



ใบรับรองวิทยานิพนธ์

บัณฑิตวิทยาลัย สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ

เรื่อง การวิเคราะห์การตรวจจับกระแสอินดักเตอร์ทางอ้อมแบบต่างๆ

ในวงจรชิงโครนัสบั๊กคอนเวอร์เตอร์

โดย นางสาวพัชรี ชูชาติ

ได้รับอนุมัติให้นับเป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตร

วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณบดีบัณฑิตวิทยาลัย

(อาจารย์ ดร.มงคล หวังสถิตย์วงศ์)

21 พฤษภาคม 2550

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์

ประธานกรรมการ

(รองศาสตราจารย์ ดร.วิบูลย์ ชื่นแขก)

กรรมการ

(รองศาสตราจารย์ ดำรง จินขาวำ)

กรรมการ

(อาจารย์ ดร.ธีรธรรม บุญยะกุล)

การวิเคราะห์การตรวจจับกระแสอินดักเตอร์ทางอ้อมแบบต่างๆ
ในวงจรชิงโครนัสบั๊กคอนเวอร์เตอร์

นางสาวพัชรี ชูชาติ

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตร
วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
บัณฑิตวิทยาลัย สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ
ปีการศึกษา 2549
ลิขสิทธิ์ของสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ

ชื่อ : นางสาวพัชรี ชูชาติ
ชื่อวิทยานิพนธ์ : การวิเคราะห์การตรวจจับกระแสอินดักเตอร์ทางอ้อมแบบต่างๆ
ในวงจรซิงโครนัสบั๊กคอนเวอร์เตอร์
สาขาวิชา : วิศวกรรมไฟฟ้า
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ
ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ : รองศาสตราจารย์ ดร.วิบูลย์ ชื่นแขก
ปีการศึกษา : 2549

บทคัดย่อ

วงจรซิงโครนัสบั๊กคอนเวอร์เตอร์เป็นวงจรที่ใช้งานในลักษณะแรงดันต่ำ กระแสสูง การตรวจจับกระแสอินดักเตอร์ของวงจรเพื่อป้องกันกลับมาควบคุมการทำงานของสวิตช์ในวงจรซิงโครนัสบั๊กคอนเวอร์เตอร์โดยไม่ต้องใช้อุปกรณ์ตรวจจับกระแส (Current Sensor) นั้นสามารถทำได้หลายวิธีการ งานวิจัยนี้วิเคราะห์การตรวจจับกระแสอินดักเตอร์ทางอ้อมโดยการวัดแรงดัน 3 วิธีการคือ วัดแรงดันตกคร่อมตัวต้านทาน (R_s Sensing) วัดแรงดันตกคร่อมความต้านทาน $R_{DS(on)}$ ของมอสเฟต ($R_{DS(on)}$ Sensing) และวัดแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุเมื่อนำตัวต้านทานและตัวเก็บประจุต่อขนานกับตัวเหนี่ยวนำ (Inductor Sensing) โดยวงจรได้ออกแบบให้ทำงานที่แรงดันอินพุต 12 V แรงดันเอาต์พุต 3.3 V กระแสเอาต์พุต 15 A ความถี่การสวิตช์ 100 kHz ผลของการจำลองและทดสอบการตรวจจับกระแสพบว่าวิธีการ R_s Sensing จะมีการสูญเสียของกำลังไฟฟ้าแปรผันตามค่ากระแส แต่จะได้สัญญาณกระแสของวงจรที่ถูกต้องมากกว่าทุกวิธีการ สำหรับวิธีการตรวจจับกระแสแบบ $R_{DS(on)}$ Sensing และวิธีการ Inductor Sensing มีจุดเด่นคือไม่มีการสูญเสีย แต่ค่ากระแสที่ได้อาจมีความคลาดเคลื่อนทำให้มีผลต่อการควบคุมการทำงานของวงจร จากรูปสัญญาณของวิธีการทั้งสองพบว่าวิธีการตรวจจับกระแสแบบ $R_{DS(on)}$ นำไปประยุกต์ใช้งานในวงจรจริงได้ยากกว่าวิธี Inductor Sensing (วิทยานิพนธ์มีจำนวนทั้งสิ้น 61 หน้า)

คำสำคัญ : ซิงโครนัสบั๊กคอนเวอร์เตอร์, วิธีการตรวจจับกระแส

Name : Miss Patcharee Choochat
Thesis Title : Analysis of Indirect Inductor Current Sensing Methods
in a Synchronous Buck Converter
Major Field : Electrical Engineering
King Mongkut's Institute of Technology North Bangkok
Thesis Advisor : Associate Professor Dr.Viboon Chunkag
Academic Year : 2006

Abstract

A synchronous buck converter is applicable for using in low-voltage high-current load. Inductor current sensing of the circuit for controlling switch in the circuit by emitting a current sensor can be many methods. This thesis analyzes indirect inductor current sensing methods by mean of voltage measurement. Three methods for inductor current sensing are measuring voltage across a sensing resistor (R_s Sensing), voltage across $R_{DS(on)}$ of MOSFET ($R_{DS(on)}$ Sensing) and voltage across capacitor of a series resistor-capacitor connected shunt to the inductor (Inductor Sensing). The synchronous buck circuit has been design to operate at 12 V input voltage, 3.3 V output voltage, 15 A output current and switching frequency 100 kHz. Experimental results show that the R_s Sensing generate power loss which depends on load current, but the signal is more accurate than other methods. Meanwhile the $R_{DS(on)}$ Sensing and Inductor Sensing are lossless but current signals may have some error which cause inaccurate of the circuit operation. The measurement technique of the last two methods reveal that the $R_{DS(on)}$ Sensing method is not suitable in practical comparing with the Inductor Sensing method.

(Total 61 pages)

Keywords : Synchronous buck converter, Current Sensing Method

Advisor

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี ต้องขอกราบขอบพระคุณมารดา-บิดา คุณครู และอาจารย์ทุกท่าน ที่ได้สั่งสอนข้าพเจ้ามา รวมทั้งขอกราบขอบพระคุณอาจารย์ที่ปรึกษา วิทยานิพนธ์ รองศาสตราจารย์ ดร.วิบูลย์ ชื่นแขก ที่ให้คำปรึกษาและแนะนำในการทำ วิทยานิพนธ์ฉบับนี้

ท้ายที่สุดนี้ขอขอบคุณสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือที่ได้ให้โอกาส ข้าพเจ้าได้ศึกษามาโดยตลอด

พัชรีย์ ชูชาติ

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย	ข
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	ค
กิตติกรรมประกาศ	ง
สารบัญตาราง	ฉ
สารบัญภาพ	ช
คำอธิบายสัญลักษณ์และคำย่อ	ฌ
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา	1
1.2 วัตถุประสงค์การวิจัย	1
1.3 ขอบเขตของการวิจัย	2
1.4 วิธีการวิจัย	2
1.5 ประโยชน์ของการวิจัย	2
บทที่ 2 วงจรชิงโครนส์บีกคอนเวอร์เตอร์และวิธีการตรวจจับกระแส	3
2.1 วงจรชิงโครนส์บีกคอนเวอร์เตอร์	3
2.2 การตรวจจับกระแส	15
2.3 ประสิทธิภาพของวงจรชิงโครนส์บีกคอนเวอร์เตอร์	19
บทที่ 3 วิธีการดำเนินการวิจัย	23
3.1 การออกแบบวงจรชิงโครนส์บีกคอนเวอร์เตอร์	23
3.2 วงจรการตรวจจับกระแส	26
บทที่ 4 ผลการทดสอบและจำลองการทำงานของวงจร	30
4.1 ผลการจำลองการตรวจจับกระแสอินดักเตอร์ทางอ้อมแบบต่างๆ	30
4.2 ผลการทดสอบการตรวจจับกระแสอินดักเตอร์ทางอ้อมแบบต่างๆ	36
4.3 เปรียบเทียบและวิเคราะห์ผลการตรวจจับกระแสแต่ละวิธีการ	40
บทที่ 5 สรุปและข้อเสนอแนะ	43
5.1 สรุป	43
5.2 ข้อเสนอแนะ	44
เอกสารอ้างอิง	45
ภาคผนวก ก	46
ประวัติผู้วิจัย	61

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
4-1 พารามิเตอร์ของวงจรและเครื่องมือที่ใช้ทดสอบการทำงาน	36
4-2 เปรียบเทียบค่ากระแส I_L ของการจำลองการตรวจจับกระแสแบบต่างๆ	40
4-3 เปรียบเทียบค่ากระแส I_L ของผลการทดสอบการตรวจจับกระแสแบบต่างๆ	41

สารบัญภาพ

ภาพที่	หน้า
2-1 วงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสตรงแบบพื้นฐาน	3
2-2 วงจรแปลงผันแบบบ๊ิก	4
2-3 การควบคุมแรงดันเอาต์พุตด้วย PWM	4
2-4 วงจรแปลงผันแบบบ๊ิก วงจรในช่วงเวลาตัดและต่อสวิตช์และรูปสัญญาณ	5
2-5 ค่ารีปเปิลของกระแสและแรงดันของวงจรแปลงผันแบบบ๊ิก	9
2-6 หลักการของโมเดลของซิงโครนัสเรกติไฟร์	10
2-7 โมเดลของซิงโครนัสเรกติไฟร์	10
2-8 วงจรซิงโครนัสบ๊ิกคอนเวอร์เตอร์	10
2-9 สัญญาณทริกมอสเฟตหลักและซิงโครนัสมอสเฟต	11
2-10 การทำงานของวงจร ช่วงเวลาที่มอสเฟตหลักนำกระแส	11
2-11 การทำงานของวงจร ช่วงเวลาที่ซิงโครนัสมอสเฟตนำกระแส	12
2-12 การสวิตช์ของซิงโครนัส ในช่วงเวลาขอบขาของมอสเฟต Q_{FW}	13
2-13 การสวิตช์ของซิงโครนัส ในช่วงเวลาขอบขาของมอสเฟต Q_{SR}	14
2-14 การตรวจจับกระแสที่เอาต์พุตและส่งผ่านตัวต้านทาน R_s	15
2-15 การตรวจจับกระแสที่ส่งผ่านค่าความต้านทาน R_{DS} ของมอสเฟต	16
2-16 การตรวจจับกระแสโดยอาศัยแรงดันที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำเอาต์พุต	17
2-17 การสูญเสียเนื่องจากการสวิตช์ทางด้าน High-side	20
3-1 วงจรซิงโครนัสบ๊ิกคอนเวอร์เตอร์	23
3-2 สัญญาณที่ใช้ควบคุมการทำงานของสวิตช์	24
3-3 วงจรควบคุมที่ใช้ไอซีเบอร์ TL494 และไอซีเบอร์ TLP250	25
3-4 การตรวจจับกระแสที่เอาต์พุตและส่งผ่านตัวต้านทาน R_s	26
3-5 วงจรสมมูลของวิธีการตรวจจับกระแสด้วยการใช้ตัวต้านทาน	27
3-6 วงจรการตรวจจับกระแสโดยวิธี $R_{DS(on)}$	27
3-7 การตรวจจับกระแสแบบอาศัยแรงดันที่ตกคร่อมที่ตกคร่อมขดลวดเอาต์พุต	28
4-1 วงจรซิงโครนัสบ๊ิกคอนเวอร์เตอร์	30
4-2 โมเดลวงจรซิงโครนัสบ๊ิกคอนเวอร์เตอร์ของโปรแกรม MATLAB	30
4-3 สัญญาณที่ได้จากการจำลองวงจรซิงโครนัสบ๊ิกคอนเวอร์เตอร์	31
4-4 โมเดลการตรวจจับกระแสแบบ R_s ของวงจร	32
4-5 สัญญาณแรงดันตกคร่อม R_s	32
4-6 โมเดลการตรวจจับกระแสแบบ $R_{DS(on)}$ ของวงจร	33

สารบัญภาพ (ต่อ)

ภาพที่	หน้า
4-7 สัญญาณ V_{DS} ของมอสเฟตหลัก	34
4-8 โมเดลการตรวจจับสนะแบบ Inductor (R_{DC})	35
4-9 กระแสจากการตรวจจับสนะแบบ R_{DC} ของวงจร	35
4-10 วงจรที่ใช้ในการทดสอบวัดกระแส I_L โดยใช้ Current Probe	36
4-11 สัญญาณที่ได้จากการวัดด้วย Current Probe	37
4-12 วงจรที่ใช้ในการทดสอบการตรวจจับสนะแบบ R_S	37
4-13 สัญญาณกระแส I_L ที่ได้จาก การตรวจจับสนะแบบ R_S	37
4-14 วงจรที่ใช้ในการตรวจจับสนะแบบ $R_{DS(on)}$	38
4-15 สัญญาณที่ได้จากการตรวจจับสนะแบบ $R_{DS(on)}$	38
4-16 วงจรที่ใช้ในการตรวจจับสนะแบบ Inductor	39
4-17 สัญญาณที่ได้จากการตรวจจับสนะแบบ Inductor	40
ก-1 สัญญาณทริกเกตของมอสเฟตหลัก	47
ก-2 สัญญาณแรงดันเอาต์พุต	47
ก-3 สัญญาณกระแส I_L วัดด้วย Current Probe	48
ก-4 สัญญาณกระแส I_L และ แรงดันเอาต์พุต	48
ก-5 สัญญาณที่ได้จากการตรวจจับสนะแบบ R_S	49
ก-6 สัญญาณทริกเกตและแรงดันตกคร่อมมอสเฟตหลัก	49
ก-7 สัญญาณตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำ	50
ก-8 สัญญาณกระแส I_L ขณะที่วัดแรงดันเอาต์พุต	50
ก-9 สัญญาณแรงดันตกคร่อมขาเดรน-ซอร์ส ของมอสเฟตหลัก	51
ก-10 กระแส I_L และแรงดันเอาต์พุต ขณะที่ต่อตัวต้านทาน R_S ในวงจร	51
ก-11 สัญญาณตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_1 เมื่อใช้ตัวต้านทาน 500 Ω	52
ก-12 สัญญาณตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_1 เมื่อใช้ตัวต้านทาน 2 k Ω	52

คำอธิบายสัญลักษณ์และคำย่อ

Q_{FW}	มอสเฟตหลักในวงจรซิงโครนัสบั๊กคอนเวอร์เตอร์
Q_{SR}	ซิงโครนัสมอสเฟตในวงจรซิงโครนัสบั๊กคอนเวอร์เตอร์
$R_{DS(on)}$	ความต้านทานของมอสเฟตขณะที่นำกระแสย่านเชิงเส้น
R_{DC}	ความต้านทานไฟตรงของตัวเหนี่ยวนำในวงจรซิงโครนัสบั๊กคอนเวอร์เตอร์
V_d, V_{in}	แรงดันอินพุตของวงจรซิงโครนัสบั๊กคอนเวอร์เตอร์
V_o	แรงดันเอาต์พุตของวงจรซิงโครนัสบั๊กคอนเวอร์เตอร์
V_{DS}	แรงดันตกคร่อมขาเดรน-ซอร์ส ของมอสเฟต
I_L	กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำในวงจร
L	ตัวเหนี่ยวนำเอาต์พุตในวงจรบั๊กคอนเวอร์เตอร์ หรือ ซิงโครนัสบั๊กคอนเวอร์เตอร์

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

การออกแบบไมโครโปรเซสเซอร์และวงจรรีเลย์ทรอนิกส์ในปัจจุบันคำนึงถึงการใช้พลังงานของวงจร เมื่อจำนวนอุปกรณ์ไมโครโปรเซสเซอร์และวงจรรีเลย์ทรอนิกส์เพิ่มมากขึ้นจะทำให้เกิดการสูญเสียกำลังงานภายในวงจรมากขึ้นด้วย ดังนั้นแหล่งจ่ายแรงดันต่ำกระแสสูงจึงนำวงจรซิงโครไนส์บีกอนเวอร์เตอร์มาใช้งานเพื่อแก้ปัญหาการสูญเสียที่เกิดขึ้นในวงจรบีกอนเวอร์เตอร์ การควบคุมประสิทธิภาพของระบบโดยใช้หลักการป้อนกลับนั้น สิ่งที่ระบบต้องการคือค่าของแรงดันและกระแสเอาต์พุตของวงจร ดังนั้นค่าแรงดันและค่ากระแสจะต้องมีวิธีในการตรวจจับที่มีความเหมาะสมกับการทำงานของระบบที่จะควบคุม ระบบจึงจะมีประสิทธิภาพสูงสุดได้ งานวิจัยนำเสนอวิธีการตรวจจับกระแสอินดักเตอร์รูปแบบต่าง ๆ ที่นำมาใช้กับวงจรซิงโครไนส์บีกอนเวอร์เตอร์ โดยมีการจำลองและทดสอบการตรวจจับกระแสการตรวจจับกระแสในงานวิจัยนี้เสนอ 3 วิธีการคือ การนำตัวต้านทานต่ออนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำ (R_s Current Sensing) การนำตัวต้านทานและตัวเก็บประจุต่อขนานกับตัวเหนี่ยวนำเอาต์พุต (Inductors Current Sensing) และการนำค่าแรงดันตกคร่อมสวิตช์ขณะนำกระแสโดยอาศัยค่าความต้านทานภายในของสวิตช์ ($R_{DS(on)}$) ขณะนำกระแส ($R_{DS(on)}$ Current Sensing) สัญญาณกระแสและแรงดันที่ตรวจจับได้นั้น ใช้เป็นค่าสำหรับควบคุมการทำงานของวงจร เช่น นำไปเป็นค่าอ้างอิงของชุดควบคุมแบบอนาล็อกหรือดิจิตอลก็ได้ เพื่อควบคุมให้สวิตช์ในวงจรทำงานได้ถูกต้อง งานวิจัยวิเคราะห์เปรียบเทียบผลของวิธีตรวจจับกระแสที่มีการสูญเสียและการตรวจจับกระแสโดยปราศจากการสูญเสีย ของวงจรซิงโครไนส์บีกอนเวอร์เตอร์

1.2 วัตถุประสงค์

- 1.2.1 เพื่อออกแบบการจำลองและสร้างวงจรซิงโครไนส์บีกอนเวอร์เตอร์
- 1.2.2 เพื่อวิเคราะห์ผลของวิธีการตรวจจับกระแสแบบมีการสูญเสียของวงจร
- 1.2.3 เพื่อวิเคราะห์ผลของวิธีการตรวจจับกระแสแบบไม่มีการสูญเสียของวงจร
- 1.2.4 เพื่อเปรียบเทียบวิธีการตรวจจับกระแสแบบต่าง ๆ ของวงจร

ซิงโครไนส์บีกอนเวอร์เตอร์

1.3 ขอบเขตของการวิจัย

1.3.1 ออกแบบและสร้างวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสตรงแบบซิงโครนัสบั๊กโดยใช้มอสเฟต

1.3.2 จำลองและทดสอบการทำงานวงจรเมื่อแรงดันอินพุต 12 V

1.3.3 จำลองและทดสอบการทำงานวงจรเมื่อแรงดันเอาต์พุต $3.3\text{ V} \pm 5\%$ และค่ากระแสเอาต์พุต 15 A

1.4 วิธีการวิจัย

1.4.1 ศึกษาทฤษฎีเกี่ยวกับวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสตรงแบบวงจรซิงโครนัสบั๊กคอนเวอร์เตอร์และงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

1.4.2 ศึกษาการตรวจจับกระแสแบบมีการสูญเสียและแบบไม่มีการสูญเสียชนิดต่างๆ

1.4.3 ออกแบบและแบบจำลองการตรวจจับกระแสแบบมีการสูญเสียและแบบไม่มีการสูญเสียชนิดต่างๆ ของวงจรซิงโครนัสบั๊กคอนเวอร์เตอร์

1.4.4 ออกแบบและสร้างชุดการตรวจจับกระแสแบบมีการสูญเสียและแบบไม่มีการสูญเสียชนิดต่างๆ ของวงจรซิงโครนัสบั๊กคอนเวอร์เตอร์

1.4.5 เปรียบเทียบวิธีการตรวจจับกระแสแบบต่าง ๆ ของวงจรซิงโครนัสบั๊กคอนเวอร์เตอร์ สรุปและวิจารณ์การทดสอบ

