

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

รายงานผลการวิจัยในโครงการวิจัยโดยใช้เงินรายได้คณะวิศวกรรมศาสตร์
ประจำปีงบประมาณ 2552

เรื่อง

การออกแบบและพัฒนาแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าเรโซแนนท์ดีซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์แบบสวิตซ์ที่

แรงดันศูนย์

(Design and Development of a Zero-Voltage-Switched Resonant DC-DC converter)

ผู้รับผิดชอบโครงการวิจัย

ดร. ชรินทร์ บุญลักษณานุสรณ์

RCH

TK

๙๘๖๗

๙๑๕๔๗

ค. 1

เลขหมู่.....

เลขทะเบียน **115586**

วัน,เดือน,ปี. **21 ส.ค. 2554**

b. **12312599**
i.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รายงานฉบับนี้นำเสนอผลการวิจัยเรื่องการออกแบบและพัฒนาแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าเรโซแนนท์ดีซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์แบบสวิทช์ที่แรงดันศูนย์ (Design and Development of a Zero-Voltage-Switched Resonant DC-DC converter) ซึ่งได้รับงบสำหรับการทำวิจัยจากเงินรายได้คณะวิศวกรรมศาสตร์ สจล ประจำปี 2552 โดยเนื้อหาในรายงานฉบับนี้ประกอบไปด้วย

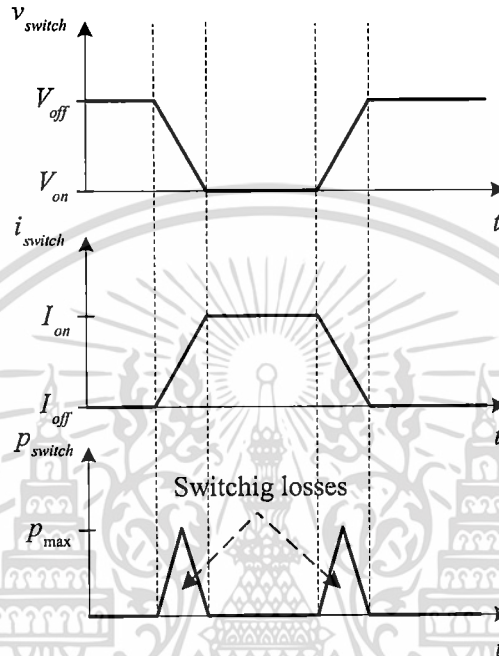
1. บทนำ
2. หลักการทำงานของวงจร
3. การออกแบบวงจร
4. ผลการทดสอบการทำงานของวงจรต้นแบบ
5. สรุป
6. เอกสารอ้างอิง
7. ผลงานที่ได้รับการตีพิมพ์



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1. บทนำ

ในการออกแบบวงจร ดิจิ-ดิซีคอนเวอร์เตอร์ จะพยายามทำให้วงจรทำงานที่ความถี่สวิตช์สูงเพื่อให้ได้วงจรที่มีขนาดเล็ก น้ำหนักเบา และมีประสิทธิภาพสูง ซึ่งปัจจุบันเทคนิคในการสวิตช์ที่นิยมใช้คือวิธีพัลส์วิดธ์มอดูเลชัน (Pulse Width Modulation) ซึ่งมีการสวิตช์ดังรูปที่ 1



รูปที่ 1 การสวิตช์ด้วยวิธีพัลส์วิดธ์มอดูเลชัน

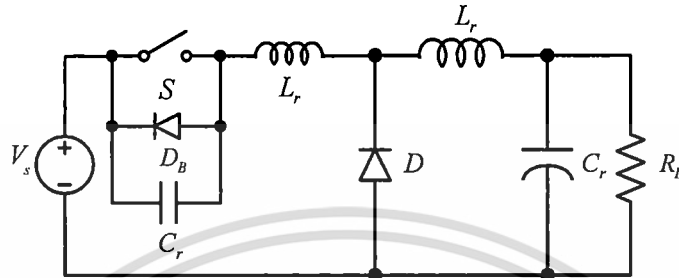
ในขณะที่สวิตช์เปลี่ยนสถานะ แรงดันและกระแสจะมีการคาบเกี่ยวกัน (Overlapping) ทำให้เกิดกำลังสูญเสียที่เรียกว่า Switching loss ขึ้น นอกจากนี้ตัวเก็บประจุแฝง (C_{DS}) ระหว่างขาเดรน-ซอร์สของ MOSFET ที่ใช้เป็นสวิตช์ยังทำให้เกิดการสูญเสียที่เรียกว่า turn-on loss ซึ่งเกิดจาก C_{DS} คายประจุในขณะที่สวิตช์เริ่มนำกระแส กำลังสูญเสีย switching loss และ turn-on loss นี้จะเพิ่มขึ้นตามความถี่สวิตช์ ส่งผลให้ประสิทธิภาพของวงจรคอนเวอร์เตอร์ลดน้อยลงที่ความถี่สวิตช์สูงขึ้น วิธีหนึ่งในการแก้ไขปัญหาดังกล่าวคือการใช้วงจรควอซีเรโซแนนท์ ดิจิ-ดิซี คอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์ที่แรงดันศูนย์ ซึ่งอาศัยการต่อตัวเหนี่ยวนำ (L_r) และตัวเก็บประจุ (C_r) เพิ่มเข้าไปในวงจร ดิจิ-ดิซี คอนเวอร์เตอร์ปกติ ทำให้เกิดเรโซแนนท์ (resonant) ได้แรงดันมีค่าเป็นศูนย์ในขณะที่สวิตช์นำกระแสและหยุดนำกระแส

ในโครงการนี้จะทำการศึกษาการออกแบบและพัฒนาแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าเรโซแนนท์ ดิจิ-ดิซี คอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์ที่แรงดันศูนย์ (Design and Development of a Zero-Voltage-Switched Resonant DC-DC converter)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2. หลักการทำงานของวงจร

ความหมายของการสวิตช์ที่แรงดันศูนย์ คือ การสวิตช์โดยที่แรงดันของสวิตช์ ขณะเริ่มหยุดนำกระแส (turn off) และเริ่มนำกระแส (turn on) มีค่าเป็นศูนย์ ซึ่งทำได้โดยการให้เกิดเรโซแนนซ์ในวงจร ตัวอย่างวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์ที่แรงดันศูนย์ (ZVS Buck Converter) แสดงดังรูปที่ 2

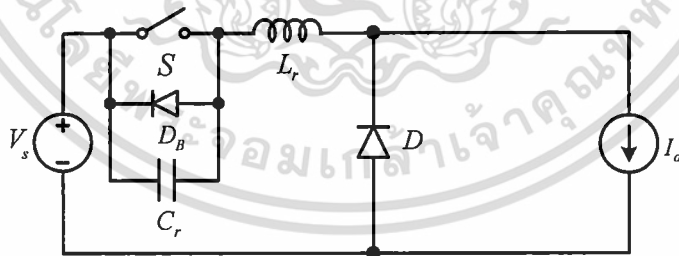


รูปที่ 2 วงจรบัคคอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์ที่แรงดันศูนย์

จากรูปที่ 2 L_r , C_r คือตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุที่ทำให้เกิดเรโซแนนซ์ ในการวิเคราะห์การทำงานของวงจร จะกำหนดให้

1. ตัวเหนี่ยวนำ L_r มีขนาดใหญ่ ทำให้กระแสของ L_r มีค่าคงที่
2. สวิตช์และอุปกรณ์ต่างๆเป็นอุดมคติ

ด้วยเงื่อนไขข้างต้น วงจรสมมูลย์ของรูปที่ 2 สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 3



รูปที่ 3 วงจรสมมูลย์ของรูปที่ 2

กำหนดให้

Characteristic impedance $Z_0 = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}$ (1)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

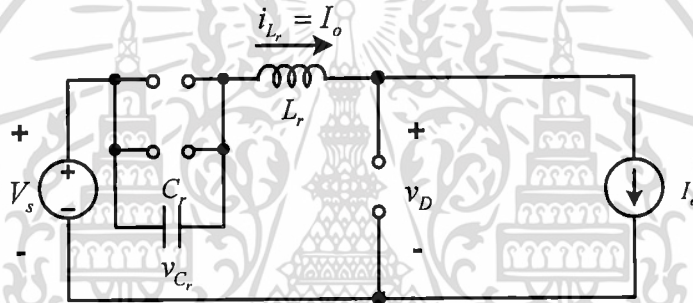
$$\text{Resonant angular frequency} \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}} \quad (2)$$

$$\text{Resonant frequency} \quad f_r = \frac{\omega_0}{2\pi} \quad (3)$$

$$\text{Period} \quad T_s = \frac{1}{f_s} \quad (4)$$

การทำงานของวงจรในรูปที่ 3 แบ่งออกเป็น 4 ช่วงเวลา ดังนี้

1.1 ช่วงเวลาที่ $0 < t < t_1$ เริ่มจากสวิตช์ S ยังคงนำกระแส I_o อยู่ เมื่อสั่งให้สวิตช์ S หยุดนำกระแส จะได้วงจรสมมูลดังรูปที่ 4 ตัวเก็บประจุ C_r ถูกชาร์จด้วยกระแส I_o แรงดันที่ตกคร่อม C_r จะเพิ่มขึ้นอย่างเป็นเชิงเส้น ดังสมการ



