{ mm}^2$, $A_w = 51.7 \text{ mm}^2$, $A_p = 1204.61 \text{ mm}^4$) จำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้าคำนวณได้จากสมการที่ (4.57)

$$N_p = \frac{V_{pri,pk} D_{max}}{A_c B_{max} f_s} \quad (4.57)$$

โดยที่

N_p คือ จำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้า

$V_{pri,pk}$ คือ แรงดันสูงสุดทางด้านปฐมภูมิ

เมื่อ $V_{pri,pk} = 15 \text{ V}$, $D_{max} = 0.25$ และ $B_{max} = 0.2 \text{ T}$ จะได้ $N_p = 9$ รอบ และเลือกจำนวนรอบของขดลวดทุติยภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้า (N_s) ให้เท่ากับจำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิ คือ $N_s = N_p = 9$ รอบ โดยลวดทองแดงที่ใช้พัน คือ ลวดทองแดงเบอร์ AWG28

ตัวเก็บประจุไฟฟ้าทางด้านปฐมภูมิ C_p ป้องกันกระแสดีซีไหลเข้าหม้อแปลงไฟฟ้า เนื่องจากสัญญาณขับเคลื่อนจาก UC3864 เป็นสัญญาณพัลส์บวกที่มีระดับอ้างอิงเป็นศูนย์ ความจุไฟฟ้าของตัวเก็บประจุไฟฟ้า C_p ต้องเลือกค่าที่ทำให้ได้ความถี่เรโซแนนซ์ของวงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรม (series resonance) เนื่องจากตัวเก็บประจุไฟฟ้า C_p และตัวเหนี่ยวนำทางด้านปฐมภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้า L น้อยกว่าความถี่ในการสวิทช์อย่างมาก เมื่อเลือกความถี่เรโซแนนซ์เป็น 0.1 เท่า

ของความถี่ในการสวิตช์ ค่าความจุไฟฟ้าของตัวเก็บประจุไฟฟ้า C_p คำนวณได้จากสมการที่ (4.58)

[7]

$$C_p = \frac{100}{4\pi^2 f_s^2 L_p} \quad (4.58)$$

โดยที่

- C_p คือ ค่าความจุไฟฟ้าของตัวเก็บประจุไฟฟ้า C_p
 L_p คือ ค่าความเหนี่ยวนำทางด้าน primary ของหม้อแปลง

ตัวเก็บประจุไฟฟ้าทางด้านทุติยภูมิ C_s ไดโอดเรียงกระแส D_1 ตัวต้านทาน R_g และ R_{gs} ต่อกันเป็นวงจรแคลมปี (clamping circuit) ชนิดที่แรงดันคร่อมไดโอด D_1 เป็นสัญญาณพัลส์บวกที่มีระดับอ้างอิงเป็นศูนย์ ค่าคงตัวของวงจรแคลมปีต้องมากกว่าคาบเวลาในการสวิตช์อย่างมาก เพื่อรักษาให้ขนาดของแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุไฟฟ้า C_s คงที่ เมื่อเลือกค่าคงตัวของวงจรแคลมปีมากกว่า 10 เท่าของคาบเวลาในการสวิตช์ ค่าความจุไฟฟ้าของตัวเก็บประจุไฟฟ้า C_s คำนวณได้จากสมการที่ (4.59) [7]

$$C_s \geq \frac{10T_s}{R_g + R_{gs}} \quad (4.59)$$

โดยที่

- C_s คือ ความจุไฟฟ้าของตัวเก็บประจุไฟฟ้า C_s
 R_g คือ ความต้านทานของตัวต้านทาน R_g
 R_{gs} คือ ความต้านทานของตัวต้านทาน R_{gs}

ตัวต้านทาน R_g ต่อเพื่อป้องกันการออสซิลเลชันของพาราซิติค (parasitic oscillation) ที่ความถี่สูง การออสซิลเลชันสามารถเกิดขึ้นได้จากตัวเก็บประจุไฟฟ้าเกต-ซอร์สภายในมอสเฟตและตัวเหนี่ยวนำปรสิติกที่เกิดจากความยาวของสายนำสัญญาณในวงจรจับเกต นอกจากนี้ R_g ยังใช้กำหนดช่วงเวลานำขึ้น (rise time) ของแรงดันเกต-ซอร์ส เลือก $R_g = 10 \Omega$ เพื่อให้ช่วงเวลานำขึ้นของแรงดันเกต-ซอร์สสั้นทำให้มอสเฟตกำลังทำการสวิตช์ด้วยความเร็วสูง ตัวต้านทาน R_{gs} ต่อเพื่อเป็นเส้นทางนำประจุไฟฟ้าออกจากเกตขณะมอสเฟตกำลังหยุดนำกระแส ซิเนอร์ไดโอด D_2 ต่อแบบฮาโนคร่วมเพื่อจำกัดขนาดของแรงดันสไปก์ (spike) ที่คร่อมเกต-ซอร์สไม่ให้เกิดพิคกิ้งแรงดันเกต-ซอร์สของมอสเฟตกำลัง

อิเล็กทรอนิกส์เชิงเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่าจะ วงจรคว่ำซีเรโซแนนท์ บัคคอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์ที่แรงดันศูนย์ที่ออกก็ยังคงเป็นรูปที่

4.4 สรุป

ในบทนี้นำเสนอการออกแบบวงจรต้นแบบควอซีเรโซแนนท์บัคคอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์ที่แรงดันศูนย์ ในการออกแบบวงจรกำลังได้นำเอาสมการที่ได้จากการวิเคราะห์ห้วงจรในบทที่สองมาใช้ในการออกแบบตัวเหนี่ยวนำเรโซแนนท์ ตัวเก็บประจุเรโซแนนท์ และคำนวณพิกัดแรงดันและกระแสของไดโอดและมอสเฟต ต่อมา ได้แสดงการออกแบบวงจรชดเชย EA ของวงจรต้นแบบ โดยนำเอาฟังก์ชันถ่ายโอนที่ได้จากการวิเคราะห์ในบทที่สามมาใช้ในการออกแบบเพื่อทำให้ระบบมีเสถียรภาพที่ดี ผลการทดลองการทำงานของวงจรต้นแบบจะนำเสนอในบทต่อไป

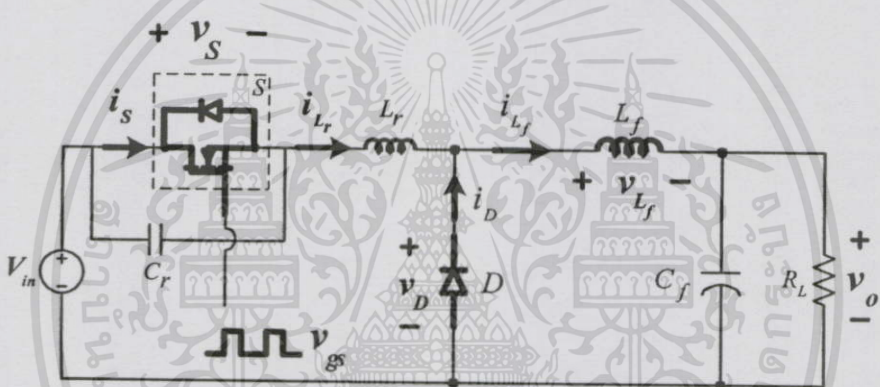


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การทดลองและผลการทดลอง

5.1 บทนำ

วงจรควอซีเรโซแนนท์บัคคอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์ที่แรงดันศูนย์ต้นแบบ ถูกนำมาทดสอบเพื่อคุณลักษณะของรูปคลื่นกระแสและแรงดันในวงจร ได้แก่ แรงดันคร่อมมอสเฟต (v_s) กระแสไหลผ่านมอสเฟต (i_s) กระแสไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำเรโซแนนท์ (i_{L_r}) แรงดันคร่อมไดโอด (v_D) กระแสไหลผ่านไดโอด (i_D) กระแสไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ (i_{L_f}) รีปเปิลของแรงดันเอาต์พุต (Δv_o) และแรงดันขั้วเกตมอสเฟต (v_{gs}) ดังรูปที่ 5.1



รูปที่ 5.1 วงจรควอซีเรโซแนนท์บัคคอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์ที่แรงดันศูนย์ แสดงกระแสและแรงดันที่วัด

นอกจากนี้ยังทดสอบความสามารถในการรักษาระดับแรงดันเอาต์พุต การตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตเมื่อโหลดมีการเปลี่ยนแปลง และประสิทธิภาพของวงจร โดยอุปกรณ์และเครื่องมือวัดที่ใช้ ได้แก่

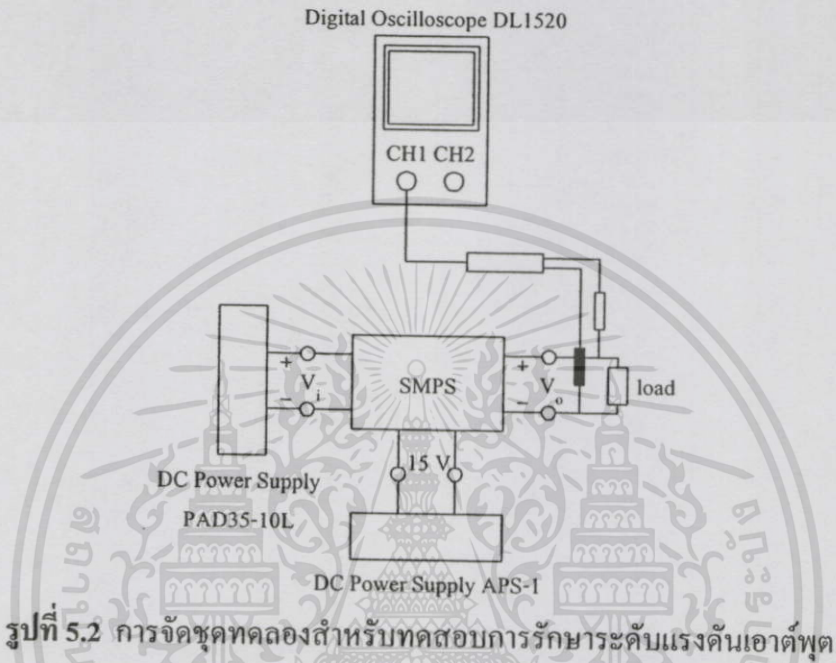
1. Digital Oscilloscope ของ Yokogawa รุ่น DL1520 จำนวน 1 เครื่อง
2. DC Power Supply ของ Kikusui รุ่น PAD35-10L จำนวน 1 เครื่อง
3. DC Power Supply ของ Analab รุ่น APS-1 จำนวน 1 เครื่อง
4. Digital Oscilloscope ของ Tektronix รุ่น TDS754D จำนวน 1 เครื่อง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

5.2 การทดสอบการรักษาระดับแรงดันเอาต์พุต

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต และหากมีข้อสงสัยหรือข้อผิดพลาดใดๆ กรุณาแจ้งถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1. จัดชุดทดลองดังรูปที่ 5.2
2. จ่ายแรงดัน 15 V จาก DC Power Supply รุ่น APS-1 ให้กับวงจรควบคุม
3. จ่ายแรงดัน 20 V จาก DC Power Supply รุ่น PAD35-10L ให้กับวงจรภาคกำลัง
4. บันทึกค่าแรงดันเอาต์พุตและความถี่สวิตช์ที่กระแสโหลด 1A ถึง 5A
5. จ่ายแรงดัน 25 V จาก DC Power Supply รุ่น PAD35-10L ให้กับวงจรภาคกำลังแล้วทำการทดลองตามข้อที่ 4.



ผลการทดลอง

ตารางที่ 5.1 ผลการวัดค่าแรงดันเอาต์พุตของวงจรที่กระแสโหลดและแรงดันอินพุตค่าต่างๆ

V_{in} (V)	V_o (V)				
	$I_o = 1A$	$I_o = 2A$	$I_o = 3A$	$I_o = 4A$	$I_o = 5A$
20	4.981	4.976	4.971	4.962	4.955
25	4.975	4.977	4.974	4.966	4.959

ตารางที่ 5.2 ผลการวัดค่าความถี่สวิตช์ของวงจรที่กระแสโหลดและแรงดันอินพุตค่าต่างๆ

V_{in} (V)	f_s (kHz)				
	$I_o = 1A$	$I_o = 2A$	$I_o = 3A$	$I_o = 4A$	$I_o = 5A$
20	255	200	156	125	104
25	285	238	192	161	135

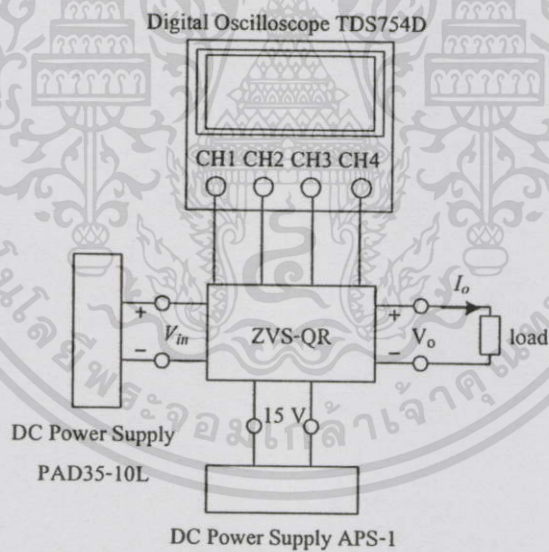
จากผลการวัดแรงดันเอาต์พุตและความถี่สวิตช์ของวงจรต้นแบบที่แรงดันอินพุตและกระแสโหลดค่าต่างๆ ในตารางที่ 5.1 และ 5.2 จะเห็นว่าวงจรต้นแบบสามารถรักษาแรงดันเอาต์พุตได้คงที่ที่ประมาณ 5V ตลอดย่านการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ และมีย่านความถี่ในการสวิตช์จาก 104kHz ถึง 285kHz ซึ่งใกล้เคียงกับที่ได้ออกแบบไว้คือ $f_{\min} = 100\text{kHz}$ และ $f_{\max} = 271\text{kHz}$ โดยความถี่สวิตช์ต่ำสุดเกิดขึ้นที่ $V_{in,\min} = 20\text{V}$ $I_{o,\max} = 5\text{A}$ และความถี่สวิตช์สูงสุดเกิดขึ้นที่ $V_{in,\max} = 25\text{V}$ $I_{o,\min} = 1\text{A}$

5.3 รูปคลื่นของกระแสและแรงดันในวงจร

วิธีการทดลอง

1. จัดชุดทดลองดังรูปที่ 5.3
2. จ่ายแรงดัน 15 V จาก DC Power Supply รุ่น APS-1 ให้กับวงจรควบคุม
3. บันทึกรูปคลื่น v_s i_s i_{Lr} v_D i_D i_{Lf} Δv_o และ v_{gs} ที่สภาวะขอบของระบบคือ ที่

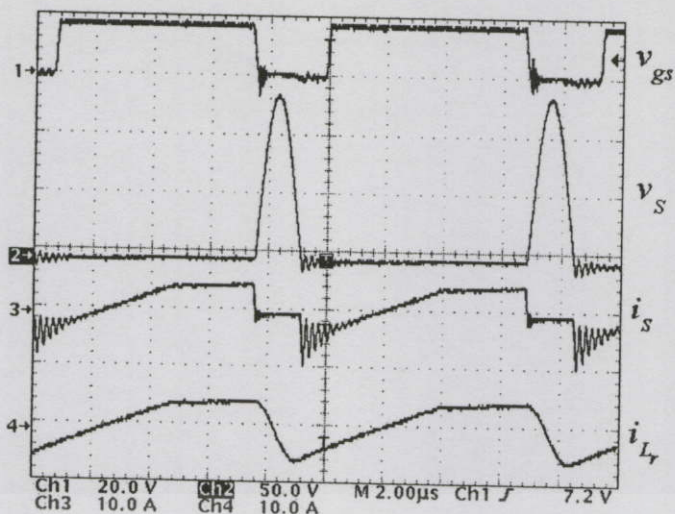
$$V_{in,\min} = 20\text{V} \quad I_{o,\max} = 5\text{A} \quad \text{และ} \quad V_{in,\max} = 25\text{V} \quad I_{o,\min} = 1\text{A}$$



รูปที่ 5.3 การจัดชุดทดลองสำหรับการวัดรูปคลื่น

ผลการทดลอง

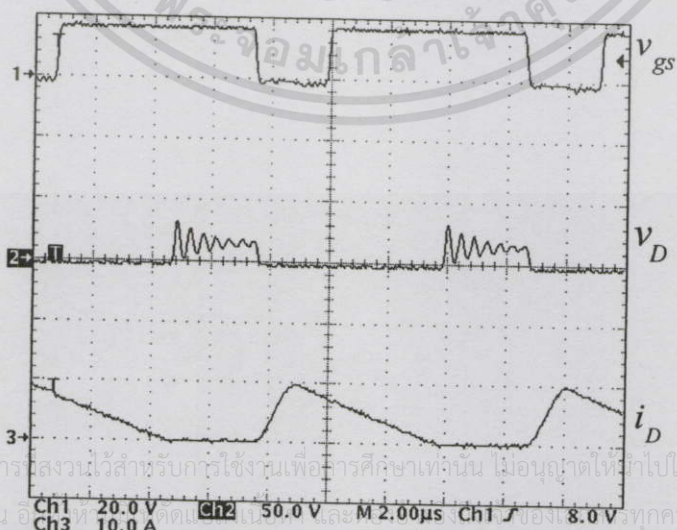
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.4 คลื่นของ v_{gs} , v_s , i_s และ i_{Lr} ที่ $V_{in,min} = 20V$, $I_{o,max} = 5A$, $f_{min} = 104kHz$

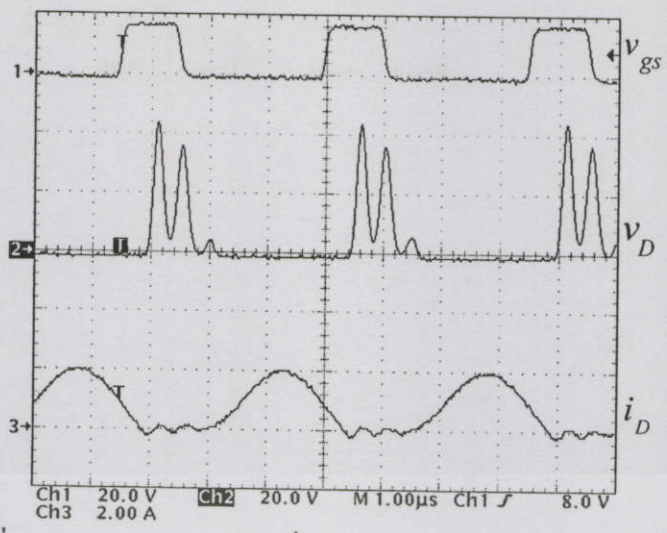


รูปที่ 5.5 คลื่นของ v_{gs} , v_s , i_s และ i_{Lr} ที่ $V_{in,max} = 25V$, $I_{o,min} = 1A$, $f_{max} = 285kHz$

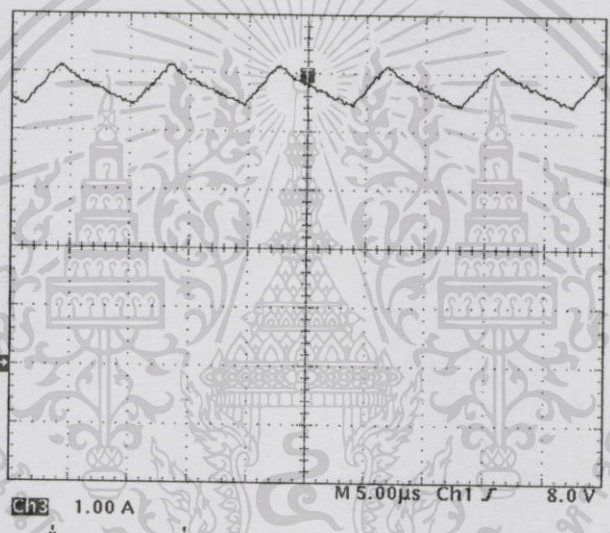


รูปที่ 5.6 คลื่นของ v_{gs} , v_D และ i_D ที่ $V_{in,min} = 20V$, $I_{o,max} = 5A$, $f_{min} = 104kHz$

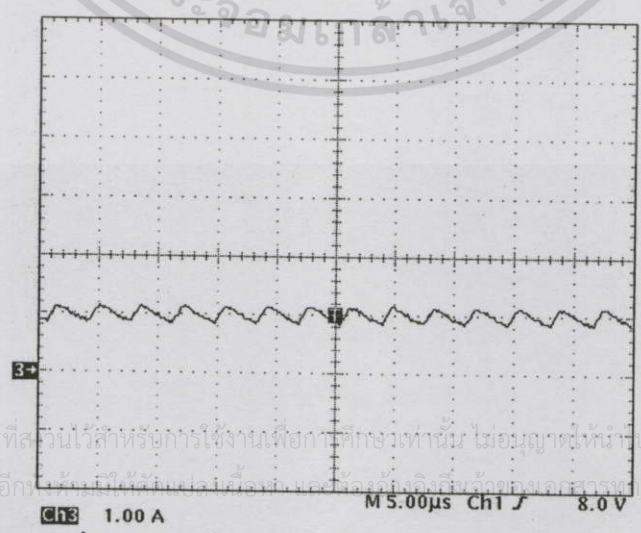
เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้ทำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีเมล: office@ajcc.ac.th และ ajcc@ajcc.ac.th และ ajcc@ajcc.ac.th ทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.7 คลื่นของ v_{gs} , v_D และ i_D ที่ $V_{in,max} = 25V$, $I_{o,min} = 1A$, $f_{max} = 285kHz$

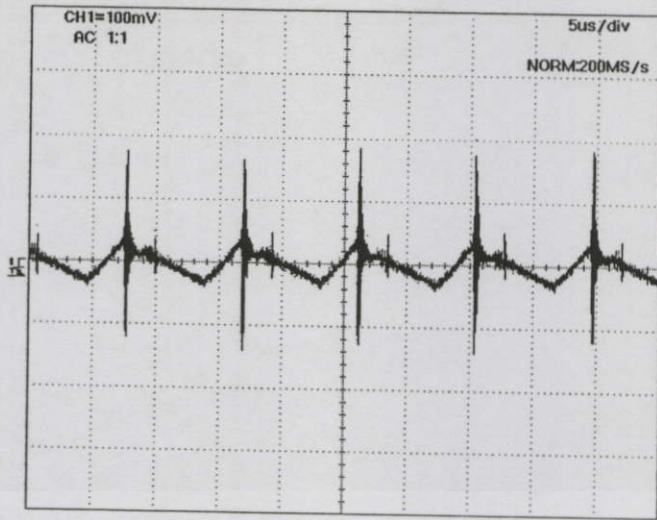


รูปที่ 5.8 คลื่นของ i_{L_f} ที่ $V_{in,max} = 20V$, $I_{o,max} = 5A$, $f_{min} = 104kHz$