1.5 ประโยชน์ที่ได้รับ

1.5.1 รู้จักวิธีการตรวจจับกระแสแบบต่างๆ

1.5.2 นำวิธีการตรวจจับกระแสแบบต่างๆ มาประยุกต์ใช้ได้

1.5.3 เพื่อกระตุ้นให้เกิดการพัฒนางานวิจัยในหัวข้อที่มีวัตถุประสงค์เดียวกัน

บทที่ 2

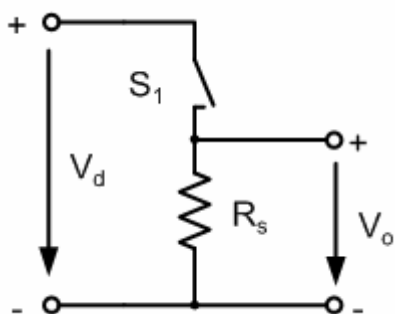
วงจรซิงโครนัสบั๊กคอนเวอร์เตอร์และวิธีการตรวจับกระแส

วิธีการตรวจับกระแสสำหรับวงจรซิงโครนัสบั๊กคอนเวอร์เตอร์มีอยู่ 2 ลักษณะคือการตรวจับกระแสที่มีการสูญเสียเช่น Resistor Current Sensing และการตรวจับกระแสโดยปราศจากการสูญเสีย มีเทคนิควิธีการตรวจับแบบต่าง ๆ เช่นวิธีการ Inductors Current Sensing วิธีการ $R_{DS(on)}$ Current Sensing ค่ากระแสและแรงดันที่ตรวจับได้นั้นใช้เป็นค่าสำหรับควบคุมการทำงานของวงจรซิงโครนัสบั๊กคอนเวอร์เตอร์ รายละเอียดที่จะกล่าวถึงต่อไปคือวงจรซิงโครนัสบั๊กคอนเวอร์เตอร์ ที่ให้ได้ค่าแรงดันต่ำและกระแสเอาต์พุตสูง และวิธีการตรวจับกระแสแบบต่างๆ

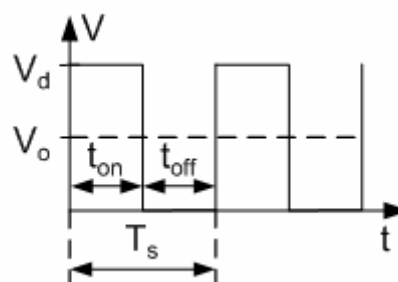
2.1 วงจรซิงโครนัสบั๊กคอนเวอร์เตอร์

2.1.1 วงจรบั๊กคอนเวอร์เตอร์

วงจรบั๊กคอนเวอร์เตอร์เป็นวงจรที่ใช้งานในลักษณะเป็นแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรงที่ให้แรงดันเอาต์พุตน้อยกว่าอินพุต ดังแสดงในภาพที่ 2-1



(a) การควบคุมวงจรด้วยสวิตช์



(b) สัญญาณแรงดันเอาต์พุต

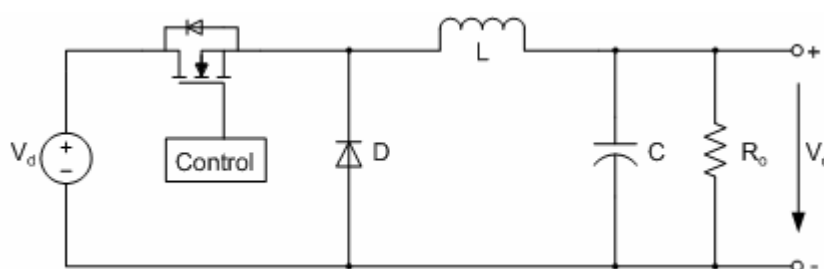
ภาพที่ 2-1 วงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสตรงแบบพื้นฐาน

สภาวะสวิตช์นำกระแสแรงดันเอาต์พุตเท่ากับแรงดันอินพุต เมื่อสภาวะสวิตช์ไม่นำกระแสแรงดันเอาต์พุตเท่ากับศูนย์โวลต์ ค่าของคาบเวลาการนำกระแสและหยุดนำกระแสและสัญญาณของแรงดันเอาต์พุตเป็นสัญญาณพัลส์ดังภาพที่ 2-1 (b)

ความสัมพันธ์ของค่าแรงดันเอาต์พุตและเวลาการทำงานของวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ เมื่อผลการควบคุมสวิทช์ได้ค่าแรงดันเอาต์พุต $V_O = \frac{V_d \cdot t_{on}}{T_s}$ และกำหนดให้ $\frac{t_{on}}{T_s}$ เป็นค่าวัฏจักร

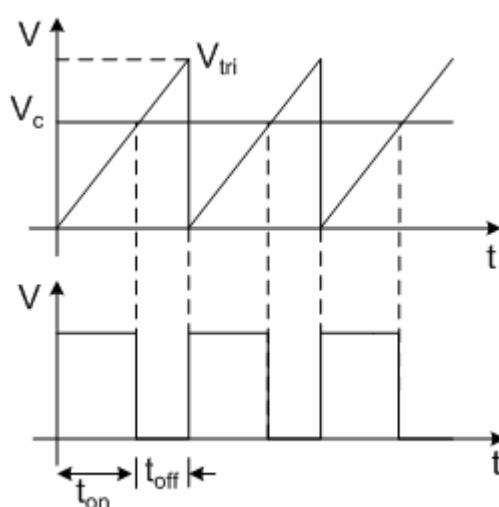
การทำงาน (Duty Cycle: D) ของสวิทช์ ดังนั้น $V_O = V_d \cdot D$

เมื่อค่าแรงดันเอาต์พุตที่ได้จากการตัดและต่อสวิทช์ ด้วยค่า D ที่ค่าเหมาะสมจากค่าของอัตราส่วนของแรงดันเอาต์พุต V_O ต่อแรงดันอินพุต V_d วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (Low Pass Filter) ทำให้ได้แรงดันเอาต์พุตที่เป็นกระแสตรง นิยมใช้วงจรกรองแบบ LC เพราะมีอัตราการทอนสัญญาณที่ไม่ต้องการผกผันกับกำลังสองของความถี่ [1] วงจรที่ใช้จึงมีไดโอด (Diode) เป็นทางผ่านของกระแสที่เกิดจากตัวเหนี่ยวนำ



ภาพที่ 2-2 วงจรแปลงผันแบบบัค

การควบคุมแรงดันเอาต์พุตโดยใช้สวิทช์ตัดและต่อวงจรที่ความถี่ของการสวิทช์คงที่และควบคุมความกว้างพัลส์หรือการมอดูเลตความกว้างพัลส์ (Pulse Width Modulation: PWM) แสดงดังภาพที่ 2-3



ภาพที่ 2-3 การควบคุมแรงดันเอาต์พุตด้วย PWM

กำหนดให้เงื่อนไขการทำงานของวงจรแปลงผันแบบบัก [1] ในช่วงสภาวะอยู่ตัว (Steady State) กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำในแต่ละคาบเวลามีค่าเท่ากัน แรงดันเฉลี่ยตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำในแต่ละคาบเวลามีค่าเท่ากับศูนย์ กระแสไฟฟ้าเฉลี่ยของตัวเก็บประจุในแต่ละคาบเวลามีค่าเท่ากับศูนย์และกำลังไฟฟ้าอินพุตเท่ากับกำลังไฟฟ้าเอาต์พุต

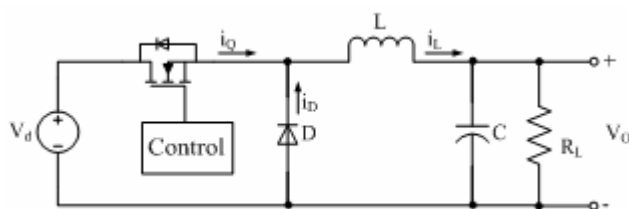
กำหนดให้ V_o เป็นค่าเฉลี่ยของแรงดันเอาต์พุต [2] สามารถคำนวณหา V_o ดังนี้

$$V_o = \frac{V_d \cdot t_{on} + 0 \cdot t_{off}}{T_s} = \frac{V_d \cdot t_{on}}{T_s}$$

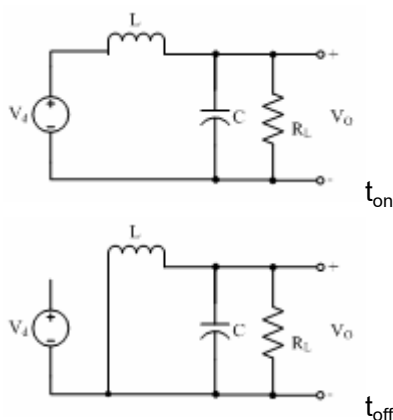
$$\therefore V_o = V_d \cdot D \quad (2-1)$$

เมื่อค่าของ V_d เปลี่ยนแปลงไปและต้องการคงที่ค่า V_o ไว้ให้ได้นั้น ต้องทำการควบคุมการทำงานของวงจรด้วยการใช้หลักของการป้อนกลับแรงดันเอาต์พุต ดังแสดงในภาพที่ 2-3 (b) ค่าของ Duty Cycle คือค่าที่เกิดจากการเปรียบเทียบแรงดันควบคุมกับแรงดันรูปสัญญาณฟันเลื่อยมีค่าเท่ากับ $D = \frac{V_C}{V_{Tri}}$ เมื่อค่า V_C คือแรงดันควบคุมและ V_{Tri} คือค่ายอดของแรงดันสัญญาณฟันเลื่อย

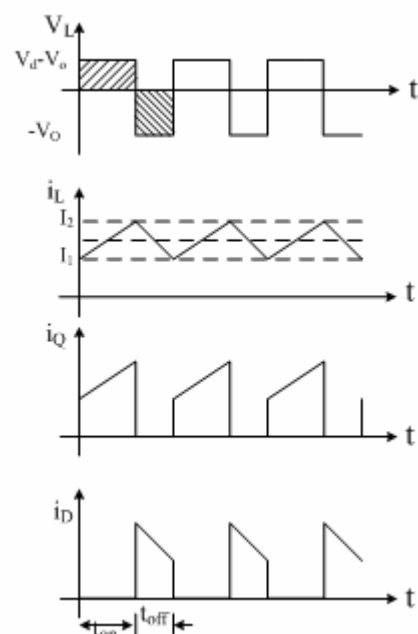
2.1.2 วงจรบักคอนเวอร์เตอร์เมื่อทำงานในโหมดกระแสต่อเนื่อง



(a) วงจรบักคอนเวอร์เตอร์



(b) การทำงานของวงจรบักคอนเวอร์เตอร์



(c) สัญญาณวงจรบักคอนเวอร์เตอร์

ภาพที่ 2-4 วงจรแปลงผันแบบบัก วงจรในช่วงเวลาตัดและต่อสวิตช์และรูปสัญญาณ

จากภาพที่ 2-4 คำนวณหาอัตราการแปลงผัน $M = \frac{V_o}{V_d}$ เมื่อกำหนดให้มอสเฟตและไดโอดทางอุดมคติและวงจรกรอง LC สามารถกรองความถี่การสวิตช์ออกไปได้ ทำให้สัญญาณของแรงดันเอาต์พุตมีค่าแรงดันรีเปิลเพียงเล็กน้อย

การคำนวณแรงดันเอาต์พุต (V_o) โดยใช้หลักความสมดุลโวลต์-วินาที ของตัวเหนี่ยวนำ หลักการที่ใช้ได้ทั่วไปสำหรับวงจรแปลงผันไฟตรงเป็นไฟตรงในสถานะคงตัวคือแรงดันเฉลี่ยตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำเป็นศูนย์ นั่นคือ

$$\int_0^T V_L dt = \int_0^{t_{on}} V_L dt + \int_{t_{on}}^{t_{off}} V_L dt = 0 \quad (2-2)$$

จากสมการ (2-2) แสดงว่าพื้นที่เหนือแกนเวลาและพื้นที่ใต้แกนเวลาของ V_L มีค่าเท่ากัน นั่นคือมีความสมดุลของโวลต์-วินาที ดังนี้

$$(V_d - V_o) \cdot t_{on} = V_o \cdot t_{off} \quad (2-3)$$

เนื่องจาก $T_s = t_{on} + t_{off}$ สามารถคำนวณอัตราการแปลงผันได้ดังนี้

$$M = \frac{V_o}{V_d} = \frac{t_{on}}{T_s} = D \quad (2-4)$$

ในบางครั้งจะใช้สัญลักษณ์ D' สำหรับวัฏจักรงานของไดโอด ดังนี้

$$t_{off} = D' T_s \text{ หรือ } D' = 1 - D = \frac{t_{off}}{T_s} \quad (2-5)$$

ในช่วงเวลา $D \cdot T_s$ เป็นช่วงเวลาที่มอสเฟตต้องวงจรและไดโอดตัดวงจร แรงดันตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำเท่ากับ $V_d - V_o$ สามารถคำนวณหากระแสไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำได้ดังนี้

$$0 < t < D \cdot T_s : i_L = I_1 + (V_d - V_o) \frac{t}{L} \quad (2-6)$$

โดยที่ I_1 คือค่าของกระแส i_L ที่เวลา $t=0$

ที่เวลา $t=D \cdot T_s$ ให้กระแส I_L เท่ากับ I_2 โดยนิยามดังนี้

$$I_2 = I_1 + (V_d - V_o) \frac{D \cdot T_s}{L} \quad (2-7)$$

ในช่วงเวลา $D \cdot T_s$ เป็นช่วงเวลาที่มอสเฟตตัดวงจรและไดโอดต่อวงจร จะมีแรงดัน V_o ตกคร่อม V_L และกระแส I_L จะลดลงอย่างเชิงเส้นตามสมการ (2-8)

$$DT_s < t < T_s : I_L = I_2 - (V_o) \left(\frac{t - D \cdot T_s}{L} \right) \quad (2-8)$$

สมมุติว่าวงจรแปลงผันทำงานแบบอุดมคติไม่มีการสูญเสีย กำลังเอาต์พุตจะเท่ากับกำลังอินพุต กระแสผ่านไฟตรงมีค่าเท่ากับกระแสสวิตช์และเท่ากับกระแสของตัวเหนี่ยวนำ I_L ในช่วงเวลา $D \cdot T_s$ จากภาพที่ 2-5 เป็นค่าเฉลี่ยของกระแสตัวเหนี่ยวนำ ค่าเฉลี่ยของกระแส I_s เท่ากับ

$$I_s = I_o = \frac{I_L \cdot D \cdot T_s + 0 \cdot D \cdot T_s}{T_s} = D \cdot I_L \quad (2-9)$$

ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสที่เอาต์พุตเป็นไปตามกฎกระแสของเคอร์ชอฟฟ์ (KCL) ดังนี้

$$I_L = I_C + I_o \quad (2-10)$$

เนื่องจากค่าเฉลี่ยของกระแสผ่านตัวเก็บประจุในสถานะอยู่ตัวเท่ากับศูนย์ ดังนั้นค่าเฉลี่ยของกระแสเอาต์พุตคือ

$$I_L = I_o \quad (2-11)$$

ดังนั้นอัตราการแปลงผันเมื่อเขียนสมการที่ให้กำลังอินพุตเท่ากับกำลังเอาต์พุต หนึ่งถ้า M เป็นอัตราการแปลงผันไฟฟ้ากระแสตรง จากความเท่ากันของกำลัง จะได้

$$M = \frac{V_o}{V_d} = \frac{I_s}{I_o} \text{ หรืออัตราแปลงผันกระแสคือ } 1/M$$

การหาค่าความเหนี่ยวนำที่เล็กที่สุดของวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ในโหมดกระแสต่อเนื่อง
จากสมการ (2-11)
$$I_L = I_O = \frac{V_o}{R_{Load}}$$

$$I_{L \max} = I_L + \frac{\Delta I}{2} = \frac{V_o}{R_{Load}} + \frac{1}{2} \left[\frac{V_o}{L} (1-D) \cdot T_s \right] = V_o \left[\frac{1}{R_{Load}} + \frac{(1-D)}{2 \cdot L \cdot f_s} \right]$$

$$I_{L \min} = I_L - \frac{\Delta I}{2} = \frac{V_o}{R_{Load}} - \frac{1}{2} \left[\frac{V_o}{L} (1-D) \cdot T_s \right] = V_o \left[\frac{1}{R_{Load}} - \frac{(1-D)}{2 \cdot L \cdot f_s} \right] \quad (2-12)$$

เงื่อนไขสำคัญสำหรับการทำงานในโหมดกระแสต่อเนื่อง [1] คือกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำจะต้องเป็นบวกเสมอ จากสมการ (2-12) นำสมการมาใช้ในการหาค่าความเหนี่ยวนำต่ำสุด ($L_{\min}$) และความถี่ในการสวิตช์ (f_s)

$$I_{L \min} = V_o \left[\frac{1}{R_{Load}} - \frac{(1-D)}{2 \cdot L \cdot f_s} \right] = 0$$

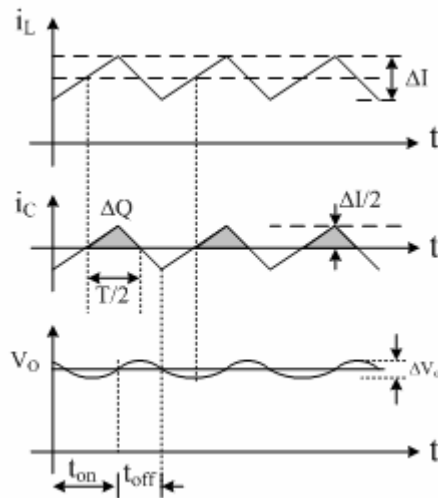
$$\text{กำหนดให้ } \frac{1}{R_{Load}} - \left[\frac{(1-D)}{2 \cdot L \cdot f_s} \right] = 0$$

$$\frac{1}{R_{Load}} = \frac{1-D}{2 \cdot L \cdot f_s}$$

$$\text{ดังนั้น } L_{\min} = \frac{(1-D)R_{Load}}{2 \cdot f_s} \quad (2-13)$$

$$f_s = \frac{(1-D)R_{Load}}{2 \cdot L_{\min}} \quad (2-14)$$

ค่าริปเปิลของแรงดันเอาต์พุตมีน้อยกว่าค่าริปเปิลของกระแสตัวเหนี่ยวนำมาก นั่นคือค่าริปเปิลของกระแสตัวเก็บประจุมีค่าประมาณเท่ากับค่าริปเปิลของกระแสตัวเหนี่ยวนำ



ภาพที่ 2-5 คำนวณการเปลี่ยนแปลงกระแสและแรงดันของวงจรแปลงผันแบบบัก

ปริมาณของประจุที่ตัวเก็บประจุ C ได้รับในหนึ่งคาบเวลาเท่ากับ $\int i_C dt$ หรือพื้นที่ Q เหนือแกนเวลาของรูปคลื่น i_C ในช่วงเวลาที่ตัวเก็บประจุได้รับแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุจะเพิ่มขึ้นเท่ากับ ΔV_o ดังนั้น

$$\Delta V_o = \frac{\Delta Q}{C} ; \Delta Q = \frac{T_s \cdot \Delta I}{8}$$

$$\text{แทนค่า } \Delta I = \frac{V_o}{L} (1-D) \cdot T_s$$

$$\therefore \Delta V_o = \frac{T_s}{8C} \cdot \frac{V_o}{L} (1-D) \cdot T_s$$

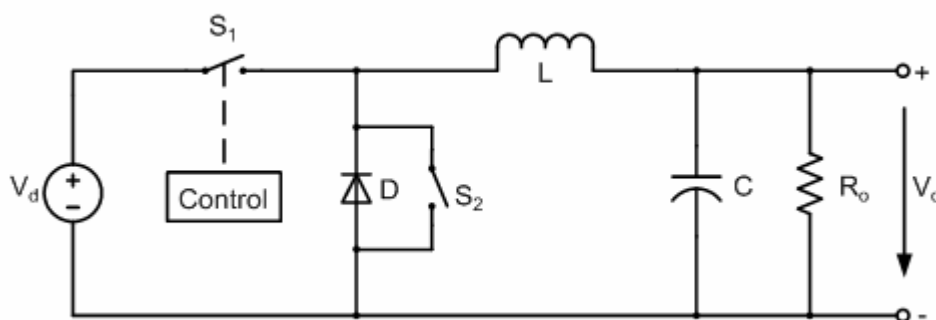
$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{T_s^2}{8C} \left(\frac{1}{L} \right) (1-D) = \frac{(1-D)}{8 \cdot L \cdot C \cdot f_s^2} \quad (2-15)$$