รูปที่ 4 วงจรสมมูลในช่วงเวลา $0 < t < t_1$

$$i_{C_r} = i_{L_r} = I_o \quad (5)$$

$$v_{C_r} = \frac{1}{C_r} \int_0^t i_{C_r} dt = \frac{I_o}{C_r} t \quad (6)$$

ในขณะเดียวกันแรงดันตกคร่อม D จะลดลงอย่างเป็นเชิงเส้น ดังสมการ

$$v_D = V_s - v_{C_r} = V_s - \frac{I_o}{C_r} t \quad (7)$$

การทำงานจะสิ้นสุดลงที่เวลา t_1 เมื่อแรงดัน v_{C_r} มีค่าเท่ากับ V_s และแรงดัน v_D มีค่าเป็นศูนย์ ช่วงเวลา 0 ถึง t_1 สามารถหาได้จากสมการที่ (7) โดยให้ $v_D = 0$ จะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$0 = V_s - \frac{I_o}{C_r} t_{01} \quad (8)$$

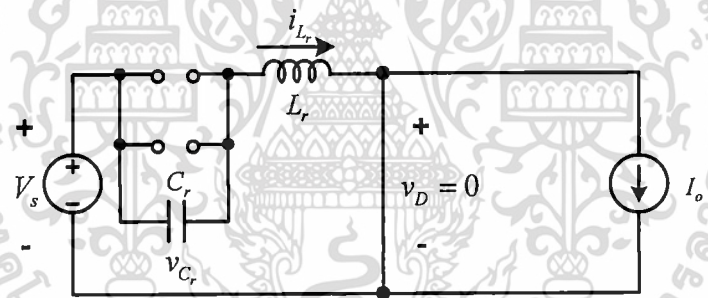
$$V_s = \frac{I_o}{C_r} t_{01} \quad (9)$$

$$t_{01} = \frac{V_s C_r}{I_o} \quad (10)$$

สมการที่ (7) สามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$v_D = V_s \left(1 - \frac{t}{t_{01}}\right) \quad (11)$$

1.2 ช่วงเวลา $t_1 < t < t_2$ D นำกระแส จะด้วงจรสมมูลแสดงดังรูปที่ 5 ในสภาวะนี้จะเกิดการเรโซแนนซ์ระหว่าง L_r กับ C_r



รูปที่ 5 วงจรสมมูลในช่วงเวลา $t_1 < t < t_2$

สมการของกระแสที่ไหลผ่าน L_r และแรงดันที่ตกคร่อม C_r สามารถเขียนได้ดังนี้

$$v_{C_r} = V_s + I_o Z_0 \sin \omega_0 t \quad (12)$$

$$i_{L_r} = I_o \cos \omega_0 t \quad (13)$$

การทำงานจะสิ้นสุดลงที่เวลา t_2 เมื่อแรงดัน v_{C_r} ตกลงเป็นศูนย์ ช่วงเวลาจาก t_1 ถึง t_2 สามารถหาได้จากสมการที่ (12) โดยให้ $v_{C_r} = 0$ จะได้

$$0 = V_s + I_o Z_0 \sin \omega_0 t_2 \quad (14)$$

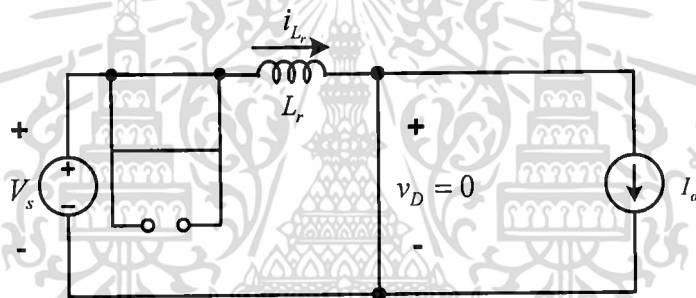
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$t_{12} = \frac{1}{\omega_0} \left[\sin^{-1} \left(\frac{V_s}{I_o Z_0} \right) + \pi \right] \quad (15)$$

ในสภาวะนี้ เนื่องจาก D นำกระแส ดังนั้น

$$v_D = 0 \quad (16)$$

1.3 ช่วงเวลา $t_2 < t < t_3$ แรงดัน v_C มีค่าเป็นศูนย์ D_B นำกระแส และแรงดันที่ตกคร่อมสวิตช์ S มีค่าเป็นศูนย์ด้วยเช่นกัน สัญญาณขับเคลื่อนจะถูกป้อนเข้ามาสั่งให้สวิตช์ S ทำงานในช่วงเวลานี้ จะได้ วงจรสมมูลแสดงดังรูปที่ 6 ในสภาวะนี้แรงดันตกคร่อม L_r จะเท่ากับ V_s กระแสไหลผ่าน L_r จะเพิ่มขึ้นอย่างเป็นเชิงเส้น



รูปที่ 6 วงจรสมมูลในช่วงเวลา $t_2 < t < t_3$

สมการของกระแสที่ไหลผ่าน L_r และแรงดันที่ตกคร่อม C_r สามารถเขียนได้ดังนี้

$$v_{C_r} = 0 \quad (17)$$

$$v_{L_r} = L_r \frac{di_{L_r}}{dt} \quad (18)$$

$$i_{L_r} = \frac{1}{L_r} \int_{t_2}^t V_s dt + i_{L_r}(t_{12}) \quad (19)$$

$$i_{L_r} = \frac{V_s}{L_r} t + I_o \cos \omega_0 t_{12} \quad (20)$$

การทำงานจะสิ้นสุดลงที่เวลาที่เวลา t_3 เมื่อกระแสไหลผ่าน L_r เพิ่มขึ้นเท่ากับ I_o ช่วงเวลาจาก t_2 ถึง t_3 สามารถหาได้จากสมการที่ (20) โดยให้ $i_{L_r} = I_o$ จะได้

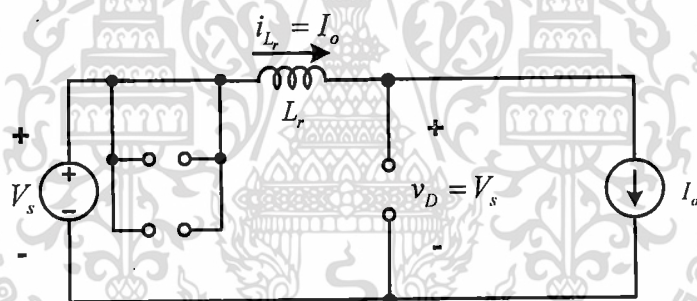
$$I_o = \frac{V_s}{L_r} t_{23} + i_{L_r} (I_o \cos \omega_0 t_{12}) \quad (21)$$

$$t_{23} = \frac{L_r I_o (1 - \cos \omega_0 t_{12})}{V_s} \quad (22)$$

ในสภาวะนี้ เนื่องจาก D ยังคงนำกระแส ดังนั้น

$$v_D = 0 \quad (23)$$

1.4 ช่วงเวลา $t_3 < t < T_s$ i_{L_r} มีค่าเท่ากับ I_o D หยุดนำกระแส จะได้วงจรสมมูลย์แสดงดังรูปที่ 7 สภาวะนี้จะเป็นอยู่ไปจนกระทั่งสวิตช์ S หยุดนำกระแสอีกครั้งหนึ่ง