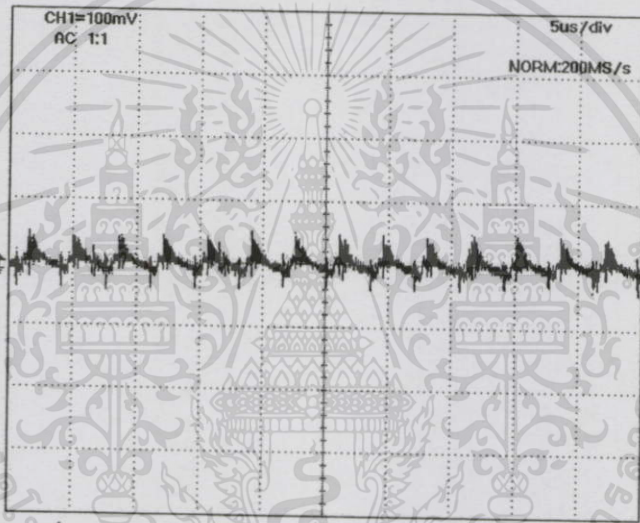


รูปที่ 5.9 คลื่นของ i_{L_f} ที่ $V_{in,max} = 25V$, $I_{o,min} = 1A$, $f_{max} = 285kHz$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สแกนไว้สำหรับหรือการใช้งานเพื่อการศึกษาระดับบัณฑิตศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีให้รับชมฟรีบนเว็บไซต์ของมหาวิทยาลัยราชภัฏวชิรเวศน์บุรีรัมย์



รูปที่ 5.10 คลื่นของ Δv_o ที่ $V_{in,min} = 20V$ $I_{o,max} = 5A$ $f_{min} = 104kHz$



รูปที่ 5.11 คลื่นของ Δv_o ที่ $V_{in,max} = 25V$ $I_{o,min} = 1A$ $f_{max} = 285kHz$

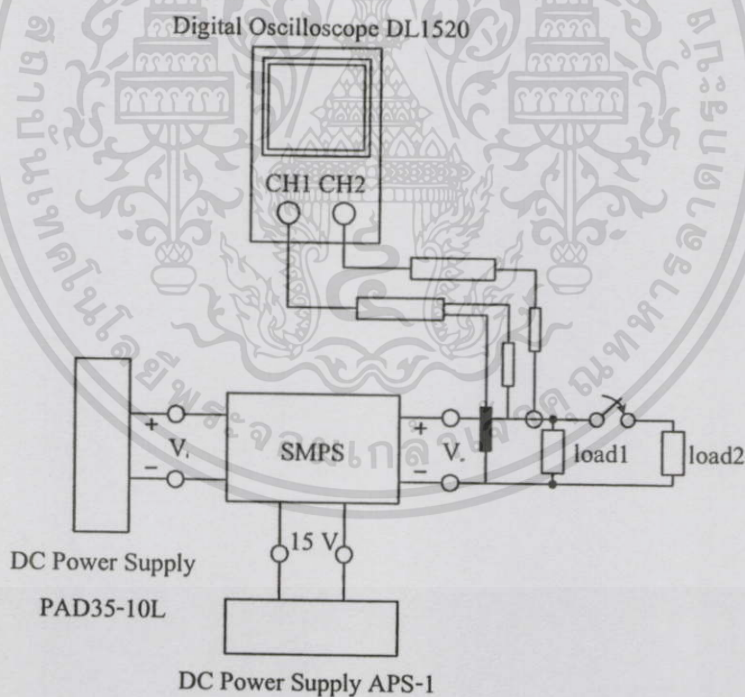
ผลการวัดรูปคลื่น v_{gs} v_s i_s และ i_L กรณีที่ $V_{in,min} = 20V$ $I_{o,max} = 5A$ และกรณี $V_{in,max} = 25V$ $I_{o,min} = 1A$ ในรูปที่ 5.4 และ 5.5 พบว่ากระแส i_s มีช่วงที่มีค่าเป็นลบซึ่งเกิดขึ้นเนื่องจากการนำกระแสของไดโอดแฝงภายในมอสเฟต จากผลการทดลองจะเห็นว่า กรณี $V_{in,min} = 20V$ $I_{o,max} = 5A$ (รูปที่ 5.4) แรงดัน v_s มีค่าเป็นศูนย์ ทั้งขณะมอสเฟตเริ่มนำกระแสและขณะมอสเฟตเริ่มหยุดนำกระแส นั่นคือไม่เกิดกำลังสูญเสียขณะสวิตช์ การสวิตช์ที่แรงดันศูนย์นี้จะเกิดขึ้นตลอดย่านแรงดันอินพุตและกระแสโหลด มีเพียงกรณีที่ $V_{in,max} = 25V$ $I_{o,min} = 1A$ (รูปที่ 5.5) เท่านั้นที่ แรงดัน v_s ไม่เป็นศูนย์ขณะมอสเฟตเริ่มนำกระแส ทั้งนี้สาเหตุอาจเกิดขึ้นเนื่องจากค่าความคลาดเคลื่อนของอุปกรณ์ต่างๆที่ใช้ในวงจรต้นแบบและค่าพาราสิติก (parasitic) แฝงต่างๆในวงจร เมื่อพิจารณาที่รูปคลื่นกระแส i_L (รูปที่ 5.8 และ 5.9) และแรงดัน Δv_o (รูปที่ 5.10 และ 5.11) ของวงจร จะพบว่ามีลักษณะรูปคลื่นเช่นเดียวกับวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ทั่วไป แต่รีเป็ล

ของแรงดันเอาต์พุตและกระแสไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำนี้จะเล็กลงเมื่อความถี่สูงขึ้น เนื่องจากวงจรควอดซีเรโซแนนท์แบบสวิทช์ที่แรงดันศูนย์ใช้ความถี่สวิทช์ในการควบคุมแรงดันเอาต์พุต แต่วงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ใช้ควิตซ์ไคเกิ้ลในการควบคุม โดยความถี่สวิทช์ไม่เปลี่ยนแปลง

5.4 การทดสอบการตอบสนองของแรงดันเอาต์พุต

วิธีการทดลอง

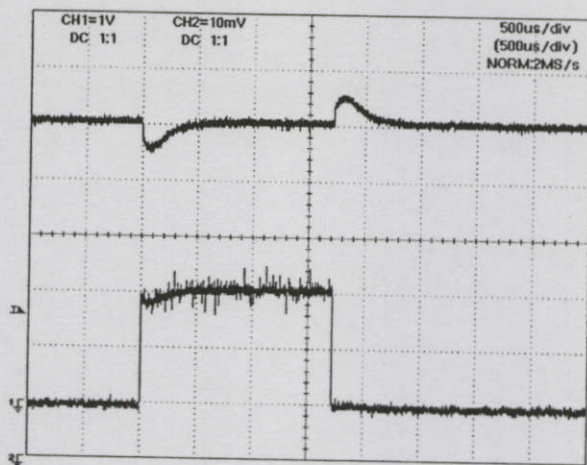
1. จัดชุดทดลองดังรูปที่ 5.12
2. จ่ายแรงดัน 15 V จาก DC Power Supply รุ่น APS-1 ให้กับวงจรควบคุม
3. จ่ายแรงดัน 20 V จาก DC Power Supply รุ่น PAD35-10L ให้กับวงจรภาคกำลัง
4. บันทึกคลื่นแรงดันเอาต์พุตและกระแสไหลคเมื่อกระแสไหลคเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลันกลับไปกลับมาะหว่าง 1A กับ 3A
5. จ่ายแรงดัน 25 V จาก DC Power Supply รุ่น PAD35-10L ให้กับวงจรภาคกำลังแล้วทำการทดลองตามข้อที่ 4.



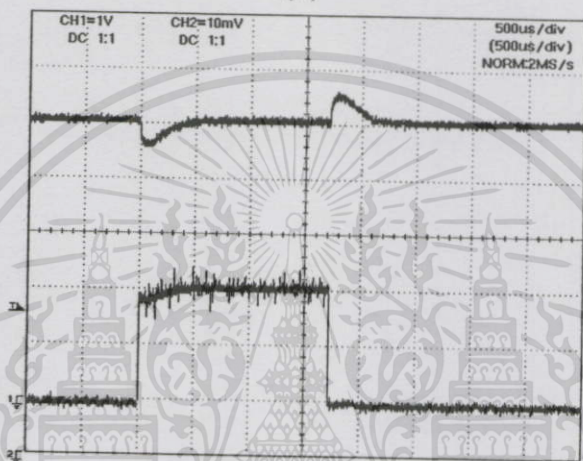
รูปที่ 5.12 การจัดชุดทดลองสำหรับทดสอบการตอบสนองของแรงดันเอาต์พุต

ผลการทดลอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก)

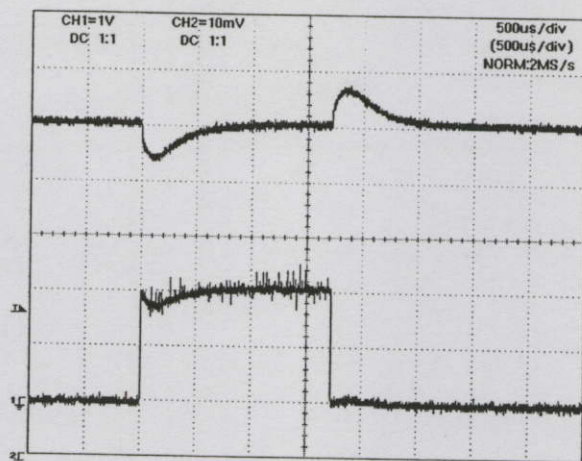


(ข)

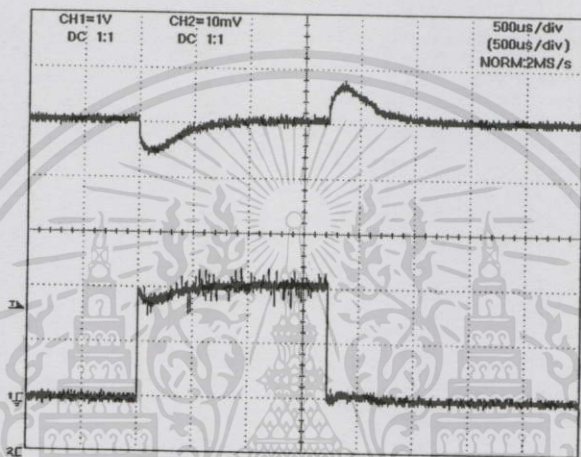
รูปที่ 5.13 คลื่นแรงดันเอาต์พุต (CH1 = 1V/div) และกระแสโหลด (CH2 = 1A/div) เมื่อกระแสโหลดเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลันกลับไปกลับมา ระหว่าง 1A กับ 3A (ก) ที่ $V_{in} = 20V$ (ข) ที่ $V_{in} = 25V$

จากรูปที่ 5.13 พบว่า เมื่อกระแสโหลดเปลี่ยนอย่างฉับพลันกลับไปกลับมา ระหว่าง 1A กับ 3A ระบบยังคงมีเสถียรภาพ โดยมีแรงดันตกชั่วขณะ และแรงดันสูงขึ้นชั่วขณะประมาณ 500mV และเวลาในการเข้าสู่สภาวะคงตัวที่ 5V ประมาณ 650us

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก)



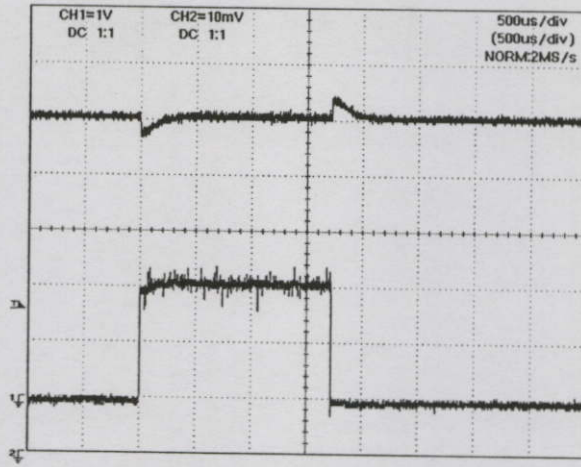
(ข)

รูปที่ 5.14 คลื่นแรงดันเอาต์พุต ($CH1 = 1V/div$) และกระแสโหลด ($CH2 = 1A/div$) เมื่อกระแสโหลดเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลันกลับไปกลับมา ระหว่าง 1A กับ 3A ($f_{Cea} = 2.7kHz$) (ก) ที่ $V_{in} = 20V$ (ข) ที่ $V_{in} = 25V$



(ค)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา (ก) และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ข)

รูปที่ 5.15 คลื่นแรงดันเอาต์พุต (CH1 = 1V/div) และกระแสโหลด (CH2 = 1A/div) เมื่อกระแสโหลดเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลันกลับไปกลับมาระหว่าง 1A กับ 3A ($f_{Cea} = 6\text{kHz}$) (ก) ที่ $V_{in} = 20\text{V}$ (ข) ที่ $V_{in} = 25\text{V}$

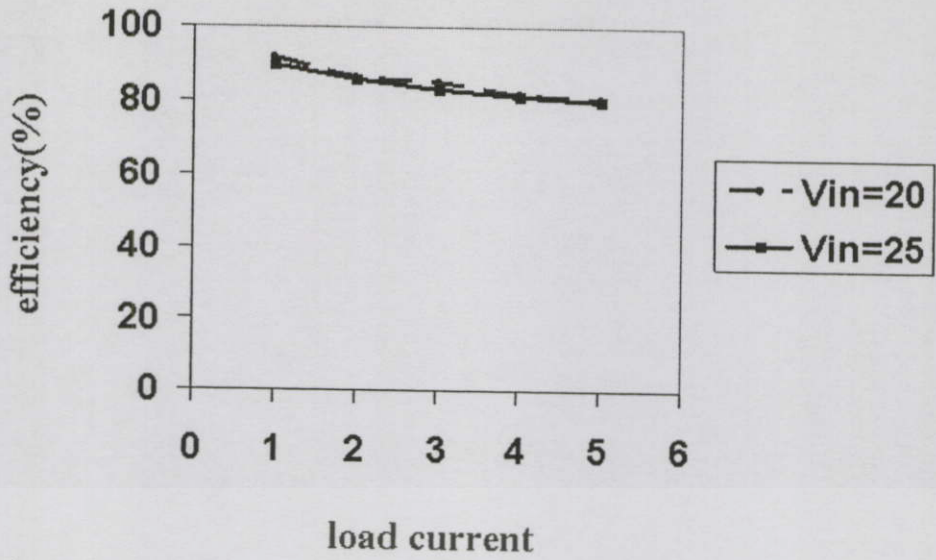
รูปที่ 5.13 เป็นผลการทดสอบของระบบที่มีความถี่ครอสโอเวอร์ $f_{Cea} = 3.6\text{kHz}$ เมื่อออกแบบให้ระบบมีความถี่ครอสโอเวอร์ที่ค่าอื่น พบว่า ระบบที่มีความถี่ครอสโอเวอร์ $f_{Cea} = 2.7\text{kHz}$ มีการตอบสนองที่ช้าลงดังรูปที่ 5.14 ขณะที่ระบบที่มีความถี่ครอสโอเวอร์ $f_{Cea} = 6\text{kHz}$ มีการตอบสนองที่เร็วขึ้นดังรูปที่ 5.15

5.5 ประสิทธิภาพ

ตารางที่ 5.3 ผลการวัดประสิทธิภาพที่กระแสโหลดและแรงดันอินพุตค่าต่างๆ

V_{in}	ประสิทธิภาพ				
	1A	2A	3A	4A	5A
20V	91.36%	86.04%	84.74%	81.80%	80.65%
25V	89.47%	85.63%	83.03%	81.38%	80.16%

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.16 ความสัมพันธ์ระหว่างประสิทธิภาพและกระแสโหลดที่เปลี่ยนแปลง 1A ถึง 5A

จากตารางที่ 5.3 จะเห็นว่าวงจรต้นแบบในสถานะ $V_{in,max} = 20V$ $I_{o,min} = 1A$ มีประสิทธิภาพสูงสุดประมาณ 91.36% ขณะที่ในสถานะ $V_{in,min} = 25V$ $I_{o,max} = 5A$ มีประสิทธิภาพน้อยที่สุดประมาณ 80.16% และเมื่อพิจารณารูปที่ 5.16 จะเห็นว่าเมื่อกระแสโหลดเพิ่มสูงขึ้น ประสิทธิภาพจะลดลงทั้งนี้เนื่องจากผลของกำลังสูญเสียเนื่องจากการนำกระแสของมอสเฟต (conduction loss)

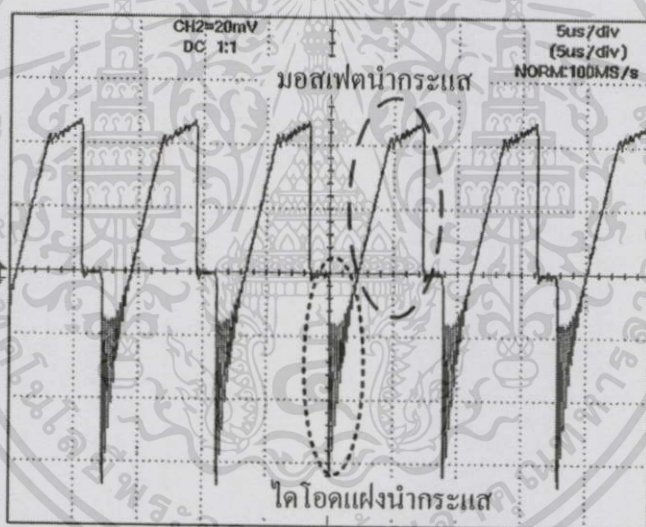
เมื่อเปรียบเทียบค่าประสิทธิภาพที่ได้จากวงจรต้นแบบควอซีเรโซแนนท์บัคคอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์ที่แรงดันศูนย์กับวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ปกติซึ่งแสดงไว้ใน [9] พบว่า ที่ความถี่ประมาณ 100kHz แรงดันอินพุต 20V และกระแสโหลด 5A วงจรบัคคอนเวอร์เตอร์มีประสิทธิภาพวัดได้ประมาณ 89% ขณะที่วงจรต้นแบบควอซีเรโซแนนท์บัคคอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์ที่แรงดันศูนย์ที่สถานะเดียวกันนี้ ประสิทธิภาพวัดได้ประมาณ 80.65% ที่เป็นเช่นนี้อาจเป็นเพราะ การทำงานที่ 100kHz เป็นความถี่ไม่สูงมากนัก ทำให้ switching loss ในวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ปกติไม่ได้เป็นส่วนสูญเสียที่มีนัยสำคัญ นอกจากนี้ แรงดันที่คร่อมมอสเฟตในขณะที่หยุดนำกระแสของวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ปกติมีค่าเท่ากับแรงดันอินพุต ซึ่งมีค่าต่ำ (20V) ประกอบกับความถี่สวิตช์ไม่สูงนัก เป็นผลทำให้ turn-on loss ($= \frac{1}{2} CV^2 f_s$) ไม่ได้เป็นส่วนสูญเสียที่มีนัยสำคัญด้วยเช่นกัน

ในส่วนของการสูญเสียในขณะมอสเฟตนำกระแส (conduction loss) พบว่า ค่า RMS ของกระแสที่ไหลผ่านมอสเฟตในวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ปกติ (รูปที่ 5.17(ก)) น้อยกว่าในวงจรควอซีเรโซแนนท์บัคคอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์ที่แรงดันศูนย์ (รูปที่ 5.17(ข)) นั่นคือวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ปกติจะมีค่า conduction loss น้อยกว่า นอกจากนี้ จากรูปที่ 5.17(ข) กระแสในช่วงซิกัลบะจะเป็น

กระแสที่ไหลผ่านไดโอดแฝงภายในมอสเฟต ผลของการนำกระแสของไดโอดแฝงนี้ ทำให้เกิด conduction loss และ reverse recovery loss อีกด้วย



(ก)



(ข)

รูปที่ 5.17 คลื่นกระแสไหลผ่านมอสเฟตของ (ก) บั๊กคอนเวอร์เตอร์ (ข) ควบซีโร โชนแทนท์บั๊กคอนเวอร์เตอร์แบบสวิทช์ที่แรงดันศูนย์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

จากผลการวิเคราะห์ห่ออกแบบและทดสอบวงจรควอซีเรโซแนนท์บัคคอนเวอร์เตอร์แบบ สวิตช์ที่แรงดันศูนย์ สามารถได้ข้อสรุปดังต่อไปนี้

(1) จากผลการวัดรูปคลื่นกระแสและแรงดันในวงจรต้นแบบ พบว่ารูปคลื่นที่ได้จากการวัด สอดคล้องกับรูปคลื่นที่ได้จากการวิเคราะห์ คือวงจรเกิดการสวิตช์ที่แรงดันศูนย์ โดยรูปคลื่นของ กระแสและแรงดันไม่เกิดการคาบเกี่ยวกันในระหว่างการเปลี่ยนสถานะการสวิตช์ ทำให้ไม่เกิดการ สูญเสียในลักษณะของ switching loss ทั้งในขณะที่สวิตช์เริ่มนำกระแสและเริ่มหยุดนำกระแส นอกจากนี้การที่สวิตช์นำกระแสที่แรงดันศูนย์ ยังทำให้ไม่เกิดการสูญเสียในลักษณะของ turn-on loss อีกด้วย การสวิตช์ที่แรงดันศูนย์นี้ควรจะต้องขึ้นตลอดย่านแรงดันอินพุตและกระแสโหลด แต่ จากผลการทดลองพบว่า มีเพียงกรณีแรงดันอินพุตสูงสุดและกระแสโหลดต่ำสุด เท่านั้นที่แรงดัน คร่อมสวิตช์ไม่เป็นศูนย์ขณะสวิตช์เริ่มนำกระแส ทั้งนี้สาเหตุอาจเกิดขึ้นเนื่องจากค่าความ คลาดเคลื่อนของอุปกรณ์ต่างๆที่ใช้ในวงจรต้นแบบ และค่าพารามิเตอร์ต่างๆในวงจร เมื่อพิจารณา รูปคลื่นรีปเปลของแรงดันเอาต์พุต (Δv_o) และกระแสโหลดผ่านตัวเหนี่ยวนำ (i_{Lr}) พบว่ามีลักษณะ รูปคลื่นเช่นเดียวกับวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ทั่วไป แต่รีปเปลของแรงดันเอาต์พุตและกระแสโหลด ผ่านตัวเหนี่ยวนำนี้จะเล็กลงเมื่อความถี่สูงขึ้น เนื่องจากวงจรควอซีเรโซแนนท์แบบสวิตช์ที่แรงดัน ศูนย์ใช้ความถี่สวิตช์ในการควบคุมแรงดันเอาต์พุต แต่วงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ทั่วไปใช้วิธีชดเชย ในการควบคุม โดยความถี่สวิตช์ไม่เปลี่ยนแปลง