สมการที่ (2-15) คืออัตราส่วนการเปลี่ยนแปลงค่าแรงดันเอาต์พุตเรียกว่า อัตราการเปลี่ยนแปลง (Ripple Ratio)

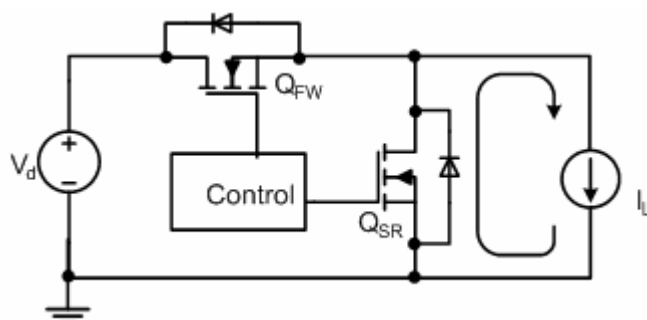
2.1.3 วงจรซิงโครนัสบัคคอนเวอร์เตอร์ (Synchronous Buck Converter)

วงจรซิงโครนัสบัคคอนเวอร์เตอร์ เป็นรูปแบบหนึ่งของวงจรซิงโครนัสเรกติไฟเออร์ หลักการทำงานของวงจรซิงโครนัสเรกติไฟเออร์คือ การทำงานแบบเข้าจังหวะ ใช้อุปกรณ์ที่ทำหน้าที่เป็นสวิตช์เช่น มอสเฟต (MOSFET) แทนไดโอดของวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์เพื่อควบคุม

การทำงานของวงจร และควบคุมการจุดชนวนเกต (Gate) ของมอสเฟตให้ทำงานด้วยวงจร PWM

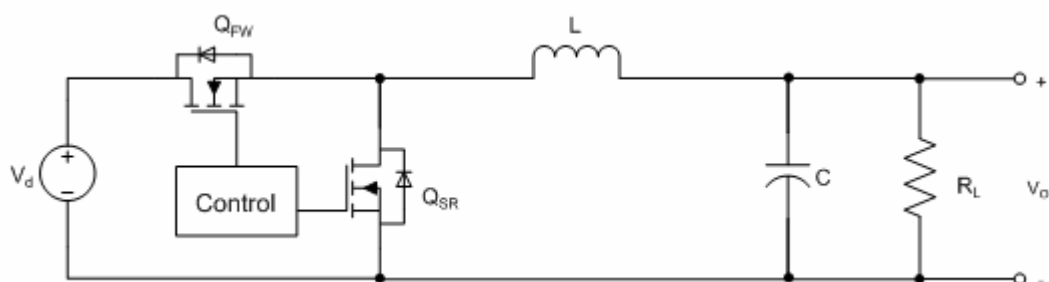


ภาพที่ 2-6 หลักการของโมเดลของซิงโครนัสเรกติไฟเออร์



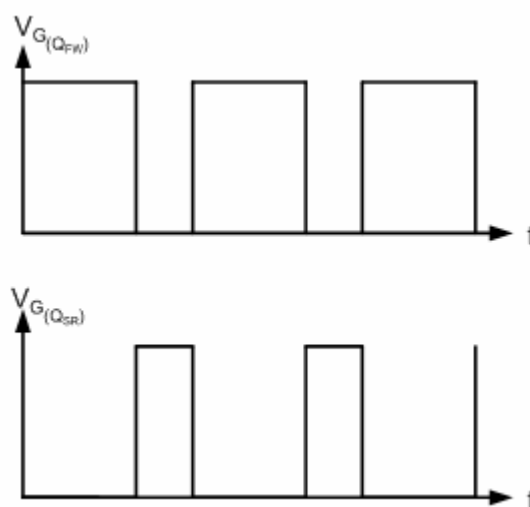
ภาพที่ 2-7 โมเดลของซิงโครนัสเรกติไฟเออร์

ข้อดีของวงจรคือลดการสูญเสียที่เกิดจากไดโอดในลูป (Loop) ของวงจร โดยการใช้สวิตช์มอสเฟตที่มีข้อดีที่ไดโอด (Schottky Diode) ต่อขนานอยู่ภายใน หรือเรียกว่า ซิงโครนัสมอสเฟตเปรียบเสมือนว่าสวิตช์มอสเฟตทำหน้าที่แทนไดโอดดังกล่าวได้เพราะโครงสร้างภายในนั่นเอง



ภาพที่ 2-8 วงจรซิงโครนัสบัคคอนเวอร์เตอร์

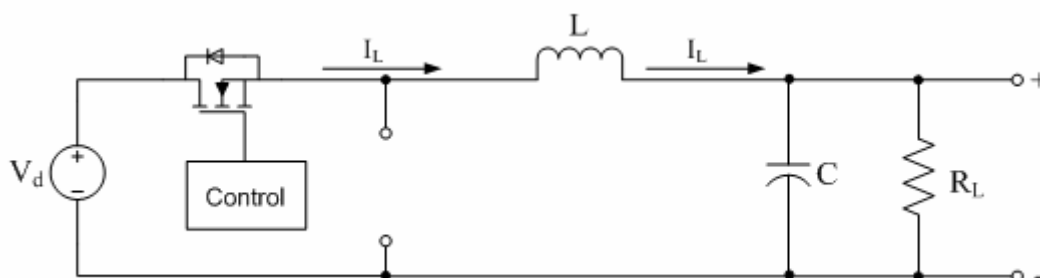
การทำงานของวงจรซิงโครนัสบั๊กคอนเวอร์เตอร์เป็นแบบเข้าจังหวะของมอสเฟต 2 ตัวที่ทำงานไม่พร้อมกัน เมื่อมอสเฟตหลัก (Q_{FW}) ทำงาน ซิงโครนัสมอสเฟต (Q_{SR}) จะไม่ทำงานและซิงโครนัสมอสเฟต จะทำงานในควอดแดรนต์ (Quadrant) ที่ 3 ของมอสเฟต เมื่อค่ากระแสเป็นลบแรงดันเป็นลบ และสัญญาณที่จุดชนวนให้กับมอสเฟตทั้งสองตัวจะเป็นบวก เนื่องจากมอสเฟตเป็นชนิดเอ็น (N-Type) แรงดันของการจุดชนวนที่ขาเกตต้องได้รับแรงดันบวกจึงนำกระแสได้ สัญญาณการจุดชนวนเกตของ Q_{FW} และ Q_{SR} แสดงภาพที่ 2-9



ภาพที่ 2-9 สัญญาณทริกมอสเฟตหลักและซิงโครนัสมอสเฟต

เมื่อ $V_{G(QFW)}$ คือสัญญาณจุดชนวนเกตของมอสเฟตหลัก
 $V_{G(QSR)}$ คือสัญญาณจุดชนวนเกตของซิงโครนัสมอสเฟต

การทำงานของวงจรซิงโครนัสบั๊กคอนเวอร์เตอร์ เมื่อมอสเฟตหลักนำกระแสจะมีกระแสไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำไปยังโหลด ขณะนี้ซิงโครนัสมอสเฟตจะไม่ทำงาน ดังแสดงภาพที่ 2-10



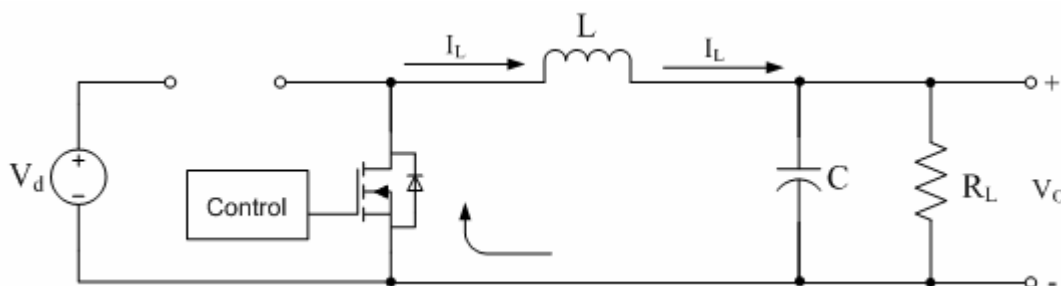
ภาพที่ 2-10 การทำงานของวงจรในช่วงเวลาที่มอสเฟตหลักนำกระแส

แรงดันเอาต์พุตคำนวณได้จาก $V_o = V_d \cdot D$ เมื่อ D คือ Duty Cycle ขณะที่มอสเฟตหลักทำงานนั้นมีการสลับไหลจากแหล่งจ่ายไปยังตัวเหนี่ยวนำแล้วส่งผ่านไปยังโหลดจนครบวงจร โดยกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำนั้นจะค่อยๆ เพิ่มขึ้นแบบลิเนียร์ (Linear) ช่วงเวลาที่มอสเฟตหลักนำกระแสคือ

$$t_{on} = D \cdot T_s \quad \text{เมื่อ } T_s \text{ คือคาบเวลาของการสวิตช์}$$

เมื่อมอสเฟตหลักหยุดนำกระแสจะมีช่วงเวลาที่สัญญาณควบคุมเป็นศูนย์พร้อมกันซึ่งเป็นช่วงเวลาที่น้อยมากๆ ช่วงเวลานี้เรียกว่าเวลาไร้ผลสนอง (Dead Time) ช่วงเวลาดังกล่าวข้อดีก็คือไดโอดที่อยู่ภายในซิงโครนัสมอสเฟตจะนำกระแสชั่วคราว

เมื่อซิงโครนัสมอสเฟตได้รับสัญญาณควบคุมที่เป็นบวกจะทำให้ซิงโครนัสมอสเฟตทำงานเขียนวงจรได้ดังนี้



ภาพที่ 2-11 การทำงานของวงจรในช่วงเวลาที่ซิงโครนัสมอสเฟตนำกระแส

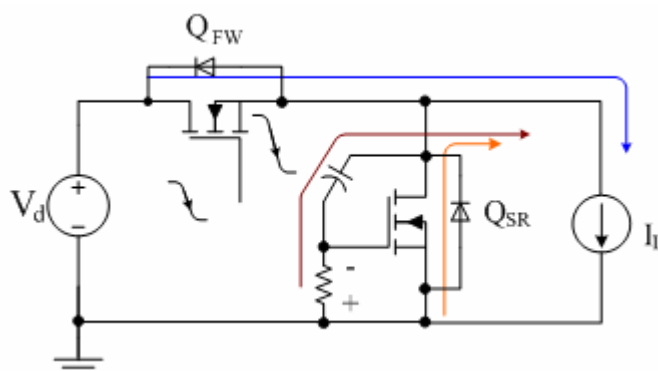
ขณะที่ซิงโครนัสมอสเฟตทำงานความต้านทานภายในมอสเฟต ($R_{DS(on)}$) มีค่าต่ำมากๆ การสูญเสียลดลง วงจรซิงโครนัสเรกติไฟเออร์มอสเฟตจะถูกให้หยุดนำกระแสเมื่อสัญญาณควบคุมซิงโครนัสมอสเฟตเป็นศูนย์ โดยช่วงเวลาที่ซิงโครนัสมอสเฟตนำกระแสคือ $t_{off} = T_s - t_{on}$

วงจรซิงโครนัสบิกคอนเวอร์เตอร์นี้ทำงานในโหมดกระแสต่อเนื่อง เพราะฉะนั้นกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำไม่เป็นศูนย์ มอสเฟตที่นำมาทำเป็นซิงโครนัสเรกติไฟเออร์นั้นเป็นการใช้งานลักษณะของสวิตช์ ในวงจรซิงโครนัสบิกคอนเวอร์เตอร์เป็นการประยุกต์ในงานที่เป็นลักษณะแรงดันต่ำของ Power Supply โดยการนำไปแทนที่ไดโอดเรกติไฟเออร์

วงจรซิงโครนัสเรกติไฟเออร์ ในภาพที่ 2-8 เมื่อมอสเฟตหลัก (Main MOSFET: Q_{FW}) เข้าสู่สภาวะหยุดนำกระแสจะมีค่าของพลังงานที่ถูกเก็บในตัวเหนี่ยวนำ ทำให้เกิดกระแสไหลวนในรูปของสวิตช์มอสเฟตที่มีข้อดีที่ต่ออยู่ภายในสวิตช์ ทำให้มีแรงดันตกคร่อมข้อดีที่ไดโอดขณะที่ไบอัสไปหน้า (Forward Bias) ประมาณ 0.3 V แรงดันดังกล่าวจะมีค่าน้อยถ้าแรงดันที่เอาต์พุตมีค่าสูง แต่ถ้าแรงดันเอาต์พุตมีค่าน้อยก็จะมีผลต่อการสูญเสียอย่างมาก ดังนั้นค่าแรงดันที่ตกคร่อมมอสเฟตเป็นค่าสำคัญที่แสดงกำลังสูญเสียและบอกประสิทธิภาพวงจรซิงโครนัส

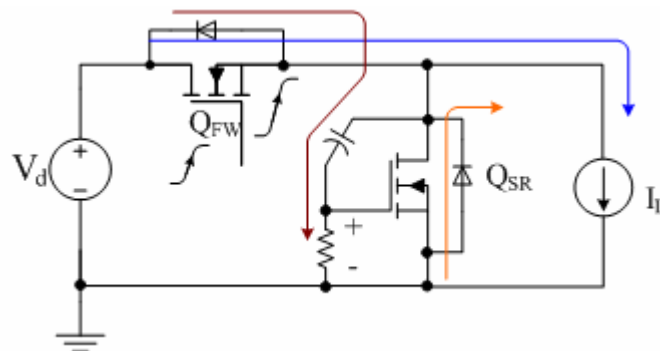
เร็กติไฟเออร์ มอสเฟตที่มีซ็อดกัไดโอดต่อขนานจะนำกระแสหลังจากที่ซ็อดกัไดโอดภายในตัวสวิตช์นำกระแสได้เป็นเวลา ΔT เมื่อวงจรซิงโครนัสเร็กติไฟเออร์ทำงานความต้านทานภายในมอสเฟต ($R_{DS(on)}$) มีค่าต่ำมากๆ ดังนั้นในการตรวจจับกระแสที่จุดใดของวงจรต้องมีการพิจารณาหลักการทำงานของวงจรซิงโครนัสเร็กติไฟเออร์ คือมอสเฟตจะทำงานได้ขึ้นอยู่กับการจุดชนวนที่เกิดของสวิตช์มอสเฟต วิธีการควบคุมสวิตช์เป็นการควบคุมสวิตช์หลัก (Forward Switch : Q_{FW}) สัญญาณขับเกตทั้งสองรูปสัญญาณไม่อิสระและโดยเฉพาะช่วงเวลาวิกฤติจำเป็นต้องมีการ Overlapping ของสัญญาณขับเกตในแต่ละตัวของมอสเฟตและจะเกิดลัทธิวงจรกับแหล่งจ่ายแรงดันได้หากทำงานพร้อมกัน คุณสมบัติทางอุณหภูมิมอสเฟตทั้งสองตัวจะนำกระแส (Turn-on) และหยุดนำกระแส (Turn-off) ในเวลาเดียวกันโดยมีไดโอดเป็นตัวขัดขวางของซิงโครนัสมอสเฟต (Q_{SR}) ในการนำกระแส และเนื่องจากช่วงเวลาไดโอดนำกระแสน้อยมากๆ แต่มีความถี่ตรงสูงมาก จึงต้องพิจารณาค่าการเปลี่ยนแปลงของ dv/dt ดังนี้

การเปลี่ยนแปลงของ dv/dt [3] พิจารณาจากองค์ประกอบของค่าเวลาของมอสเฟต Q_{SR} ในสภาวะนำกระแสและไม่นำกระแสเป็นการเปรียบเทียบกับค่าแรงดันที่มีการเปลี่ยนแปลงในช่วงเวลาดังกล่าว



ภาพที่ 2-12 การสวิตช์ของซิงโครนัส ในช่วงเวลาขอบขาของสวิตช์มอสเฟต Q_{FW}

การทำให้มอสเฟต Q_{SR} นำกระแสเริ่มด้วยการทำให้มอสเฟต Q_{FW} หยุดนำกระแส เมื่อสัญญาณในการขับเกตของมอสเฟต Q_{FW} เปลี่ยนเป็นขอบขาของแรงดันที่มอสเฟต Q_{FW} ส่งผ่านแรงดันอินพุตจากระดับค่ามากไปเป็นศูนย์ กระแสยังคงอยู่ในมอสเฟต Q_{FW} กระทั่งตัวเก็บประจุ C_{RSS} มีการคายประจุและไดโอดของซิงโครนัสมอสเฟต Q_{SR} ก็จะได้รับไปอัสตรง



ภาพที่ 2-13 การสวิตช์ของซิงโครนัส ในช่วงเวลาขอบขาของสวิตช์มอสเฟต Q_{SR}

ในช่วงเวลาดังกล่าวมอสเฟต Q_{SR} จะให้กระแสไหลผ่านและมอสเฟต Q_{FW} จะหยุดนำกระแสโดยสิ้นเชิง หลังจากนั้นสมรรถนะของการควบคุมสัญญาณที่ขับเคลื่อนของมอสเฟต Q_{SR} ได้ใช้เป็นประโยชน์ และมอสเฟต Q_{SR} ก็จะนำกระแส การควบคุมการหยุดนำกระแสของมอสเฟต Q_{SR} กระบวนการนี้เริ่มต้นโดยการนำสัญญาณขับเคลื่อนออกจากมอสเฟต Q_{SR} กล่าวคือ การทำให้สัญญาณขับเคลื่อนเปลี่ยนเป็นช่วงเวลาขอบขาของสัญญาณควบคุมนั่นเอง

สรุป การทำงานลักษณะพิเศษของซิงโครนัสมอสเฟตและการขับเคลื่อน ทำให้สวิตช์มอสเฟตนำกระแสและหยุดนำกระแสได้ ค่า dv/dt ของสวิตช์มอสเฟตซึ่งอุปกรณ์ถูกบังคับโดยคุณลักษณะของการขับเคลื่อนของการสวิตช์ไปหน้า (Forward Switch) จะนี้วงจรขับเคลื่อนทั้งสองมักจะออกแบบเพื่อให้แน่ใจว่าแต่ละความเร็วและการจำกัดค่า dv/dt เหมาะสมภายใต้เงื่อนไขการทำงาน เพื่อให้แน่ใจว่ามีวิธีการคำนวณดังนี้

$$\frac{dv}{dt_{TURN-ON(FW)}} = \frac{V_{DRV} - V_{GS, PLATEAU(FW)}}{(R_{HI(FW)} + R_{GATE(FW)} + R_{G,I(FW)}) \cdot C_{RSS(FW)}}$$

$$\frac{dv}{dt_{MAX(SR)}} = \frac{V_{TH(SR)}}{(R_{LO(SR)} + R_{GATE(SR)} + R_{G,I(SR)}) \cdot C_{RSS(SR)}}$$

$$\text{ดังนั้นค่าของ } \frac{dv}{dt_{TURN-ON(FW)}} < \frac{dv}{dt_{MAX(SR)}} \quad (2-16)$$

สมมติว่าอุปกรณ์สวิตช์มอสเฟต Q_{SR} และ Q_{FW} เหมือนกัน ไม่มีความต้านทานภายนอกที่เกต และเกตมีความต้านทานภายในที่น้อยมากเปรียบเทียบกับเกตพัลส์ไดมิตีฟีดแบ็ค ค่าของอัตราส่วนการขับเอาต์พุตอิมพีแดนซ์สามารถประมาณได้โดย

$$\frac{R_{LO(SR)}}{R_{HI(FW)}} \leq \frac{V_{TH(SR)}}{V_{DRV} - V_{GS, PLATEAU(FW)}}$$