รูปที่ 7 วงจรสมมูลย์ในช่วงเวลา $t_3 < t < T_s$

สมการของกระแสที่ไหลผ่าน L_r และแรงดันที่ตกคร่อม C_r สามารถเขียนได้ดังนี้

$$i_{L_r} = I_o \quad (23)$$

$$v_{C_r} = 0 \quad (23)$$

ในสภาวะนี้ D ไม่นำกระแส ดังนั้น

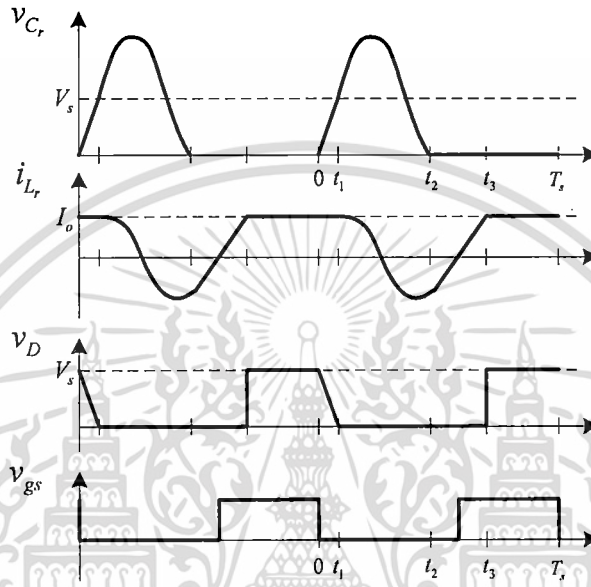
$$v_D = V_s \quad (24)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ช่วงเวลาจาก t_3 ถึง T_s สามารถหาได้ดังนี้

$$t_{3s} = T_s - t_{01} - t_{12} - t_{23} \quad (25)$$

รูปคลื่น v_{C_r} , i_{L_r} , v_D และ v_{gs} ในแต่ละช่วงเวลาแสดงได้ดังรูปที่ 8



รูปที่ 8 รูปคลื่น v_{C_r} , i_{L_r} , v_D และ v_{gs}

ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันอินพุตกับแรงดันเอาต์พุตหาได้จากการเฉลี่ย v_D

$$V_o = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} v_D dt \quad (26)$$

$$V_o = \frac{1}{T_s} \left[\int_0^{t_1} V_s \left(1 - \frac{t}{t_{01}}\right) dt + \int_{t_3}^{T_s} V_s dt \right] \quad (27)$$

$$V_o = V_s \left[1 - f_s \left(t_{03} - \frac{t_{01}}{2} \right) \right] \quad (28)$$

จากสมการที่ (28) จะพบว่าแรงดันเอาต์พุตจะขึ้นอยู่กับแรงดันอินพุต กระแสไหลต (ค่า t_{01} t_{12} t_{23} ในสมการที่ (10) (15) (22) ขึ้นอยู่กับกระแสไหลต) และความถี่สวิตช์ของวงจร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อกำหนดให้

$$M = \frac{V_o}{V_s} \quad (29)$$

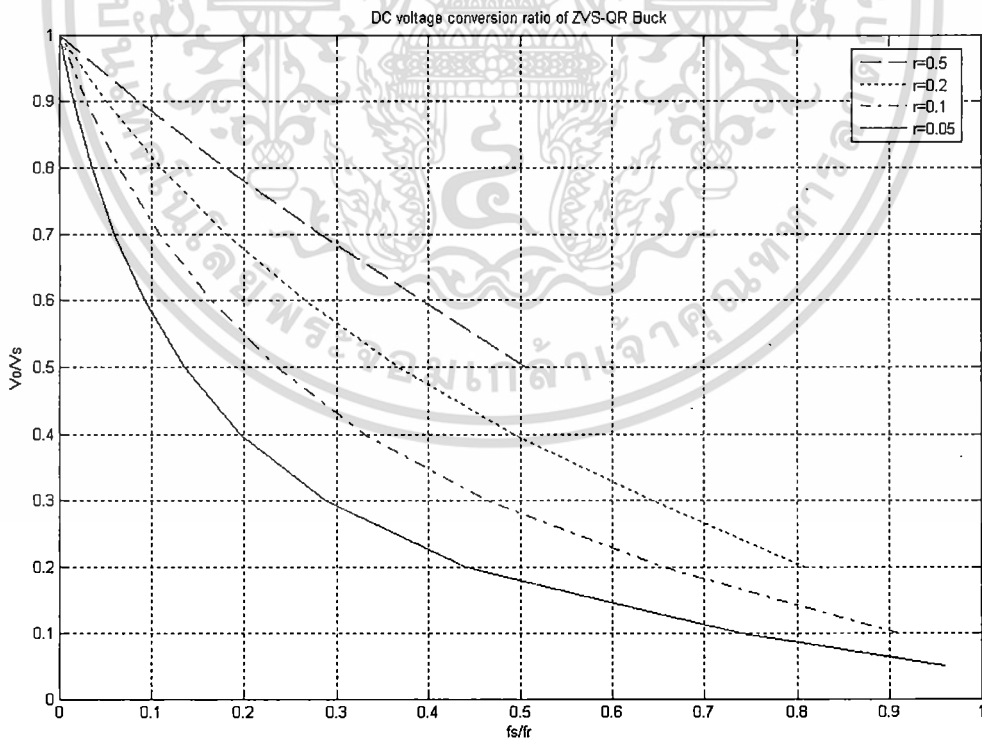
$$r = \frac{R_L}{Z_o} \quad (30)$$

$$\alpha = \sin^{-1} \left(\pi + \frac{M}{r} \right) \quad (31)$$

สมการที่ (28) สามารถถูกจัดรูปใหม่ได้เป็น

$$\frac{V_o}{V_s} = 1 - \frac{f_s}{2\pi f_r} \left[\alpha + \frac{r}{2M} + \frac{M}{r} (1 - \cos \alpha) \right] \quad (32)$$

จากสมการที่ (32) สามารถแสดงกราฟความสัมพันธ์ระหว่าง $\frac{V_o}{V_s}$ และ $\frac{f_s}{f_r}$ ที่ r ค่าต่างๆ ได้ดังรูปที่ 9



รูปที่ 9 ความสัมพันธ์ระหว่าง $\frac{V_o}{V_s}$ และ $\frac{f_s}{f_r}$ ที่ r ค่าต่างๆ

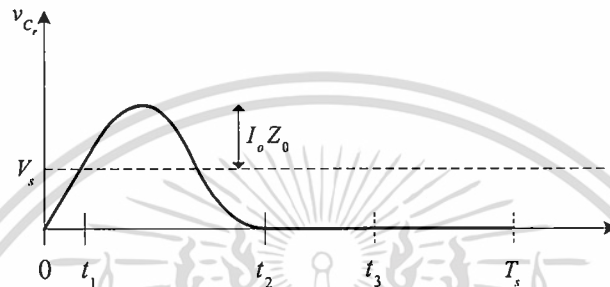
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3. การออกแบบวงจร

จากสมการที่ (12)

$$v_{c_r} = V_s + I_o Z_o \sin \omega_0 t$$

และรูปที่ 10



รูปที่ 10 คลื่นแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_r

เงื่อนไขการเกิดการสวิตช์ที่แรงดันศูนย์คือ

$$V_s \leq I_o Z_o = \frac{V_o}{R_L} Z_o \tag{33}$$

นั่นคือ เมื่อแรงดันไฟฟ้าอินพุตมีค่าสูงสุด กระแสไฟฟ้าเอาต์พุตมีค่าต่ำสุด (R_L มีค่าสูงสุด) สมการที่ (33) ยังต้องเป็นจริง จะได้ว่า

$$\left(\frac{V_o}{R_{L,max}} \right) Z_o = V_{s,max} \tag{34}$$

$$Z_o = \frac{V_{s,max}}{V_o} R_{L,max} \tag{35}$$

$$Z_o = \frac{R_{L,max}}{M_{min}} \tag{36}$$

โดย $M_{min} = \frac{V_o}{V_{s,max}}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Z_0 ที่ได้จากสมการที่ (36) จะทำให้เกิดการสวิตช์ที่แรงดันศูนย์ตลอดย่าน R_L และ V_s

การหาความถี่เรโซแนนท์ เป็นขั้นตอนต่อมาหลังจากที่ทราบค่าของ Z_0 แล้ว ซึ่งในการหาความถี่เรโซแนนท์สามารถพิจารณาได้จากสมการ (32)

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

จัดสมการใหม่ได้เป็น

$$\frac{f_s}{f_r} = \frac{2\pi(1-M)}{\alpha + \frac{r}{2M} + \frac{M}{r}(1 - \cos \alpha)} \quad (37)$$