(2) จากผลการวัดแรงดันเอาต์พุตและความถี่สวิตช์ของวงจรต้นแบบที่แรงดันอินพุตและ กระแสโหลดค่าต่างๆ จะพบว่าแรงดันเอาต์พุตแปรผกผันกับความถี่สวิตช์ ซึ่งเป็นไปตามสมการ แรงดันเอาต์พุตที่ได้จากการวิเคราะห์ (สมการที่ (2.35)) คือ เมื่อแรงดันอินพุตลดลง หรือกระแส โหลดสูงขึ้น แรงดันเอาต์พุตจะลดลง ความถี่ที่ใช้ในการสวิตช์จะต้องลดลงเพื่อรักษาแรงดัน เอาต์พุตให้คงที่ ในทางกลับกัน เมื่อแรงดันอินพุตเพิ่มขึ้นหรือกระแสโหลดลดลง ความถี่ที่ใช้ใน การสวิตช์จะต้องเพิ่มขึ้นเพื่อรักษาแรงดันเอาต์พุตให้คงที่ จากการทดลองพบว่า ตลอดย่านของ แรงดันอินพุตและกระแสโหลด แรงดันเอาต์พุตมีค่าเกือบคงที่ โดยมีการเปลี่ยนแปลงเพียง 26mV แสดงให้เห็นว่าวงจรชดเชย EA ที่ออกแบบทำให้วงจรสามารถรักษาระดับแรงดันเอาต์พุตได้ดี

(3) จากผลการวัดการตอบสนองแรงดันเอาต์พุตพบว่า เมื่อกระแสโหลดเปลี่ยนแปลงอย่าง ฉับพลันระหว่าง 1A กับ 3A แรงดันเอาต์พุตจะมีแรงดันตกและเพิ่มประมาณ 500mV โดยใช้เวลา ประมาณ 650us ในการเข้าสู่สภาวะคงตัวที่ 5V แสดงให้เห็นว่าวงจรชดเชย EA ที่ออกแบบสามารถ ทำให้ระบบมีผลตอบสนองที่รวดเร็ว

(4) จากผลการวัดประสิทธิภาพของวงจรต้นแบบ พบว่าประสิทธิภาพมีค่าอยู่ระหว่าง 80.16% ถึง 91.36% โดยประสิทธิภาพจะมากที่สุดที่สถานะแรงดันอินพุตต่ำสุดและกระแสโหลดต่ำสุด ขณะที่ประสิทธิภาพจะน้อยที่สุดที่สถานะแรงดันอินพุตสูงสุดและกระแสโหลดสูงสุด เนื่องจากผลของ conduction loss

ปัญหาที่พบในการทดลองและข้อเสนอแนะในการแก้ไข

(1) การแกว่งของรูปคลื่นแรงดันไดโอด (รูปที่ 5.6 และ 5.7) ซึ่งเกิดขึ้นเนื่องจากแรงดันไดโอดเพิ่มขึ้นอย่างทันทีทันใดจากศูนย์ไปเท่ากับแรงดันอินพุต การเปลี่ยนแปลงอย่างทันทีทันใดของแรงดันไดโอดนี้จะเหนี่ยวนำให้เกิดการออสซิลเลตของพาราซิติก (parasitic oscillation) ระหว่างตัวเหนี่ยวนำเรโซแนนท์และตัวเก็บประจุแฝงภายในไดโอด ผลของการออสซิลเลตนี้อาจจะส่งผลกระทบต่อเสถียรภาพการทำงานของวงจร ปัญหานี้แก้ไขได้โดยใช้วงจรมัลติเรโซแนนท์แบบสวิทช์ที่แรงดันศูนย์ (Zero-Voltage-Switch Multi Resonant Converters, ZVS-MRC)[10] ซึ่งเป็นการนำตัวเก็บประจุแฝงภายในไดโอดมาใช้ในการเรโซแนนท์ด้วย

(2) แรงดันคร่อมสวิทช์ในวงจรมีค่าค่อนข้างสูง (รูปที่ 5.4 และ 5.5) กล่าวคือ ในวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์โดยทั่วไป แรงดันคร่อมสวิทช์เท่ากับแรงดันอินพุต แต่สำหรับวงจรควอซีเรโซแนนท์คอนเวอร์เตอร์แบบสวิทช์ที่แรงดันศูนย์ แรงดันคร่อมสวิทช์สูงสุดมีค่าเท่ากับ $V_{in,max} + I_{o,max} Z_0$ ปัญหานี้แก้ไขได้โดยใช้วงจรควอซีสแควเวฟแบบสวิทช์ที่แรงดันศูนย์ (Zero-Voltage-Switch Quasi Square Wave Converters, ZVS-QSW) [11] ซึ่งมีลักษณะวงจรคล้ายกับวงจรควอซีเรโซแนนท์แบบสวิทช์ที่แรงดันศูนย์ แต่ต่างกันที่ตำแหน่งการวางตัวเก็บประจุเรโซแนนท์และตัวเหนี่ยวนำเรโซแนนท์เท่านั้น โดยแรงดันคร่อมสวิทช์ในวงจรชนิดนี้มีค่าเท่ากับแรงดันอินพุต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บรรณานุกรม

- [1] W. A. Tabisz, P. M. Gradzki and F. C. Lee, “Zero – Voltage – Switched Quasi - Resonant Buck and Flyback Converters—Experimental Results at 10MHz”, IEEE Transaction on Power Electronics, vol. 4, no. 2, pp. 194-204, April 1989.
- [2] A. Szabo, M Kansara and E.S. Ward, “A Unified Method for The Small Signal Modeling of Multi Resonant and Quasi Resonant Converters”, IEEE International Symposium, vol. 3, pp. 522 – 525, 31 May-3 Jun 1998.
- [3] S. Freeland and R.D. Middlebrook, “A Unified Analysis of Converters with Resonant Switches”, IEEE Power Electronics Specialists Conference Record, 1987, pages 20-30.
- [4] F. C. Lee, “High Frequency Quasi-Resonant Converter Technology”, Proc. IEEE, vol. 76, no.4, pp. 377-390, April 1988.
- [5] D. W. Hart, “Introduction to Power Electronics”, Prentice-Hall International, 1997.
- [6] R. W. Erickson, D. Maksimovic, “Fundamental of Power Electronics”, 2nd edition, Kluwer Academic, 2001.
- [7] L. Umanand, S. R. Bhat, “Design of Magnetic Components for Switched Mode Power Converters”, Wiley Eastern Limited, 1992.
- [8] L. Wofford, “A New Family of Integrated Circuits Controls Resonant Mode Power Converters”, Application Note (U-122), Unitrode Integrated Circuits Corporation.
- [9] กัณติชา กิตติพิรัชต์. “การออกแบบวงจรควบคุมของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบสวิตซ์”, วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต ภาควิชาวิศวกรรมระบบควบคุม, สถาบันเทคโนโลยี พระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2547.
- [10] W. A. Tabisz and F. C. Lee, “Zero –voltage -switching multiresonant technique -A novel Approach to improve performance of high -frequency quasi -resonant converters,” IEEE Trans. Power Electron., vol. 4, no. 4, pp. 450-458, Oct. 1989.
- [11] M. Schlecht, L. Casey, “Comparison of the square-wave and quasi-resonant topologies” , IEEE Trans. Power Electronics, Vol. 3, no. 1, pp. 83-92, Jan. 1988.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



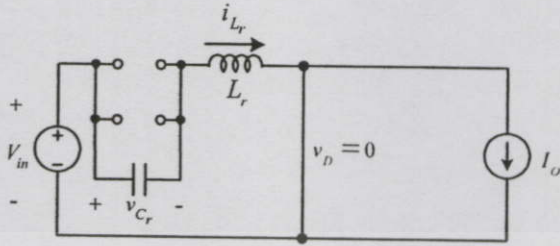
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ก.1 การหาสมการของแรงดันคร่อม C_r และกระแสไหลผ่าน L_r

จากวงจรสมมูลย์แสดงดังรูปที่ 2.8 รายละเอียดการหาสมการของแรงดันที่คร่อม C_r และกระแสไหลผ่าน L_r แสดงได้ดังนี้



รูปที่ ก.1 วงจรสมมูลย์แสดงการทำงานในช่วงเวลา $t_1 < t < t_2$

$$-V_{in} + v_{L_r} + v_{C_r} = 0 \quad (ก.1)$$

$$L_r \frac{d^2 i_{L_r}}{dt^2} + v_{C_r} = V_{in} \quad (ก.2)$$

$$L_r \frac{d^2 i_{L_r}}{dt^2} + \frac{dv_{C_r}}{dt} = 0 \quad (ก.3)$$

เมื่อ $\frac{dv_{C_r}}{dt} = \frac{i_{C_r}}{C_r} = \frac{i_{L_r}}{C_r}$ จะได้

$$L_r \frac{d^2 i_{L_r}}{dt^2} + \frac{i_{L_r}}{C_r} = 0 \quad (ก.4)$$

$$\frac{d^2 i_{L_r}}{dt^2} + \frac{i_{L_r}}{L_r C_r} = 0 \quad (ก.5)$$

ทำลาปลาซ (Laplace) สมการที่ (ก.5) จะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้า $I_{L_r}(s)$ हरทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$s^2 I_{L_r}(s) - s i_{L_r}(0) - i'_{L_r}(0) + \frac{i_{L_r}(s)}{L_r C_r} = 0 \quad (ก.6)$$

เมื่อ $i_{L_r}(0) = I_o$ และ $i'_{L_r}(0) = 0$ จะได้

$$I_{L_r}(s) \left(s^2 + \frac{1}{L_r C_r} \right) - s I_o = 0 \quad (ก.7)$$

$$I_{L_r}(s) = I_o \frac{s}{s^2 + \frac{1}{L_r C_r}} \quad (ก.8)$$

ทำอินเวอร์ซลาปลาซ (Inverse Laplace) สมการที่ (ก.8) จะได้สมการของกระแสไหลผ่าน L_r

$$i_{L_r} = I_o \cos \omega_0 t \quad (ก.9)$$

เนื่องจาก $i_{C_r} = i_{L_r}$ จะได้ $i_{C_r} = I_o \cos \omega_0 t$

จาก

$$v_c = \frac{1}{C} \int i_c dt \quad (ก.10)$$

จะได้

$$v_{C_r} = v_{C_r}(t_1) + \frac{1}{C_r} \int_{t_1}^t i_{C_r} dt \quad (ก.11)$$

$$v_{C_r} = V_{in} + \frac{1}{C_r} \int_{t_1}^t I_o \cos \omega_0 t dt \quad (ก.12)$$

$$v_{C_r} = V_{in} + \frac{I_o}{\omega_0 C_r} \sin \omega_0 t \quad (ก.13)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการศึกษา
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ $\omega_0 C_r = \sqrt{((1/\sqrt{L_r C_r})(C_r))^2} = \sqrt{(C_r^2/L_r C_r)} = \sqrt{(C_r/L_r)} = 1/Z_0$ จะได้สมการของแรงดันที่คร่อม C_r

$$v_{C_r} = V_{in} + I_o Z_0 \sin \omega_0 t \quad (\text{ก.14})$$

ก.2 การหาค่า k ในสมการสัญญาณขนาดเล็กของกระแสวิตซ์และแรงดันคร่อมไดโอด

(ก) การหาค่า k_{iv}

$$f_1(\bar{v}_{in}, \bar{I}_f, f_s) = \bar{i}_s = G \bar{I}_f \quad (\text{ก.15})$$

เมื่อ

$$G = 1 - \frac{f_n}{2\pi} \left[\sin^{-1} \left(\frac{V_{in}}{I_o Z_0} \right) + \pi + \frac{V_{in}}{2I_o Z_0} + \frac{I_o Z_0}{V_{in}} \left[1 + \sqrt{1 - \left(\frac{V_{in}}{I_o Z_0} \right)^2} \right] \right]$$

$$k_{iv} = \frac{\partial f_1(\bar{v}_{in}, I_o, f_s)}{\partial \bar{v}_{in}} \bigg|_{\bar{v}_{in}=V_{in}} = \left(\frac{\partial (GI_o)}{\partial \bar{v}_{in}} \right) \bigg|_{\bar{v}_{in}=V_{in}} \quad (\text{ก.16})$$

$$k_{iv} = \left(G \frac{\partial I_o}{\partial \bar{v}_{in}} + I_o \frac{\partial G}{\partial \bar{v}_{in}} \right) \bigg|_{\bar{v}_{in}=V_{in}} \quad (\text{ก.17})$$

พิจารณา $\frac{\partial G}{\partial \bar{v}_{in}}$ ในสมการที่ (ก.17)

$$\frac{\partial G}{\partial \bar{v}_{in}} = \frac{\partial}{\partial \bar{v}_{in}} \left(1 - \frac{f_s}{2\pi f_r} \left[\sin^{-1} \left(\frac{\bar{v}_{in}}{I_o Z_0} \right) + \pi + \frac{\bar{v}_{in}}{2I_o Z_0} + \frac{I_o Z_0}{\bar{v}_{in}} \left[1 + \sqrt{1 - \left(\frac{\bar{v}_{in}}{I_o Z_0} \right)^2} \right] \right] \right) \quad (\text{ก.18})$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้เผยแพร่โดยไม่ขออนุญาตจากเจ้าของลิขสิทธิ์
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{\partial G}{\partial \bar{v}_{in}} = 0 - \frac{f_s}{2\pi f_r} \left(\frac{1}{I_o Z_o} \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{\bar{v}_{in}}{I_o Z_o}\right)^2}} + 0 + \frac{1}{2I_o Z_o} + \frac{\partial}{\partial \bar{v}_{in}} \left(\frac{I_o Z_o}{\bar{v}_{in}} \left[1 + \sqrt{1 - \left(\frac{\bar{v}_{in}}{I_o Z_o}\right)^2} \right] \right) \right) \quad (\text{ก.19})$$

พิจารณา $\frac{\partial}{\partial \bar{v}_{in}} \left(\frac{I_o Z_o}{\bar{v}_{in}} \left[1 + \sqrt{1 - \left(\frac{\bar{v}_{in}}{I_o Z_o}\right)^2} \right] \right)$ ในสมการที่ (ก.19) เท่ากับ A_1

$$A_1 = \frac{I_o Z_o}{\bar{v}_{in}} \frac{\partial}{\partial \bar{v}_{in}} \left[1 + \sqrt{1 - \left(\frac{\bar{v}_{in}}{I_o Z_o}\right)^2} \right] + \left[1 + \sqrt{1 - \left(\frac{\bar{v}_{in}}{I_o Z_o}\right)^2} \right] \frac{\partial}{\partial \bar{v}_{in}} \frac{I_o Z_o}{\bar{v}_{in}} \quad (\text{ก.20})$$

$$A_1 = \frac{I_o Z_o}{\bar{v}_{in}} \left[0 + \frac{1}{2\sqrt{1 - \left(\frac{\bar{v}_{in}}{I_o Z_o}\right)^2}} \left(\frac{-2\bar{v}_{in}}{I_o^2 Z_o^2} \right) + \left[1 + \sqrt{1 - \left(\frac{\bar{v}_{in}}{I_o Z_o}\right)^2} \right] \left(\frac{-I_o Z_o}{\bar{v}_{in}^2} \right) \right] \quad (\text{ก.21})$$

$$A_1 = -\frac{1}{I_o Z_o \sqrt{1 - \left(\frac{\bar{v}_{in}}{I_o Z_o}\right)^2}} + \left[1 + \sqrt{1 - \left(\frac{\bar{v}_{in}}{I_o Z_o}\right)^2} \right] \left(\frac{-I_o Z_o}{\bar{v}_{in}^2} \right) \quad (\text{ก.22})$$

แทนค่า A_1 ในสมการที่ (ก.22) ลงในสมการที่ (ก.19) จะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{\partial G}{\partial \bar{v}_{in}} = 0 - \frac{f_s}{2\pi f_r} \left(\frac{1}{I_o Z_0 \sqrt{1 - \left(\frac{\bar{v}_{in}}{I_o Z_0}\right)^2}} + 0 + \frac{1}{2I_o Z_0} - \frac{1}{I_o Z_0 \sqrt{1 - \left(\frac{\bar{v}_{in}}{I_o Z_0}\right)^2}} + \left[1 + \sqrt{1 - \left(\frac{\bar{v}_{in}}{I_o Z_0}\right)^2} \right] \left(\frac{-I_o Z_0}{\bar{v}_{in}^2} \right) \right) \quad (ก.23)$$

$$\frac{\partial G}{\partial \bar{v}_{in}} = -\frac{f_s}{2\pi f_r} \left(\frac{1}{2I_o Z_0} - \left[1 + \sqrt{1 - \left(\frac{\bar{v}_{in}}{I_o Z_0}\right)^2} \right] \left(\frac{I_o Z_0}{\bar{v}_{in}^2} \right) \right) \quad (ก.24)$$

แทนค่า $\frac{\partial G}{\partial \bar{v}_{in}}$ ในสมการที่ (ก.24) ลงในสมการที่ (ก.17) จะได้

$$k_{iv} = \left(G \frac{\partial I_o}{\partial \bar{v}_{in}} + I_o \frac{-f_s}{2\pi f_r} \left(\frac{1}{2I_o Z_0} - \left[1 + \sqrt{1 - \left(\frac{\bar{v}_{in}}{I_o Z_0}\right)^2} \right] \left(\frac{I_o Z_0}{\bar{v}_{in}^2} \right) \right) \right) \Bigg|_{\bar{v}_{in}=V_{in}} \quad (ก.25)$$

$$k_{iv} = \left(0 - \frac{f_s}{2\pi f_r} \left(\frac{I_o}{2I_o Z_0} - \left[1 + \sqrt{1 - \left(\frac{\bar{v}_{in}}{I_o Z_0}\right)^2} \right] \left(\frac{I_o^2 Z_0}{\bar{v}_{in}^2} \right) \right) \right) \Bigg|_{\bar{v}_{in}=V_{in}} \quad (ก.26)$$

$$k_{iv} = -\frac{f_s}{2\pi f_r} \left(\frac{1}{2Z_0} - \left[1 + \sqrt{1 - \left(\frac{V_{in}}{I_o Z_0}\right)^2} \right] \left(\frac{I_o^2 Z_0}{V_{in}^2} \right) \right) \quad (ก.27)$$

$$k_{iv} = -\frac{I_o^2 Z_0 f_n}{V_{in}^2 2\pi} \left(\frac{1}{2} \left(\frac{V_{in}}{I_o Z_0} \right)^2 - \left[1 + \sqrt{1 - \left(\frac{V_{in}}{I_o Z_0}\right)^2} \right] \right) \quad (ก.28)$$

ไม่ว่ากรณีใดทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีได้แก่ แปลงเนื้อหา และตั้งอย่างอื่นจึงแจ้งใจของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(ข) การหาค่า k_{ii}

$$f_1(\bar{v}_{in}, \bar{i}_{L_f}, f_s) = \bar{i}_s = G \bar{i}_{L_f} \quad (ก.29)$$

เมื่อ

$$G = 1 - \frac{f_n}{2\pi} \left(\sin^{-1} \left(\frac{V_{in}}{I_o Z_o} \right) + \pi + \frac{V_{in}}{2I_o Z_o} + \frac{I_o Z_o}{V_{in}} \left[1 + \sqrt{1 - \left(\frac{V_{in}}{I_o Z_o} \right)^2} \right] \right)$$

$$k_{ii} = \left. \frac{\partial f_1(\bar{v}_{in}, \bar{i}_{L_f}, f_s)}{\partial \bar{i}_{L_f}} \right|_{\bar{i}_{L_f} = I_o} = \left. \left(\frac{\partial(G \bar{i}_{L_f})}{\partial \bar{i}_{L_f}} \right) \right|_{\bar{i}_{L_f} = I_o} \quad (ก.30)$$

$$k_{ii} = \left. \left(G \frac{\partial \bar{i}_{L_f}}{\partial \bar{i}_{L_f}} + \bar{i}_{L_f} \frac{\partial G}{\partial \bar{i}_{L_f}} \right) \right|_{\bar{i}_{L_f} = I_o} \quad (ก.31)$$

พิจารณา $\frac{\partial G}{\partial \bar{i}_{L_f}}$ ในสมการที่ (ก.31)

$$\frac{\partial G}{\partial \bar{i}_{L_f}} = \frac{\partial}{\partial \bar{i}_{L_f}} \left(1 - \frac{f_n}{2\pi f_r} \left[\sin^{-1} \left(\frac{V_{in}}{\bar{i}_{L_f} Z_o} \right) + \pi + \frac{V_{in}}{2\bar{i}_{L_f} Z_o} + \frac{\bar{i}_{L_f} Z_o}{V_{in}} \left[1 + \sqrt{1 - \left(\frac{V_{in}}{\bar{i}_{L_f} Z_o} \right)^2} \right] \right] \right) \quad (ก.32)$$

$$\frac{\partial G}{\partial \bar{i}_{L_f}} = 0 - \frac{f_n}{2\pi f_r} \left(\frac{-V_{in}}{\bar{i}_{L_f}^2 Z_o} \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{V_{in}}{\bar{i}_{L_f} Z_o} \right)^2}} + 0 + \frac{-V_{in}}{2\bar{i}_{L_f}^2 Z_o} + \frac{\partial}{\partial \bar{i}_{L_f}} \left(\frac{\bar{i}_{L_f} Z_o}{V_{in}} \left[1 + \sqrt{1 - \left(\frac{V_{in}}{\bar{i}_{L_f} Z_o} \right)^2} \right] \right) \right) \quad (ก.33)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาดูงาน ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ในการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงแหล่งที่มาของการจัดทำเอกสารนี้ไว้ด้วย

พิจารณา $\frac{\partial}{\partial \bar{i}_{L_f}} \left(\frac{\bar{i}_{L_f} Z_0}{V_{in}} \left[1 + \sqrt{1 - \left(\frac{V_{in}}{\bar{i}_{L_f} Z_0} \right)^2} \right] \right)$ ในสมการที่ (ก.33) เท่ากับ A_2

$$A_2 = \frac{\bar{i}_{L_f} Z_0}{V_{in}} \frac{\partial}{\partial \bar{i}_{L_f}} \left[1 + \sqrt{1 - \left(\frac{V_{in}}{\bar{i}_{L_f} Z_0} \right)^2} \right] + \left[1 + \sqrt{1 - \left(\frac{V_{in}}{\bar{i}_{L_f} Z_0} \right)^2} \right] \frac{\partial}{\partial \bar{i}_{L_f}} \frac{\bar{i}_{L_f} Z_0}{V_{in}} \quad (\text{ก.34})$$

$$A_2 = \frac{\bar{i}_{L_f} Z_0}{V_{in}} \left[0 + \frac{1}{2 \sqrt{1 - \left(\frac{V_{in}}{\bar{i}_{L_f} Z_0} \right)^2}} \left(\frac{V_{in}^2 \cdot 2 \bar{i}_{L_f}}{Z_0^2 \bar{i}_{L_f}^4} \right) \right] + \left[1 + \sqrt{1 - \left(\frac{V_{in}}{\bar{i}_{L_f} Z_0} \right)^2} \right] \left(\frac{Z_0}{V_{in}} \right) \quad (\text{ก.35})$$

$$A_2 = \frac{V_{in}}{\bar{i}_{L_f}^2 Z_0 \sqrt{1 - \left(\frac{V_{in}}{\bar{i}_{L_f} Z_0} \right)^2}} + \left[1 + \sqrt{1 - \left(\frac{V_{in}}{\bar{i}_{L_f} Z_0} \right)^2} \right] \left(\frac{Z_0}{V_{in}} \right) \quad (\text{ก.36})$$