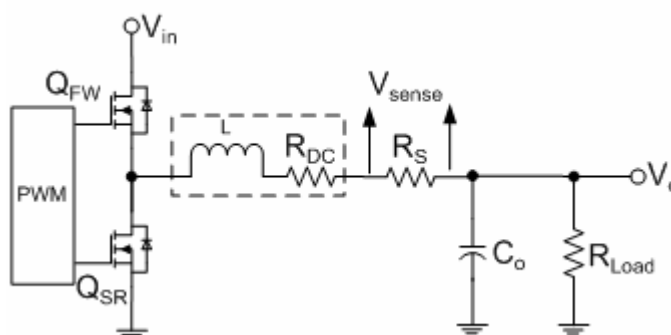
โดยทั่วไประดับลอจิกของมอสเฟตที่ขับเกตใช้แรงดัน 10 V ได้อัตราส่วน 0.417 ซึ่งหมายความว่าใส่ค่าอิมพีแดนซ์ของมอสเฟต Q_{SR} มักจะน้อยกว่า 42% ของค่าอิมพีแดนซ์มอสเฟต Q_{FW} เมื่อนำมาคำนวณ จำไว้ว่าทุกพารามิเตอร์ ยกเว้น V_{DRV} ขึ้นกับอุณหภูมิ ค่าที่มีการปรับแล้วจะสะท้อนกลับมายังเป็นเงื่อนไขการทำงานที่แย่

2.2 การตรวจจ็กระแส (Current Sensing Method)

การตรวจจ็กระแสแบ่งเป็น 2 ลักษณะคือ การตรวจจ็กระแสแบบสูญเสีย (Loss) และการตรวจจ็กระแสแบบปราศจากการสูญเสีย (Lossless) [4] ซึ่งการตรวจจ็กระแสแบบปราศจากการสูญเสียสามารถแบ่งออกเป็น 6 รูปแบบ ในงานวิจัยนี้หาวิธีการตรวจจ็กระแสแบบปราศจากการสูญเสียมาวิเคราะห์ 2 รูปแบบ คือ $R_{DS(on)}$ Sensing Method และ Inductor Sensing Method ซึ่งทั้งสองวิธีนี้ความแม่นยำขึ้นอยู่กับอุณหภูมิการทำงานของตัวอุปกรณ์

2.2.1 การตรวจจ็กระแสด้วยการใช้ตัวต้านทาน (Resistor Sensing Method : Loss)

วิธีการตรวจจ็กระแสด้วยการใช้ตัวต้านทาน อาศัยค่าของแรงดันที่ตกคร่อมตัวต้านทานที่ต่ออนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำทางด้านเอาต์พุตดังภาพที่ 2-14 ค่าของความต้านทานที่นำมาใช้มีค่าความต้านทานต่ำมาก เช่น มีค่าระหว่าง 0.001-0.1Ω [5]



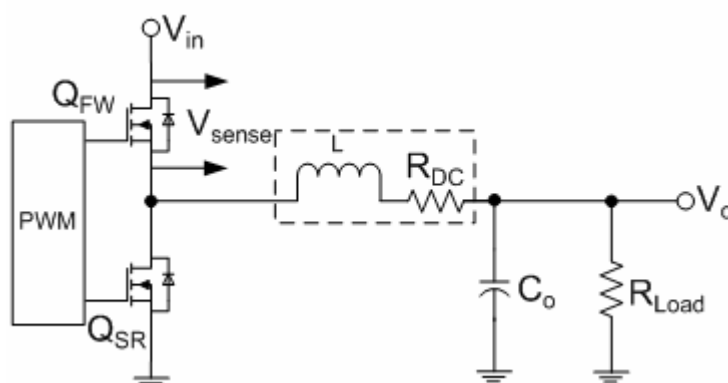
ภาพที่ 2-14 การตรวจจ็กระแสที่เอาต์พุตและส่งผ่านตัวต้านทาน R_S

วิธีการตรวจจับกระแสด้วยการใช้ตัวต้านทานมีความแม่นยำสูง (Accuracy) แต่ประสิทธิภาพ (Efficiency) ต่ำ เนื่องจากมีกำลังไฟฟ้าสูญเสียเกิดขึ้นที่ตัวต้านทานที่นำมาต่อเพิ่ม และค่าความต้านทานที่มีค่าต่ำมากๆ ราคาสูง

การออกแบบตัวต้านทานตรวจจับกระแสต้องคำนึงถึงค่ากระแสสูงสุดในตัวเหนี่ยวนำ โดยถ้ามีค่าเกินกว่ากระแสไหลสูงสุด การจำกัดกระแสภายในจะเริ่มต้นจากเมื่อแรงดันที่ตกคร่อมตัวต้านทานตรวจวัดค่าเพิ่มขึ้นเกินกว่า 100 mV

2.2.2 การตรวจจับกระแสโดยวิธี $R_{DS(on)}$ (Lossless)

การตรวจจับกระแสโดยวิธี $R_{DS(on)}$ [6] นี้อาศัยแรงดันที่ตกคร่อมมอสเฟตระหว่างขาเดรน (Drain) และซอร์ส (Source) มาใช้ในการคิดค่ากระแส โดยอาศัยหลักการที่ว่ากระแสที่ไหลผ่านมอสเฟตหาได้จาก แรงดันตกคร่อมมอสเฟตขณะนำกระแสหารด้วยค่าความต้านทานภายในของมอสเฟตขณะนำกระแสดังแสดงในภาพที่ 2-15



ภาพที่ 2-15 การตรวจจับกระแสที่ส่งผ่านค่าความต้านทาน $R_{DS(on)}$ ของมอสเฟต

การตรวจจับกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำโดยอาศัยแรงดันตกคร่อมมอสเฟตมีข้อเสียคือ รูปสัญญาณที่ได้ไม่ต่อเนื่องทำให้ไม่มีความน่าเชื่อถือในเรื่องของกระแสที่คำนวณได้จากวิธีนี้ เนื่องจากค่าความต้านทานภายในของมอสเฟตนั้นขึ้นอยู่กับอุณหภูมิด้วย เพราะฉะนั้นขณะที่ใช้งานมอสเฟตจึงเกิดการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิทำให้ค่าความต้านทานภายในเปลี่ยนแปลง กระแสที่คำนวณได้จากวิธีนี้จึงเปลี่ยนแปลงไป การตรวจจับกระแสโดยวิธีนี้มีข้อดีคือไม่ต้องต่ออุปกรณ์เพิ่ม

วิธีการตรวจจับกระแสแบบนี้จะให้ประสิทธิภาพค่อนข้างสูง เนื่องจากไม่มีการสูญเสียเกิดขึ้นที่ตัวอุปกรณ์ขณะที่วัดแรงดันตกคร่อม

ในวงจรซิงโครนัสบัคคอนเวอร์เตอร์สามารถคำนวณหากระแสโดยวิธี $R_{DS(on)}$ Sensing Method ได้ดังนี้

$$I_L = \frac{V_{DS(on)}}{R_{DS(on)}} \quad (2-17)$$

มอสเฟตเป็นอุปกรณ์ที่มีสามขาและทำงานเหมือนกับตัวต้านทาน ความต้านทานที่เกิดขึ้นหาได้

จาก
$$R_{DS} = \frac{1}{g_m (V_{in} - V_{TH})}$$

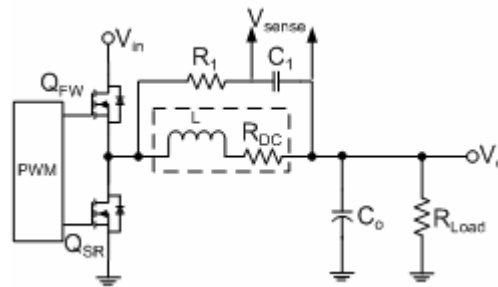
เมื่อ g_m คือผลของทรานสคอนดักแตนซ์ (Transconductance) ของมอสเฟต

V_{in} คือแรงดันอินพุต

V_{TH} คือแรงดันเทรชโฮล

2.2.3 การตรวจจับกระแสแบบ Inductor (Lossless)

การตรวจจับกระแสแบบอาศัยแรงดันตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำ [6] ซึ่งใช้การฟิลเตอร์เข้ามาช่วยในการที่จะนำแรงดันที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำมาคิดเป็นกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำในวงจร เนื่องจากในตัวเหนี่ยวนำจะมีค่าความต้านทานไฟฟ้ากระแสตรง (R_{DC})



ภาพที่ 2-16 การตรวจจับกระแสโดยอาศัยแรงดันตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำเอาต์พุต

ดังนั้น จึงนำค่าความต้านทานไฟฟ้ากระแสตรง (R_{DC}) มาใช้โดยอาศัยกฎแรงดันของเคอร์ชอฟฟ์ แรงดันที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำก็นำ R_1 และ C_1 มาต่อขนานกับตัวเหนี่ยวนำ

วิธีการของ Inductor Current Sensing สามารถหาสมการกระแสที่ไหลผ่านได้ดังนี้

$$V_C = \frac{X_{C1}}{(R_1 + X_{C1})} \cdot V_L \quad (2-18)$$

$$V_L = I_L (R_{DC} + X_L) \quad (2-19)$$

นำ (2-19) แทนใน (2-18)

$$V_{C1} = \frac{X_{C1}}{(R_1 + X_{C1})} \cdot [I_L \cdot (R_{DC} + X_L)] \quad (2-20)$$

$$V_{C1} = \frac{\frac{1}{2\pi \cdot f \cdot C_1}}{R_1 + \frac{1}{2\pi \cdot f \cdot C_1}} \cdot [I_L \cdot (R_{DC} + 2\pi \cdot f \cdot L)] \quad (2-21)$$

เขียนสมการในรูปแบบของ S-Domain

$$V_{C1} = \frac{\frac{1}{s \cdot C_1}}{R_1 + \frac{1}{s \cdot C_1}} \cdot [I_L \cdot (R_{DC} + s \cdot L)] \quad (2-22)$$

$$V_{C1} = \frac{1}{s \cdot R_1 \cdot C_1 + 1} \cdot [I_L \cdot (R_{DC} + s \cdot L)]$$

$$V_{C1} = \frac{I_L \cdot R_{DC} + I_L \cdot s \cdot L}{s \cdot R_1 \cdot C_1 + 1} \quad (2-23)$$

$$V_{C1} = \frac{I_L \cdot R_{DC} (1 + \frac{s \cdot L}{R_{DC}})}{s \cdot R_1 \cdot C_1 + 1} \quad (2-24)$$

กำหนดให้ $1 + \frac{s \cdot L}{R_{DC}} = s \cdot R_1 \cdot C_1 + 1$ เพราะฉะนั้น $\frac{s \cdot L}{R_{DC}} = s \cdot R_1 \cdot C_1$

$$\frac{L}{R_{DC}} = R_1 \cdot C_1 \quad \therefore V_{C1} = I_L \cdot R_{DC} \quad (2-25)$$

ดังนั้น สามารถคำนวณหากระแสที่ได้จากการตรวจจับคือ $I_L = \frac{V_{C1}}{R_{DC}}$

สำหรับรูปสัญญาณของแรงดัน V_C นั้นจะมีลักษณะเหมือนกับ I_L ทุกประการ โดยภายใต้เงื่อนไขที่กำหนด และสามารถคำนวณหาคาบเวลาของฟิเตอร์ได้คือ $T = L / R_{DC} = R_1 \cdot C_1$ และ T ควรจะมีค่ามากกว่า T_s (คาบเวลาของการสวิตช์) มากๆ กล่าวคือ $T \gg T_s$

2.3 ประสิทธิภาพของวงจรซิงโครนัสบั๊กคอนเวอร์เตอร์

วงจรซิงโครนัสบั๊กคอนเวอร์เตอร์สามารถคำนวณหาประสิทธิภาพของวงจรได้จาก

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{out} + P_{loss}} \times 100\% \quad (2-26)$$

ในการคำนวณหากำลังสูญเสียในวงจรซิงโครนัสบั๊กคอนเวอร์เตอร์ การสูญเสียส่วนมากจะเกิดขึ้นในกระบวนการเปลี่ยนแปลงเนื่องจากการสวิตช์ภายในมอสเฟตกำลัง โครงสร้างของการสูญเสียสำหรับมอสเฟตจะทำการเปรียบเทียบเป็น High-side คือมอสเฟตหลัก (Q_{FW}) และ Low-side คือซิงโครนัสมอสเฟต (Q_{SR})

2.3.1 การสูญเสียทางด้าน High-side

กำลังการสูญเสียในมอสเฟตตัวหนึ่งๆ จะเป็นการรวมเข้าด้วยกันของการสูญเสียอันเนื่องจากการนำกระแส (P_{COND}) ของมอสเฟตและการสูญเสียในการสวิตช์ (P_{SW})

$$P_{MOSFET} = P_{SW} + P_{COND} \quad (2-27)$$

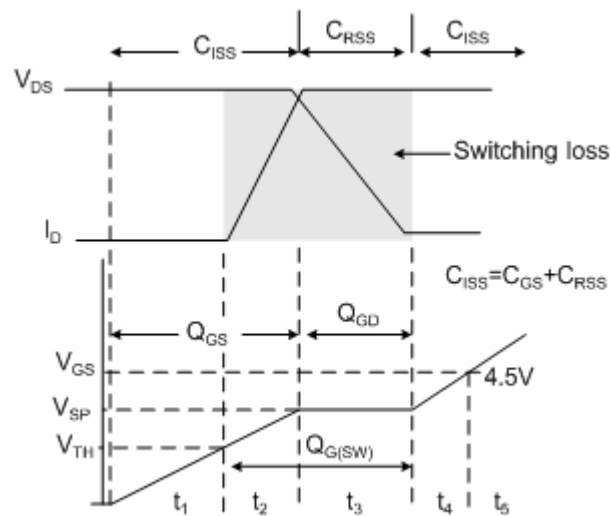
มอสเฟตหลักมีผลโดยตรงต่อการสวิตช์ เริ่มตั้งแต่เมื่อจ่ายแรงดันอินพุตด้วยกระแสเต็ม พิกัดไหลผ่านตัวมัน ในการแปลงผันที่มี Duty Cycle ต่ำ การสูญเสียสวิตช์จะเริ่มเกิดขึ้นและมีค่ามาก

การสูญเสียเนื่องจากการนำกระแสทางด้าน High side ในการคำนวณโดยทั่วไปก็คือ

$$P_{COND} = I_{QFW(rms)}^2 \cdot R_{DS(on)} \quad (2-28)$$

เมื่อ $R_{DS(on)}$ คือค่าความต้านทานของมอสเฟต เมื่ออุณหภูมิรอยต่อสูงสุด ($T_{j(max)}$) อุณหภูมิที่รอยต่อสูงสุดคือสมการที่สามารถคำนวณได้โดยใช้เทคนิคการ Interactive

การสูญเสียเนื่องจากการสวิตช์ทางด้าน High Side หากแบ่งช่วงเวลาในการสวิตช์ออกเป็น 5 คาบ (t_1-t_5) เมื่อพิจารณาจากแรงดันตกคร่อมมอสเฟตและกระแสที่ไหลผ่านตัวมัน



ภาพที่ 2-17 การสูญเสียเนื่องจากการสวิตช์ทางด้าน High-side

จากภาพที่ 2-17 เป็นกราฟ Timing ที่แสดงค่าแรงดัน V_{GS} เทียบกับเวลา รูปร่างของกราฟนี้คือเอกลักษณ์ของรูปคลื่น Q_C ที่ถูกบรรจุในใบข้อมูล (Datasheet) ของมอสเฟต ซึ่งสมมติว่าเกตได้รับการขับด้วยกระแสคงที่ สัญลักษณ์ Q_C เป็นตัวชี้บอกโดย Q_C จะเริ่มเปลี่ยนแปลงสอดคล้องกับเวลา ช่วงเวลาที่เว้นว่างของการสวิตช์ จะเริ่มขึ้นเมื่อ มอสเฟตทางด้าน High-side ถูกขับให้นำกระแสและกระแสจากแหล่งจ่ายไหลผ่านตัวมัน ตัวเก็บประจุทางด้านอินพุตเริ่มทำการเก็บประจุ ซึ่งขณะนี้ยังไม่มี การสูญเสียเกิดขึ้น จนกระทั่งแรงดัน V_{GS} เพิ่มขึ้นมาถึงระดับแรงดันปิดกั้น (V_{TH}) ของมอสเฟต

เมื่อแรงดัน V_{GS} มีค่าเพิ่มมากกว่า V_{TH} ตัวเก็บประจุทางด้านอินพุต (C_{iss}) จะมีการเก็บประจุและ I_D จะค่อยๆ เพิ่มขึ้นจนกระทั่งมีค่าเท่ากับกระแสที่ไหลในตัวเหนี่ยวนำซึ่งจะถือได้ว่าเป็นกระแสเอาต์พุต ระหว่างคาบเวลาที่ 2 (t_2) มอสเฟตเริ่มได้รับแรงดันตกคร่อมทั้งหมดที่ตัวมัน ดังนั้นพลังงานในมอสเฟตระหว่างคาบเวลาที่ 2 คือ

$$W_{t2} = t_2 \frac{V_d \cdot I_o}{2} \quad (2-29)$$

จากพื้นที่เหนือแกนเวลาของกระแส I_C กระแสเอาต์พุตไหลผ่านมอสเฟตหลัก และแรงดัน V_{DS} จะเริ่มตกลงขณะเดียวกันกระแสเกตทั้งหมดจะได้มาจากการคายประจุของ Q_{GD} เมื่อ Q_{GD} คล้ายกับตัวเก็บประจุ มิลเลอร์ของทรานซิสเตอร์แบบ BJT ดังนั้นสามารถคิดพลังงานในมอสเฟตระหว่างช่วงเวลา t_3 นี้ได้จากสมการดังนี้

$$W_{t3} = t_3 \frac{V_d \cdot I_o}{2} \quad (2-30)$$

ระหว่าง t_4 และ t_5 มอสเฟตทำงานเกือบจะสมบูรณ์แล้ว การสูญเสียตลอดคาบเวลานี้ น้อยมากหากเปรียบเทียบกับคาบเวลา t_2, t_3 ดังนั้นจึงไม่นำส่วนนี้มาวิเคราะห์

การสูญเสียในการสวิตช์ส่วนใหญ่แล้วจะไปปรากฏที่ทุกๆ ช่วงเวลาเว้นว่างมีค่าเพิ่มขึ้นได้ โดยค่า Duty Cycle ของช่วงเวลาในการสวิตช์

$$P_{sw} = \frac{V_d \cdot I_o}{2} (t_1 + t_2) \cdot f_s \quad (2-31)$$

2.3.2 การสูญเสียทางด้าน Low-side

การสูญเสียทางด้าน Low-side (P_{LS}) ประกอบไปด้วย การสูญเสียเนื่องจากการนำและ การสูญเสียเนื่องจากการสวิตช์ การสูญเสียทางด้าน Low-side หาได้จากสมการ

$$P_{LS} = P_{COND} + P_{SW} \quad (2-32)$$

การสูญเสียเนื่องจากการนำสำหรับ Q_{SR} หาได้จาก

$$P_{COND} = I_{Q_{SR}(rms)}^2 \cdot R_{DS(ON)} \quad (2-35)$$

การสูญเสียเนื่องจากการสวิตช์ทางด้านต่ำ (Low-side Switch Losses) มีค่าน้อยมากจึงไม่นำมาคิด

2.3.3 การสูญเสียจากเวลาไร้ผลสนอง (Dead Time)

การสูญเสียจากเวลาไร้ผลสนองเป็นผลรวมของเวลาทั้งคู่ เมื่อมอสเฟตไม่นำกระแสช่วงระหว่างเวลานี้ชื้อดก็ไดโอดที่ต่อขนานได้รับไบอัสไปหน้า ในการนำกระแสจะมีกำลังสูญเสียคือ

$$P_{DIODE} = T_{DEAD-TIME} \cdot f_s \cdot V_F \cdot I_O \quad (2-33)$$

ในการคำนวณค่าเวลาไร้ผลสนองต้องพิจารณาว่าจะซับซ้อนของมอสเฟตอย่างไรมากกว่าเป็น วงจรขับ แต่เป็นวงจรปรับปรุงค่าเวลาไร้ผลสนองซึ่งเป็นแรงดันที่ตรงข้ามกับมอสเฟตที่จะ