ความถี่ในการสวิตช์สูงสุด $f_{s,\max}$ จะเกิดขึ้นเมื่อ $R_{L,\max}$ และ $V_{s,\max}$ จากสมการที่ (37) จะได้

$$\frac{f_{s,\max}}{f_r} = \frac{4\pi(1-M_{\min})}{3(1+\pi)} \quad (38)$$

ความถี่ในการสวิตช์ต่ำสุด $f_{s,\min}$ จะเกิดขึ้นเมื่อ $R_{L,\min}$ และ $V_{s,\min}$ จากสมการที่ (37) จะได้

$$\frac{f_{s,\min}}{f_r} = \frac{2\pi(1-M_{\max})}{\alpha_{\min} + \frac{R_{L,\min} M_{\min}}{2R_{L,\max} M_{\max}} + \frac{R_{L,\max} M_{\max}}{R_{L,\min} M_{\min}}(1 - \cos \alpha_{\min})} \quad (39)$$

โดยปกติ $f_{s,\min}$ จะเป็นค่าที่กำหนดให้ ดังนั้นสามารถหาค่า f_r ได้จากสมการที่ (39) เมื่อทราบค่า f_r แล้วจะสามารถหาค่าตัวเหนี่ยวนำ L_r และตัวเก็บประจุ C_r ได้จากสมการที่ (40) และ (41) ตามลำดับ

$$L_r = \frac{Z_0}{2\pi f_r} \quad (40)$$

$$C_r = \frac{1}{2\pi f_r Z_0} \quad (41)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตัวอย่างการออกแบบวงจรต้นแบบ

วงจรรีบคคอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์ที่แรงดันศูนย์ที่ออกแบบมีรายละเอียดดังนี้

- แรงดันอินพุต (V_s) = 20-25 V
- แรงดันทางเอาต์พุต (V_o) = 5 V
- $L_f = 55 \mu\text{H}$
- $C_f = 200 \mu\text{F}$
- กระแสค่านอก (I_o) = 1-5 A ($5-1 \Omega$)
- ความถี่สวิตช์ต่ำสุด ($f_{s,\min}$) = 100 kHz

การเลือกค่าตัวเหนี่ยวนำ L_f และตัวเก็บประจุ C_f

จากสมการที่ (36)

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

เมื่อ $R_{L,\max} = 5 \Omega$ $M_{\min} = \frac{V_o}{V_{s,\max}} = 0.2$ จะได้

$$Z_o = 25 \Omega$$

จากสมการที่ (39)

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

โดย

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\text{เมื่อ } f_{s,\min} = 100 \text{ kHz } R_{L,\max} = 5 \Omega \quad V_{s,\max} = 25 \text{ V } R_{L,\min} = 1 \Omega \quad V_{s,\min} = 20 \text{ V}$$

$$M_{\max} = 0.25 \quad M_{\min} = 0.20 \quad \text{จะได้}$$

$$f_r = 335 \text{ kHz}$$

เมื่อ $Z_0 = 25 \Omega$ และ $f_r = 335 \text{ kHz}$ จะได้

$$L_r = 11.867 \mu\text{H}$$

$$C_r = 18.986 \text{ nF}$$

L_r สร้างโดยใช้แกนเฟอร์ไรต์แบบ EER28 พันด้วยลวดทองแดงเบอร์ AWG20 4 เส้น จำนวน 4 รอบ

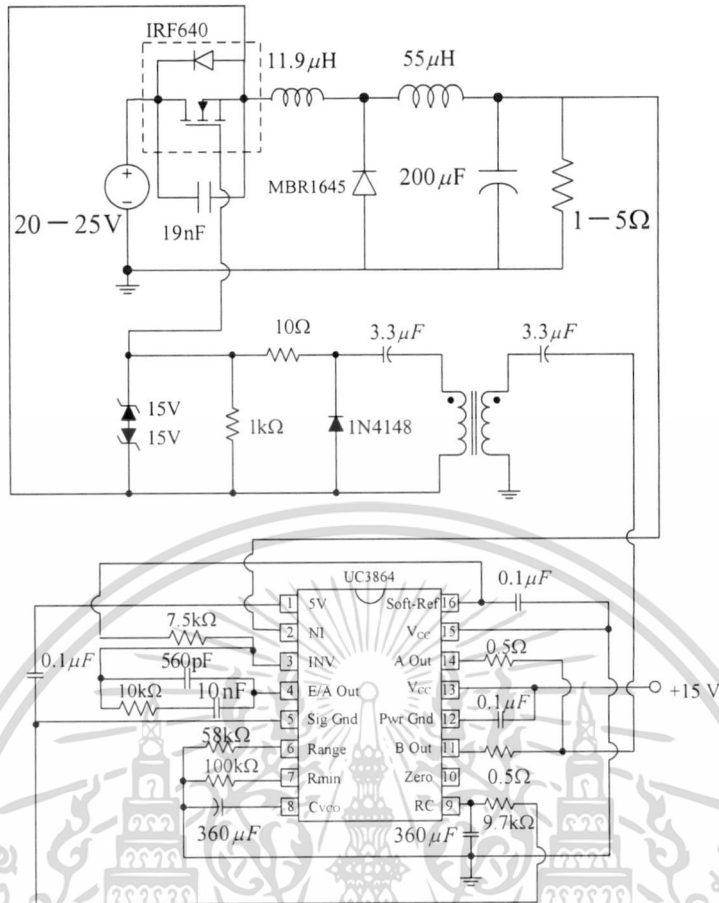
C_r ใช้ตัวเก็บจุลนิกโมลาร์ขนาด 3nF จำนวน 3 ตัว และขนาด 3.3nF จำนวน 3 ตัว ต่อขนานกัน

สำหรับ $f_{s,\max}$ หาได้จากสมการที่ (38)

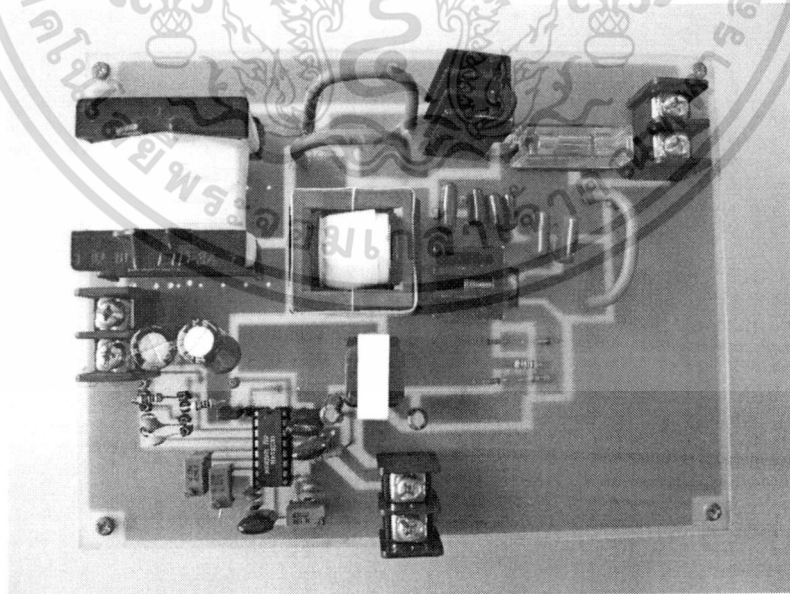
$$\frac{f_{s,\max}}{f_r} = \frac{4\pi M_{\max}}{3(\pi + 1)}$$

เมื่อ $M_{\max} = 0.25$ และ $f_r = 335 \text{ kHz}$ จะได้ $f_{s,\max} = 271 \text{ kHz}$

ในการสร้างวงจรต้นแบบเลือกใช้ออสเฟตกำลังเบอร์ IRF 640 ซึ่งมีพิกัดแรงดันครั้น-ซอร์สสูงสุด 200 V และกระแสครั้นเฉลี่ย 18 A และเลือกไดโอดกำลังชนิดชอตต์กีเบอร์ MBR1645 ซึ่งมีพิกัดแรงดันย้อนกลับสูงสุด 45 V และกระแสไปหน้าเฉลี่ย 16 A วงจรต้นแบบคาวชีโรโซแนนท์บัคคอนเวอร์เตอร์แบบสวิตซ์ที่แรงดันศูนย์แสดงได้ดังรูปที่ 11 และ ภาพถ่ายวงจรต้นแบบแสดงในรูปที่ 12



รูปที่ 11 วงจรควอซีเรโซแนนท์บัคคอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์ที่แรงดันศูนย์กลางแบบ