แทนค่า A_2 ในสมการที่ (ก.36) ลงในสมการที่ (ก.33) จะได้

$$\frac{\partial G}{\partial \bar{i}_{L_f}} = 0 - \frac{f_s}{2\pi f_r} \left[\frac{-V_{in}}{\bar{i}_{L_f}^2 Z_0 \sqrt{1 - \left(\frac{V_{in}}{\bar{i}_{L_f} Z_0} \right)^2}} + 0 + \frac{-V_{in}}{2 \bar{i}_{L_f}^2 Z_0} + \frac{V_{in}}{\bar{i}_{L_f}^2 Z_0 \sqrt{1 - \left(\frac{V_{in}}{\bar{i}_{L_f} Z_0} \right)^2}} + \left[1 + \sqrt{1 - \left(\frac{V_{in}}{\bar{i}_{L_f} Z_0} \right)^2} \right] \left(\frac{Z_0}{V_{in}} \right) \right] \quad (\text{ก.37})$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานในสถานศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{\partial G}{\partial \bar{i}_{L_f}} = -\frac{f_s}{2\pi f_r} \left(\frac{-V_{in}}{2\bar{i}_{L_f}^2 Z_0} + \left[1 + \sqrt{1 - \left(\frac{V_{in}}{\bar{i}_{L_f} Z_0} \right)^2} \right] \left(\frac{Z_0}{V_{in}} \right) \right) \quad (ก.38)$$

แทนค่า $\frac{\partial G}{\partial \bar{i}_{L_f}}$ ในสมการที่ (ก.38) ลงในสมการที่ (ก.31) จะได้

$$k_{ii} = \left(G \frac{\partial \bar{i}_{L_f}}{\partial \bar{i}_{L_f}} + \bar{i}_{L_f} \frac{-f_s}{2\pi f_r} \left(\frac{-V_{in}}{2\bar{i}_{L_f}^2 Z_0} + \left[1 + \sqrt{1 - \left(\frac{V_{in}}{\bar{i}_{L_f} Z_0} \right)^2} \right] \left(\frac{Z_0}{V_{in}} \right) \right) \right) \Bigg|_{\bar{i}_{L_f} = I_o} \quad (ก.39)$$

$$k_{ii} = \left(G + \frac{f_s}{2\pi f_r} \left(\frac{V_{in}}{2\bar{i}_{L_f} Z_0} + \left[1 + \sqrt{1 - \left(\frac{V_{in}}{\bar{i}_{L_f} Z_0} \right)^2} \right] \left(\frac{\bar{i}_{L_f} Z_0}{V_{in}} \right) \right) \right) \Bigg|_{\bar{i}_{L_f} = I_o} \quad (ก.40)$$

$$k_{ii} = G + \frac{f_s}{2\pi f_r} \left(\frac{V_{in}}{2I_o Z_0} + \left[1 + \sqrt{1 - \left(\frac{V_{in}}{I_o Z_0} \right)^2} \right] \left(\frac{I_o Z_0}{V_{in}} \right) \right) \quad (ก.41)$$

$$k_{ii} = G + \frac{I_o Z_0 f_n}{V_{in} 2\pi} \left(\frac{1}{2} \left(\frac{V_{in}}{I_o Z_0} \right)^2 - \left[1 + \sqrt{1 - \left(\frac{V_{in}}{I_o Z_0} \right)^2} \right] \right) \quad (ก.42)$$

(ค) การหาค่า k_{if}

$$f_1(\bar{v}_{in}, \bar{i}_{L_f}, f_s) = \bar{i}_s = G \bar{i}_{L_f} \quad (ก.43)$$

เมื่อ

$$G = 1 - \frac{f_n}{2\pi} \left(\sin^{-1} \left(\frac{V_{in}}{I_o Z_0} \right) + \pi + \frac{V_{in}}{2I_o Z_0} + \frac{I_o Z_0}{V_{in}} \left[1 + \sqrt{1 - \left(\frac{V_{in}}{I_o Z_0} \right)^2} \right] \right)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้กันเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์อื่นใด การคัดลอกหรือการนำข้อมูลไปใช้โดยไม่ได้รับอนุญาตถือว่าผิดกฎหมาย

$$k_{if} = \left. \frac{\partial f_1(V_{in}, I_o, f_s)}{\partial f_s} \right|_{f_s=f_s} = \left(\frac{\partial(GI_o)}{\partial f_s} \right) \bigg|_{f_s=f_s} \quad (ก.44)$$

$$k_{if} = \left(G \frac{\partial I_o}{\partial f_s} + I_o \frac{\partial G}{\partial f_s} \right) \bigg|_{f_s=f_s} \quad (ก.45)$$

พิจารณา $\frac{\partial G}{\partial f_s}$ ในสมการที่ (ก.45)

$$\frac{\partial G}{\partial f_s} = \frac{\partial}{\partial f_s} \left[\frac{1 - \frac{f_s}{f_r}}{2\pi f_r} \left(\sin^{-1} \left(\frac{V_{in}}{I_o Z_0} \right) + \pi + \frac{V_{in}}{2I_o Z_0} \right) + \frac{I_o Z_0}{V_{in}} \left[1 + \sqrt{1 - \left(\frac{V_{in}}{I_o Z_0} \right)^2} \right] \right] \quad (ก.46)$$

$$\frac{\partial G}{\partial f_s} = \frac{1}{2\pi f_r} \left(\sin^{-1} \left(\frac{V_{in}}{I_o Z_0} \right) + \pi + \frac{V_{in}}{2I_o Z_0} \right) + \frac{I_o Z_0}{V_{in}} \left[1 + \sqrt{1 - \left(\frac{V_{in}}{I_o Z_0} \right)^2} \right] \quad (ก.47)$$

แทน $\frac{\partial G}{\partial f_s}$ ในสมการที่ (ก.47) ลงในสมการที่ (ก.45) จะได้

$$k_{if} = \left(G \frac{\partial I_o}{\partial f_s} + I_o \frac{-1}{2\pi f_r} \left(\sin^{-1} \left(\frac{V_{in}}{I_o Z_0} \right) + \pi + \frac{V_{in}}{2I_o Z_0} \right) + \frac{I_o Z_0}{V_{in}} \left[1 + \sqrt{1 - \left(\frac{V_{in}}{I_o Z_0} \right)^2} \right] \right) \bigg|_{f_s=f_s} \quad (ก.48)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานที่อนุญาตเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา VLSI ต้องอ้างอิงถึงเจ้าของลิขสิทธิ์ที่มีการนำไปใช้

$$k_{if} = -\frac{I_o}{2\pi f_r} \left(\sin^{-1} \left(\frac{V_{in}}{I_o Z_o} \right) + \pi + \frac{V_{in}}{2I_o Z_o} + \frac{I_o Z_o}{V_{in}} \left[1 + \sqrt{1 - \left(\frac{V_{in}}{I_o Z_o} \right)^2} \right] \right) \quad (ก.49)$$

(ง) การหาค่า k_{vv}

$$f_2(\bar{v}_{in}, \bar{i}_{L_f}, f_s) = \bar{v}_D = G\bar{v}_{in} \quad (ก.50)$$

เมื่อ

$$G = 1 - \frac{f_n}{2\pi} \left(\sin^{-1} \left(\frac{V_{in}}{I_o Z_o} \right) + \pi + \frac{V_{in}}{2I_o Z_o} + \frac{I_o Z_o}{V_{in}} \left[1 + \sqrt{1 - \left(\frac{V_{in}}{I_o Z_o} \right)^2} \right] \right)$$

$$k_{vv} = \frac{\partial f_2(\bar{v}_{in}, I_o, f_s)}{\partial \bar{v}_{in}} \bigg|_{\bar{v}_{in}=V_{in}} = \left(\frac{\partial(G\bar{v}_{in})}{\partial \bar{v}_{in}} \right) \bigg|_{\bar{v}_{in}=V_{in}} \quad (ก.51)$$

$$k_{vv} = \left(G \frac{\partial \bar{v}_{in}}{\partial \bar{v}_{in}} + \bar{v}_{in} \frac{\partial G}{\partial \bar{v}_{in}} \right) \bigg|_{\bar{v}_{in}=V_{in}} \quad (ก.52)$$

แทนค่า $\frac{\partial G}{\partial \bar{v}_{in}}$ ในสมการที่ (ก.24) ลงในสมการที่ (ก.52) จะได้

$$k_{vv} = \left(G \frac{\partial \bar{v}_{in}}{\partial \bar{v}_{in}} + \bar{v}_{in} \frac{-f_s}{2\pi f_r} \left(\frac{1}{2I_o Z_o} - \frac{1}{\left[1 + \sqrt{1 - \left(\frac{\bar{v}_{in}}{I_o Z_o} \right)^2} \right]} \left(\frac{I_o Z_o}{\bar{v}_{in}^2} \right) \right) \right) \bigg|_{\bar{v}_{in}=V_{in}} \quad (ก.53)$$

$$k_{vv} = \left(G - \frac{f_s}{2\pi f_r} \left(\frac{\bar{v}_{in}}{2I_o Z_o} - \frac{1}{\left[1 + \sqrt{1 - \left(\frac{\bar{v}_{in}}{I_o Z_o} \right)^2} \right]} \left(\frac{I_o Z_o}{\bar{v}_{in}} \right) \right) \right) \bigg|_{\bar{v}_{in}=V_{in}} \quad (ก.54)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$k_{vv} = G - \frac{f_s}{2\pi f_r} \left(\frac{V_{in}}{2I_o Z_o} - \left[1 + \sqrt{1 - \left(\frac{V_{in}}{I_o Z_o} \right)^2} \right] \left(\frac{I_o Z_o}{V_{in}} \right) \right) \quad (ก.55)$$

$$k_{vv} = G - \frac{I_o Z_o f_n}{V_{in} 2\pi} \left(\frac{1}{2} \left(\frac{V_{in}}{I_o Z_o} \right)^2 - \left[1 + \sqrt{1 - \left(\frac{V_{in}}{I_o Z_o} \right)^2} \right] \right) \quad (ก.56)$$

(จ) การหาค่า k_{vi}

$$f_2(\bar{v}_{in}, \bar{i}_{L_f}, f_s) = \bar{v}_D = G \bar{v}_{in} \quad (ก.57)$$

เมื่อ

$$G = 1 - \frac{f_n}{2\pi} \left(\sin^{-1} \left(\frac{V_{in}}{I_o Z_o} \right) + \pi + \frac{V_{in}}{2I_o Z_o} + \frac{I_o Z_o}{V_{in}} \left[1 + \sqrt{1 - \left(\frac{V_{in}}{I_o Z_o} \right)^2} \right] \right) \quad (ก.58)$$

$$k_{vi} = \frac{\partial f_2(\bar{v}_{in}, \bar{i}_{L_f}, f_s)}{\partial \bar{i}_{L_f}} \bigg|_{\bar{i}_{L_f} = I_o} = \left(\frac{\partial (G \bar{v}_{in})}{\partial \bar{i}_{L_f}} \right) \bigg|_{\bar{i}_{L_f} = I_o} \quad (ก.58)$$

$$k_{vi} = \left(G \frac{\partial \bar{v}_{in}}{\partial \bar{i}_{L_f}} + \bar{v}_{in} \frac{\partial G}{\partial \bar{i}_{L_f}} \right) \bigg|_{\bar{i}_{L_f} = I_o} \quad (ก.59)$$

แทนค่า $\frac{\partial G}{\partial \bar{i}_{L_f}}$ ในสมการที่ (ก.38) ลงในสมการที่ (ก.59) จะได้

$$k_{vi} = \left(G \frac{\partial \bar{v}_{in}}{\partial \bar{i}_{L_f}} + \bar{v}_{in} \frac{-f_s}{2\pi f_r} \left(\frac{-V_{in}}{2 \bar{i}_{L_f}^2 Z_o} + \left[1 + \sqrt{1 - \left(\frac{V_{in}}{\bar{i}_{L_f} Z_o} \right)^2} \right] \left(\frac{Z_o}{V_{in}} \right) \right) \right) \bigg|_{\bar{i}_{L_f} = I_o} \quad (ก.60)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้หรือเผยแพร่ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$k_{vi} = \frac{Z_0 f_s}{2\pi f_r} \left(\frac{1}{2} \left(\frac{V_{in}}{I_o Z_0} \right)^2 - \left[1 + \sqrt{1 - \left(\frac{V_{in}}{I_o Z_0} \right)^2} \right] \right) \quad (ก.61)$$

(จ) การหาค่า k_{vf}

$$f_2(\bar{v}_{in}, \bar{i}_{L_f}, f_s) = \bar{v}_D = G\bar{v}_{in} \quad (ก.62)$$

เมื่อ

$$G = 1 - \frac{f_n}{2\pi} \left(\sin^{-1} \left(\frac{V_{in}}{I_o Z_0} \right) + \pi + \frac{V_{in}}{2I_o Z_0} + \frac{I_o Z_0}{V_{in}} \left[1 + \sqrt{1 - \left(\frac{V_{in}}{I_o Z_0} \right)^2} \right] \right)$$

$$k_{vf} = \frac{\partial f_2(v_{in}, I_o, f_s)}{\partial f_s} \bigg|_{f_s=f_s} = \left(\frac{\partial(GV_{in})}{\partial f_s} \right) \bigg|_{f_s=f_s} \quad (ก.63)$$

$$k_{vf} = \left(G \frac{\partial V_{in}}{\partial f_s} + V_{in} \frac{\partial G}{\partial f_s} \right) \bigg|_{f_s=f_s} \quad (ก.64)$$

แทน $\frac{\partial G}{\partial f_s}$ ในสมการที่ (ก.47) ลงในสมการที่ (ก.64) จะได้

$$k_{vf} = \left(G \frac{\partial V_{in}}{\partial f_s} + V_{in} \frac{-1}{2\pi f_r} \left(\sin^{-1} \left(\frac{V_{in}}{I_o Z_0} \right) + \pi + \frac{V_{in}}{2I_o Z_0} + \frac{I_o Z_0}{V_{in}} \left[1 + \sqrt{1 - \left(\frac{V_{in}}{I_o Z_0} \right)^2} \right] \right) \right) \bigg|_{f_s=f_s} \quad (ก.65)$$

$$k_{vf} = \frac{V_{in}}{2\pi f_r} \left(\sin^{-1} \left(\frac{V_{in}}{I_o Z_0} \right) + \pi + \frac{V_{in}}{2I_o Z_0} + \frac{I_o Z_0}{V_{in}} \left[1 + \sqrt{1 - \left(\frac{V_{in}}{I_o Z_0} \right)^2} \right] \right) \quad (ก.66)$$



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในการออกแบบสร้างตัวเหนี่ยวนำ สิ่งสำคัญที่ต้องคำนึงถึงคือ ตัวเหนี่ยวนำจะต้องไม่อิ่มตัวแม้ในขณะที่กระแสเอ็ดฟุตมีค่าสูงสุด โดยวิธีการออกแบบที่ใช้คือ วิธีการกำหนดขนาดของแกนด้วยค่าผลคูณพื้นที่ (area product, A_p) ระหว่างพื้นที่ที่ตัดขวางของแกน (core cross section area, A_c) กับพื้นที่ที่ใช้บรรจุขดลวด (window area, A_w) ซึ่งค่าผลคูณพื้นที่ดังกล่าวแสดงได้ดังสมการที่ (ข.1) [7]

$$A_p = A_c A_w = \frac{2E}{k_w k_c J B_{\max}} \quad (\text{ข.1})$$

โดยที่

A_p	คือ ค่าผลคูณพื้นที่ระหว่างพื้นที่ที่ตัดขวางของแกนกับพื้นที่ที่ใช้บรรจุขดลวด
A_c	คือ พื้นที่ที่ตัดขวางของแกน
A_w	คือ พื้นที่ที่ใช้บรรจุขดลวด
E	คือ พลังงานที่สะสมในตัวเหนี่ยวนำ
k_w	คือ ค่าตัวประกอบการใช้ประโยชน์พื้นที่ที่ใช้บรรจุขดลวด
k_c	คือ อัตราส่วนระหว่างกระแสสูงสุดกับกระแสอาร์เอ็มเอสของตัวเหนี่ยวนำ (crest factor)
J	คือ ความหนาแน่นกระแสในเส้นลวดทองแดง
B_{\max}	คือ ความหนาแน่นฟลักซ์สูงสุด

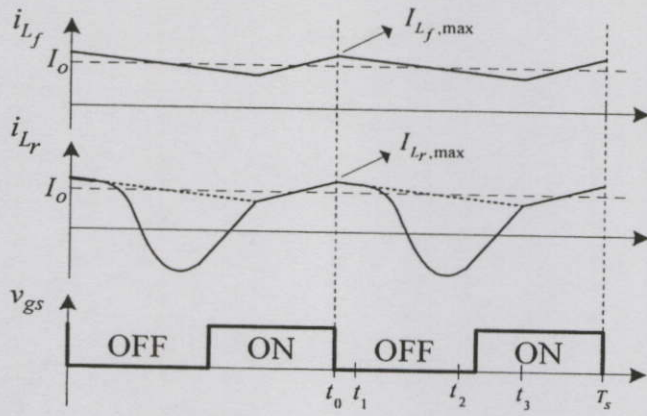
พลังงานที่สะสมในตัวเหนี่ยวนำคำนวณได้จากสมการที่ (ข.2) [7]

$$E = \frac{1}{2} L I_{L,\max}^2 \quad (\text{ข.2})$$

โดยที่

$I_{L,\max}$ คือกระแสสูงสุดไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ ข.1 รูปคลื่น i_{L_f} i_{L_r} และ v_{gs}

จากรูปที่ ข.1 พิจารณากระแสไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ (i_{L_f}) และกระแสไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ เรโซแนนท์ (i_{L_r}) ในทางปฏิบัติ ซึ่งคำนึงถึงผลของระลอกคลื่น (ripple) จะเห็นได้ว่ากระแสสูงสุดที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำทั้งสองมีค่าเท่ากัน หาได้จากสมการที่ (ข.3) ซึ่งเป็นสมการกระแสสูงสุดไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำของวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์นั่นเอง

$$I_{L_f,max} = \bar{i}_{L_f} + \frac{\Delta I_{L_f}}{2} \tag{ข.3}$$

โดยที่

- $I_{L_f,max}$ คือ กระแสสูงสุดของตัวเหนี่ยวนำบัคคอนเวอร์เตอร์
- \bar{i}_{L_f} คือ กระแสเฉลี่ยของตัวเหนี่ยวนำบัคคอนเวอร์เตอร์
- ΔI_{L_f} คือ ริปเปิลของกระแสตัวเหนี่ยวนำบัคคอนเวอร์เตอร์

พิจารณาที่กระแสเอาต์พุตของวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์มีค่าสูงสุด $\bar{i}_{L_f} = I_0 = 5A$ และกำหนดให้ $\Delta I_{L_f} = 10\% \bar{i}_{L_f}$ จะได้ $I_{L_f,max} = 5.25A$ ซึ่งมีค่าเท่ากับกระแสไหลที่ผ่านตัวเหนี่ยวนำเรโซแนนท์สูงสุด $I_{L_r,max} = I_{L_f,max} = 5.25A$ จะได้ $E = 1.64 \times 10^{-4} J$ นำไปแทนในสมการที่ (ข.1) โดยกำหนดให้ $k_w = 0.6$ $k_c = 1$ $J = 3 \times 10^6 A/m^2$ และ $B_{max} = 0.2T$ ทำให้ได้ $A_p = 911mm^4$ จึงเลือกแกนเฟอร์ไรต์แบบ EER28 ($A_c = 87.7mm^2$ $A_w = 81.2mm^2$ $A_p = 7121.2mm^4$) ซึ่ง

มีค่าผลคูณพื้นที่ A_p มากกว่าค่าที่คำนวณได้

จำนวนรอบของลวดทองแดงที่ใช้พันตัวเหนี่ยวนำคำนวณได้จากสมการที่ (ข.4) [7]

$$N = \frac{L_r I_{L_r, \max}}{A_c B_{\max}} \quad (\text{ข.4})$$

โดยที่

N คือ จำนวนรอบของลวดทองแดงที่ใช้พันตัวเหนี่ยวนำ

จะได้ $N = 4$ รอบ ระยะของช่องอากาศ (air gap) ที่ทำให้ได้ค่าความเหนี่ยวนำที่ต้องการคำนวณได้จากสมการที่ (ข.5) [7]

$$l_g = \frac{4\pi \times 10^{-7} N^2 A_c}{L_r} \quad (\text{ข.5})$$

โดยที่

l_g

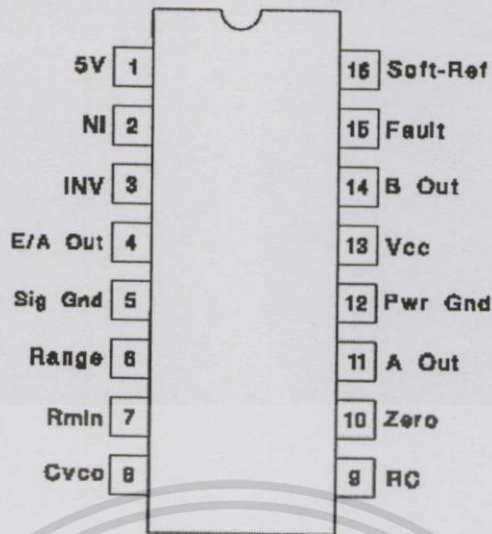
คือ ความยาวของช่องอากาศ

$l_g = 0.15 \text{ mm}$ สำหรับตัวเหนี่ยวนำเรโซแนนท์

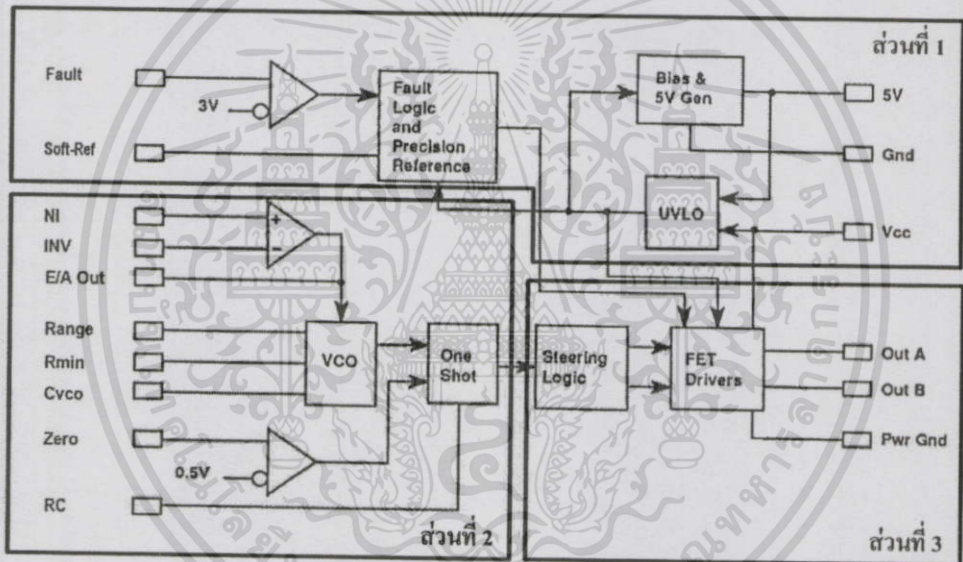
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก)