เพิ่มขึ้นก่อนที่แรงดัน off จะเริ่มขึ้นเพื่อประจุของมอสเฟตเอง มีการใส่ตัวหน่วงเวลาคงที่เพื่อป้องกันการลัดวงจรผ่าน โดยเฉพาะอย่างยิ่งจากการเปลี่ยนแปลงจาก Low ไป High

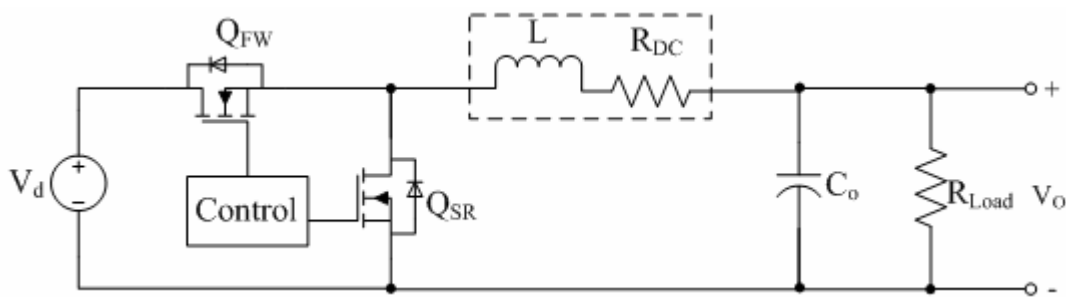
การหน่วงที่พอดี จะเป็นการหลีกเลี่ยงการเกิดค่าสไปร์ (Spike) ซึ่งจะเกิดขึ้นเมื่อค่าแรงดันที่เกตมากกว่าแรงดัน V_{TH} ทางด้าน Low-side ของการเริ่มนำกระแสของมอสเฟตทั้งคู่และการสูญเสียจากการนำกระแสที่เรียกว่า “Shoot-through”

บทที่ 3

วิธีดำเนินการวิจัย

3.1 การออกแบบวงจรซิงโครนัสบั๊กคอนเวอร์เตอร์

การออกแบบวงจรซิงโครนัสบั๊กคอนเวอร์เตอร์ การกำหนดค่าพารามิเตอร์ของการจำลองการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม MATLAB และทดสอบการทำงานของวงจร เมื่อกำหนดให้วงจรซิงโครนัสบั๊กคอนเวอร์เตอร์ มีแรงดันอินพุต 12 V แรงดันเอาต์พุต 3.3 V กระแสเอาต์พุต 15 A และความถี่การสวิตช์ 200 kHz การควบคุมด้วยวงจร PWM มีขั้นตอนและวิธีการออกแบบดังนี้



ภาพที่ 3-1 วงจรซิงโครนัสบั๊กคอนเวอร์เตอร์

3.1.1 ค่าของ Duty Cycle

เมื่อกำหนดความถี่การสวิตช์ 200 kHz เวลาในหนึ่งคาบสัญญาณเท่ากับ 5 μs การเลือกใช้ค่าของ Duty Cycle หาได้จากกำหนดค่าแรงดันอินพุต 12 V และค่าแรงดันเอาต์พุต 3.3 V ดังนั้นค่า Duty Cycle หาได้จาก

$$V_o = \frac{V_d \cdot t_{on}}{T_s} = 3.3 \text{ V} = \frac{12 \cdot t_{on}}{5}$$

$$\therefore t_{on} = \frac{(3.3) \cdot (5)}{12} = 1.38 \mu\text{s}$$

$$\text{ค่าประมาณของ } D \text{ เท่ากับ } \frac{t_{on}}{T_s} = \frac{1.4}{5} = 0.28$$

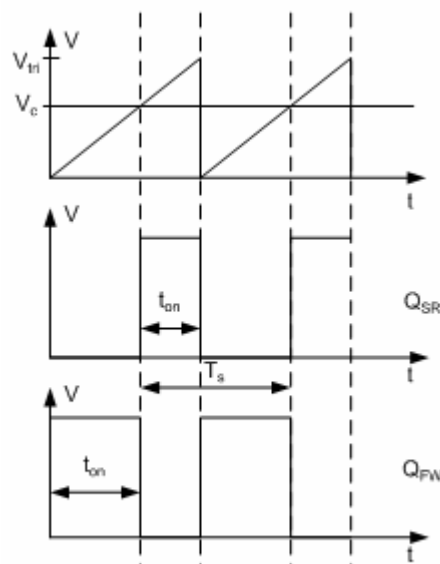
เมื่อพิจารณาค่าความต้านทานไฟฟ้ากระแสตรง (R_{DC}) ของตัวเหนี่ยวนำ (L) ของวงจร ซึ่งโครนส์บั๊กคอนเวอร์เตอร์ ค่าของ Duty Cycle หาค่าได้จาก [3] $\frac{V_o}{V_d} = D \cdot \left(\frac{R_{Load}}{R_{DC} + R_{Load}} \right)$

เมื่อ R_{load} คือความต้านทานที่โหลดของวงจร

คำนวณหาค่าของ Duty cycle เมื่อ $R_{Load} = 0.22 \Omega, R_{DC} = 0.1 \Omega$

$$D = \frac{\left(\frac{V_o}{V_d} \right)}{\left(\frac{R_{Load}}{R_{DC} + R_{Load}} \right)} = \frac{\left(\frac{3.3}{12} \right)}{\left(\frac{0.22}{0.1 + 0.22} \right)} = 0.4$$

เพราะฉะนั้นหาค่าความต้านทานไฟฟ้ากระแสตรงของตัวเหนี่ยวนำมีค่าสูงก็ทำให้ค่า D ของวงจรเพิ่มขึ้น แต่หากค่า R_{DC} มีค่าต่ำมากๆ ค่า D ของวงจรก็จะเท่ากับ V_o / V_d การควบคุมแรงดันเอาต์พุตโดยใช้สวิตช์ตัดและต่อวงจร ความถี่ของการสวิตช์คงที่ได้ด้วยการควบคุมความกว้างพัลส์หรือการมอดูเลตความกว้างพัลส์เท่ากับค่าของ Duty Cycle แสดงดังภาพที่ 3-2



ภาพที่ 3-2 สัญญาณที่ใช้ควบคุมการทำงานของสวิตช์

จากภาพที่ 3-2 การปรับค่า Duty Cycle เป็นตัวกำหนดเวลาที่สวิตช์นำกระแสและไม่นำกระแส ของสวิตช์ Q_{SR} และ Q_{FW} ที่จะต้องนำกระแสสอดคล้องกัน (Synchronize)

3.1.2 ค่าของตัวเหนี่ยวนำ (L) และตัวเก็บประจุเอาต์พุต (C_o)

เมื่อกำหนดให้ $V_d = 12\text{ V}$, $f_s = 100\text{ kHz}$, $I_o = 15\text{ A}$ และกำหนดให้ค่าของเปอร์เซ็นต์ Duty Cycle 40% คำนวณหาค่าตัวเหนี่ยวนำที่แรงดันเอาต์พุตจากสูตร [2] โดยกำหนดให้ $\Delta I = 1.5\text{ A}$

$$\therefore L = \frac{V_o \cdot (1-D)}{f_{sw} \cdot \Delta I_o} = \frac{(3.3)(1-0.4)}{(100 \times 10^3)(1.5)} = 13\text{ }\mu\text{H}$$

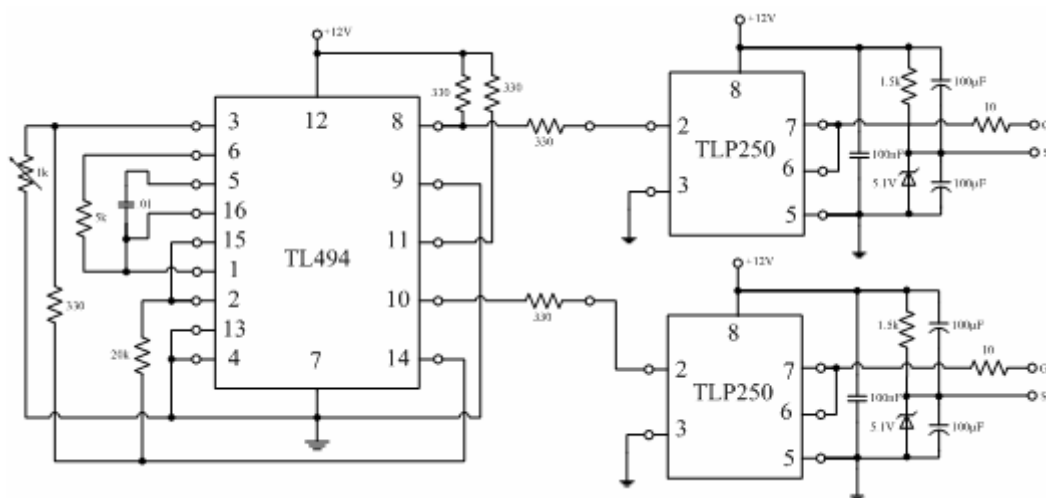
การออกแบบตัวเก็บประจุกรองแรงดันเอาต์พุต เพื่อให้ค่าริปเปิลของแรงดันเอาต์พุตมีค่าคงที่และตอบสนองต่อการเปลี่ยนแปลงของโหลดเอาต์พุต เพื่อให้วงจรมีเสถียรภาพโดยกำหนดให้ $\Delta V_o = 0.1\text{ V}$

$$C_o = \frac{V_o \cdot (1-D)}{8 \cdot f_{sw}^2 \cdot L \cdot \Delta V_o} = \frac{(3.3)(1-0.4)}{8 \cdot (100 \times 10^3)^2 (6.6 \times 10^{-6})(0.1)} = 19\text{ }\mu\text{F}$$

ดังนั้น ตัวเหนี่ยวนำที่เลือกใช้ในวงจร $15\text{ }\mu\text{H}$, $R_{DC} 0.02\text{ }\Omega$ เลือกใช้ตัวเก็บประจุขนาด $50\text{ }\mu\text{F}$ และค่า $ESR 0.02\text{ }\Omega$

3.1.3 ภาควิชาควบคุมของวงจรซิงโครนัสบัคคอนเวอร์เตอร์

วงจร PWM สำหรับควบคุมการทำงานของวงจรแปลงผันแบบซิงโครนัส (Synchronous Buck Converter) การออกแบบวงจรแบ่งเป็นสองส่วนคือ การใช้ TL 494 กำหนดสัญญาณที่ใช้ขับเคลื่อนและใช้ TLP250 เป็นตัวที่ทำหน้าที่แยกกราวด์ของชุดขับเคลื่อนมอเตอร์แสดงในภาพที่ 3-3



ภาพที่ 3-3 วงจรควบคุมที่ใช้ไอซีเบอร์ TL494 และไอซีเบอร์ TLP250

จากวงจรที่ออกแบบสามารถปรับค่า Duty Cycle ได้ในช่วง 20% ถึง 80% โดยการปรับค่าตัวต้านทานปรับค่า 1 k Ω

3.1.4 การออกแบบวงจร snubber (Snubber Circuit)

วงจร snubber เป็นส่วนที่เพิ่มเติมเข้ามาวงจรเพื่อลดการเกิดกำลังสูญเสียและป้องกันความเสียหายที่อาจเกิดขึ้นกับอุปกรณ์กำลัง วงจร snubber โดยทั่วไปจะประกอบด้วยตัวต้านทาน ตัวเก็บประจุและไดโอด [7] ในบางครั้งจึงเรียกว่า วงจร RCD snubber

$$C = \frac{I_L \cdot t_f}{2 \cdot V_d} = \frac{15(0.5 \times 10^{-6})}{2(12)} = 0.25 \mu\text{F}$$

$$\text{เมื่อค่าของ } R < \frac{t_{on}}{5C}$$

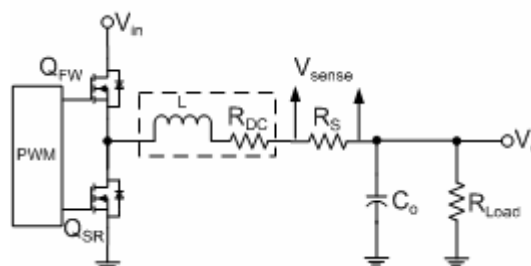
$$R < \frac{5 \times 10^{-6}}{5(0.25 \times 10^{-6})} \therefore R < 4 \Omega$$

3.2 วงจรการตรวจจับกระแส (Current Sensing Method)

งานวิจัยได้เลือกวิธีการของการตรวจจับกระแสแบบปราศจากการสูญเสีย 2 วิธี คือ $R_{DS(on)}$ Sensing Method และ Inductor Sensing Method เพื่อวิเคราะห์ผลกระทบของการตรวจจับกระแสในวงจรซิงโครนัสบั๊กคอนเวอร์เตอร์เทียบกับการตรวจจับกระแสแบบสูญเสีย (Resistor Sensing Method)

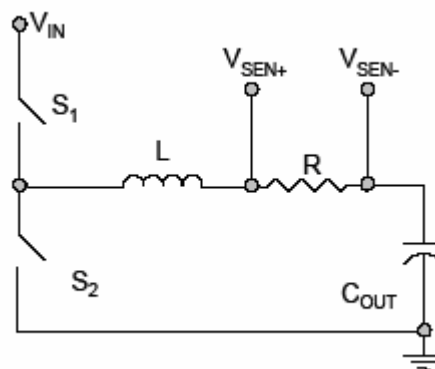
3.2.1 การตรวจจับกระแสด้วยการใช้ตัวต้านทาน (Resistor Sensing Method : Loss)

วิธีการตรวจจับกระแสด้วยการใช้ตัวต้านทาน R_s เป็นการนำค่าของแรงดันที่ตกคร่อมตัวต้านทานที่ต่ออนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำทางด้านเอาต์พุตมาเป็นค่าของแรงดันในการตรวจจับนั่นเอง



ภาพที่ 3-4 วงจรการตรวจจับกระแสด้วยการใช้ตัวต้านทาน R_s

ค่าแรงดัน V_{sense} เป็นค่าของแรงดันที่สามารถคำนวณเป็นค่ากระแส I_L ที่ไหลผ่านไปยังโหลดของวงจรซิงโครนัสบัคคอนเวอร์เตอร์ ดังนั้นในการตรวจจับต้องมีการเปลี่ยนแปลงค่าแรงดันเป็นค่าของกระแสอีกครั้งหนึ่ง สำหรับการใช้ประโยชน์ในการป้อนกลับ เมื่อพิจารณาผลกระทบเมื่อเพิ่มค่า R_S เข้าไปในวงจรซิงโครนัสบัคคอนเวอร์เตอร์ ทำให้ค่าของอิมพีแดนซ์ของวงจรมีค่าเพิ่มขึ้นทำให้ค่ากระแสของเอาต์พุตลดลง ดังนั้นหากต้องการให้แรงดันเอาต์พุตมีค่าคงเดิมก็ต้องปรับค่า Duty Cycle ให้เพิ่มขึ้น จะเห็นได้ว่าการตรวจจับกระแสแบบนี้ส่งผลทำให้ประสิทธิภาพของวงจรลดลงจากเดิม

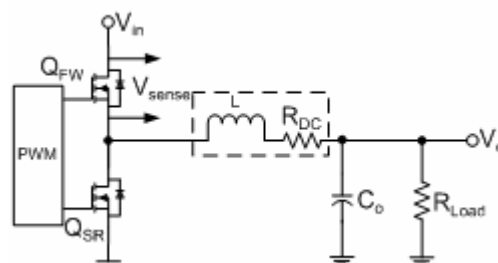


ภาพที่ 3-5 วงจรสมมูลของวิธีการตรวจจับกระแสด้วยการใช้ตัวต้านทาน

ดังนั้น ที่กระแส 15 A จะใช้ค่าความต้านทาน R_S เท่ากับ 0.01Ω เพื่อให้ได้แรงดัน V_{sense} อยู่ในย่านที่อ่านค่าได้ง่ายและการสูญเสียที่เกิดขึ้นไม่ทำให้ประสิทธิภาพของวงจรลดลงมากนัก

3.2.2 การตรวจจับกระแสโดยวิธี $R_{DS(on)}$ (Lossless)

การตรวจจับกระแสแบบนี้อาศัยแรงดันที่ตกคร่อมมอสเฟตมาใช้ในการคิดค่าแรงดันโดยอาศัยหลักการกระแสที่ไหลผ่านมอสเฟตหาได้จาก แรงดันตกคร่อมมอสเฟตหารด้วยค่าความต้านทานภายในของมอสเฟต ดังแสดงในภาพที่ 3-6



ภาพที่ 3-6 วงจรการตรวจจับกระแสโดยวิธี $R_{DS(on)}$

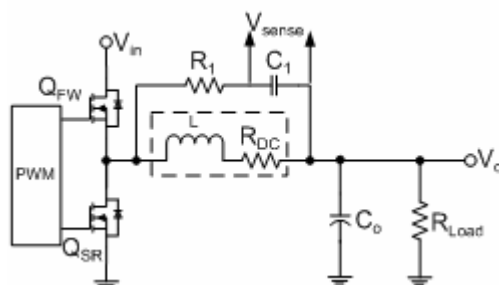
แต่วิธีนี้มีข้อเสียคือ รูปสัญญาณที่ได้ไม่ต่อเนื่องทำให้ไม่มีความน่าเชื่อถือในเรื่องของกระแสที่คำนวณได้จากวิธีนี้ เนื่องจากค่าความต้านทานภายในของมอสเฟตนั้นขึ้นอยู่กับอุณหภูมิด้วย [4] เพราะฉะนั้นขณะที่ใช้งานมอสเฟตจึงเกิดการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิทำให้ค่าความต้านทานภายในเปลี่ยนแปลง กระแสที่ได้จากวิธีนี้จึงเปลี่ยนแปลงไป การตรวจจับกระแสโดยวิธีนี้มีข้อดีคือไม่ต้องต่ออุปกรณ์เพิ่ม

วิธีการตรวจจับกระแสแบบนี้จะให้ประสิทธิภาพค่อนข้างสูง เนื่องจากไม่มีการสูญเสียเกิดขึ้นที่ตัวอุปกรณ์ขณะที่วัดแรงดันตกคร่อม

ในวงจรซึ่งโครนัสบั๊กคอนเวอร์เตอร์สามารถคำนวณหากระแสโดยวิธี $R_{DS(on)}$ Sensing Method ได้ดังนี้ $I_L = V_{DS(on)} / R_{DS(on)}$ ในการทดสอบการทำงานของวงจรได้เลือกใช้มอสเฟตเบอร์ IRL 2203N ซึ่งมีค่า $R_{DS(on)}$ เท่ากับ 0.007Ω แต่เมื่อทดสอบการทำงานของมอสเฟตปรากฏว่าค่าความต้านทานขณะนำกระแส ($R_{DS(on)}$) ที่กระแสไหลผ่าน $15 A$ ประมาณ 0.01Ω เนื่องจากขณะที่นำกระแสค่าความต้านทานของมอสเฟตเพิ่มขึ้นตามอุณหภูมิที่เพิ่มสูงขึ้น ดังนั้นการจำลองการทำงานของวงจรเพื่อตรวจจับกระแสแบบนี้จึงกำหนดให้ค่า $R_{DS(on)}$ ของมอสเฟตคือ 0.01Ω

3.2.3 การตรวจจับกระแสแบบ Inductor (Lossless)

การตรวจจับกระแสแบบอาศัยแรงดันที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำเอาต์พุต ซึ่งใช้การฟิลเตอร์เข้ามาช่วยในการที่จะนำแรงดันที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำเอาต์พุตมาคิดเป็นกระแสที่วัดได้ในวงจร เนื่องจากในตัวเหนี่ยวนำจะมีค่าความต้านทานไฟฟ้ากระแสตรง (R_{DC})



ภาพที่ 3-7 การตรวจจับกระแสแบบอาศัยแรงดันที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำเอาต์พุต

ดังนั้นเราจึงนำค่าความต้านทานไฟฟ้ากระแสตรง (R_{DC}) มาใช้โดยอาศัยกฎแรงดันของเคอร์ชอฟฟ์ แรงดันที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำก็นำ R_1 และ C_1 มาต่อขนาน