รูปที่ 12 ภาพถ่ายวงจรต้นแบบ

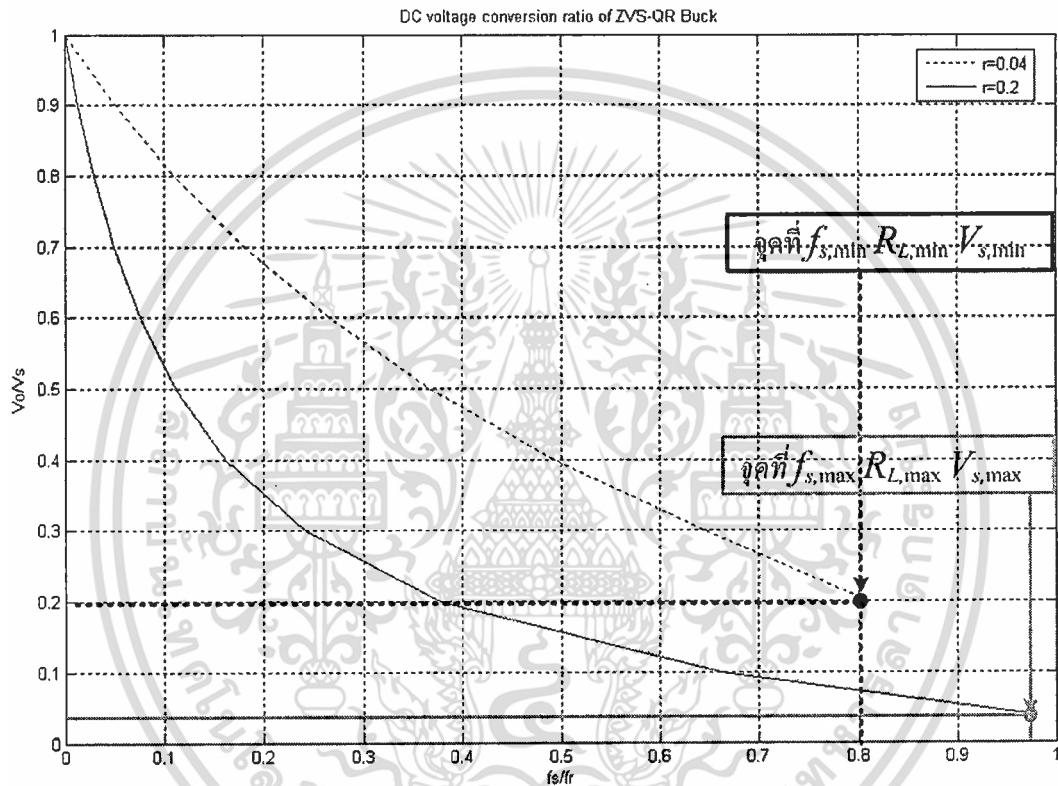
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4. ผลการทดสอบการทำงานของวงจรต้นแบบ

ความสัมพันธ์ระหว่าง $\frac{V_o}{V_s}$ และ $\frac{f_s}{f_r}$ กรณีความถี่สูงสุด $f_{s,max} = 271 \text{ kHz}$ ซึ่งเกิดขึ้นเมื่อ

$R_{L,max} = 5 \Omega$ ($r_{max} = \frac{5}{25} = 0.2$) และ $V_{s,max} = 25 \text{ V}$ และกรณีความถี่ต่ำสุด $f_{s,min} = 100 \text{ kHz}$ ซึ่ง

เกิดขึ้นเมื่อ $R_{L,min} = 1 \Omega$ ($r_{min} = \frac{1}{25} = 0.04$) และ $V_{s,min} = 20 \text{ V}$ แสดงดังรูปที่ 13



รูปที่ 13 ความสัมพันธ์ระหว่าง $\frac{V_o}{V_s}$ และ $\frac{f_s}{f_r}$

จะเห็นว่าเมื่อสภาวะการทำงานเปลี่ยนจาก $R_{L,max} V_{s,max}$ ไปเป็น $R_{L,min} V_{s,min}$ ความถี่ในการสวิตช์ก็จะลดจาก $f_{s,max}$ ไปเป็น $f_{s,min}$ เพื่อรักษาระดับแรงดัน V_o ให้คงที่ที่ 5 V

เมื่อทำการทดลองวัดแรงดันเอาต์พุตของวงจรต้นแบบที่กระแสเอาต์พุตค่าต่างๆ พบว่าสามารถรักษาระดับแรงดันเอาต์พุตได้ดังตารางที่ 1 โดยมีการเปลี่ยนแปลงความถี่สวิตช์ดังตารางที่ 2

ตารางที่ 1 ผลการวัดแรงดันเอาต์พุตของวงจรต้นแบบที่กระแสเอาต์พุตค่าต่างๆ

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

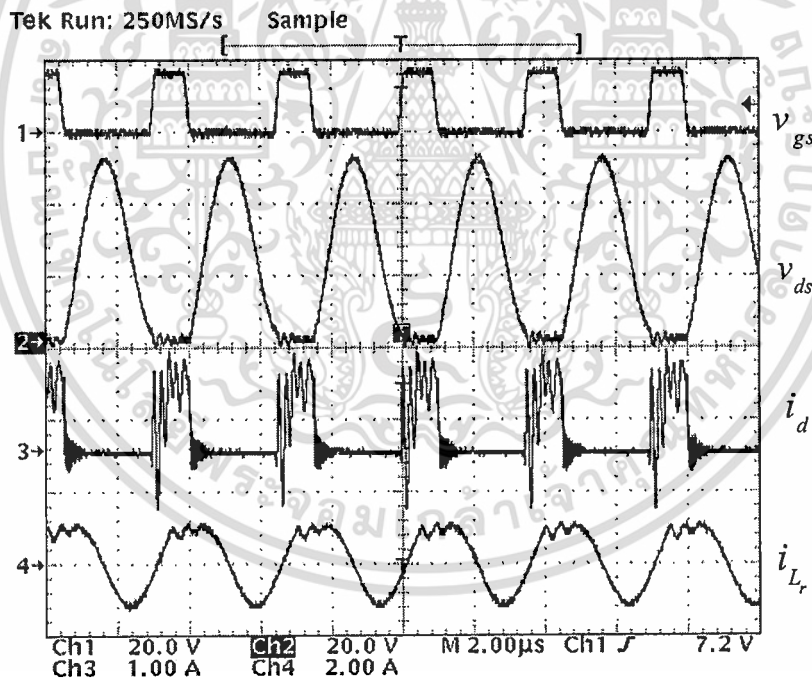
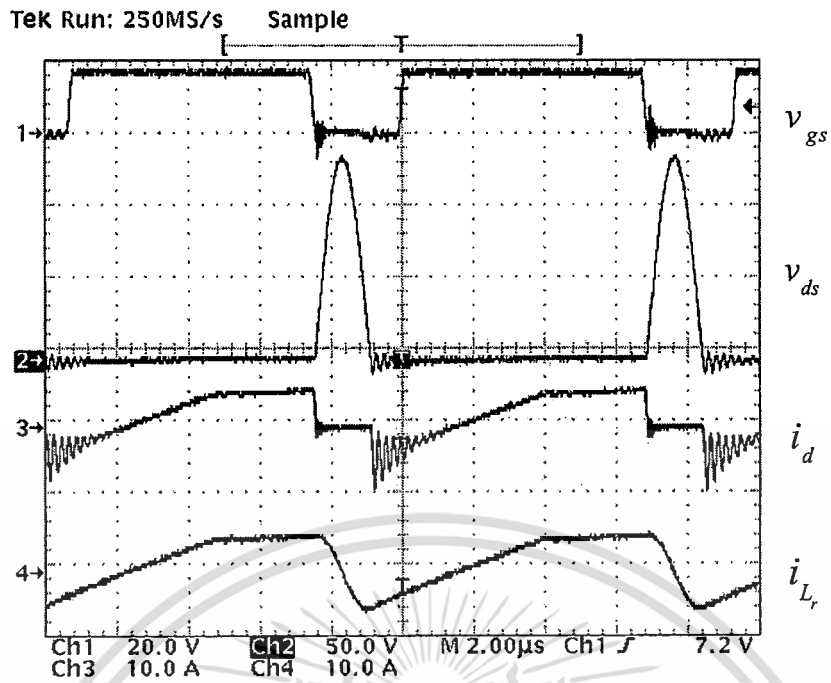
ตารางที่ 2 ผลการวัดความถี่สวิตช์ที่ทำให้ได้แรงดันเอาต์พุตตามตารางที่ 1

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

จะเห็นว่าผลการทดลองในตารางที่ 1 และตารางที่ 2 มีความสอดคล้องกับผลซิมูเลชันของความสัมพันธ์ระหว่าง $\frac{V_o}{V_s}$ และ $\frac{f_s}{f_r}$ ในรูปที่ 12 โดยกรณีความถี่สูงสุด $f_{s,max} = 285$ kHz เกิดขึ้นเมื่อ $R_{L,max} = 5 \Omega$ และ $V_{s,max} = 25$ V และกรณีความถี่ต่ำสุด $f_{s,min} = 104$ kHz เกิดขึ้นเมื่อ $R_{L,min} = 1 \Omega$ และ $V_{s,min} = 20$ V