(ข)

รูปที่ ค.1 (ก) ไอซี UC3864 (ข) โครงสร้างภายในไอซี

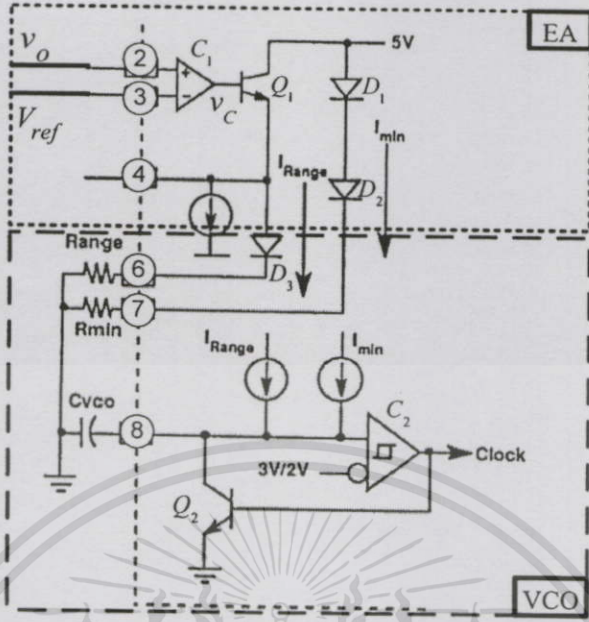
ไอซี UC3864 และบล็อกไดอะแกรม วงจรภายในแสดงดังรูปที่ (ค.1) แบ่งได้เป็น 3 ส่วน [8] คือ

- ส่วนที่ 1 ทำหน้าที่สร้างไฟเลี้ยงให้กับวงจรภายใน สร้างแรงดันอ้างอิง ป้องกันความเสียหายที่จะเกิดขึ้นกับไอซี

- ส่วนที่ 2 เป็นวงจรควบคุมแรงดันเอาต์พุต ซึ่งประกอบด้วย วงจรขยายความผิดพลาด (Error Amplifier, EA) วงจรเปลี่ยนแรงดันควบคุมเป็นความถี่ (Voltage Control Oscillator, VCO) และวงจรกำหนดช่วงเวลาหยุดนำกระแส (One Shot Timer, OST)

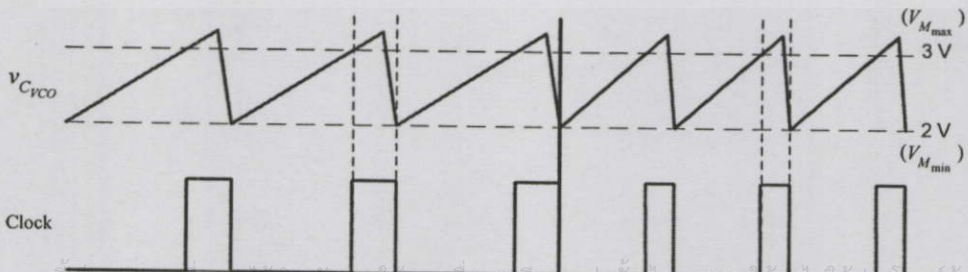
- ส่วนที่ 3 เป็นวงจรภาคเอาต์พุตสำหรับขับแกตมอสเฟต

ในที่นี้จะกล่าวเฉพาะถึงการทำงานของส่วนควบคุมแรงดันเอาต์พุต



รูปที่ ค.2 โครงสร้างภายในวงจรขยายความผิดพลาด (EA) และวงจรเปลี่ยนแรงดันควบคุมเป็นความถี่ (VCO)

จากรูปที่ ค.2 เริ่มพิจารณาที่ขา 7 ของไอซีก่อนซึ่งเป็นส่วนที่กำหนดความถี่สวิตซ์ต่ำสุด ($f_{s,min}$) ที่ใช้ในวงจร เมื่อมีตัวต้านทาน R_{min} มาต่อที่ขา 7 จะทำให้ D_1 และ D_2 นำกระแส และมีแรงดัน 5V คร่อม R_{min} ทำให้เกิดกระแส I_{min} ไปชาร์จตัวเก็บประจุ C_{vco} ซึ่งต่ออยู่ที่ขา 8 แรงดัน $v_{C_{vco}}$ จะเพิ่มขึ้นอย่างเป็นเชิงเส้นจนกระทั่งมีค่าเท่ากับ 3V เอาต์พุตที่ได้จากคอมพาราเตอร์ก็จะเปลี่ยนเป็นสถานะสูง (high state) ไปสั่งสวิตซ์ Q_2 นำกระแส ทำให้ C_{vco} คายประจุ ส่งผลให้ $v_{C_{vco}}$ ลดลงอย่างรวดเร็วจนกระทั่งมีค่าเท่ากับ 2V เอาต์พุตที่ได้จากคอมพาราเตอร์ก็จะเปลี่ยนเป็นสถานะต่ำ (low state) ทำให้ Q_2 หยุดนำกระแส จากนั้น I_{min} ก็จะเริ่มชาร์จตัวเก็บประจุ C_{vco} อีกครั้งหนึ่ง การทำงานที่กล่าวมาสามารถแสดงได้ดังรูปที่ ค.3



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้คนอื่นใช้หรือเผยแพร่ในด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีนำไปใช้

รูปที่ ค.3 การเปรียบเทียบสัญญาณ $v_{C_{vco}}$ กับ $V_{M_{max}}$ และ $V_{M_{min}}$ ที่ความถี่ $f_{s,min}$ และ f_s

ความถี่สัญญาณ clock ต่ำสุด ($f_{s,\min}$) หาได้จาก [8]

$$f_{s,\min} = \frac{3.6}{R_{\min} C_{VCO}} \quad (ค.1)$$

ในงานวิจัยนี้กำหนด $f_{s,\min} = 100\text{kHz}$ และเลือก $R_{\min} = 100\text{k}\Omega$ จะได้

$$C_{VCO} = \frac{3.6}{(100 \times 10^3)(100 \times 10^3)} = 360\text{pF} \quad (ค.2)$$

เมื่อมีแรงดันเอาต์พุต (v_o) ป้อนกลับมาจากขา 2(IN) ในรูปที่ ก.2 วงจรขยายความผิดพลาด (C_1) จะขยายค่าความแตกต่างระหว่างแรงดันเอาต์พุต (v_o) กับแรงดันอ้างอิง (V_{ref}) คงที่ 5V (แรงดันนี้ได้จากขา 16 (Soft-Ref)) ที่ขา 3(INV) ให้เอาต์พุตเป็นแรงดันควบคุม (v_c) แรงดัน v_c ถูกป้อนมาที่ขา base ของ Q_1 ทำให้ Q_1 นำกระแส และแรงดัน v_c นี้จะคร่อม R_{range} ที่ขา 6 ทำให้เกิดกระแส I_{range} ไปรวมกับ I_{\min} เพื่อไปชาร์จตัวเก็บประจุ C_{VCO} ทำให้ $v_{C_{VCO}}$ เพิ่มขึ้นอย่างเป็นเชิงเส้นในอัตราที่เร็วขึ้นดังแสดงในด้านขวามือของรูปที่ ก.3 นั่นคือความถี่ของสัญญาณ clock ที่เกิดขึ้นจะเปลี่ยนแปลงตาม I_{range} ซึ่งแปรผันตามค่า v_c นั่นเอง โดยความถี่สูงสุด ($f_{s,\max}$) จะถูกกำหนดโดย R_{range} ซึ่งหาได้จากสมการ [8]

$$f_{s,\max} = \frac{3.6}{\left(\frac{R_{\min} R_{range}}{R_{\min} + R_{range}} \right) C_{VCO}} \quad (ค.3)$$

$$R_{range} = \frac{3.6}{1 - \frac{f_{\max} C_{VCO}}{f_{\max} C_{VCO} R_{VCO,\min}}} \quad (ค.4)$$

แทนค่า $R_{\min} = 100\text{k}\Omega$ $C_{VCO} = 360\text{pF}$ $f_{\min} = 100\text{kHz}$ และ $f_{\max} = 271\text{kHz}$ จะได้ R_{range}

$= 58.48\text{k}\Omega$ เอกสารที่ส่งจนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เพื่อให้เกิดการสวิตช์ที่แรงดันศูนย์ตลอดย่านของโหลดและแรงดันอินพุตของวงจร ค่าเวลาในการหยุดนำกระแส (t_{off}) จะต้องอยู่ในช่วง $t_{02} < t_{off} < t_{02}'$ ที่ $f_{s,max}$ $I_{o,min}$ $V_{in,max}$ ซึ่งจากผลการซิมูเลชันของวงจรที่ $f_{s,max}$ $I_{o,min}$ $V_{in,max}$ (รูปที่ (2.21) พบว่าค่าเวลา $t_{02} = 2.5\mu s$ และ $t_{02}' = 2.7\mu s$ ดังนั้น t_{off} จะต้องมียกอยู่ระหว่างสองค่านี้ ในที่นี้เลือก $t_{off} = 2.6\mu s$

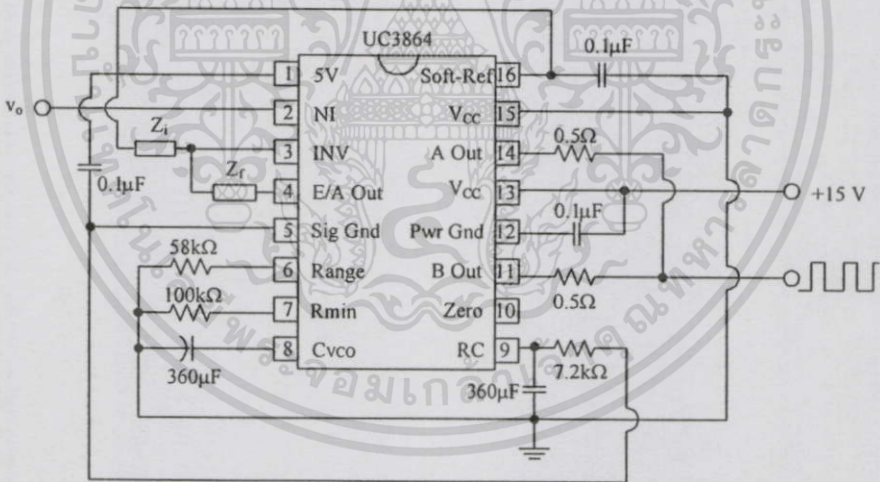
การกำหนดช่วงเวลาหยุดนำกระแส ทำได้โดยการเลือกตัวต้านทานและตัวเก็บประจุมาต่อที่ขา 9(RC) ของไอซี ซึ่งคำนวณได้ดังสมการที่ (ก.5) [8]

$$t_{off} = R_T C_T \quad (ก.5)$$

กำหนดให้ $C_T = 360\text{pF}$ จะได้

$$R_T = \frac{2.6 \times 10^{-6}}{360 \times 10^{-12}} = 7.2\text{k}\Omega \quad (ก.6)$$

การต่อขาต่าง ๆ ของ UC3864 แสดงได้ดังรูปที่ ก.4 รายละเอียดการเลือกอุปกรณ์ที่นำมาต่อให้กับขาอื่นๆของ ไอซี นอกเหนือจากที่ได้ทำการวิเคราะห์ ดูได้จาก application Note ของไอซี UC3864 [8]

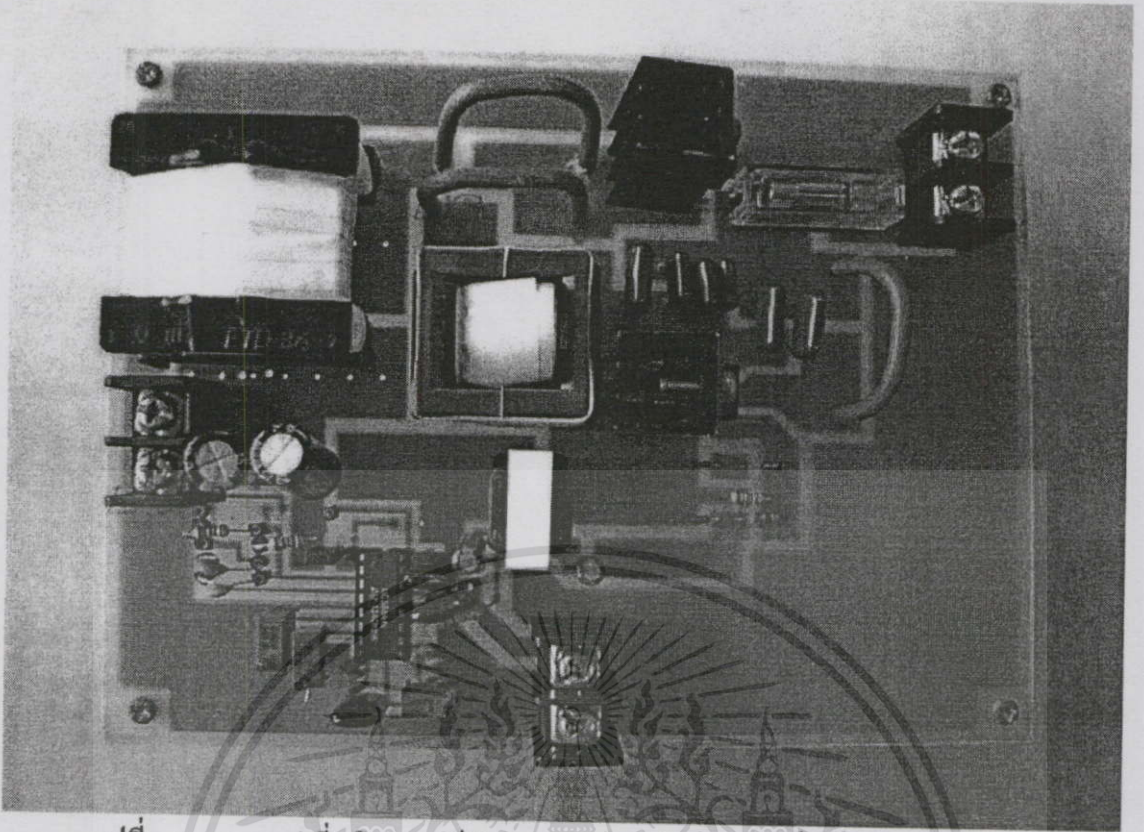


รูปที่ ก.4 การต่อขาต่าง ๆ ของ UC3864

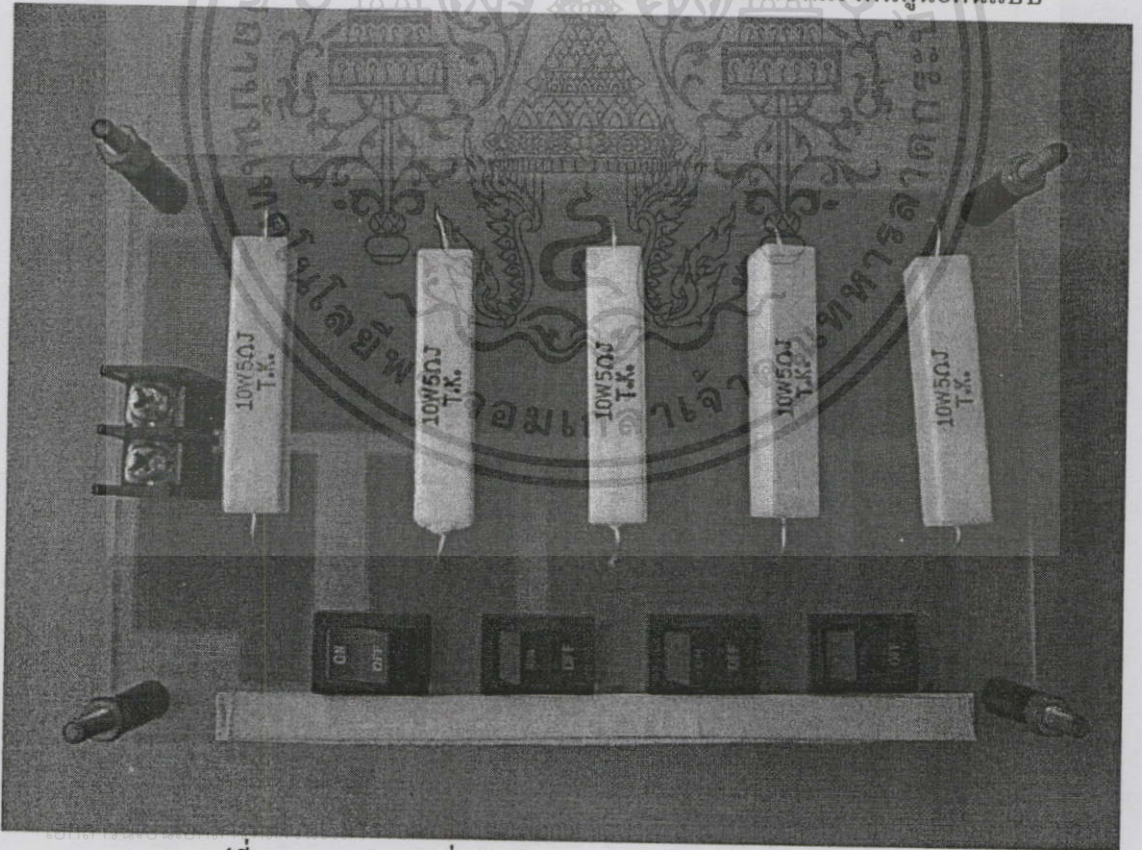
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



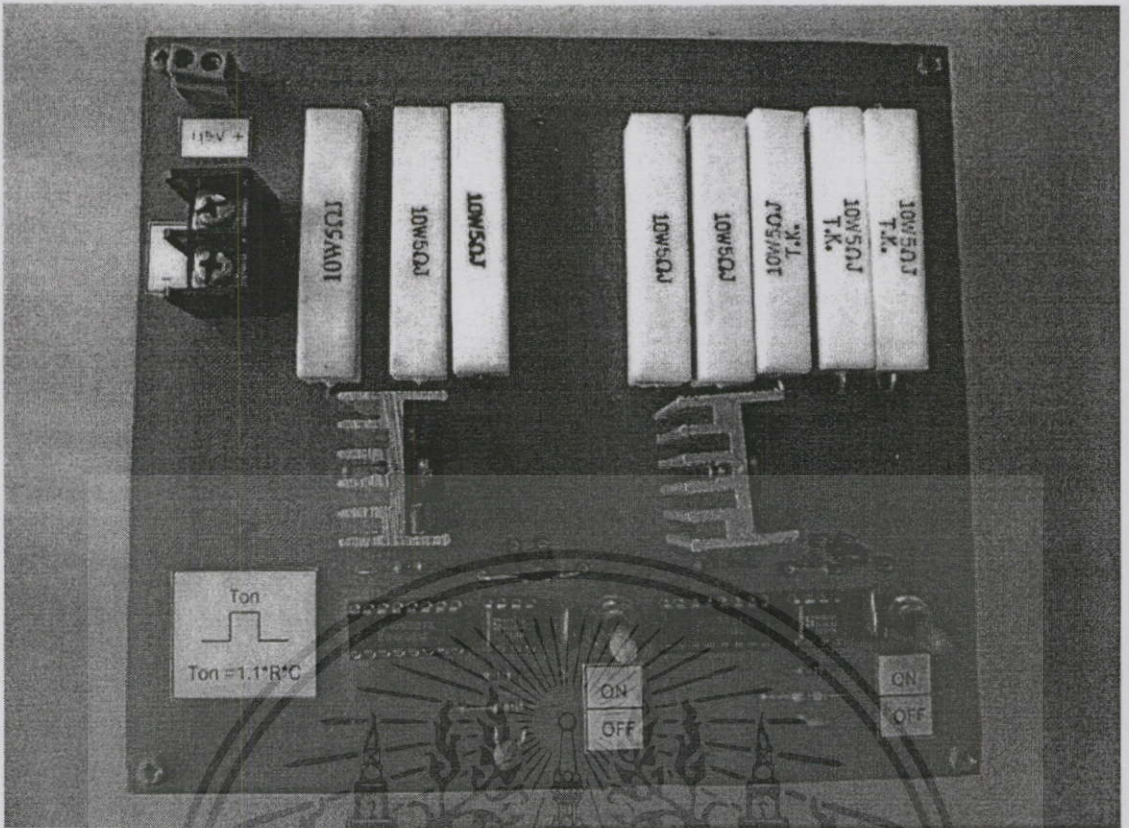
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ ง.1 วงจรควอซีเรโซแนนท์บัคคอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์ที่แรงดันศูนย์กลางแบบ

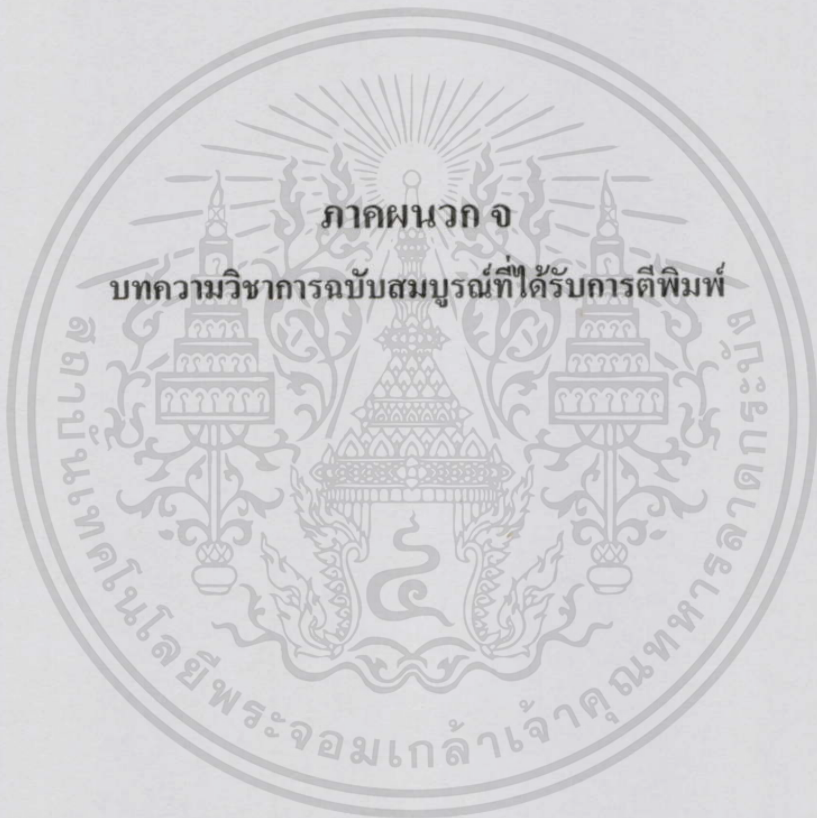


รูปที่ ง.2 วงจรโหลดที่ใช้ทดสอบการรักษาระดับแรงดันเอาต์พุตที่มีการนำไปใช้



รูปที่ ง.3 วงจร โหลดที่ใช้ทดสอบการตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตและกระแส โหลด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