วิธีการของ Inductor Current Sensing สามารถหาสมการกระแสที่ไหลผ่านได้ดังนี้

จากสมการ

$$V_C = \frac{X_C}{(R_1 + X_C)} \cdot [I_L \cdot (R_{DC} + X_L)]$$

$$\therefore V_C = I_L \cdot R_{DC}$$

สามารถคำนวณหากระแสที่ได้จากการตรวจจับได้คือ $I_L = \frac{V_C}{R_{DC}}$

เช่น วงจรซิงโครนัสบั๊กคอนเวอร์เตอร์มีแรงดันอินพุต 12 V, กระแสเอาต์พุต 15 A ความถี่ในการสวิตช์ 100 kHz ทำการตรวจจับกระแสโดยวิธี Inductor Sensing สามารถคำนวณหาอุปกรณ์ที่นำมาต่อฟิเตอร์ดังนี้

สมมติ $L = 15 \mu\text{H}, R_{DC} = 0.02 \Omega$

จาก $T = L / R_{DC} = \frac{15 \times 10^{-6}}{0.02} = 750 \mu\text{s}$

$T \gg T_s$ เมื่อ $T_s = 10 \mu\text{s}$ ($f_s = 100 \text{ kHz}$)

เพราะฉะนั้น $R_1 = \frac{T}{C_1} = \frac{750 \times 10^{-6}}{0.1 \times 10^{-6}} = 7,500 \Omega$ เมื่อเลือกใช้ $C_1 = 0.1 \mu\text{F}$

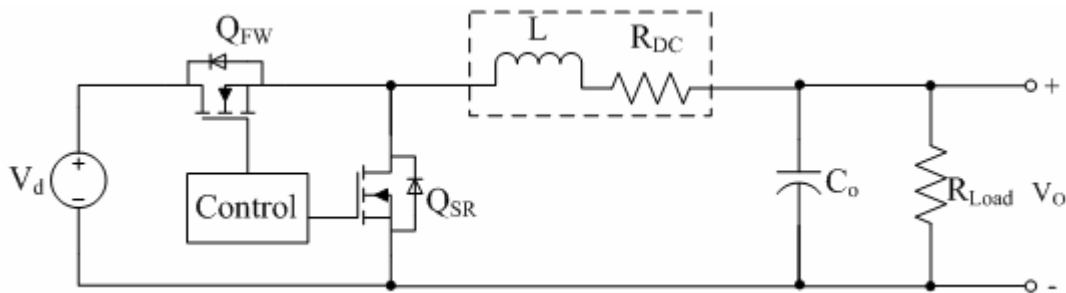
เมื่อวัดสัญญาณที่ตรวจจับกระแสด้วยวิธีนี้จะได้รูปสัญญาณที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_1 เหมือนกับกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ จึงสามารถคำนวณหากระแสเอาต์พุตได้

บทที่ 4

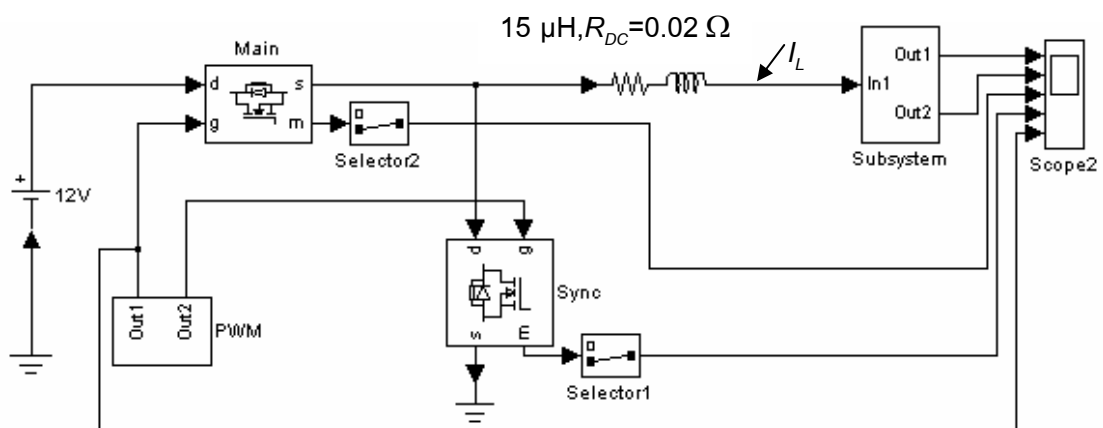
ผลการจำลองและทดสอบการทำงานของวงจร

4.1 ผลการจำลองการตรวจจับกระแสอินดักเตอร์ทางอ้อมแบบต่าง ๆ

4.1.1 การจำลองการทำงานวงจรซิงโครนัสบั๊กคอนเวอร์เตอร์ กำหนดให้ แรงดันอินพุต 12 V ความต้านทานโหลด (R_{Load}) 0.22 Ω ความต้านทาน $R_{DS(on)}$ 0.012 Ω , ความต้านทานภายในตัวเก็บประจุเอาต์พุต (ESR) 0.02 Ω เมื่อค่าของตัวเก็บประจุเอาต์พุต 10 μF และค่าความต้านทานไฟฟ้ากระแสตรงของตัวเหนี่ยวนำ R_{DC} 0.02 Ω เมื่อค่าของตัวเหนี่ยวนำ (L) 15 μH ความถี่ของการสวิตช์ 100 kHz วงจรซิงโครนัสบั๊กคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้จำลองดังภาพที่ 4-1 และโมเดลวงจรซิงโครนัสบั๊กคอนเวอร์เตอร์ของโปรแกรม MATLAB แสดงดังภาพที่ 4-2

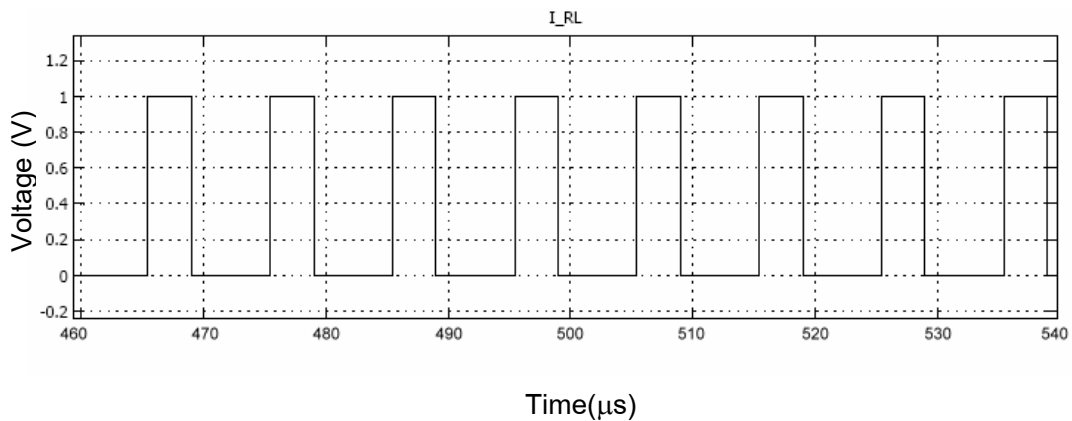


ภาพที่ 4-1 วงจรซิงโครนัสบั๊กคอนเวอร์เตอร์

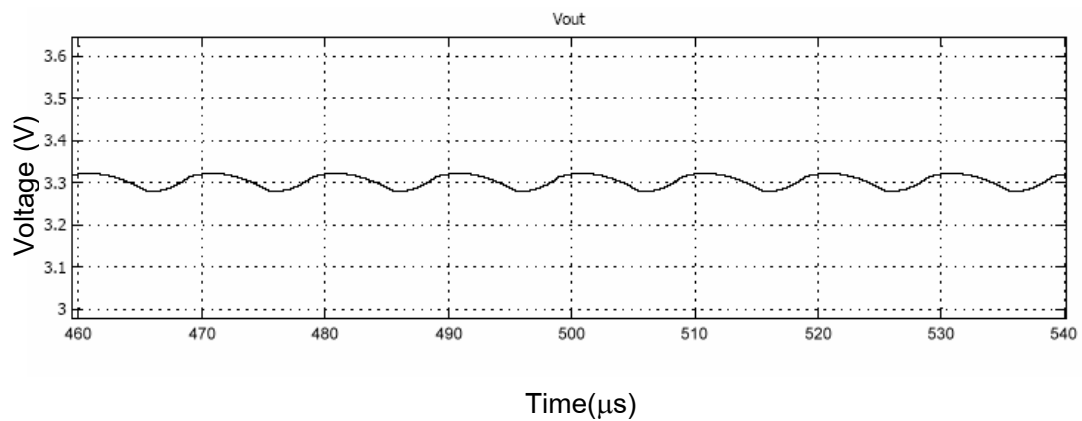


ภาพที่ 4-2 โมเดลวงจรซิงโครนัสบั๊กคอนเวอร์เตอร์ของโปรแกรม MATLAB

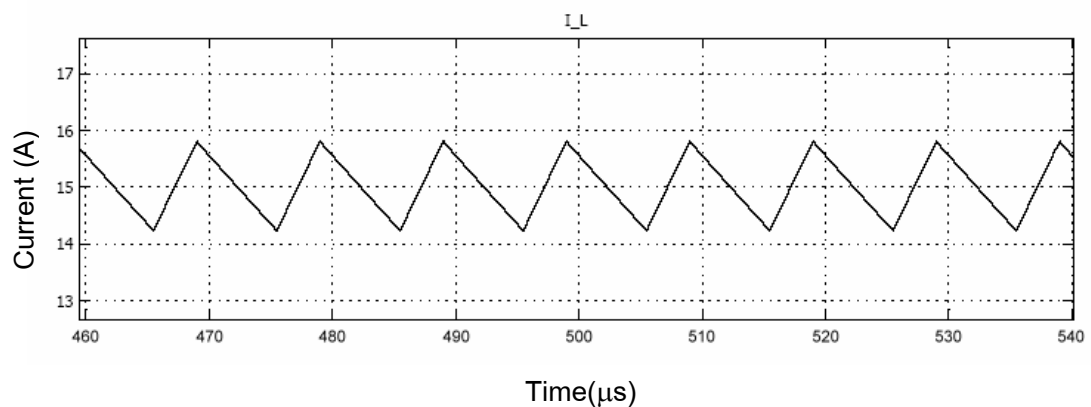
จากภาพที่ 4-2 โมเดลจำลองการทำงานของวงจรซิงโครนัสบั๊กคอนเวอร์เตอร์ด้วยการใช้ Simulink Model ของโปรแกรม MATLAB ควบคุมการสวิตช์ของวงจรด้วยโมเดล PWM ผลของการจำลองเมื่อกำหนด Simulation Parameters ค่าเวลาของการจำลอง 1 ms สัญญาณที่วัดได้ดังภาพที่ 4-3



(a) สัญญาณขับเคลื่อนของมอสเฟตหลัก



(b) สัญญาณเอาต์พุตของวงจร



(c) กระแส I_L ที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ

ภาพที่ 4-3 สัญญาณที่ได้จากการจำลองวงจรซิงโครนัสบั๊กคอนเวอร์เตอร์

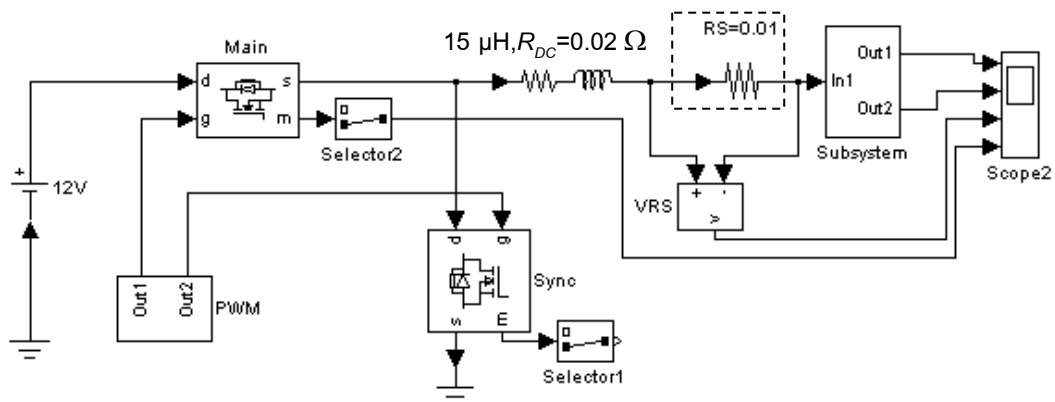
จากภาพที่ 4-3 (a) เป็นสัญญาณของแรงดันขับเกตของ Main MOSFET (Q_{FW}) มีการปรับค่า Duty Cycle เท่ากับ 30% ที่ความถี่การสวิตช์ 100 kHz และภาพที่ 4-3 (b) แรงดันเอาต์พุตของวงจรมีค่า V_{RMS} เท่ากับ 3.3 V และเปอร์เซ็นต์ของค่า Ripple Factor น้อยกว่า 3% ภาพที่ 4-3 (c) เป็นสัญญาณของกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ (L) มีค่าของกระแส I_{AVG} เท่ากับ 15 A เมื่อเปรียบเทียบกับค่าของการคำนวณจากสูตร

$$I_L = I_o = \frac{V_o}{R_{Load}} = \frac{3.3}{0.22} = 15 \text{ A}$$

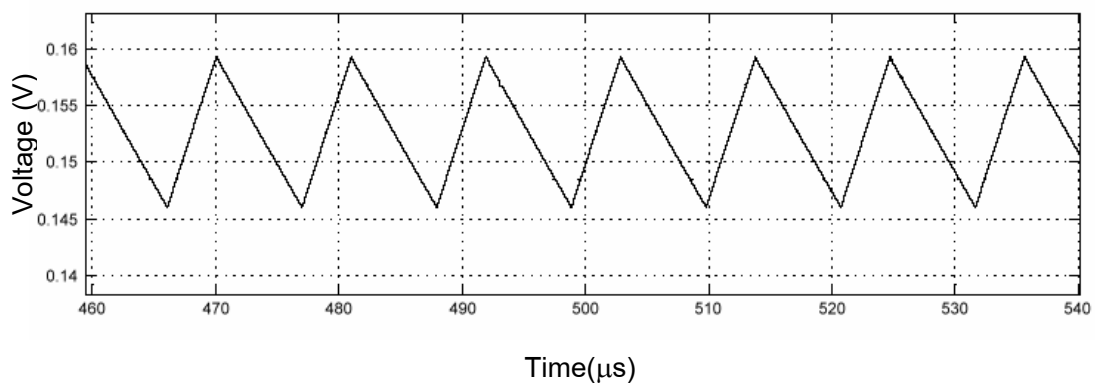
$$\text{หรือ } I_{L\min} = I_L - \frac{\Delta I}{2} \quad \therefore I_L = I_{L\min} + \frac{\Delta I}{2}$$

ค่ากระแสที่อ่านได้คือ $I_L = 14.2 + 0.8 = 15 \text{ A}$ ดังนั้นการจำลองด้วยโมเดลและกำหนดค่าพารามิเตอร์ต่างๆ จะมีผลใกล้เคียงกับการคำนวณ

4.1.2 การตรวจจับกระแสด้วยการใช้ตัวต้านทาน (Resistor Sensing) กำหนดใช้ค่าความต้านทาน (R_s) มีค่าเท่ากับ 0.01Ω ต่ออนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำดังภาพที่ 4-4 และผลของการจำลองดังภาพที่ 4-5



ภาพที่ 4-4 โมเดลการตรวจจับกระแสแบบ R_s ของวงจร



ภาพที่ 4-5 สัญญาณแรงดันตกคร่อม R_s

เนื่องจากตัวต้านทาน R_S ต่ออนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำ ดังนั้นกระแสที่ไหลผ่านตัวต้านทาน R_S กับตัวเหนี่ยวนำเป็นกระแสตัวเดียวกัน การคำนวณหากระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำเท่ากับกระแสที่ไหลผ่านตัวต้านทาน R_S สามารถคำนวณได้ดังนี้

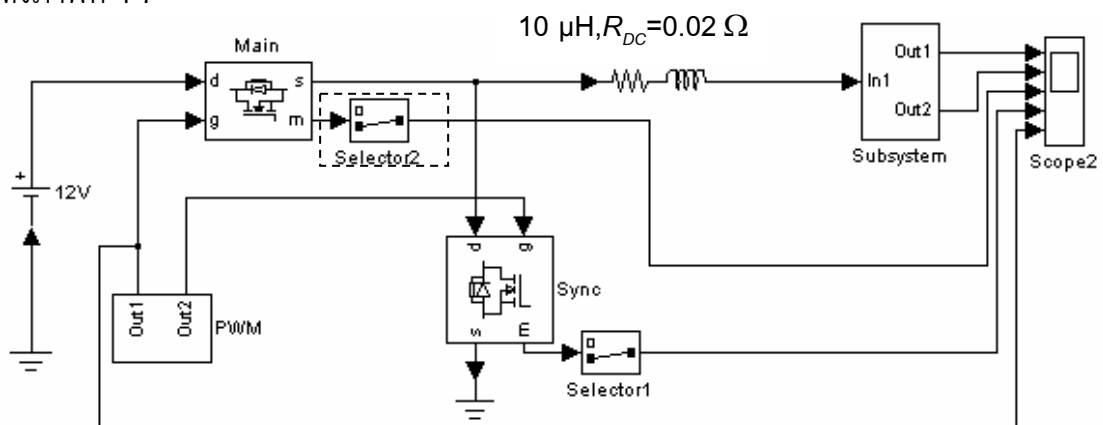
$$I_L = \frac{V_{RS}}{R_S} = \frac{0.152}{0.01} = 15.2 \text{ A}$$

$$\text{เมื่อ } V_{RS} = 0.142 + \frac{0.163 - 0.142}{2} = 0.152 \text{ V}$$

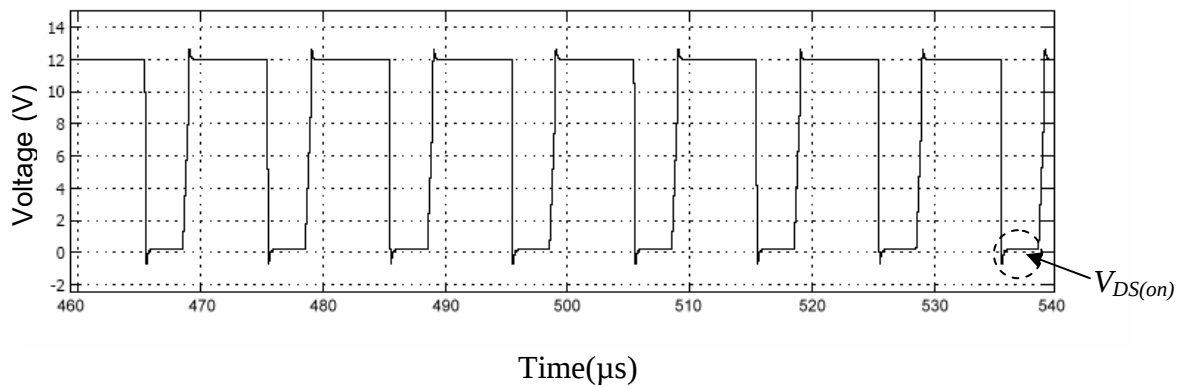
ผลของการจำลองโมเดลที่ไม่มีการตรวจจับกระแสและการใช้ตัวต้านทานตรวจจับกระแส รูปร่างสัญญาณจะเหมือนกันแต่ค่ากระแสแตกต่างกัน 0.2 A ค่าความแตกต่างที่เกิดขึ้นคือกำลังการสูญเสียของวงจร

เมื่อพิจารณาวิธีการตรวจจับกระแสด้วยการใช้ตัวต้านทาน R_S พบว่าค่ากระแสเอาต์พุตของวงจรจะลดลงเมื่อค่าความต้านทาน R_S เพิ่มขึ้น ดังนั้นวิธีการนี้จึงเรียกว่าการตรวจจับกระแสแบบมีการสูญเสีย (Loss Current Sensing) วิธีการนี้มีข้อดีคือจะไม่ผลกระทบต่อสัญญาณกระแสเอาต์พุตที่ยังคงต่อเนื่องแต่จะทำให้ประสิทธิภาพของวงจรลดลง