ผลการวัดรูปคลื่นแรงดันขับสวิตช์ (v_{gs}) แรงดันตกคร่อมสวิตช์ (v_{ds}) กระแสที่ไหลผ่านสวิตช์ (i_d) และกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_r (i_L) กรณีความถี่ต่ำสุด $f_{s,min} = 104$ kHz ซึ่งเกิดขึ้นเมื่อ $R_{L,min} = 1 \Omega$ และ $V_{s,min} = 20$ V กรณีความถี่สูงสุด $f_{s,max} = 285$ kHz ซึ่งเกิดขึ้นเมื่อ $R_{L,max} = 5 \Omega$ และ $V_{s,max} = 25$ V แสดงดังรูปที่ 14 (ก) และ (ข)

115586



(ข)

รูปที่ 14 ผลการทดลองของ v_{gs} v_{ds} i_d i_{Lr} (ก) กรณี $f_{s,min}$ $R_{L,min}$ $V_{s,min}$ (ข) กรณี $f_{s,max}$ $R_{L,max}$ $V_{s,max}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากผลการทดลองจะเห็นว่า กรณี $f_{s,\min}$ $R_{L,\min}$ $V_{s,\min}$ แรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_r มีค่าเป็นศูนย์ ทั้งขณะสวิตช์นำกระแสและขณะสวิตช์ไม่นำกระแส นั่นคือไม่เกิดการสูญเสียขณะสวิตช์ แต่ในกรณี $f_{s,\max}$ $R_{L,\max}$ $V_{s,\max}$ แรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_r มีค่าไม่เป็นศูนย์ขณะสวิตช์นำกระแส ทั้งนี้เนื่องจากค่าตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุที่ใช้ในวงจรต้นแบบเป็นค่าประมาณ รวมถึงค่าตัวเก็บประจุที่มีความไม่เป็นเชิงเส้นในมอสเฟตซึ่งแปรผันได้ไม่แน่นอน ทำให้ผลการทดลองมีความคลาดเคลื่อนไปจากที่ออกแบบ

ประสิทธิภาพของวงจรต้นแบบแสดงในตารางที่ 3

ตารางที่ 3 ประสิทธิภาพของวงจรต้นแบบ

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%

จากตารางที่ 3 จะเห็นว่าวงจรต้นแบบในสภาวะ $V_{in,\max} = 20V$ $I_{o,\min} = 1A$ มีประสิทธิภาพสูงสุดประมาณ 91.36% ขณะที่ในสภาวะ $V_{in,\min} = 25V$ $I_{o,\max} = 5A$ มีประสิทธิภาพน้อยที่สุดประมาณ 80.16% จากตารางจะเห็นว่าเมื่อกระแสโหลดเพิ่มสูงขึ้น ประสิทธิภาพจะลดลง ทั้งนี้เนื่องจากผลของกำลังสูญเสียเนื่องจากการนำกระแสของมอสเฟต (Conduction loss)

5. สรุป

จากผลการวิเคราะห์ออกแบบและทดสอบวงจรควอซีเรโซแนนท์บัคคอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์ที่แรงดันศูนย์ สามารถได้ข้อสรุปดังต่อไปนี้

(1) จากผลการวัดรูปคลื่นกระแสและแรงดันในวงจรต้นแบบ พบว่ารูปคลื่นที่ได้จากการวัดสอดคล้องกับรูปคลื่นที่ได้จากการวิเคราะห์ คือวงจรเกิดการสวิตช์ที่แรงดันศูนย์ โดยรูปคลื่นของกระแสและแรงดันไม่เกิดการคาบเกี่ยวกันในระหว่างการเปลี่ยนสถานะการสวิตช์ ทำให้ไม่เกิดการสูญเสียในลักษณะของ switching loss ทั้งในขณะสวิตช์เริ่มนำกระแสและเริ่มหยุดนำกระแส นอกจากนี้การที่สวิตช์นำกระแสที่แรงดันศูนย์ ยังทำให้ไม่เกิดการสูญเสียในลักษณะของ turn-on loss อีกด้วย การสวิตช์ที่แรงดันศูนย์นี้ควรจะเกิดขึ้นตลอดย่านแรงดันอินพุตและกระแสโหลด แต่จากผลการทดลองพบว่า มีเพียงกรณีแรงดันอินพุตสูงสุดและกระแสโหลดต่ำสุด เท่านั้นที่แรงดันคร่อมสวิตช์ไม่เป็นศูนย์ขณะสวิตช์เริ่ม

นำกระแส ทั้งนี้สาเหตุอาจเกิดขึ้นเนื่องจากค่าความคลาดเคลื่อนของอุปกรณ์ต่างๆที่ใช้ในวงจรต้นแบบ และค่าพารามิเตอร์ต่างๆในวงจร

(2) จากผลการวัดแรงดันเอาต์พุตและความถี่สวิตช์ของวงจรต้นแบบที่แรงดันอินพุตและกระแสโหลดค่าต่างๆ จะพบว่าแรงดันเอาต์พุตแปรผกผันกับความถี่สวิตช์ ซึ่งเป็นไปตามสมการแรงดันเอาต์พุตที่ได้จากการวิเคราะห์ (สมการที่ (32)) คือ เมื่อแรงดันอินพุตลดลง หรือกระแสโหลดสูงขึ้น แรงดันเอาต์พุตจะลดลง ความถี่ที่ใช้ในการสวิตช์จะต้องลดลงเพื่อรักษาแรงดันเอาต์พุตให้คงที่ ในทางกลับกัน เมื่อแรงดันอินพุตเพิ่มขึ้นหรือกระแสโหลดลดลง ความถี่ที่ใช้ในการสวิตช์จะต้องเพิ่มขึ้นเพื่อรักษาแรงดันเอาต์พุตให้คงที่ จากการทดลองพบว่า ตลอดย่านของแรงดันอินพุตและกระแสโหลด แรงดันเอาต์พุตมีค่าเกือบคงที่ (ตารางที่ 1)

(3) จากผลการวัดประสิทธิภาพของวงจรต้นแบบ พบว่าประสิทธิภาพมีค่าอยู่ระหว่าง 80.16% ถึง 91.36% โดยประสิทธิภาพจะมากที่สุดที่สภาวะแรงดันอินพุตต่ำสุดและกระแสโหลดต่ำสุด ขณะที่ประสิทธิภาพจะน้อยที่สุดที่สภาวะแรงดันอินพุตสูงสุดและกระแสโหลดสูงสุดเนื่องจากผลของ conduction loss