The EECON-30 Conference Joins the Eightieth Birthday Anniversary

Celebration of His Majesty the King Bhumibol Adulyadej

30th Electrical Engineering Conference

การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 30

หนังสือรวมบทความที่นำเสนอในการประชุม เล่ม 1

- ไฟฟ้ากำลัง (PW)
- อิเล็กทรอนิกส์กำลัง (PE)
- ไฟโตนิกส์ (PH)
- คอมพิวเตอร์และเทคโนโลยีสารสนเทศ (CP)

Volume I

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี
KING MONKUT'S UNIVERSITY OF TECHNOLOGY THONBURI

โดย

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ภาควิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์และโทรคมนาคม
ภาควิชาวิศวกรรมระบบควบคุมและเครื่องมือวัด ภาควิชาวิศวกรรมคอมพิวเตอร์
คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี

ณ โรงแรมเพลิกซ์ ริเวอร์ไซด์ รัชสอร์ท กาญจนบุรี
25 - 26 ตุลาคม 2550



FACULTY OF ENGINEERING
KMUTT
EECON - 30



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การทำงานของวงจรในรูปที่ 2 แบ่งออกเป็น 4 ช่วงเวลาดังนี้

(1) ช่วงเวลา $0 < t < t_1$ (รูป 3(ก)) เริ่มจากสวิตช์ S อังค
นำกระแส I_0 อยู่ เมื่อตั้งให้สวิตช์ S หดน้ำหนักกระแสตัวเก็บประจุ C_r
ถูกชาร์จด้วยกระแส I_0 แรงดันที่ตกคร่อม C_r จะเพิ่มขึ้นอย่างเป็นเชิง
เส้น ดังสมการ

$$i_{C_r} = i_{i_r} = I_0 \quad (1)$$

$$v_{C_r} = \frac{1}{C_r} \int i_{C_r} dt = \frac{I_0 t}{C_r} \quad (2)$$

ในขณะที่ตัวเก็บประจุที่ตกคร่อม D จะลดลงอย่างเป็นเชิงเส้น ดังสมการ

$$v_D = V_m - v_{C_r} = V_m - \frac{I_0 t}{C_r} \quad (3)$$

การทำงานของสิ้นสุดที่เวลา t_1 เมื่อแรงดัน v_{C_r} มีค่าเท่ากับ
 V_m และแรงดัน v_D มีค่าเป็นศูนย์ ช่วงเวลา 0 ถึง t_1 สามารถหาได้จาก
สมการที่ (3) โดยให้ $v_D = 0$ จะได้

$$t_1 = \frac{V_m C_r}{I_0} \quad (4)$$

สมการที่ (3) สามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$v_D = V_m \left(1 - \frac{t}{t_1}\right) \quad (5)$$

เนื่องจากในสภาวะนี้สวิตช์ที่นำกระแสกลับนั้น

$$i_{i_r} = 0 \quad (6)$$

(2) ช่วงเวลา $t_1 < t < t_2$ (รูป 3(ข)) D นำกระแส ในสภาวะนี้
จะเกิดการไหลกลับระหว่าง L_r กับ C_r สมการของแรงดันที่ตกคร่อม
 C_r และกระแสที่ไหลผ่าน L_r สามารถเขียนได้ดังนี้

$$v_{C_r} = V_m + I_0 Z_o \sin \omega t \quad (7)$$

$$i_{i_r} = I_0 \cos \omega t \quad (8)$$

โดย $Z_o = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}$ และ $\omega = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}}$

การทำงานของสิ้นสุดที่เวลา t_2 เมื่อแรงดัน v_{C_r} ตกจนเป็น
ศูนย์ ช่วงเวลา t_1 ถึง t_2 สามารถหาได้จากสมการที่ (7) โดยให้
 $v_{C_r} = 0$ จะได้

$$t_2 = \frac{1}{\omega} \left[\sin^{-1} \left(-\frac{V_m}{I_0 Z_o} \right) + \pi \right] \quad (9)$$

ในสภาวะนี้เนื่องจาก D นำกระแส ดังนั้น

$$v_D = 0 \quad (10)$$

เนื่องจากสวิตช์วงจรไม่นำกระแสกลับ

$$i_{i_r} = 0 \quad (11)$$

(3) ช่วงเวลา $t_2 < t < t_3$ (รูป 3(ค)) แรงดัน v_{C_r} มีค่าเป็นศูนย์
 D_r นำกระแส และแรงดันที่ตกคร่อมสวิตช์ S มีค่าเป็นศูนย์ด้วยเช่นกัน

สัญญาณขับเคลื่อนจะถูกป้อนเข้ามาถึงโวลเทจ S ทำงานในช่วงเวลานี้ ใน
สภาวะนี้แรงดันตกคร่อม L_r จะเท่ากับ V_m กระแสไหลผ่าน L_r จะ
เพิ่มขึ้นอย่างเป็นเชิงเส้น สมการของแรงดันที่ตกคร่อม C_r และกระแสที่
ไหลผ่าน L_r สามารถเขียนได้ดังนี้

$$v_{C_r} = 0 \quad (12)$$

$$i_{i_r} = \frac{V_m}{L_r} t + i_{i_r}(t_2) \quad (13)$$

การทำงานของสิ้นสุดที่เวลา t_3 เมื่อกระแสไหลผ่าน L_r
เพิ่มขึ้นมีค่าเท่ากับ I_0 ช่วงเวลาจาก t_2 ถึง t_3 สามารถหาได้จากสมการ
ที่ (13) โดยให้ $i_{i_r} = I_0$ จะได้

$$t_3 = \frac{L_r I_0 (1 - \cos \omega t_2)}{V_m} \quad (14)$$

ในสภาวะนี้เนื่องจาก D อังคนำกระแส ดังนั้น

$$v_D = 0 \quad (15)$$

เมื่อสวิตช์นำกระแส i_{i_r} จะเพิ่มขึ้นอย่างเป็นเชิงเส้นตาม i_{i_r}

ดังสมการที่ (16)

$$i_{i_r} = \frac{V_m}{L_r} t + i_{i_r}(t_3) \quad (16)$$

โดย L_r คือเวลาที่สวิตช์รับน้ำหนักกระแส

(4) ช่วงเวลา $t_3 < t < t_4$ (รูป 3(ง)) i_{i_r} มีค่าเท่ากับ I_0 D
หุดนำกระแส สภาวะนี้จะขึ้นอยู่กับเงื่อนไขของสวิตช์ S หุดนำกระแส
อีกครึ่งหนึ่ง สมการของแรงดันที่ไหลผ่าน L_r และแรงดันที่ตกคร่อม
 C_r สามารถเขียนได้ดังนี้

$$i_{i_r} = I_0 \quad (17)$$

$$v_{C_r} = 0 \quad (18)$$

ช่วงเวลา t_3 ถึง t_4 สามารถหาได้ดังนี้

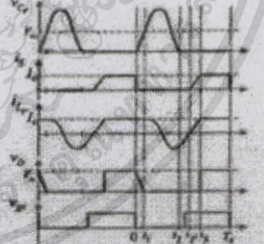
$$t_4 = t_3 - t_1 - t_2 \quad (19)$$

ในสภาวะนี้ D ไม่นำกระแส ดังนั้น

$$v_D = V_m \quad (20)$$

เมื่อสวิตช์นำกระแสกลับจะหยุด ดังนั้น

$$i_{i_r} = i_{i_r} = I_0 \quad (21)$$



รูปที่ 4 รูปคลื่น v_{C_r} , i_r , i_L , v_D และ v_{DS}

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปคลื่น v_c, i_s, i_L, v_D และสัญญาณขับของสวิตช์ (v_{gs}) แสดงได้ดังรูปที่ 4 จะพบว่ากระแสที่ไหลผ่านสวิตช์ i_s และแรงดันที่ตกคร่อมสวิตช์ v_c ไม่เกิดการกระชากที่ช่วงหัวหรือท้ายของสวิตช์

แรงดันค่าที่จุดของวงจรมหาไดโอดการเจือ v_D

$$V_o = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} v_D dt \quad (22)$$

$$V_o = V_{in} \left[1 - f_s \left(t_{on} - \frac{t_{off}}{2} \right) \right] \quad (23)$$

จากสมการที่ (23) จะพบว่าแรงดันเอาต์พุตจะขึ้นอยู่กับแรงดันอินพุต กระแสโหลด (ค่า i_{L1}, i_{L2}, i_{L3} ในสมการที่ (4) (9) (14) ขึ้นอยู่กับกระแสโหลด) และความถี่สวิตช์ของวงจรรวมการที่ (23) สามารถจัดรูปใหม่ได้เป็น

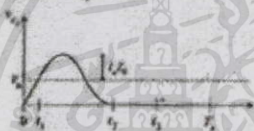
$$\frac{V_o}{V_{in}} = 1 - \frac{f_s}{2\pi f_r} \left[\alpha + \frac{r}{2M} + \frac{M}{r} (1 - \cos \alpha) \right] \quad (24)$$

โดยที่ $M = \frac{V_o}{V_{in}}, f_r = \frac{\omega_s}{2\pi}, r = \frac{R_L}{Z_o}, \alpha = \sin^{-1} \left(\pi + \frac{M}{r} \right)$

3. การออกแบบวงจร

การหาอินพีแดนซ์ลักษณะ (characteristic impedance, Z_o)

ที่ทำงานที่ช่วงสวิตช์ที่แรงดันศูนย์กลางก่อนการพิจารณา พิจารณาได้จากสมการที่ (7) และรูปคลื่น v_c ในรูปที่ 5



รูปที่ 5 รูปคลื่นแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_r

เมื่อใช้การวิเคราะห์ด้วยวิธีวงจรมุมต่อ

$$V_o \leq I_s Z_o = \frac{V_c}{R_L} Z_o \quad (25)$$

นั่นคือเมื่อ V_{in} มีค่าสูงและ I_s มีค่าสูงสุด (R_L มีค่าสูง) สมการที่ (25) ยังคงเป็นจริง จะได้ว่า

$$V_{o,max} \leq \left(\frac{V_c}{R_{L,max}} \right) Z_o \quad (26)$$

$$Z_o \geq \frac{R_{L,max}}{M_{min}} \quad (27)$$

Z_o ที่ได้จากสมการที่ (27) จะทำให้เกิดการสวิตช์แรงดันศูนย์กลางก่อนของ I_s และ V_{in}

การหาความถี่เรโซแนนซ์ (resonant frequency, f_r) เป็นขั้นตอนต่อมาหลังจากที่ทราบค่าของ Z_o แล้ว ในการหาความถี่เรโซแนนซ์สามารถพิจารณาได้จากสมการ (24) ซึ่งจัดรูปใหม่ได้เป็น

$$\frac{f_s}{f_r} = \frac{2\pi(1-M)}{\alpha + \frac{r}{2M} + \frac{M}{r}(1-\cos \alpha)} \quad (28)$$

ความถี่ในการสวิตช์สูงสุด $f_{s,max}$ จะเกิดขึ้นเมื่อ $R_{L,max}$ และ $V_{in,max}$ จากสมการที่ (28) จะได้ว่า

$$\frac{f_{s,max}}{f_r} = \frac{4\pi(1-M_{min})}{\alpha(1+\pi)} \quad (29)$$

ความถี่ในการสวิตช์ต่ำสุด $f_{s,min}$ จะเกิดขึ้นเมื่อ $R_{L,min}$ และ $V_{in,min}$ จากสมการที่ (28) จะได้ว่า

$$\frac{f_{s,min}}{f_r} = \frac{2\pi(1-M_{max})}{\alpha_{min} + \frac{R_{L,min} M_{max}}{2R_{L,max} M_{min}} + \frac{R_{L,max} M_{max}}{R_{L,min} M_{min}} (1 - \cos \alpha_{min})} \quad (30)$$

โดยปกติ $f_{s,min}$ จะเป็นค่าที่เกินค่าที่ ดังนั้นสามารถหาค่า f_r ได้จากสมการที่ (30) เมื่อทราบค่า f_s แล้วจะสามารถหาค่าตัวเก็บประจุ L_r และตัวเก็บประจุ C_r ได้จากสมการที่ (31) และ (32) ตามลำดับ

$$L_r = \frac{Z_o}{2\pi f_r} \quad (31)$$

$$C_r = \frac{1}{2\pi f_r Z_o} \quad (32)$$

4. ผลการทดลอง

วงจรที่นำมาทดลองใช้คือวงจรแบบสวิตช์ที่แรงดันศูนย์กลางแบบมีขดลวดร่วมกับโหม่งไฟเบอร์ มีแรงดันอินพุต (V_{in}) = 20V-25V แรงดันเอาต์พุต (V_o) = 5V $L_r = 55\mu H$ $C_r = 2000pF$ กระแสเอาต์พุต (I_s) = 1A-5A ($R_L = 3\Omega$) ความถี่สวิตช์ต่ำสุด ($f_{s,min}$) = 100kHz

จากคุณสมบัติทางโหม่งไฟเบอร์ที่ สหราชอาณาจักรได้มาแบ่งรูปที่ 6 จะได้ว่า $Z_o = 25\Omega$ (สมการที่ (27)) $f_r = 3.35kHz$ (สมการที่ (30)) $f_{s,max} = 271kHz$ (สมการที่ (29)) $f_{s,min} = 100kHz$ (สมการที่ (30)) $L_r = 11.367\mu H$ (สมการที่ (31)) และ $C_r = 18.536nF$ (สมการที่ (32)) ในการทดลองใช้ $L_r = 11.95\mu H$ และ $C_r = 19.04nF$

เมื่อทำการทดลองวัดแรงดันเอาต์พุตของวงจรต้นแบบที่แรงดันอินพุตและกระแสโหลดค่าต่างๆ พบว่าสามารถวัดแรงดันเอาต์พุตให้คงที่ได้ถึงการที่ 1 โดยมีการเปลี่ยนแปลงความถี่สวิตช์ที่ค่าที่ 2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

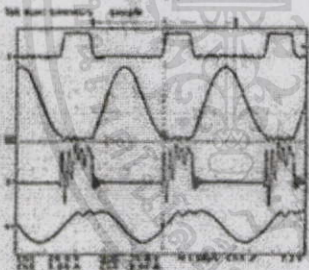
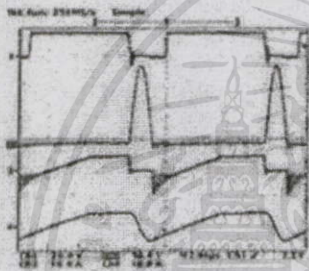
ตารางที่ 1 ผลการวัดแรงดันอินพุตของวงจรต้นแบบที่แรงดันอินพุตและกระแสโหลดค่าต่างๆ

แรงดันอินพุต (V_p)					
แรงดันอินพุต (V_p)	1A	2A	3A	4A	5A
20V	4.997	4.987	4.979	4.966	4.957
25V	5.000	4.989	4.974	4.971	4.961

ตารางที่ 2 ผลการวัดความถี่สวิตช์ของวงจรต้นแบบที่แรงดันอินพุตและกระแสโหลดค่าต่างๆ

ความถี่สวิตช์ (f_s)					
แรงดันอินพุต (V_p)	1A	2A	3A	4A	5A
20V	255k	200k	156k	125k	104k
25V	285k	238k	192k	161k	135k

จากตารางจะเห็นว่า ความถี่สูงสุด $f_{s,max} = 285\text{kHz}$ เกิดขึ้นเมื่อ $I_{o,min} = 1\text{A}$ ($R_{L,max} = 5\Omega$) และ $V_{s,max} = 25\text{V}$ และความถี่ต่ำสุด $f_{s,min} = 104\text{kHz}$ เกิดขึ้นเมื่อ $I_{o,max} = 5\text{A}$ ($R_{L,min} = 1\Omega$) และ $V_{s,min} = 20\text{V}$



รูปที่ 6 ผลการวัดสัญญาณ v_{gs} , v_{ce} , i_L และ i_S
 (a) กรณี $f_{s,min}$, $R_{L,min}$, $V_{s,min}$ (time/div = 2us)
 (b) กรณี $f_{s,max}$, $R_{L,max}$, $V_{s,max}$ (time/div = 1us)

ผลการวัดรูปคลื่น แรงดันจับสวิตช์ (v_{gs}) แรงดันตกคร่อมสวิตช์ (v_{ce}) กระแสที่โหลดผ่านสวิตช์ (i_s) และกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_r (i_L) กรณีความถี่ต่ำสุด $f_{s,min} = 104\text{kHz}$ และกรณีความถี่สูงสุด $f_{s,max} = 285\text{kHz}$ แสดงดังรูปที่ 6(a) และ 6(b) กระแส i_s มีช่วงที่มีค่าเป็นลบเกิดขึ้นเนื่องจากการนำกระแสของไดโอดแม่เหล็กภายในขดลวด จากผลการทดลองจะเห็นว่า กรณี $f_{s,min}$ (รูปที่ 6(a)) v_{ce} มีค่าเป็นศูนย์ ทั้งขณะสวิตช์เริ่มนำกระแสและขณะสวิตช์เริ่มหยุดนำกระแส นั่นคือ ไม่เกิดแรงดันตกคร่อมสวิตช์ การสวิตช์ที่แรงดันศูนย์นี้จะเกิดขึ้นตลอดช่วงแรงดันอินพุตและกระแสโหลด มีเพียงกรณีที่ $f_{s,max}$ (รูปที่ 6(b)) เท่านั้นที่ v_{ce} ไม่เป็นศูนย์ขณะสวิตช์รับนำกระแส ทั้งนี้สาเหตุอาจเกิดขึ้นเมื่อเซมิคอนดักเตอร์ของขดลวดต่างๆที่ใช้ในวงจรต้นแบบ

ผลการวัดค่าประสิทธิภาพของวงจรต้นแบบแสดงดังตารางที่ 3 จะเห็นว่าประสิทธิภาพของวงจรต้นแบบบนเงื่อนไขที่ 2 ซึ่งเป็นสภาวะกึ่งกลางระหว่างเงื่อนไขที่ 1 กับ 3 มีค่ามากที่สุด โดยเงื่อนไขที่ 3 กรณี $f_{s,min}$, $R_{L,min}$, $V_{s,min}$ มีค่าน้อยกว่าเงื่อนไขที่ 2 เนื่องจากของกำลังสูญเสียเนื่องจากการนำกระแสของสวิตช์ (conduction loss) และเงื่อนไขที่ 1 กรณี $f_{s,max}$, $R_{L,max}$, $V_{s,max}$ ประสิทธิภาพที่น้อยที่สุดเนื่องจากการสวิตช์ที่แรงดันไม่เป็นศูนย์ขณะสวิตช์รับนำกระแส

ตารางที่ 3 ประสิทธิภาพของวงจรต้นแบบ

	เงื่อนไขที่ 1	เงื่อนไขที่ 2	เงื่อนไขที่ 3
R_L	5Ω	1.667Ω	1Ω
V_s	25V	22.5V	20V
ประสิทธิภาพ	88.90%	94.54%	90.37%

5. สรุป

บทความนี้นำเสนอการวิเคราะห์และออกแบบวงจรควมซิงโครนัสที่มีขดลวดเหนี่ยวนำแบบสวิตช์ที่แรงดันศูนย์ โดยผลการวิเคราะห์การทำงานของวงจร ผลการกรวัดออกมาและขั้นตอนในการออกแบบ ผลการทดลองยืนยันว่าวงจรที่ออกแบบได้นั้นสามารถทำงานได้สอดคล้องกับผลการวิเคราะห์ทางทฤษฎี

เอกสารอ้างอิง

- [1] F. C. Lee, "High Frequency Quasi-Resonant Converter Technology", Proc. IEEE, vol. 76, no. 4, pp. 377-380, April 1988.
- [2] W. A. Tobler, P. M. Gradt and F. C. Lee, "Zero-Voltage-Switched Quasi-Resonant Buck and Flyback Converters: Experimental Results at 10MHz, IEEE Transaction on Power Electronics, vol. 4, no. 2, pp. 194-204, April 1989.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การออกแบบการควบคุมป้อนกลับของวงจรควอซีเรโซแนนท์คิซี-คิซิกอนเวอร์เตอร์แบบสวิชต์ที่แรงดันศูนย์ Feedback Control Design of Zero-Voltage-Switched (ZVS) Quasi-Resonant DC-DC Converters

สิระ เอกสุวรรณ และ ชรินทร์ บุญอภัยวนานุกรณ์

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ถนนฉลองกรุง เขตลาดกระบัง กรุงเทพมหานคร 10520 โทร 0-2326-4221 โทรสาร 0-2326-4225 Email : sir_eakswan@hotmail.com

บทคัดย่อ

บทความนี้นำเสนอการออกแบบการควบคุมป้อนกลับของวงจรควอซีเรโซแนนท์คิซี-คิซิกอนเวอร์เตอร์แบบสวิชต์ที่แรงดันศูนย์แบบจำลองของวงจรภาคกำลังหาได้ด้วยการเฉลี่ยวงจร (circuit averaging) ส่วนแบบจำลองของภาคการควบคุมซึ่งประกอบด้วยวงจรรวมการผิดพลาด (Error Amplifier, EA) และวงจรมีออสซิลเลชันควบคุมเป็นความถี่ (Voltage Control Oscillator, VCO) ทำให้เกิดความถี่ปรับขึ้นระหว่างสัญญาณอินพุตและเอาต์พุตของวงจรเหล่านี้แบบจำลองที่หาได้ถูกนำมาใช้ในการออกแบบการควบคุมป้อนกลับของวงจรต้นแบบ ผลการทดสอบวงจรต้นแบบที่ได้สร้างขึ้นมาพบว่ามีคุณสมบัติในการรักษาแรงดันเอาต์พุตและมีการตอบสนองในลักษณะทางเชิงเส้นกับการเปลี่ยนแปลงโหลดที่ดี

คำสำคัญ: คอนเวอร์เตอร์แบบสวิชต์ที่แรงดันศูนย์, การควบคุมป้อนกลับ

Abstract

In this paper, feedback control design of Zero-Voltage-Switched (ZVS) Quasi-Resonant DC-DC converter is presented. The power stage model is derived by a method of circuit averaging, while the control stage model, which consists of the Error Amplifier (EA) and Voltage Control Oscillator (VCO), determined by the input/output relationship of the circuit. The obtained models are used in control design of the prototype converter. Test results show that the converter exhibits good output voltage regulation and fast transient response to a step-load change.