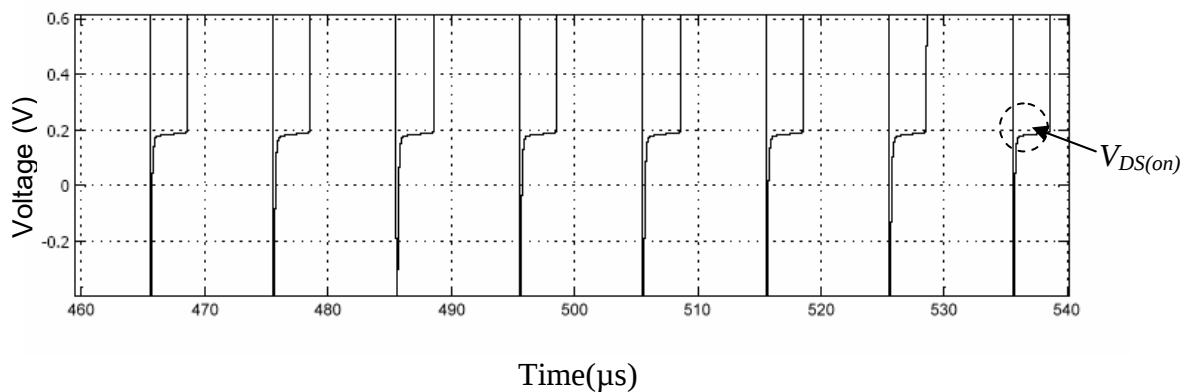
4.1.3 วิธีการตรวจจับกระแสแบบ $R_{DS(on)}$ ของวงจรซิงโครนัสบั๊กคอนเวอร์เตอร์ วิธีการนี้เป็นการนำแรงดันที่ตกคร่อมระหว่างขาเดรนและขาซอร์สของมอสเฟตในขณะที่มอสเฟตนำกระแส ($V_{DS(on)}$) เนื่องจากกระแสที่ไหลผ่านมอสเฟตเป็นกระแสตัวเดียวกันกับที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ ดังนั้นสามารถคำนวณหากระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำได้จากค่าของแรงดันที่ตกคร่อมมอสเฟตขณะนำกระแสหารด้วยค่าความต้านทานขณะนำกระแสของมอสเฟต โมเดลการจำลองการตรวจจับกระแสแบบ $R_{DS(on)}$ ดังแสดงในภาพที่ 4-6 เมื่อกำหนดให้ค่า $R_{DS(on)}$ ของมอสเฟตเท่ากับ 0.035Ω (ค่า $R_{DS(on)}$ เท่ากับค่าที่ใช้ในการทดสอบ) และผลของการจำลองแสดงดังภาพที่ 4-7



ภาพที่ 4-6 โมเดลการตรวจจับกระแสแบบ $R_{DS(on)}$ ของวงจร



(a) สัญญาณแรงดันตกคร่อม V_{DS} ของมอสเฟตหลัก



(b) สัญญาณแรงดัน V_{DS} เมื่อขยายช่วงเวลานำกระแสของมอสเฟตหลัก

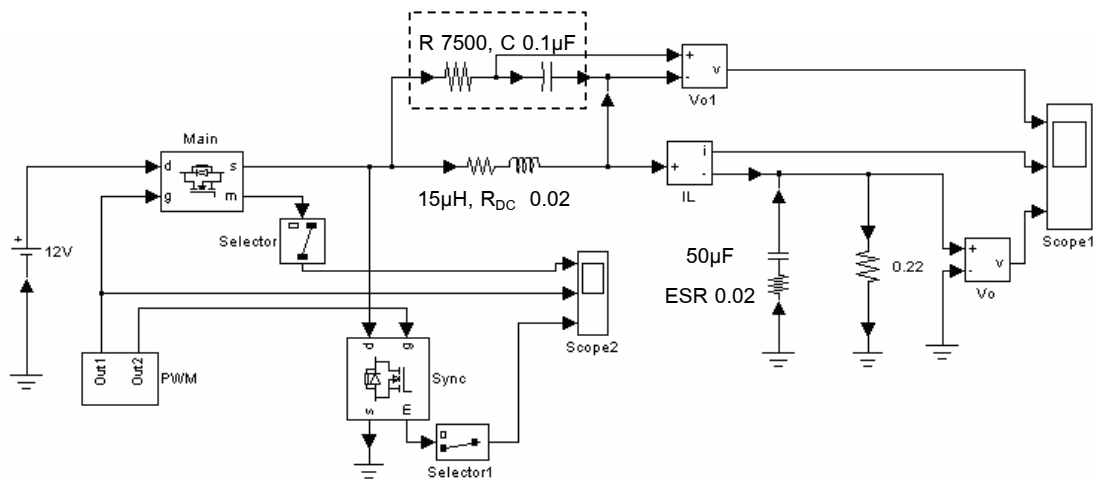
ภาพที่ 4-7 สัญญาณ V_{DS} ของมอสเฟตหลัก

จากภาพที่ 4-7 (a) เมื่อพิจารณาค่าความต้านทาน $R_{DS(on)}$ ที่มีค่าน้อยมากๆ ดังนั้น สัญญาณของแรงดันตกคร่อมมอสเฟตขณะนำกระแสมีค่าน้อยดังแสดงในภาพ และภาพ สัญญาณที่ได้เป็นลักษณะที่ไม่ต่อเนื่อง เมื่อพิจารณาเฉพาะช่วงเวลาที่มอสเฟตนำกระแสเท่านั้น สามารถคำนวณหากระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำขณะที่มอสเฟตนำกระแสได้ดังนี้

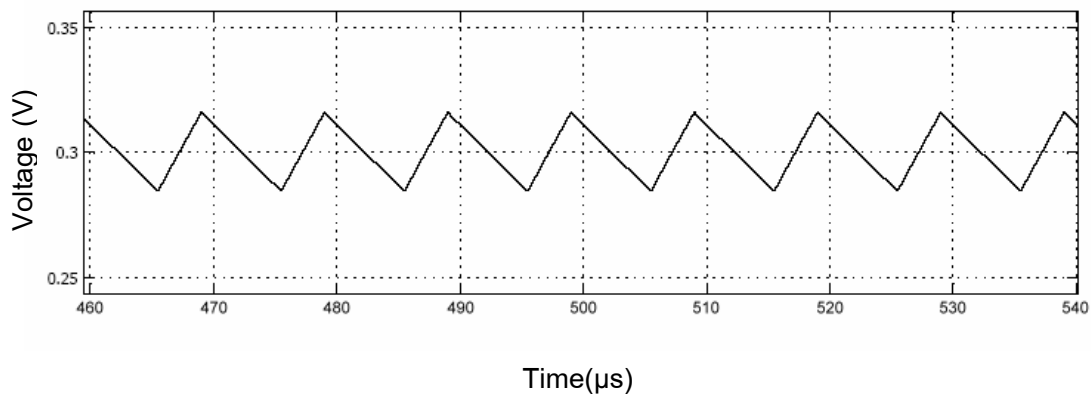
$$I_{L(Q_{FW}(on))} = \frac{V_{DS(on)}}{R_{DS(on)}} = \frac{0.2}{0.012} \approx 16.6 \text{ A}$$

จากการจำลองการทำงานการตรวจจับกระแสแบบ $R_{DS(on)}$ เปรียบเสมือนกับการทดลองที่ 4.1.1 ซึ่งเปรียบเสมือนกับวงจรเดียวกัน ดังนั้นจึงไม่เกิดการสูญเสียขึ้นในวงจรแต่สัญญาณที่ได้จะไม่เหมือนกัน ดังนั้นถ้าพิจารณาส่วนของการนำกระแส สัญญาณแรงดันที่ตกคร่อม $R_{DS(on)}$ จะได้สัญญาณที่แตกต่างจากกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ

4.1.4 การตรวจจ็ับกระแสแบบ Inductor (Inductor Sensing) การจำลองการทำงาน เพื่อตรวจจ็ับกระแสแบบ Inductor พบว่ารูปสัญญาณที่ได้ดังภาพที่ 4-9 มีลักษณะเหมือนกับ กระแส I_L ทุกประการ ซึ่งรูปสัญญาณนี้เป็นแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ โมเดลของการจำลอง แสดงดังภาพที่ 4-8



ภาพที่ 4-8 โมเดลการตรวจจ็ับกระแสแบบ Inductor (R_{DC})



ภาพที่ 4-9 กระแสจากการตรวจจ็ับด้วยวิธี Inductor

การตรวจจ็ับกระแสด้วยการใช้การฟิลเตอร์ สามารถคำนวณหากระแสที่ได้จากการตรวจจ็ับได้คือ

$$I_L = \frac{V_C}{R_{DC}}$$

คำนวณหากระแสที่ได้คือ $I_L = \frac{V_C}{R_{DC}} = \frac{0.297}{0.02} = 14.85 \text{ A}$

เมื่อ $V_C = 0.28 + \frac{0.315 - 0.28}{2} = 0.297 \text{ V}$

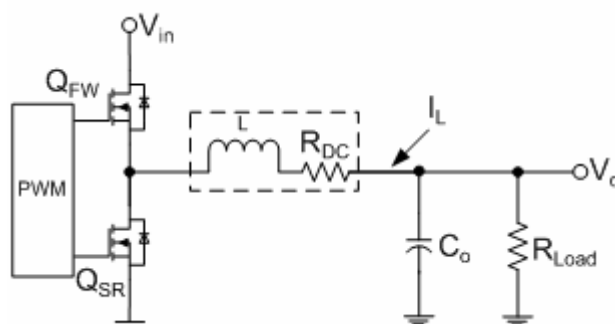
เปรียบเทียบกับกระแสของการจำลองข้อที่ 4.1.1 ได้ค่าความแตกต่างคือ 0.15 A ดังนั้นวิธีการนี้ จัดเป็นการตรวจจับกระแสแบบไม่มีการสูญเสียอีกรูปแบบหนึ่ง

4.2 ผลการทดสอบการตรวจจับกระแสอินดักเตอร์ทางอ้อมแบบต่าง ๆ

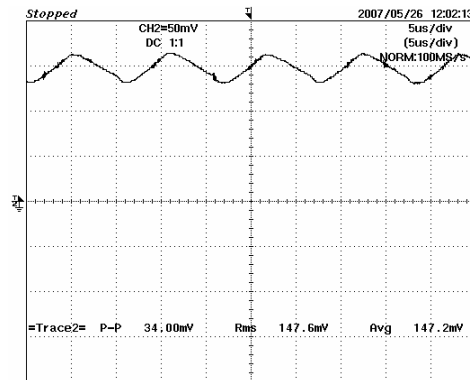
การทดสอบการทำงานของวงจรชิงโครนัสบั๊กคอนเวอร์เตอร์เพื่อนำรูปสัญญาณคำนวณค่ากระแสที่ไหลในวงจร โดยใช้ความถี่ในการสวิตช์ 100 kHz เนื่องจากมีข้อจำกัดเกี่ยวกับเครื่องมือวัดกระแส

ตารางที่ 4-1 พารามิเตอร์ของวงจรและเครื่องมือที่ใช้ทดสอบการทำงาน

พารามิเตอร์และเครื่องมือ	ค่าพารามิเตอร์
แรงดันอินพุต	12 V
ตัวเหนี่ยวนำ	15 μH , $R_{DC}=0.02 \Omega$,
ตัวเก็บประจุ	10 μF ESR=0.02 Ω
มอสเฟต IRL2203N	$R_{DS(on)}$ 0.007 Ω
ความถี่ในการสวิตช์	100 kHz
โหลดของวงจร	0.22 Ω
ออสซิลโลสโคป	Bandwidth 20 MHz
Current Probe	Bandwidth 100 kHz



ภาพที่ 4-10 วงจรที่ใช้ในการทดสอบวัดกระแส I_L โดยการใช้ Current Probe



Current Probe :10mV/1A

Current : 5A/div

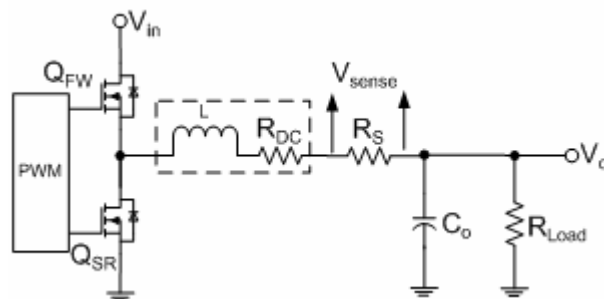
Time : 5 μ s/div

ภาพที่ 4-11 สัญญาณกระแส I_L ที่ได้จากการวัดด้วย Current Probe

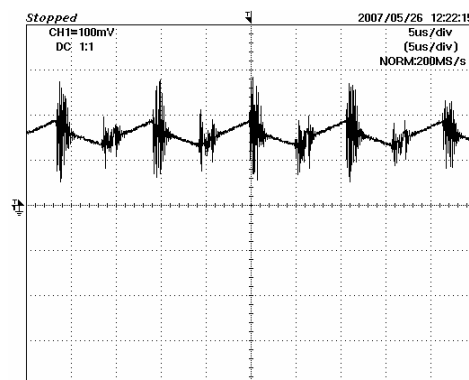
จากภาพที่ 4-11 คำนวณหากระแส I_L จากรูปสัญญาณ

$$I_L = 13 + \frac{16.5 - 13}{2} = 14.75 \text{ A}$$

4.2.1 การตรวจจับกระแสด้วยการใช้ตัวต้านทาน (Resistor Current Sensing) เมื่อเลือกใช้ ตัวต้านทาน R_s เท่ากับ 0.01 Ω



ภาพที่ 4-12 วงจรที่ใช้ในการทดสอบการตรวจจับกระแสแบบ R_s



Volt : 100mV/div

Time : 5 μ s/div

ภาพที่ 4-13 สัญญาณกระแส I_L ที่ได้จากการตรวจจับกระแสแบบ R_s

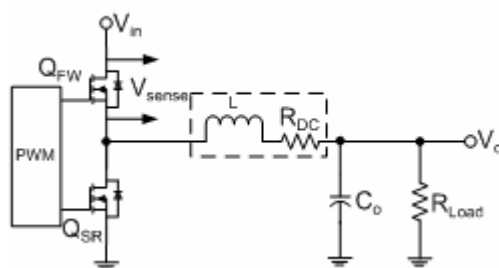
จากรูปสัญญาณที่ 4-11 คำนวณหากระแสที่ไหลในวงจร

$$I_L = \frac{V_{RS}}{R_S} = \frac{0.145}{0.01} = 14.5 \text{ A}$$

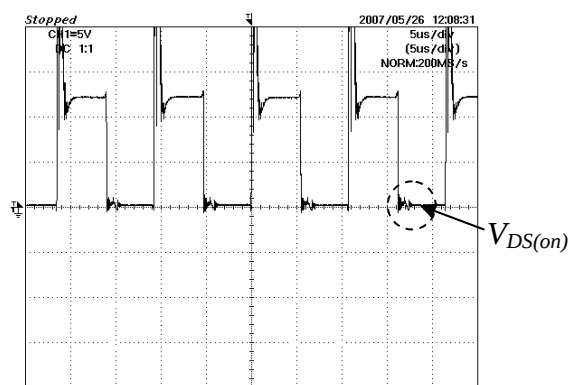
$$\text{เมื่อ } V_{RS} = 0.11 + \frac{0.18 - 0.11}{2} = 0.145 \text{ V}$$

เปรียบเทียบค่าที่ได้จากการวัดด้วย Current Probe กับ Resistor Sensing Method ต่างกัน 0.25 A

4.1.2 การตรวจจับสนกระแสโดยวิธี $R_{DS(on)}$



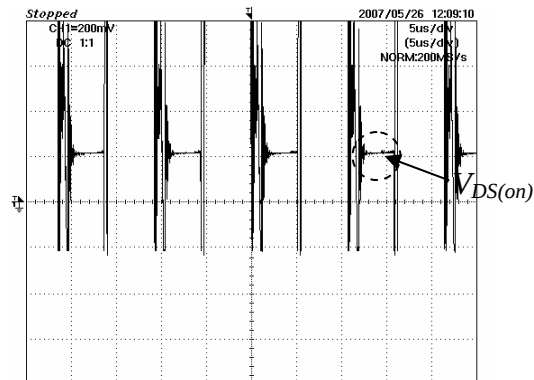
ภาพที่ 4-14 วงจรที่ใช้ในการตรวจจับสนกระแสแบบ $R_{DS(on)}$



Volt : 5V/div
Time : 5μs/div

(a) แรงดันตกคร่อมชาเดรน-ซอร์ส

ภาพที่ 4-15 สัญญาณที่ได้จากการตรวจจับสนกระแสแบบ $R_{DS(on)}$



Volt : 200mV/div

Time : 5μs/div

(b) แรงดันตกคร่อมไดรैन-ซอร์สขยาย

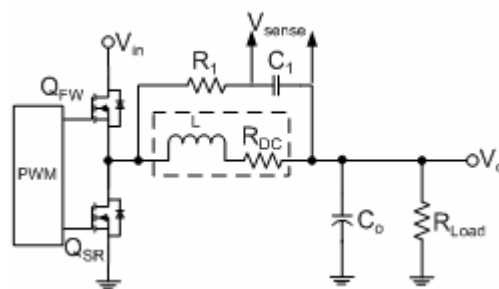
ภาพที่ 4-15 (ต่อ)

จากสัญญาณอ่านค่าแรงดันตกคร่อมมอสเฟตได้ 220 mV, $R_{DS(on)} = 0.012 \Omega$ ดังนั้น

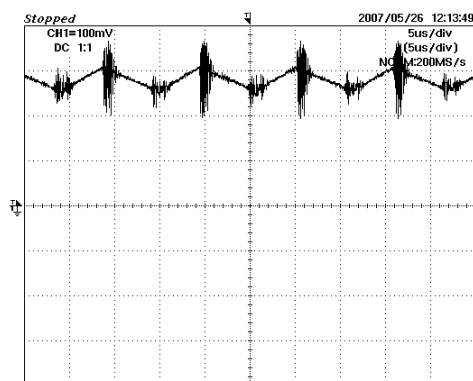
$$I_L = \frac{V_{DS(on)}}{R_{DS(on)}} = \frac{0.22}{0.012} = 18.3 \text{ A}$$

เปรียบเทียบค่าที่คำนวณได้จากวิธีการ $R_{DS(on)}$ กับการวัดด้วย Current Sensor ต่างกัน 3.55 A

4.1.3 การตรวจจับกระแสแบบ Inductor เมื่อทราบค่าความต้านทานไฟฟ้ากระแสตรง (R_{DC}) ของตัวเหนี่ยวนำเอาต์พุต คือ 0.02Ω ดังนั้น $L / R_{DC} = 15 / 0.02 = 750 \mu\text{s}$ โดยเลือกใช้ค่า $R_1 = 7.5 \text{ k}\Omega$, $C_1 = 100 \text{ nF}$



ภาพที่ 4-16 วงจรที่ใช้ในการตรวจจับกระแสแบบ Inductor



Volt : 100mV/div

Time : 5μs/div

ภาพที่ 4-17 สัญญาณที่ได้จากการตรวจจับกระแสแบบ Inductor

จากภาพที่ 4-15 จะเห็นได้ว่าแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุที่ต่อขนานกับตัวเหนี่ยวนำเป็นลักษณะต่อเนื่อง ซึ่งเหมือนกับกระแสของตัวเหนี่ยวนำ สามารถคำนวณหากระแสที่ได้จากการตรวจจับแบบ Inductor ได้ดังนี้

$$I_L = \frac{V_C}{R_{DC}} = \frac{0.28}{0.02} = 14 \text{ A}$$

$$\text{เมื่อ } V_C = 0.26 + \frac{0.3 - 0.26}{2} = 0.28 \text{ V}$$

การตรวจจับกระแสแบบ Inductor แตกต่างจากแบบ Current Probe ประมาณ 0.7 A

4.3 เปรียบเทียบและวิเคราะห์ผลการตรวจจับกระแสแต่ละวิธีการ

4.3.1 เปรียบเทียบค่ากระแส I_L ของการตรวจจับกระแสวิธีการ R_S Sensing วิธีการ $R_{DS(on)}$ Sensing และวิธีการ Inductor Sensing จากการจำลองการทำงาน กำหนดให้แรงดันอินพุต 12 V ความต้านทานโหลด (R_{Load}) 0.22 Ω ความต้านทาน $R_{DS(on)}$ 0.012 Ω ความต้านทานภายในตัวเก็บประจุเอาต์พุต (ESR) 0.02 Ω เมื่อค่าของตัวเก็บประจุเอาต์พุต 50 μF และค่าความต้านทานไฟฟ้ากระแสตรงของตัวเหนี่ยวนำ R_{DC} 0.02 Ω เมื่อค่าของตัวเหนี่ยวนำ (L) 15 μH และค่ากระแส I_L ของการทดสอบทั้งสามวิธีการเท่ากับ 15 A