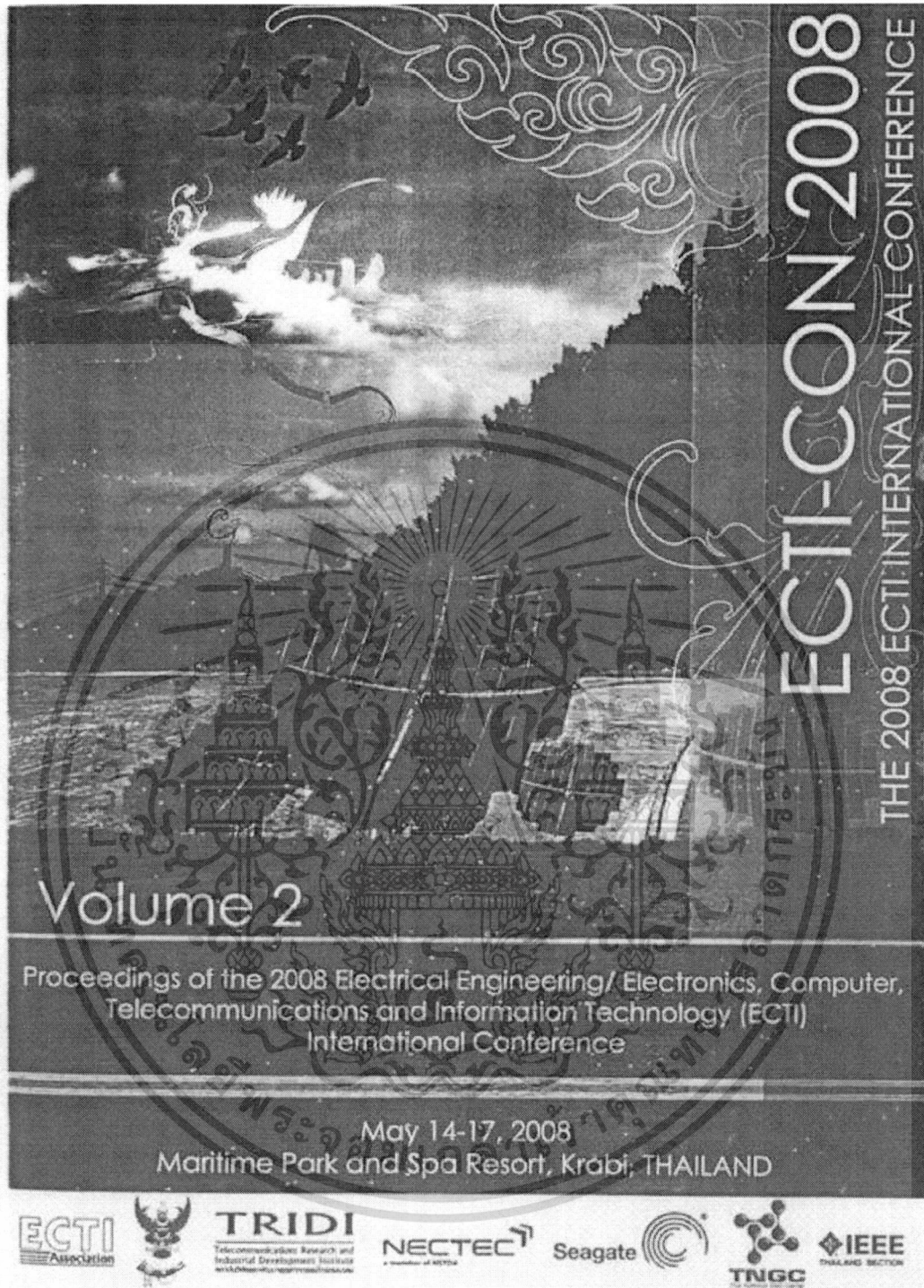
6. เอกสารอ้างอิง

- [1] D. W. Hart, "Introduction to Power Electronics", Prentice-Hall International, 1997.
- [2] F. C. Lee, "High Frequency Quasi-Resonant Converter Technology", Proc. IEEE, vol. 76, no.4, pp. 377-390, April 1988.
- [3] 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.
- [4] N. Mohan, T. M. Undeland and W. P. Robbins, "Power Electronics Converter, Applications, and Design", 2nd Edition, John Wiley and Son, 1995.
- [5] L. Umanand, S.R. Bhat, "Design of Magnetic Components for Switched Mode Power Converters", Wiley Eastern Limited, 1992

7. ผลงานที่ได้รับการตีพิมพ์

- [1] Sira Eaksuwan and Chanin Bunlaksanusorn, "Feedback Control Design of Zero-Voltage-Switched Quasi-Resonant DC-DC converter", Proceeding ECTI International Conference, pp. 973-976, 2008, Thailand

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



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_{vco} which charges C_{VCO} and causes the voltage, $v_{C_{VCO}}$, to increased linearly. When it reaches an upper limit of V_{Mh} the comparator's output will go high, turning on the switch, S_{vco} . C_{VCO} is now discharged and $v_{C_{VCO}}$ drops precipitously. When it reaches a lower limit of V_{Ml} the comparator's output will go low, S_{vco} 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.

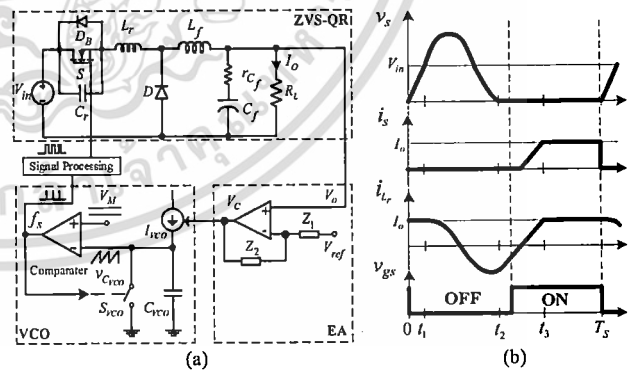


Figure 1. (a) ZVS-QR buck converter (b) Ideal waveforms of the ZVS-QR buck converter: switch voltage (v_s), switch current (i_s), resonant inductor current (i_{Lr}), gate drive signal (v_{gs})

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

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.

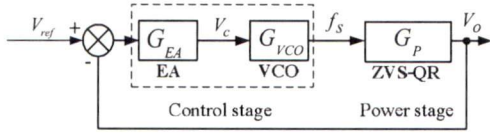


Figure 2. Closed-loop control block diagram of ZVS-QR buck converters

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 $G_p(s)$.

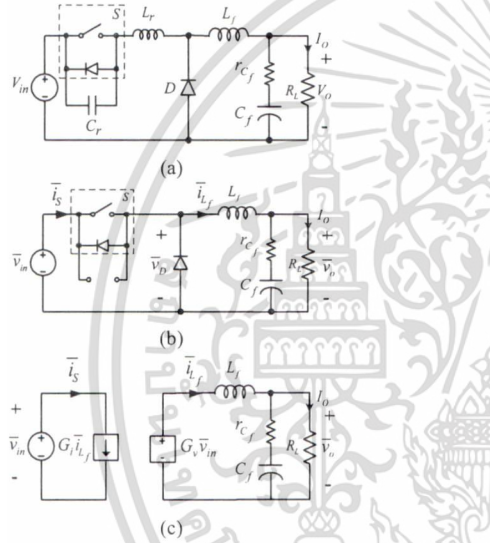


Figure 3. (a) ZVS-QR buck converter (b) Average circuit (c) Average circuit in which the switch and diode are replaced by the current and voltage sources.

In one switching period, the averaged voltage of L_r and averaged current of C_r are zero. Therefore, L_r and C_r 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_f}) and the averaged voltage of the input (\bar{v}_{in}) as

$$\bar{i}_s = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_s dt = G_i \bar{i}_{L_f} \quad (1)$$

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

where T_s is a switching period. G_v and G_i 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_v and G_i are equal expressed by

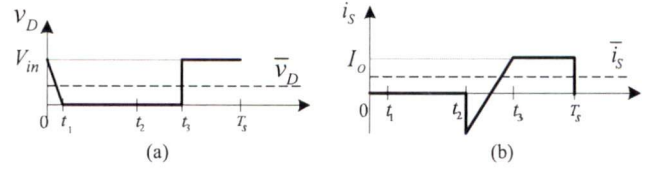


Figure 4. (a) Waveform v_D and its average value (\bar{v}_D) (b) Waveform i_s and its average value \bar{i}_s

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

where

$$\gamma = \frac{Z_0 \bar{i}_{L_f}}{\bar{v}_{in}}, \quad f_n = \frac{f_s}{f_r}, \quad Z_0 = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}, \quad f_s = \frac{1}{T_s}, \quad f_r = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_r C_r}}.$$

Therefore, the averaged circuit in Fig. 3(b) can be redrawn by replacing the switch and diode with the dependent current source G_i 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

$$\tilde{v}_D = k_{vv} \tilde{v}_{in} + k_{vi} \tilde{i}_{L_f} + k_{vf} \tilde{f}_s \quad (4)$$

$$\tilde{i}_s = k_{iv} \tilde{v}_{in} + k_{ii} \tilde{i}_{L_f} + k_{if} \tilde{f}_s \quad (5)$$

where

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

$$k_{vi} = \frac{\partial \bar{v}_D}{\partial \bar{i}_{L_f}} = \frac{Z_0 f_n}{2\pi} \left[\frac{1}{2\gamma^2} - \left[1 + \sqrt{1 - \left(\frac{1}{\gamma^2} \right)} \right] \right],$$

$$k_{vf} = \frac{\partial \bar{v}_D}{\partial f_s} = -\frac{V_{in}}{2\pi f_r} \left[\sin^{-1} \left(\frac{1}{\gamma} \right) + \pi + \frac{1}{2\gamma} + \gamma \left[1 + \sqrt{1 - \frac{1}{\gamma^2}} \right] \right],$$

$$k_{iv} = \frac{\partial \bar{i}_s}{\partial \bar{v}_{in}} = -\frac{\gamma^2 f_n}{Z_0 2\pi} \left[\frac{1}{2\gamma^2} - \left[1 + \sqrt{1 - \left(\frac{1}{\gamma^2} \right)} \right] \right]$$

$$k_{ii} = \frac{\partial \bar{i}_s}{\partial \bar{i}_{L_f}} = G_i + \frac{\gamma f_n}{2\pi} \left[\frac{1}{2\gamma^2} - \left[1 + \sqrt{1 - \left(\frac{1}{\gamma^2} \right)} \right] \right],$$