Keywords: ZVS Quasi-Resonant converter, feedback control design

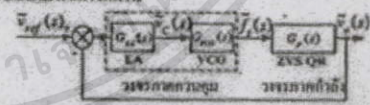
1. บทนำ

วงจรควอซีเรโซแนนท์คิซี-คิซิกอนเวอร์เตอร์แบบสวิชต์ที่แรงดันศูนย์ [1] สามารถลดการสูญเสียที่เกิดจากการสวิชต์ (switching loss) ทำให้วงจรงานได้อย่างมีประสิทธิภาพที่ความถี่สูงเมื่อเปรียบเทียบกับวงจรคิซี-คิซิกอนเวอร์เตอร์แบบ PWM นอกจากนี้จะมีประสิทธิภาพสูงแล้ว

วงจรคอนเวอร์เตอร์จะยังคงมีการรักษาแรงดันเอาต์พุตที่คงและมีผลกระทบต่อที่รวดเร็วเมื่อแรงดันอินพุตหรือกระแสโหลดมีการเปลี่ยนแปลง บทความนี้นำเสนอ การออกแบบระบบควบคุมป้อนกลับของวงจรควอซีเรโซแนนท์คิซี-คิซิกอนเวอร์เตอร์แบบสวิชต์ที่แรงดันศูนย์ ในส่วนแรกขอบทความจะแสดงวิธีการหาแบบจำลองของระบบซึ่งประกอบด้วยวงจรภาคกำลังและวงจรควบคุมที่มีประลอบด้วยวงจรรวมการผิดพลาด (Error Amplifier, EA) และวงจรมีออสซิลเลชันควบคุมเป็นความถี่ (Voltage Control Oscillator, VCO) แบบจำลองของวงจรภาคกำลังหาได้ด้วยการเฉลี่ยวงจร (circuit averaging) [2] โดยคำนึงถึงผลของ ESR (Equivalent Series Resistance) ของตัวเก็บประจุเอาต์พุต เพื่อไม่แบบจำลองที่ไม่มีความถี่ที่เกินขอบเขตการวิเคราะห์ส่วนแรกจากของวงจรภาคการควบคุมหาได้จากความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณอินพุตและเอาต์พุต ในส่วนที่สองบทความจะนำเสนอแบบจำลองที่หาได้ซึ่งใช้ประกอบการออกแบบการควบคุมป้อนกลับเพื่อให้ระบบมีการรักษาแรงดันเอาต์พุตและตอบสนองต่อการเปลี่ยนแปลงโหลดที่มีการเปลี่ยนแปลง

2. การจำลองแบบระบบ

บล็อกไดอะแกรมการควบคุมวงจรควอซีเรโซแนนท์คิซี-คิซิกอนเวอร์เตอร์แบบสวิชต์ที่แรงดันศูนย์แสดงดังรูปที่ 1 แรงดันเอาต์พุต ($V_o(s)$) ถูกปรับมาไว้ที่ค่าคงที่ได้ออกเป็นอินพุตเพื่อไปเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิง ($V_{ref}(s)$) ค่าความคลาดเคลื่อนของแรงดันเอาต์พุตจากแรงดันอ้างอิงจะถูกขยายด้วยวงจรรวมการผิดพลาด (EA) วงจรเปลี่ยนแรงดันควบคุมเป็นความถี่ (VCO) จะเปลี่ยนแรงดันควบคุม ($V_c(s)$) ที่ได้จากวงจรรวมการผิดพลาดให้เป็นความถี่ ($f_c(s)$) ความถี่ที่ได้นี้จะถูกนำมาใช้ในการสวิตช์ของของวงจรภาคกำลัง (ZVS QR) เพื่อรักษาแรงดันเอาต์พุตไว้ที่ค่าที่แบบจำลองส่วนต่างๆของระบบสามารถทำได้ดังนี้



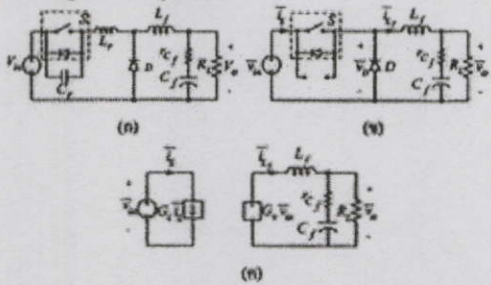
รูปที่ 1 บล็อกไดอะแกรมการควบคุมวงจรควอซีเรโซแนนท์คิซี-คิซิกอนเวอร์เตอร์แบบสวิชต์ที่แรงดันศูนย์

การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 30 (EECON-30) 25-26 ตุลาคม 2550 มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.1 การจำลองวงจรวงจรถวายภาคกำลัง

วงจรถวายภาคกำลังวงจรโพรโทไทป์คอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์ที่แรงดันสูงแบบ แอสแตคส์รูปที่ 2(ก)



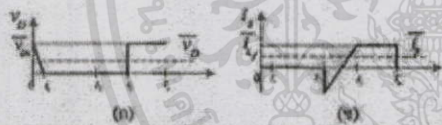
รูปที่ 2 (ก) วงจรถวายโพรโทไทป์คอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์ที่แรงดันสูง (ข) วงจรเทียบ (ค) วงจรเทียบที่ได้จากการแทนตัวรีซิส R และ โลไฮท D ด้วยแรงดันจ่ายกระแสและแรงดัน

โพรโทไทป์คอนเวอร์เตอร์ แรงดันเฉลี่ยของ L_f และกระแสเฉลี่ยของ C_j มีค่าเป็นศูนย์ นั่นคือผลคูณของ L_f และ C_j เหมือน short circuit และ open circuit ตามลำดับ ดังนั้นจะได้วงจรเทียบรูปที่ 2(ข) กระแสเฉลี่ยเฉลี่ย (\bar{i}_f) และแรงดันเฉลี่ยของโวลต์ (\bar{v}_D) สามารถเขียนในรูปของกระแสเฉลี่ยของตัวเหนี่ยวนำ (\bar{i}_f) และแรงดันบนขั้วเหนี่ยวนำ (\bar{v}_D) ได้เป็น

$$\bar{i}_f = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_f dt = G_v \bar{v}_D \quad (1)$$

$$\bar{v}_D = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} v_D dt = G_c \bar{i}_f \quad (2)$$

โดยที่ T_s คือคาบเวลาในการสวิตช์ G_v และ G_c เป็นพารามิเตอร์ที่ขึ้นกับอัตราการทำงานของโพรโทไทป์คอนเวอร์เตอร์รูปที่ 2(ก) และ i_f ของวงจรซึ่งแสดงในรูปที่ 3



รูปที่ 3 (ก) รูปคลื่น v_D และค่าเฉลี่ย \bar{v}_D (ข) รูปคลื่น i_f และค่าเฉลี่ย \bar{i}_f

จะพบว่าที่เกนของ G_v และ G_c มีค่าเท่ากับ

$$G_v = G_c = 1 - \frac{f_s}{2\pi} \left[\sin^{-1}\left(\frac{1}{\gamma}\right) + \pi + \frac{1}{2\gamma} + \gamma \left(1 + \sqrt{1 - \frac{1}{\gamma^2}} \right) \right] \quad (3)$$

โดยที่

$$\gamma = \frac{Z_c \bar{i}_f}{\bar{v}_D} \quad f_s = \frac{f_r}{f_r} \quad Z_c = \sqrt{\frac{L_f}{C_j}} \quad f_s = \frac{1}{T_s} \quad f_r = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_f C_j}}$$

ดังนั้นสามารถเขียนวงจรเทียบในรูปที่ 2(ข) ได้ดังรูปที่ 2(ค)

สมการที่ (1) และ (2) เป็นสมการที่ไม่เป็นเชิงเส้น สามารถทำให้เป็นเชิงเส้นโดยการรบกวนด้วยสัญญาณขนาดเล็ก (small signal perturbation) โดยใช้ทฤษฎี Taylor series expansion สามารถเขียนสมการสัญญาณขนาดเล็กของ (1) และ (2) ให้อยู่ในรูปสัญญาณขนาดเล็ก \bar{v}_D, \bar{i}_f และ \bar{i}_s ได้ดังนี้

$$\bar{v}_D = k_{vv} \bar{v}_m + k_{vf} \bar{i}_f + k_{vI} \bar{i}_s \quad (4)$$

$$\bar{i}_s = k_{iv} \bar{v}_m + k_{if} \bar{i}_f + k_{iI} \bar{i}_s \quad (5)$$

โดยที่

$$k_{vv} = \frac{\partial \bar{v}_D}{\partial \bar{v}_m} = G_v - \frac{\gamma f_s}{2\pi} \left[\frac{1}{2\gamma^2} - \left[1 + \sqrt{1 - \left(\frac{1}{\gamma^2} \right)} \right] \right]$$

$$k_{vf} = \frac{\partial \bar{v}_D}{\partial \bar{i}_f} = \frac{Z_c f_s}{2\pi} \left[\frac{1}{2\gamma^2} - \left[1 + \sqrt{1 - \left(\frac{1}{\gamma^2} \right)} \right] \right]$$

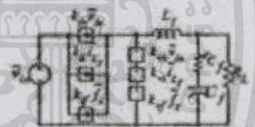
$$k_{vI} = \frac{\partial \bar{v}_D}{\partial \bar{i}_s} = -\frac{V_m}{2\pi f_r} \left[\sin^{-1}\left(\frac{1}{\gamma}\right) + \pi + \frac{1}{2\gamma} + \gamma \left(1 + \sqrt{1 - \frac{1}{\gamma^2}} \right) \right]$$

$$k_{iv} = \frac{\partial \bar{i}_s}{\partial \bar{v}_m} = \frac{\gamma^2 f_s}{Z_c 2\pi} \left[\frac{1}{2\gamma^2} - \left[1 + \sqrt{1 - \left(\frac{1}{\gamma^2} \right)} \right] \right]$$

$$k_{if} = \frac{\partial \bar{i}_s}{\partial \bar{i}_f} = G_c + \frac{\gamma f_s}{2\pi} \left[\frac{1}{2\gamma^2} - \left[1 + \sqrt{1 - \left(\frac{1}{\gamma^2} \right)} \right] \right]$$

$$k_{iI} = \frac{\partial \bar{i}_s}{\partial \bar{i}_s} = -\frac{f_s}{2\pi f_r} \left[\sin^{-1}\left(\frac{1}{\gamma}\right) + \pi + \frac{1}{2\gamma} + \gamma \left(1 + \sqrt{1 - \frac{1}{\gamma^2}} \right) \right]$$

จากสมการที่ (4) และ (5) สามารถเขียนรวมสมการสัญญาณขนาดเล็กได้ดังรูปที่ 4



รูปที่ 4 วงจรเทียบสัญญาณขนาดเล็กของวงจรโพรโทไทป์คอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์ที่แรงดันสูง

จากรูป สามารถเขียนสมการสถานะได้ดังนี้

$$\begin{bmatrix} \frac{d\bar{i}_f}{dt} \\ \frac{d\bar{v}_D}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{k_{iv}}{L_f} & \frac{k_{if}}{L_f} \\ \frac{k_{vf}}{C_j} & \frac{k_{vI}}{C_j} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{i}_f \\ \bar{v}_D \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{k_{iv}}{L_f} & \frac{k_{if}}{L_f} \\ \frac{k_{vf}}{C_j} & \frac{k_{vI}}{C_j} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{v}_m \\ \bar{i}_s \end{bmatrix} \quad (6)$$

$$\bar{v}_m = \begin{bmatrix} R_L C_j & R_c \\ R_L + R_c & C_j \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{i}_f \\ \bar{v}_D \end{bmatrix} \quad (7)$$

แปลงสมการสถานะ (6) และ (7) เพื่อหาค่าพหุนามของแรงคืนเข้าที่หาค่าความถี่ (โดยให้ $\bar{v}_m = 0$) ได้ดังสมการที่ (8)

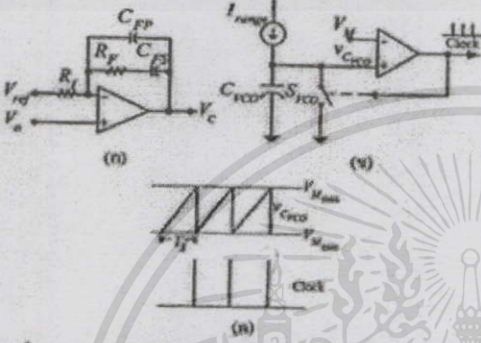
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$G_p(s) = \frac{\tilde{v}_c(s)}{\tilde{I}_s(s)} = K_C \frac{r_f C_f s + 1}{\frac{L_f C_f}{1 - \frac{k_{VF}}{R_L}} s^2 + \frac{L_f C_f}{R_L C_f} \left(\frac{1}{1 - \frac{k_{VF}}{R_L}} \right) s + 1} \quad (8)$$

โดยที่ $K_C = \frac{k_{VF}}{1 - \frac{k_{VF}}{R_L}}$

2.2 การจำลองแบบวงจรมัลติเพล็กซ์

วงจรมัลติเพล็กซ์ประกอบด้วยวงจรขยายความถี่หลายและวงจรเปลี่ยนแรงดันควบคุมเป็นความถี่แสดงดังรูปที่ 5(n) และ 5(x)



รูปที่ 5 (n) วงจรขยายความถี่หลาย (x) วงจรเปลี่ยนแรงดันควบคุมเป็นความถี่ (n) รูปตีขึ้นการทำงานของวงจรเปลี่ยนแรงดันควบคุมเป็นความถี่ วงจรขยายความถี่หลายจะขยายความถี่ระหว่างช่วงต้นของช่วงของวงจรมัลติเพล็กซ์ (V_{ref}) กับแรงดันอ้างอิง (V_n) โดยเอาท์พุทเป็นแรงดันควบคุม (V_c) เมื่อ V_n มากกว่า V_{ref} V_c จะมีค่าเพิ่มขึ้นและเมื่อ V_n มีค่าน้อยกว่า V_{ref} V_c จะมีค่าลดลง ที่เกินจำนวนโวลของวงจรมัลติเพล็กซ์ในรูปที่ 5(n) ประกอบด้วยตัวคูณสองไว้สองโวล และแสดงสมการที่ (9)

$$G_{EA}(s) = \frac{\left(\frac{s}{\omega_{z1}} + 1 \right)}{\left(\frac{s}{\omega_{p1}} \right) \left(\frac{s}{\omega_{p2}} + 1 \right)} \quad (9)$$

โดย $\omega_{p1} = \frac{1}{R_f(C_{fp} + C_{fp})}$ $\omega_{p2} = \frac{1}{R_f \left(\frac{C_{fp} C_{fp}}{C_n + C_{fp}} \right)}$ $\omega_{z1} = \frac{1}{R_f C_{fx}}$

แรงดันควบคุม (V_c) จะถูกเปลี่ยนเป็นกระแส I_{range} (เพื่อส่งไปให้วงจรเปลี่ยนแรงดันควบคุมเป็นความถี่ โดย I_{range} จะเป็นกระแสที่ชาร์จตัวเก็บประจุ C_{VCO} ทำให้เกิดแรงดันรูปสามเหลี่ยม (v_{CVCO})

เปรียบเทียบกับแรงดันขอบเขต (V_M) ดังรูปที่ 5(ค) จากรูป v_{CVCO} จะเพิ่มขึ้นอย่างเป็นเชิงเส้นเนื่องจาก I_{range} ชาร์จตัวเก็บประจุ C_{VCO} จนกระทั่ง v_{CVCO} มีค่าเท่ากับ V_{M,max} เอ้าท์พุทที่ได้จากคอมพารเตอรืก็จะเปลี่ยนเป็นสถานะสูง (high state) ไปยังสวิตช์ S_{VCO} ปิดวงจรทำให้อ C_{VCO} คายประจุ ส่งผลให้ v_{CVCO} ลดลงอย่างรวดเร็วจนมีค่าเท่ากับ V_{M,min} เอ้าท์พุทที่ได้จากคอมพารเตอรืก็จะเปลี่ยนเป็นสถานะต่ำ (low state) ทำให้สวิตช์ S_{VCO} ปิดวงจร จากนั้น I_{range} ก็จะเริ่มชาร์จตัวเก็บประจุ C_{VCO} อีกครั้งหนึ่งสำหรับการทำงานในครั้งถัดไป สัญญาณ clock เอ้าท์พุทจากคอมพารเตอรื จะเป็นตัวกำหนดความถี่สวิตช์ (f_s) โดยความถี่สวิตช์นี้จะเปลี่ยนแปลงตาม I_{range} ซึ่งแปรผันตามค่า V_c นั่นเอง

การทำงานของวงจรเปลี่ยนแรงดันควบคุมเป็นความถี่ในรูปที่ 5(n) จะได้

$$v_{CVCO} = \int \frac{1}{C_{VCO}} I_{range} dt \quad (10)$$

โดยที่ $I_{range} = \frac{1}{R_{range}} V_c$ (1) ถือค่าสัมประสิทธิ์แปรผันตรง

ระหว่าง I_{range} และ (V_c) จากสมการที่ (10) จะได้

$$V_{M,max} = \frac{1}{C_{VCO} R_{range}} T_s + V_{M,min} \quad (11)$$

$$f_s = \frac{1}{V_c} \frac{1}{C_{VCO} R_{range} V_M} \quad (12)$$

โดยที่ $T_s = \frac{1}{f_s}$ และ $V_M = V_{M,max} - V_{M,min}$ จากสมการที่ (12) สามารถเขียนฟังก์ชันถ่ายโอนสัญญาณขาออกของวงจรเปลี่ยนแรงดันควบคุมเป็นความถี่ ได้ดังสมการที่ (13)

$$G_{VCO}(s) = \frac{\tilde{I}_s(s)}{\tilde{v}_c(s)} = \frac{1}{C_{VCO} R_{range} V_M} \quad (13)$$

3. การออกแบบวงจร

วงจรมัลติเพล็กซ์โวลเมทริกของหน่วยสวิตช์แรงดันสูงใช้แบบมีจุดศูนย์กลางไฟฟ้านี้มี V_{in} = 20V-25V V_n = 5V I_n = 1A-5A (R_f = 5Ω-1Ω) L_f = 55mH C_f = 200μF L_v = 11.867μH และ C_v = 18.966nF R_{range} = 531Ω C_{VCO} = 360pF V_M = 1V ความถี่สวิตช์สูงสุด f_{s,max} = 271kHz ความถี่สวิตช์ต่ำสุด f_{s,min} = 100kHz

จากคุณสมบัติทางไฟฟ้าแรงดันสามเหลี่ยมที่เอาท์พุทของสมการที่ (8) (โดยที่แรงดันที่สถานะ V_{M,max} = 25V และ I_{n,min} = 1A (R_{f,max} = 5Ω)) และสมการที่ (13) จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรมัลติเพล็กซ์และวงจรเปลี่ยนแรงดันควบคุมเป็นความถี่ดังสมการที่ (14) และ (15) ตามลำดับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$G_p(s) = -2.672 \frac{(1 + 1.9 \times 10^{-4} s)}{(1 + 2.298 \times 10^{-4} s)(1 + 3.621 \times 10^{-5} s)} \quad (14)$$

$$G_{FCO}(s) = \frac{\tilde{f}_c(s)}{\tilde{z}_c(s)} = \frac{1}{0.60 \times 10^{-11} \times 58000} \frac{1}{s+1} \quad (15)$$

ในการออกแบบการควบคุมอันดับจะทำการวาดแผนผังโพลและซีโรของทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของตัวขยายความผิดพลาด ($G_{EA}(s)$) ในตำแหน่งที่เหมาะสมเพื่อให้มีเกิ้นด้านโอเวอร์ลูป (Open loop transfer function) $G_{EA}(s)G_{FCO}(s)G_p(s)$ มีค่าที่เขียนสูง (เพื่อการรักษาแรงดันเอาต์พุตที่ดี) มีเฟสmarginไม่น้อยกว่า 45 องศาเพื่อการมีเสถียรภาพที่ดี) และมีความถี่คrossover f_c ไม่เกินหนึ่งในสี่ของความถี่ f_p (เพื่อลดผลกระทบที่เร็ว) ในการออกแบบกำหนดความถี่คrossover f_c ที่ 35Hz ทำการวาดแผนผังซีโรที่ความถี่ 1.58Hz โพลตัวหนึ่งที่จุดกำเนิดและโพลตัวที่สองที่ความถี่ 35.5Hz ค่าพารามิเตอร์ขดขงได้ $R_f = 5.6k\Omega$ $R_p = 10k\Omega$ $C_{p2} = 10nF$ และ $C_{p1} = 500pF$ แทนค่าอุปกรณ์ขดขงในสมการที่ (9) จะได้

$$G_{EA}(s) = -\left(1.7 \times 10^4\right) \frac{(1.0 \times 10^{-4} s + 1)}{s(4.76 \times 10^{-6} s + 1)} \quad (16)$$

รูปที่ 6 แสดงแผนผังโพลขงฟังก์ชันด้านโอเวอร์ลูป $G_{EA}(s)G_{FCO}(s)G_p(s)$ จะเห็นว่า f_c มีค่าประมาณ 35Hz ความถี่ได้กำหนดไว้เพื่อมารวมกันค่าประมาณ 55.3 องศา แสดงให้เห็นว่าอุปกรณ์ควบคุมที่ออกแบบนี้ทำให้ระบบมีเสถียรภาพ นอกขงมีอุปกรณ์ควบคุมที่ออกแบบนี้ทำให้ระบบมีค่าที่เขียนสูงซึ่งสามารถถึงระบบจะมีการรักษาแรงดันเอาต์พุตที่ดี



รูปที่ 6 แผนผังโพลขงฟังก์ชันด้านโอเวอร์ลูป $G_{EA}(s)G_{FCO}(s)G_p(s)$

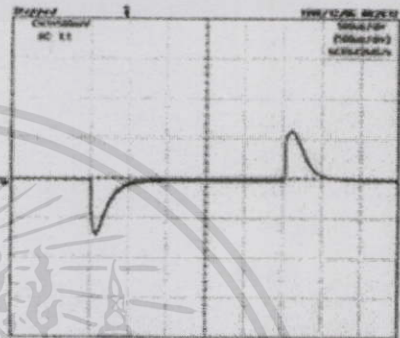
4. ผลการทดลอง

เมื่อทำการวัดแรงดันเอาต์พุตของวงจรต้นแบบที่แรงดันอินพุตและกระแสโหลดค่าต่างๆ พบว่าได้ผลดังตารางที่ 1. ระบบวงจรต้นแบบสามารถรักษาแรงดันเอาต์พุตได้คงที่ที่ประมาณ 5V ตลอดอันการที่งานของคอนเวอร์เตอร์ การที่จะวัดความสามารถรักษาแรงดันเอาต์พุตที่ดีนี้เนื่องจากระบบที่ออกแบบมีค่าที่เขียนสูง รูปที่ 7 แสดงผลการวัดตอนต้นของแรงดันเอาต์พุตเมื่อกระแสไฟฟ้าโหลด

เปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลันกลับไปอีกกระแสระหว่าง 1A กับ 5A จะเห็นว่าเมื่อกระแสไฟฟ้าเปลี่ยนจาก 1A ไป 5A แรงดันไฟฟ้าตกชั่วขณะประมาณ 700mV ใช้เวลาประมาณ 650ns ในการเข้าสู่ภาวะคงตัวที่ 5V และเมื่อกระแสไฟฟ้าเปลี่ยนจาก 5A กลับไป 1A แรงดันไฟฟ้าสูงขึ้นชั่วขณะประมาณ 650mV ใช้เวลาประมาณ 600ns ในการเข้าสู่ภาวะคงตัวที่ 5V

ตารางที่ 1 ผลการวัดแรงดันเอาต์พุตของวงจรต้นแบบ

แรงดันเอาต์พุต (P_o)					
แรงดันอินพุต (P_i)	1A	2A	3A	4A	5A
20V	4.981	4.976	4.971	4.962	4.955
25V	4.975	4.977	4.974	4.966	4.959



รูปที่ 7 ผลตอนต้นของแรงดันเอาต์พุต

5. สรุป

บทความนี้ได้นำเสนอการจำลองแบบและออกแบบการควบคุมอันดับของวงจรเรกติเฟอร์โพลเฟสคอนเวอร์เตอร์แบบสวิชชิงที่แรงดันสูงและกระแสสูงที่ทำได้ถูกนำมาใช้ในการออกแบบระบบควบคุมของวงจรต้นแบบ ผลการทดลองพบว่าวงจรต้นแบบสามารถรักษาแรงดันเอาต์พุตที่คงที่ไว้ได้ทั้งเมื่อแรงดันอินพุตและกระแสโหลดมีการเปลี่ยนแปลง นอกจากนี้วงจรยังมีอัตราตอบสนองที่เร็วเมื่อกระแสโหลดเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลัน จากผลการทดลองนี้ยืนยันได้ว่าแบบจำลองที่ได้สามารถนำมาใช้ในการออกแบบได้โดยทฤษฎี

เอกสารอ้างอิง

[1] S. D. Frechet, "A Unified Analysis of Converters with Resonant Switches", Ph.D. Thesis, California Institute of Technology, 1988.
 [2] A. Szaibo, M. Kassara and E.S. Waid, "A Unified Method for The Small Signal Modeling of Multi Resonant and Quasi Resonant Converters", IEEE International Symposium, vol. 3, pp. 522 - 525, 1998.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ECTI-CON 2008

THE 2008 ECTI INTERNATIONAL CONFERENCE

Volume 2

Proceedings of the 2008 Electrical Engineering/ Electronics, Computer,
Telecommunications and Information Technology (ECTI)
International Conference

May 14-17, 2008
Maritime Park and Spa Resort, Krabi, THAILAND

ECTI Association

TRIDI
Telecommunications Research and
Industrial Development Institute
www.tridi.or.th

NECTEC
a member of SETRA

Seagate

TNGC
The National Grid Company

IEEE
THAILAND SECTION

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Feedback Control Design of Zero-Voltage-Switched Quasi-Resonant DC-DC Converters

Sira Eaksuwan and Chanin Bunlaksananusorn

Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMITL),
Chalongkrung Rd. Ladkrabang, Bangkok 10520

Abstract—In this paper, feedback control design of Zero-Voltage-Switched Quasi-Resonant dc-dc converters is presented. The power stage model is derived by a method of circuit averaging, while the control stage model, consisting of an Error Amplifier (EA) and Voltage Control Oscillator (VCO), determined by the input/output relationship of the circuits. The obtained models are used in feedback control design of the prototyped converter. Test results show that the converter exhibits good output voltage regulation and fast transient response to a step-load change.