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

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

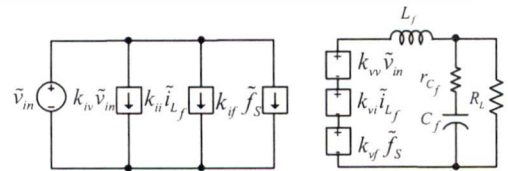


Figure 5. Small-signal equivalent circuit of ZVS-QR buck converter

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์อื่นนอกเหนือจากการศึกษา
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

By choosing the filter inductor current, \tilde{i}_{L_f} , and capacitor voltage, \tilde{v}_{C_f} , as a state variable and the output voltage, \tilde{v}_o , as an output variable, the following state-space equation can be written from Fig. 5:

$$\begin{bmatrix} \frac{d\tilde{i}_{L_f}}{dt} \\ \frac{d\tilde{v}_{C_f}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{k_{vi}}{L_f} - \frac{R_L r_{C_f}}{L_f(R_L + r_{C_f})} & -\frac{R_L}{L_f(R_L + r_{C_f})} \\ \frac{R_L}{C_f(R_L + r_{C_f})} & -\frac{1}{C_f(R_L + r_{C_f})} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_{L_f} \\ \tilde{v}_{C_f} \end{bmatrix} \quad (6)$$

$$\begin{bmatrix} \tilde{v}_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{R_L r_{C_f}}{R_L + r_{C_f}} & \frac{R_L}{R_L + r_{C_f}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_{L_f} \\ \tilde{v}_{C_f} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{k_{vw}}{L_f} & \frac{k_{vf}}{L_f} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{v}_{in} \\ \tilde{f}_s \end{bmatrix} \quad (7)$$

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

$$G_P(s) = \frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{f}_s(s)} = K_C \frac{r_{C_f} C_f s + 1}{L_f C_f s^2 + \frac{L_f C_f \left(\frac{1}{R_L C_f} - \frac{k_{vi} - r_{C_f}}{L_f} \right)}{1 - \frac{k_{vi}}{R_L}} s + 1} \quad (8)$$

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

B. 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_c 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_L , R_F , C_{FS} , and C_{FP} connected around the EA form a one-zero and two-poles compensation circuit, with a transfer function

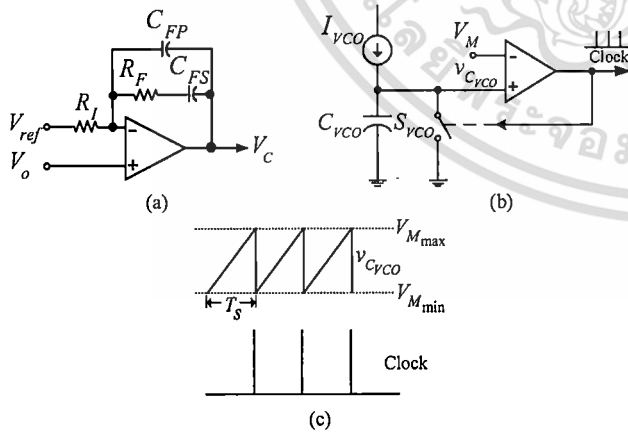


Figure 6. (a) Error Amplifier (EA) (b) Voltage Control Oscillator (VCO) (c) Waveforms showing VCO operation

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

where

$$\omega_p = \frac{1}{R_L(C_{FS} + C_{FP})}, \quad \omega_{p1} = \frac{1}{R_F \left(\frac{C_{FS} C_{FP}}{C_{FS} + C_{FP}} \right)}, \quad \omega_{z1} = \frac{1}{R_F C_{FS}}$$

As shown in Fig. 6(b), V_c from the EA is converted into a current I_{VCO} to charge C_{VCO} . The voltage across C_{VCO} , $v_{C_{VCO}}$, is compared to a window voltage V_M (Fig. 6(c)). When $v_{C_{VCO}}$ reaches V_{M_max} , the comparator's output will be high and turn on S_{VCO} . This causes C_{VCO} to discharge and $v_{C_{VCO}}$ is decreased precipitously. When it reaches V_{M_min} , the comparator's output will be low and turn off S_{VCO} . I_{VCO} will charge C_{VCO} 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), $v_{C_{VCO}}$ is expressed as

$$v_{C_{VCO}} = \int_0^{T_s} \frac{1}{C_{VCO}} I_{VCO} dt \quad (10)$$

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

$$V_{M_max} = \frac{1}{C_{VCO}} \frac{V_c}{R_{VCO}} T_s + V_{M_min} \quad (11)$$

where $T_s = \frac{1}{f_s}$.

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

$$G_{VCO}(s) = \frac{\tilde{f}_s(s)}{\tilde{v}_c(s)} = \frac{1}{C_{VCO} R_{VCO}} \frac{1}{V_M} \quad (12)$$

where $V_M = V_{M_max} - V_{M_min}$.

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-QR buck converter can be now performed. The followings are parameters of the converter's power stage: $V_{in} = 20$ to 25 V, $V_o = 5$ V, $I_o = 1$ to 5 A ($R_L = 5$ to 1Ω), $f_s = 100$ kHz to 271 kHz, $L_f = 55 \mu\text{H}$, $C_f = 200 \mu\text{F}$, $L_r = 11.9 \mu\text{H}$, and $C_r = 19$ nF. The control stage parameters are: $R_{VCO} = 58 \text{ k}\Omega$, $C_{VCO} = 360$ pF, and $V_M = 1$ V.

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

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. $V_{in,max} = 25V$, $I_{o,min} = 1A$ ($R_{L,max} = 5\Omega$), and $f_{s,max} = 271kHz$. Substituting the relevant parameters into (8) and (12), the power stage and VCO transfer functions can be determined as:

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

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

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 4kHz. The zero of $G_{EA}(s)$ is placed at $\omega_{z1} = 1.5kHz$, the first pole at the origin, and the second pole at $\omega_{p1} = 35kHz$. 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 $R_f = 5.6k\Omega$, $R_F = 10k\Omega$, $C_{FS} = 10nF$ and $C_{FP} = 500pF$. Therefore, $G_{EA}(s)$ is expressed by

$$G_{EA}(s) = - \left[1 + (1.7 \times 10^4) \frac{(1.0 \times 10^{-4} s + 1)}{s(4.76 \times 10^{-6} s + 1)} \right] \quad (15)$$

The designed compensation circuit yields the open-loop frequency response, i.e. the frequency response of $G_{EA}(s)G_{VCO}(s)G_p(s)$, 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.

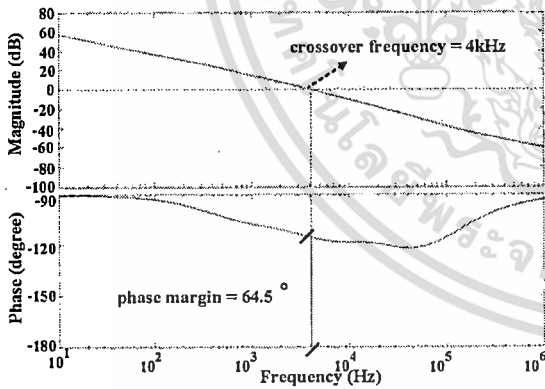


Figure 7. Open-loop frequency response of the designed converter.

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 650 μ s respectively. The similar results are obtained, when the load is stepped back from 5A to 1A.

TABLE I
MEASURED OUTPUT VOLTAGE

Output Voltage (V_o)					
Input Voltage (V_{in})	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

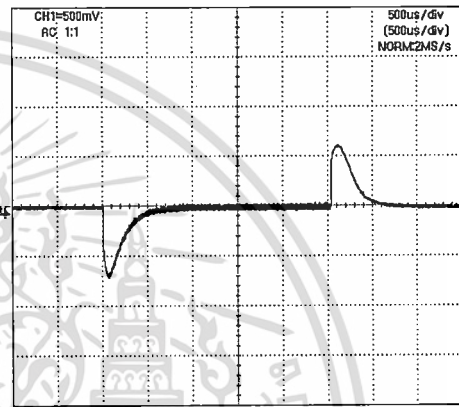


Figure 8. Output voltage transient response

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. Freeland, "A Unified Analysis of Converters with Resonant Switches," Ph.D. Thesis, California Institute of Technology, 1988.
- [2] 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.
- [3] A. Szabo, M. Kansara 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. Wofford, "A New Family of Integrated Circuits Controls Resonant Mode Power Converters," Application Note (U-122), Unitrode Integrated Circuits Corporation.
- [5] R. W. Erickson, D. Maksimovic, *Fundamentals of Power Electronics*, 2nd ed., Kluwer Academic Publishers, 2001.