I. INTRODUCTION

A trend of modern electronic equipment design is portability and compactness. This requires a power converter used in the equipment be small size and light weight, which is typically achieved by operating the converter at high switching frequency. The penalty associated with high frequency operation is, however, a more severe switching loss. The switching loss is occurred due to a finite switching time of a MOSFET switch used in the converter, which causes the overlapping of the switch's voltage and current during the turn-on and turn-off transition. Apart from the switching loss, high frequency operation also aggravates a turn-on loss. The turn-on loss is caused by a charge stored in the parasitic drain-source capacitance (C_{ds}) of the MOSFET during the turn-off interval dissipated as heat in a main conduction channel when the device is turned on. The turn-on and switching losses together contribute significantly to the overall losses at high switching frequencies. Recently, a Zero-Voltage-Switched Quasi-Resonant (ZVS-QR) dc-dc converter has been proposed to overcome these problems [1, 2]. In the ZVS-QR converter, a resonant inductor and capacitor have been added to the conventional dc-dc converter to shape the MOSFET's voltage waveform to create a zero voltage condition for the device to turn on and off, thereby eliminating the switching and turn-on losses.

Unlike its PWM counterparts, an output voltage of the ZVS-QR converter is regulated by means of frequency control. To achieve a stable operation and good output regulation, the converter's feedback control must be carefully designed. Past research works of the ZVS-QR converters have mainly emphasized the analysis and modeling aspects [3]. There still lacks a work that details control design of the converter. This paper, therefore, presents feedback control design of ZVS-QR dc-dc converters. In section II, the converter's control principle is briefly described, followed by the derivation of a small-signal transfer function of the elements that constitute the converter's control system. In Section III, feedback control

design of a prototype converter is demonstrated. Section IV presents experimental results measured from the built prototype circuit. Section V concludes the paper.

II. CONTROL OF ZVS-QR DC-DC CONVERTERS

Fig. 1(a) shows a circuit schematic of a ZVS-QR buck converter, whose control circuit comprises an Error Amplifier (EA) and Voltage Control Oscillator (VCO). The converter's output voltage is maintained at a constant value by means of frequency control as follows. The difference between the output voltage, V_o , and the reference voltage, V_{ref} , is amplified by the EA, yielding the control voltage, V_c , at its output. V_c is converted into a current I_{osc} which charges C_{VCO} and causes the voltage, v_{VCO} , to increase linearly. When it reaches an upper limit of V_{th} , the comparator's output will go high, turning on the switch, S_{mos} . C_{VCO} is now discharged and v_{VCO} drops precipitously. When it reaches a lower limit of V_{th} , the comparator's output will go low, S_{mos} turned off, and C_{VCO} enters the charge phase again. Hence, the comparator's output is a clock signal whose frequency is proportional to V_c . The signal processing circuitry is used to change this clock frequency to a pulse signal with a constant off time to drive the MOSFET switch [4]. Fig. 1(b) depicts the ideal waveforms of the ZVS-QR buck converter, where the switch voltage (v_s) is always zero at the turn-on and turn-off instances.

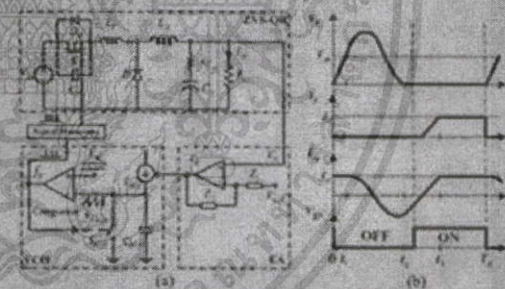


Figure 1. (a) ZVS-QR buck converter (b) Ideal waveforms of the ZVS-QR buck converter: switch voltage (v_s), switch current (i_s), resonant inductor current (i_L), gate drive signal (v_g)

A control block diagram of the ZVS-QR buck converter is shown in Fig. 2. $G_o(s)$ represents a frequency-to-output voltage

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

transfer function of the converter's power stage, while $G_{vco}(s)$ and $G_{EA}(s)$ are a transfer function of the VCO and EA respectively. Each of these transfer functions is derived below.

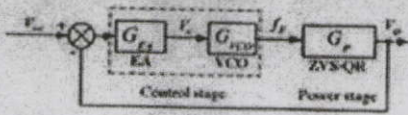


Figure 2. Closed-loop control block diagram of ZVS-QR buck converters

A. Modeling of the power stage

The circuit averaging technique [3] is applied to derive the power stage transfer function $G_p(s)$. Here, the derivation also takes into account the effect of an Equivalent Series Resistance (ESR) of the output capacitor, which had been neglected in the earlier work [3]. Inclusion of the ESR will yield a more accurate description of $G_p(s)$.

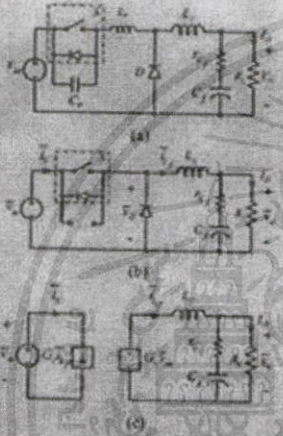


Figure 3. (a) ZVS-QR buck converter (b) Average circuit (c) Average circuit in which the switch and diode are replaced by the current and voltage sources.

In one switching period, the averaged voltage of L_s and averaged current of C_o are zero. Therefore, L_s and C_o can be viewed as being short circuited and open circuited respectively, as shown in Fig. 3(b). The averaged current of the switch (\bar{i}_s) and averaged voltage of the diode (\bar{v}_D) can be written in terms of the averaged current of the inductor (\bar{i}_L) and the averaged voltage of the input (\bar{v}_{in}) as

$$\bar{i}_s = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_s dt = G_s \bar{i}_L \quad (1)$$

$$\bar{v}_D = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} v_D dt = G_v \bar{v}_{in} \quad (2)$$

where T_s is a switching period, G_s and G_v are a characteristic function which can be found by averaging the waveforms v_D and i_s of the converter in Fig. 3(a), which is shown in Fig. 4. It is found that G_s and G_v are equal expressed by



Figure 4. (a) Waveform v_D and its average value (\bar{V}_D) (b) Waveforms i_s and its average value \bar{I}_s

$$G_v = G_s = 1 - \frac{f_n}{2\pi} \left[\sin^{-1} \left(\frac{1}{\gamma} \right) + \pi + \frac{1}{2\gamma} + \gamma \left(1 + \sqrt{1 - \frac{1}{\gamma^2}} \right) \right] \quad (3)$$

where

$$\gamma = \frac{Z_o \bar{I}_L}{\bar{v}_{in}}, \quad f_n = \frac{f_s}{f_r}, \quad Z_o = \sqrt{\frac{L_o}{C_o}}, \quad f_s = \frac{1}{T_s}, \quad f_r = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_o C_o}}$$

Therefore, the averaged circuit in Fig. 3(b) can be redrawn by replacing the switch and diode with the dependent current source G_s and dependent voltage source G_v , as depicted in Fig. 3(c). Equations (1) and (2) are a nonlinear equation. They can be linearized by small-signal perturbation. Applying the Taylor series expansion to (1) and (2), the small-signal linear terms can be written as

$$\bar{v}_D = k_{v1} \bar{v}_{in} + k_{v2} \bar{i}_L + k_{v3} \bar{i}_s \quad (4)$$

$$\bar{i}_s = k_{s1} \bar{v}_{in} + k_{s2} \bar{i}_L + k_{s3} \bar{i}_s \quad (5)$$

where

$$k_{v1} = \frac{\partial \bar{v}_D}{\partial \bar{v}_{in}} = G_v - \frac{\gamma f_n}{2\pi} \left[\frac{1}{2\gamma^2} \left(1 + \sqrt{1 - \frac{1}{\gamma^2}} \right) \right]$$

$$k_{v2} = \frac{\partial \bar{v}_D}{\partial \bar{i}_L} = \frac{Z_o f_n}{2\pi} \left[\frac{1}{2\gamma} \left(1 + \sqrt{1 - \frac{1}{\gamma^2}} \right) \right]$$

$$k_{v3} = \frac{\partial \bar{v}_D}{\partial \bar{i}_s} = \frac{f_n}{2\pi f_r} \left[\sin^{-1} \left(\frac{1}{\gamma} \right) + \pi + \frac{1}{2\gamma} + \gamma \left(1 + \sqrt{1 - \frac{1}{\gamma^2}} \right) \right]$$

$$k_{s1} = \frac{\partial \bar{i}_s}{\partial \bar{v}_{in}} = \frac{\gamma f_n}{2\pi Z_o} \left[\frac{1}{2\gamma} \left(1 + \sqrt{1 - \frac{1}{\gamma^2}} \right) \right]$$

$$k_{s2} = \frac{\partial \bar{i}_s}{\partial \bar{i}_L} = G_s + \frac{\gamma f_n}{2\pi} \left[\frac{1}{2\gamma} \left(1 + \sqrt{1 - \frac{1}{\gamma^2}} \right) \right]$$

$$k_{s3} = \frac{\partial \bar{i}_s}{\partial \bar{i}_s} = \frac{f_n}{2\pi f_r} \left[\sin^{-1} \left(\frac{1}{\gamma} \right) + \pi + \frac{1}{2\gamma} + \gamma \left(1 + \sqrt{1 - \frac{1}{\gamma^2}} \right) \right]$$

Therefore, a small-signal equivalent circuit of the ZVS-QR buck converter can be drawn as shown in Fig. 5

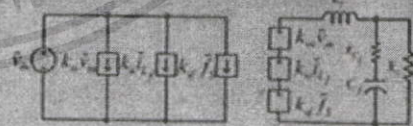


Figure 5. Small-signal equivalent circuit of ZVS-QR buck converter

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

choosing the filter inductor current, i_L , and capacitor voltage, v_C , as a state variable and the output voltage, v_o , as an output variable, the following state-space equation can be obtained from Fig. 5:

$$\begin{bmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{dv_C}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{k_{v1}}{L_f} \frac{R_f r_{cs}}{L_f(R_f + r_{cs})} & -\frac{R_f}{L_f(R_f + r_{cs})} \\ \frac{R_f}{C_f(R_f + r_{cs})} & -\frac{1}{C_f(R_f + r_{cs})} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_C \end{bmatrix} \quad (6)$$

$$\begin{bmatrix} \frac{dv_o}{dt} \\ v_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{k_{v2}}{L_f} & \frac{k_{v3}}{L_f} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{R_f r_{cs}}{R_f + r_{cs}} & \frac{R_f}{R_f + r_{cs}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{in} \\ v_{in} \end{bmatrix} \quad (7)$$

The frequency-to-output voltage transfer function can be determined from (6) and (7) by setting $\dot{v}_{in} = 0$, which is given by

$$G_{v_o}(s) = \frac{\dot{v}_o(s)}{v_{in}(s)} = K_c \frac{r_{cs} C_f s + 1}{\frac{L_f C_f}{1 - \frac{k_{v1}}{R_f} s} \left(\frac{1}{R_f C_f} + \frac{k_{v2} - r_{cs}}{L_f} \right) s + 1} \quad (8)$$

where $K_c = \frac{k_{v2}}{1 - \frac{k_{v1}}{R_f}}$

1 Modeling of the control stage

The control stage consists of the EA and VCO as shown in Fig. 6. The EA amplifies the difference between V_o and V_{ref} , producing the control voltage V_c at its output. Since V_o is fed back to the non-inverting pin of the EA, V_c will increase if V_o is more than V_{ref} , and vice versa. The components R_f, R_i, C_{FF} , and C_{FF} connected around the EA form a one-zero and two-poles compensation circuit, with a transfer function

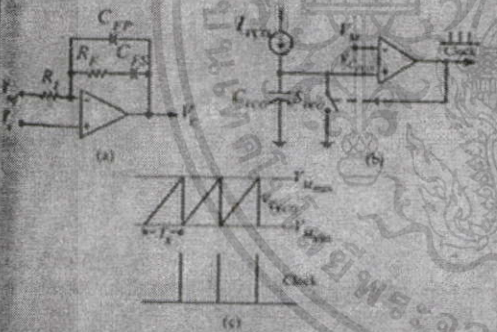


Figure 6. (a) Error Amplifier (EA) (b) Voltage Control Oscillator (VCO) (c) Waveform showing VCO operation

$$G_{v_c}(s) = - \left[1 + \frac{\left(\frac{s}{\omega_{z1}} + 1 \right)}{\left(\frac{s}{\omega_{p1}} \right) \left(\frac{s}{\omega_{p2}} + 1 \right)} \right] \quad (9)$$

where

$$\omega_{z1} = \frac{1}{R_f(C_{FF} + C_{FF})}, \quad \omega_{p1} = \frac{1}{R_f} \cdot \omega_{p2} = \frac{1}{R_f C_{FF}}$$

As shown in Fig. 6(b), V_c from the EA is converted into a current I_{icc} to charge C_{icc} . The voltage across C_{icc} , v_{cicc} , is compared to a window voltage V_w (Fig. 6(c)). When v_{cicc} reaches $V_{w,max}$, the comparator's output will be high and turn on S_{icc} . This causes C_{icc} to discharge and v_{cicc} is decreased precipitously. When it reaches $V_{w,min}$, the comparator's output will be low and turn off S_{icc} . I_{icc} will charge C_{icc} to continue the same process again for the next period. Hence, the comparator's output is a clock signal whose frequency is proportional to V_c . This clock frequency defines a switching frequency of the MOSFET switch.

From Fig. 6(b), v_{cicc} is expressed as

$$v_{cicc} = \int_0^T \frac{1}{C_{icc}} I_{icc} dt \quad (10)$$

where $I_{icc} = \frac{1}{R_{icc}} V_c$ and $\frac{1}{R_{icc}}$ is a constant of proportionality between I_{icc} and V_c . From (10), it yields

$$V_{w,max} = \frac{1}{C_{icc} R_{icc}} T_1 + V_{w,min} \quad (11)$$

where $T_1 = \frac{1}{f_s}$

From (11) the small-signal transfer function of the VCO is written as

$$G_{v_{cicc}}(s) = \frac{\dot{v}_{cicc}(s)}{v_c(s)} = \frac{1}{C_{icc} R_{icc} V_w} \quad (12)$$

where $V_w = V_{w,max} - V_{w,min}$

III. FEEDBACK CONTROL DESIGN

With the block diagram in Fig. 2 and the derived transfer functions in (8), (9), and (12), feedback control design of a prototype ZVS-OR buck converter can be now performed. The followings are parameters of the converter's power stage: $V_{in} = 20$ to $25V$, $V_o = 5V$, $I_o = 1$ to $5A$ ($R_L = 5$ to 10Ω), $f_s = 100kHz$ to $271kHz$, $L_f = 55\mu H$, $C_f = 200\mu F$, $L = 11.9\mu H$, and $C_i = 19nF$. The control stage parameters are: $R_{icc} = 581\Omega$, $C_{icc} = 360pF$, and $V_w = 1V$.

As the input voltage and load current are changed, the converter's switching frequency, f_s , is varied to regulate the output voltage. f_s is maximum when the input voltage is maximum and load current minimum. At this maximum

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

frequency, the converter has a more tendency to become unstable than at the lower frequencies. Thus, to ensure system stability, control design will have to be carried out at this extreme condition, i.e. $V_{in,max} = 25V$, $I_{o,max} = 1A$ ($R_{L,max} = 5\Omega$), and $f_{c,max} = 271kHz$. Substituting the relevant parameters into (8) and (12), the power stage and VCO transfer functions can be determined as:

$$G_p(s) = -2.672 \frac{(1 + 1.9 \times 10^{-5} s)}{(1 + 2.298 \times 10^{-4} s)(1 + 3.621 \times 10^{-3} s)} \quad (13)$$

$$G_{vco}(s) = \frac{\tilde{f}_c(s)}{\tilde{v}_c(s)} = \frac{1}{(360 \times 10^{-12})(58000)(1)} \quad (14)$$

Given the above $G_p(s)$ and $G_{vco}(s)$, a compensation circuit of the EA can be now designed, following the frequency response method [5]. The crossover frequency, f_c , is chosen at 4 kHz. The zero of $G_{cd}(s)$ is placed at $\omega_{z1} = 1.5kHz$, the first pole at the origin, and the second pole at $\omega_{p2} = 35kHz$. Based on these selected f_c and pole-zero location, the compensation circuit component values are calculated and rounded off to the nearest standard values, obtaining $R_1 = 5.6k\Omega$, $R_2 = 10k\Omega$, $C_{F1} = 10nF$ and $C_{F2} = 500pF$. Therefore, $G_{cd}(s)$ is expressed by

$$G_{cd}(s) = - \left[1 + (1.7 \times 10^4) \frac{(1.0 \times 10^{-5} s + 1)}{s(4.76 \times 10^{-2} s + 1)} \right] \quad (15)$$

The designed compensation circuit yields the open-loop frequency response, i.e. the frequency response of $G_{cd}(s)G_{vco}(s)G_p(s)$, shown in Fig. 7. The plot indicates high DC gain, the phase margin of 64.5° and the crossover frequency of about 4kHz as designed. It predicts that the converter will be stable due to the wide phase margin, and exhibits good output voltage regulation because of the high DC gain.



Figure 7. Open-loop frequency response of the designed converter.

IV. EXPERIMENTAL RESULTS

Table I shows an output voltage of the prototype converter measured at different values of the input voltage and load current. It can be seen that the output voltage is regulated at around 5V throughout the converter's operating range. This

result agrees with the prediction in Fig. 7 that the high DC loop gain would yield the converter good output voltage regulation. The output voltage transient responses subjected to a step load change are shown in Fig. 8. When the load is stepped from 1A to 5A, the maximum output voltage drop and the settling time are measured at about 700mV and 650µs respectively. The similar results are obtained, when the load is stepped back from 5A to 1A.

TABLE I
MEASURED OUTPUT VOLTAGE

Input Voltage (V_{in})	Output Voltage (V_o)				
	1A	2A	3A	4A	5A
20V	4.981	4.976	4.971	4.962	4.955
25V	4.975	4.977	4.974	4.966	4.959

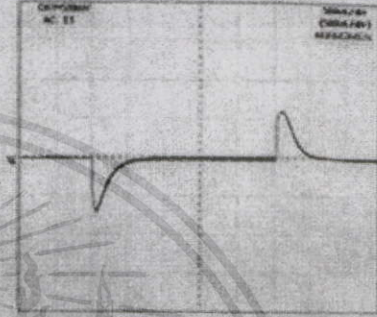


Figure 8. Output voltage transient response

V. CONCLUSION

Feedback control design of Zero-Voltage-Switched Quasi-Resonant dc-dc converters has been presented in this paper. It first described the derivation of the small-signal models of the converter. The obtained models were later used in control design of the prototyped converter. Test results shown that, with the designed compensation circuit, the converter exhibits good output voltage regulation and possesses fast transient response to the step-load change.

REFERENCES

- [1] S. D. Preeland, "A Unified Analysis of Converters with Resonant Switches," Ph.D. Thesis, California Institute of Technology, 1988.
- [2] W. A. Tabari, P. M. Gradzki and F. G. Lee, "Zero-Voltage-Switched Quasi-Resonant Buck and Flyback Converters: Experimental Results at 10MHz," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 4, no. 2, pp. 194-204, April 1989.
- [3] A. Sotelo, M. Kojima and E.S. Ward, "A Unified Method for The Small-Signal Modeling of Multi-Resonant and Quasi-Resonant Converters," *Proc. of IEEE Int. Symposium on Circuits and Systems*, vol. 3, pp. 522-525, 1998.
- [4] L. Svalford, "A New Family of Integrated Circuits Controls Resonant Mode Power Converters," Application Note (U-122), Uniside Integrated Circuits Corporation.
- [5] R. W. Erickson, D. Maksimovic, *Fundamentals of Power Electronics*, 2nd ed., Kluwer Academic Publishers, 2001.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ประวัติผู้เขียน

นายศิริ เอกสุวรรณ เกิดเมื่อวันที่ 16 ธันวาคม 2526 ที่จังหวัดระยอง สำเร็จการศึกษา
วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต (วิศวกรรมไฟฟ้า) จากมหาวิทยาลัยศรีนครินทรวิโรฒ ปีการศึกษา 2549
ปัจจุบันเป็นนักศึกษาปริญญาโท สาขาวิศวกรรมระบบควบคุม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบัน
เทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้