ตารางที่ 4-2 เปรียบเทียบค่ากระแส I_L ของการจำลองการตรวจจับกระแสแบบต่างๆ

วิธีการตรวจจับกระแส	ค่ากระแส I_L (A)	ค่าผิดพลาด (A)
แบบ R_S	15.2	0.2
แบบ $R_{DS(on)}$	16.6	1.6
แบบ Inductor	14.85	0.15

จากตารางผลจากการเปรียบเทียบพบว่า การตรวจจับสนะแต่ละแบบมีค่าผิดพลาดเกิดขึ้นแตกต่างกัน เมื่อพิจารณาที่กำลังเอาต์พุตเท่ากัน จากค่าผิดพลาด แบบ Inductor นั้นจะมากหรือน้อยส่วนหนึ่งเกิดจากการประมาณค่าของสัญญาณที่ได้

4.3.2 เปรียบเทียบค่ากระแส I_L ของการตรวจจับสนะวิธีการ R_S Sensing วิธีการ $R_{DS(on)}$ Sensing และวิธีการ Inductor Sensing จากการทดสอบการทำงาน กำหนดให้แรงดันอินพุต 12 V ตัวเหนี่ยวนำ 15 μH , R_{DC} 0.02 Ω , ตัวเก็บประจุ 50 μF , ESR 0.02 Ω มอสเฟต $R_{DS(on)}$ 0.012 Ω ความถี่ในการสวิตช์ 100 kHz โหลดของวงจร 0.22 Ω และค่ากระแส I_L จากการวัดด้วย Current Sensor ของการทดสอบทั้งสามวิธีการเท่ากับ 14.7 A

ตารางที่ 4-3 เปรียบเทียบค่ากระแส I_L ของผลการทดสอบการตรวจจับสนะแบบต่างๆ

วิธีการตรวจจับสนะ	ค่ากระแส I_L (A)	ค่าผิดพลาด (A)	หมายเหตุ
แบบ R_S	14.5	0.25	$I_L=14.75$ A
แบบ $R_{DS(on)}$	18.3	3.55	$I_L=14.75$ A
แบบ Inductor	14	0.75	$I_L=14.75$ A

จากการทดสอบการตรวจจับสนะของวงจรซึ่งโค่นสับคอนเวอร์เตอร์พิจารณาที่กำลังเอาต์พุตเท่ากันทุกวิธีการ การตรวจจับสนะแบบด้วยวิธีการ $R_{DS(on)}$ Sensing และวิธีการ Inductor Sensing ให้ค่ากระแสใกล้เคียงกัน

4.3.3 เปรียบเทียบผลการตรวจจับสนะที่กำลังเอาต์พุตเท่ากัน

ผลที่ได้จากการตรวจจับสนะแบบปราศจากการสูญเสียทั้งสองวิธีนั้น ($R_{DS(on)}$, Inductor) ในการจำลองการทำงานของวงจรเพื่อตรวจจับสนะนั้นผลที่ได้ใกล้เคียงกับทฤษฎี แต่จากการทดสอบการทำงานของวงจรกระแสที่ได้จากการตรวจจับสนะแตกต่างกันมาก ส่วนการตรวจจับสนะแบบสูญเสีย R_S นั้นใกล้เคียงกัน

4.3.4 วิเคราะห์ผลที่ได้จากการตรวจจับสนะ

การตรวจจับสนะแบบใช้ตัวต้านทาน ค่ากระแสที่คำนวณได้ใกล้เคียงกับกระแสจริงในวงจร วิธีการนี้ตัวต้านทานที่นำมาใช้ควรมีค่าน้อยที่สุดเพื่อลดกำลังสูญเสียที่เกิดขึ้นในวงจรเนื่องจากวงจรที่ทดสอบเป็นวงจรแหล่งจ่ายแรงดันต่ำ กระแสสูง

การตรวจจับสนะแบบ $R_{DS(on)}$ Sensing Method วิธีการนี้เป็นการนำแรงดันที่ตกคร่อมมอสเฟตขณะนำกระแสมาคำนวณหากระแสที่ไหลในวงจร เนื่องจากเมื่อมอสเฟตทำงานจะมีอุณหภูมิที่สูงขึ้นส่งผลให้ค่า $R_{DS(on)}$ เปลี่ยนแปลง การนำค่า $R_{DS(on)}$ มาคิดคำนวณหากระแสนั้นต้องพิจารณาค่าของ $R_{DS(on)}$ ที่เปลี่ยนแปลงนี้ด้วยเพื่อให้ผลการตรวจจับสนะผิดพลาดจากผลที่ควรจะได้้น้อยที่สุด การตรวจจับสนะแบบนี้นิยมใช้ในไอซีที่ออกแบบใช้สำหรับซิงโครนัส

คอนเวอร์เตอร์ เป็น OCP(Over Current Protection) ซึ่งจะมีเทอร์มิสเตอร์ช่วยในการตรวจเช็คอุณหภูมิของมอสเฟตเพื่อการตรวจจับกระแสที่แม่นยำขึ้น

การตรวจจับกระแสในงานวิจัยอีกลักษณะคือการใช้ Inductor Sensing Method โดยวิธีการนำค่าความต้านทานไฟฟ้ากระแสตรงของตัวเหนี่ยวนำ(R_{DC})มาใช้เรียกวิธีการนี้ว่า Inductor Current Sensing เป็นการนำค่า R-C มาต่อขนานกับตัวเหนี่ยวนำ หรืออาจเรียกว่า ฟิลเตอร์ หากทราบค่า R_{DC} ก็จะทำให้การตรวจจับกระแสด้วยวิธีนี้ทำได้ง่ายเนื่องจากอุปกรณ์ที่ใช้หาได้ง่าย แต่วิธีนี้อาจจะมีความผิดพลาดได้หากค่า R_{DC} ที่ใช้ในการคำนวณไม่ตรงกับค่าที่เกิดขึ้นจริงในวงจรขณะทำงาน และค่าเวลาที่ใช้ในการฟิลเตอร์ก็ต้องมากกว่าคาบเวลาในการสวิตช์ วิธีการนี้ก็นำไปใช้เป็น OCP ของไอซีบางเบอร์เหมือนกัน เนื่องจากการตรวจจับกระแสโดยวิธีการนี้ค่าตัวเหนี่ยวนำและค่าความต้านทานไฟฟ้ากระแสตรงของตัวเหนี่ยวนำจะเพิ่มขึ้นตามค่าของอุณหภูมิที่สูงขึ้นเนื่องจากคุณสมบัติของลวดทองแดงที่สัมประสิทธิ์อุณหภูมิจะเพิ่มขึ้นทุกองศาเซลเซียส [5] การตรวจจับกระแสแบบนี้ หากเวลาที่ใช้ในการฟิลเตอร์ค่าของ R-C ไม่เหมาะสมกับค่าที่เกิดขึ้นจริงก็จะทำให้การตรวจจับกระแสเกิดความผิดพลาด

บทที่ 5

สรุปและข้อเสนอแนะ

5.1 สรุป

การใช้ระดับแรงดันของลอจิกสำหรับไมโครโปรเซสเซอร์ในปัจจุบันระดับแรงดันไม่เกิน 3.3 V แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าต้องสามารถจ่ายกระแสได้มากที่สุดในขณะที่แรงดันมีค่าน้อย การสูญเสียของกำลังไฟฟ้าของแหล่งจ่ายกำลังส่วนหนึ่งเกิดจากการสูญเสียจากค่าแรงดันตกคร่อมอุปกรณ์ที่ทำหน้าที่สวิตช์ วงจรที่ใช้งานในลักษณะของแรงดันต่ำกระแสสูงจึงมักจะเลือกใช้วงจรชิงโครนัสบั๊กคอนเวอร์เตอร์ ซึ่งสามารถลดกำลังสูญเสียที่เกิดขึ้นในตัวอุปกรณ์ลงได้บางส่วน การควบคุมการทำงานของวงจรให้มีประสิทธิภาพสูงสุดนั้นต้องมีการป้อนกลับของสัญญาณทางด้านเอาต์พุตเพื่อมาประมวลผลสำหรับการควบคุมการทำงานของสวิตช์ในวงจร การตรวจจับกระแสและแรงดันเพื่อใช้ในการป้อนกลับมีหลายวิธีการ เช่น Resistor Sense, $R_{DS(on)}$ Sense Inductor Sense, MOSFET Sense, PCB trace sense และ Current Transformer :CT แต่ละวิธีก็มีผลกระทบต่อยังวงจรที่แตกต่างกันออกไป งานวิจัยนี้ได้ทำการวิเคราะห์การตรวจจับกระแสอินดักเตอร์ทางอ้อมแบบต่างๆ ในวงจรชิงโครนัสบั๊กคอนเวอร์เตอร์ โดยทำการออกแบบวงจรเพื่อนำค่าที่ได้มาจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม MATLAB และทดสอบการตรวจจับกระแสในวงจรชิงโครนัสบั๊กคอนเวอร์เตอร์ โดยออกแบบวงจรมีแรงดันอินพุต 12 V แรงดันเอาต์พุต 3.3 V กระแสเอาต์พุต 15 A และความถี่ที่ใช้ในการสวิตช์ 100 kHz จากผลการจำลองและทดสอบการตรวจจับกระแสอินดักเตอร์โดยวิธีการ $R_{DS(on)}$ Sensing และวิธีการ Inductor Sensing พบว่าทั้งสองวิธีการนี้ไม่มีผลกระทบโดยตรงกับค่ากระแสและเอาต์พุตของวงจร วิธีการตรวจจับกระแสแบบ $R_{DS(on)}$ Sensing ค่าระดับสัญญาณที่ได้ไม่ต่อเนื่องทำให้ไม่มีความน่าเชื่อถือของกระแสที่คำนวณได้และมีผลกระทบจากค่าความต้านทานภายในของ MOSFET กล่าวคือเกิดการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิที่เพิ่มขึ้น สำหรับการตรวจจับกระแสแบบใช้ค่าแรงดันที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำเอาต์พุต (Inductor Sensing Method) เป็นการตรวจจับสัญญาณที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_f ที่นำมาต่อขนานกับตัวเหนี่ยวนำ สัญญาณที่ได้เป็นสัดส่วนกับกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำเอาต์พุต จึงสามารถคำนวณหากระแสเอาต์พุตได้ วิธีการนี้ในการตรวจจับกระแสต้องคำนึงถึงค่าของการชาร์จและดิชาร์จของตัวเก็บประจุต้องมากกว่าคาบเวลาในการสวิตช์ของวงจรมากๆ โดยตัวเก็บประจุที่ใช้ควรเป็นแบบเซรามิก การตรวจจับกระแสแบบนี้จะมีความคลาดเคลื่อนของค่าตัวเหนี่ยวนำ (L) และค่าความต้านทานไฟฟ้ากระแสตรงของตัวเหนี่ยวนำ (R_{DC}) เนื่องจากอุณหภูมิของตัวเหนี่ยวนำ เพราะฉะนั้นใน

การตรวจจับกระแสด้วยวิธีนี้ความแม่นยำจึงน้อยกว่าแบบใช้ตัวต้านทาน (Resistor Sense Method)

5.2 ข้อเสนอแนะ

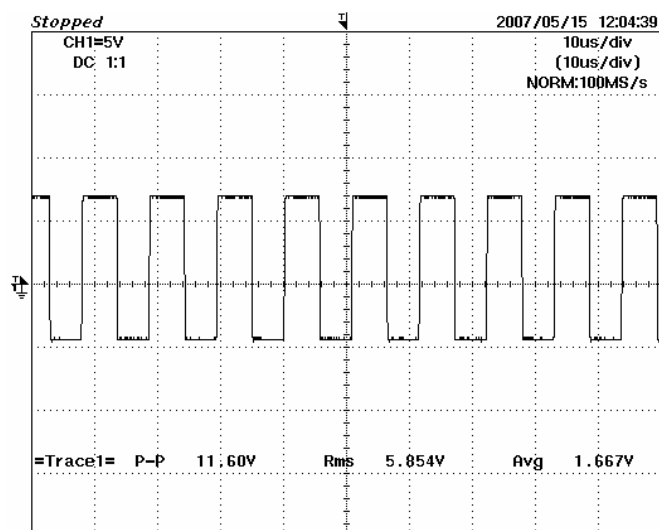
ในการออกแบบวงจรซึ่งโครนัสบั๊กคอนเวอร์เตอร์นั้น ค่าความต้านทานทางไฟฟ้า กระแสตรงของตัวเหนี่ยวนำที่ใช้ในวงจร หากค่านี้มีค่ามากกว่า 0.2Ω จะทำให้ประสิทธิภาพของ วงจรลดลงน้อยกว่า 50% การตรวจจับกระแสวิธี $R_{DS(on)}$ เป็นวิธีนำค่าแรงดันขณะที่มอสเฟต นำกระแสที่มีค่าน้อยมาก และรูปสัญญาณที่ได้มีลักษณะไม่เหมือนกับสัญญาณกระแส I_L ของ วงจร ดังนั้นควรมีการนำวิธีการตรวจจับกระแสวิธีการอื่นมาเปรียบเทียบกับ 3 วิธีการนี้ อาจทำให้ได้วิธีการที่ดีที่สุดสำหรับการวัดกระแสอินดักเตอร์ทางอ้อมในวงจรซึ่งโครนัสบั๊ก คอนเวอร์เตอร์

เอกสารอ้างอิง

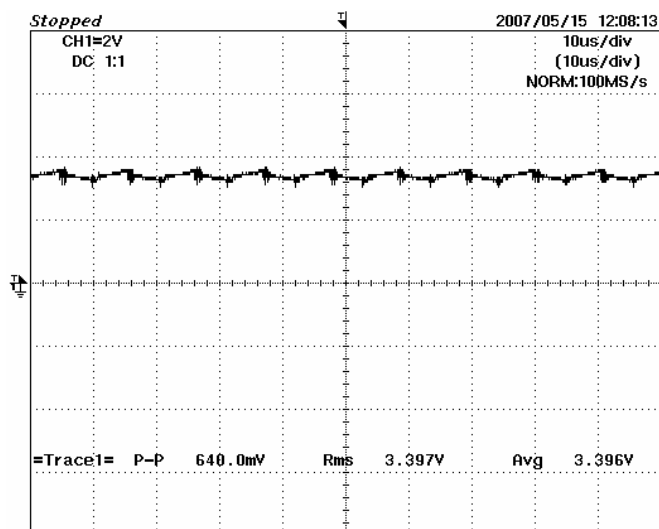
1. วีระเชษฐ ชื่นเงิน และวุฒิพล ธาราธิ์เศรษฐ์ อิเล็กทรอนิกส์กำลัง.
กรุงเทพมหานคร : ห้างหุ้นส่วนจำกัด วี.เจ. พรินติ้ง, 2548.
2. Ang, Simon S. Power-Switching Converters. New York : Marcel Dekker, Inc.,
1995.
3. H.Nguyen. Design Analysis and Implement of Multiphase Synchronous Buck DC-
DC Converter for Transportable Processor. Master Thesis, Faculty of the
Virginia Polytechnic, Blacksburg, Virginia, 2004.
4. E. Dallago, M. Passoni, G. Sassone. "Lossless Current Sensing in Low-Voltage
High-Current DC/DC Modular Supplies." IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 47.
(2000) : 1249-1252.
5. Ron Lenk. Optimum Current Sensing Techniques in CPU Converters.
Fairchild Application Bulletin AB-20. GI. [online] Available from :
[2006, Feb 9] <http://www.fairchildsemi.com/an/AB/AB-20.pdf>
6. H.P. Forghani-zadeh, G.A. Rincón-Mora. "Current-sensing techniques for DC-DC
converters." The 45th IEEE Midwest Symposium on Circuits and Systems.
(2002) : 577–580.
7. Abraham I. Pressman. Switching Power Supply Design. New York : McGraw-Hill,
1992.

ภาคผนวก ก

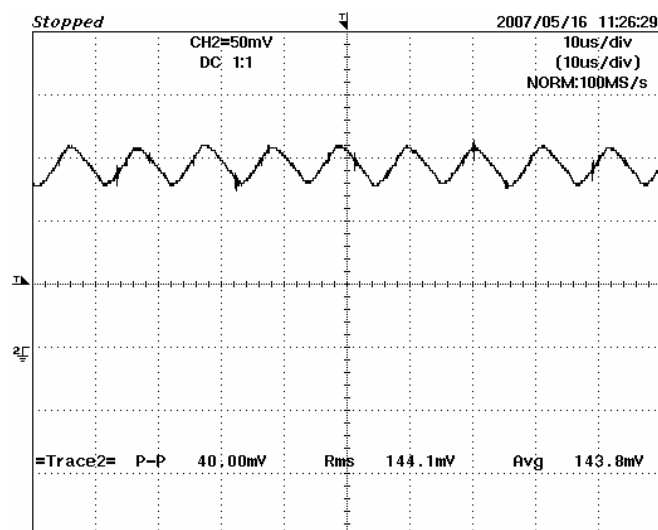
สัญญาณที่ได้จากการทดสอบการทำงานของวงจรและไบอัสของมอสเฟต



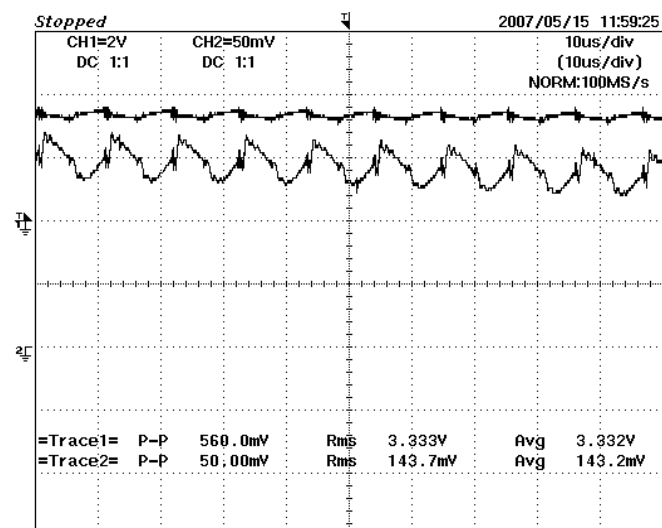
ภาพที่ ก-1 สัญญาณทริกเกตของมอสเฟตหลัก



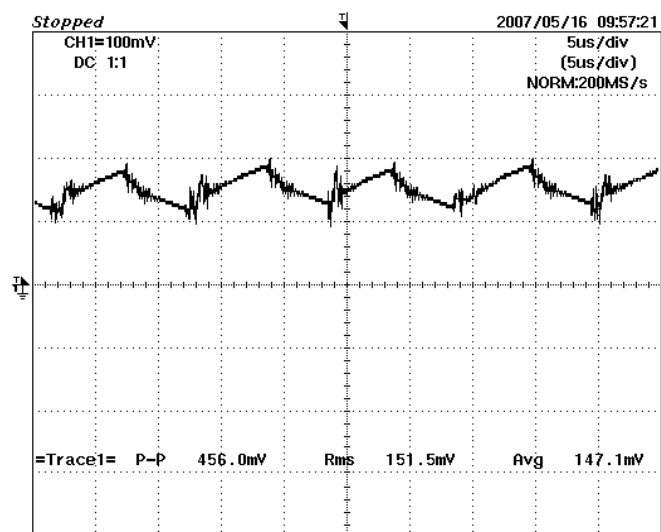
ภาพที่ ก-2 สัญญาณแรงดันเอาต์พุต



ภาพที่ ก-3 สัญญาณกระแส I_L วัดด้วย Current Probe



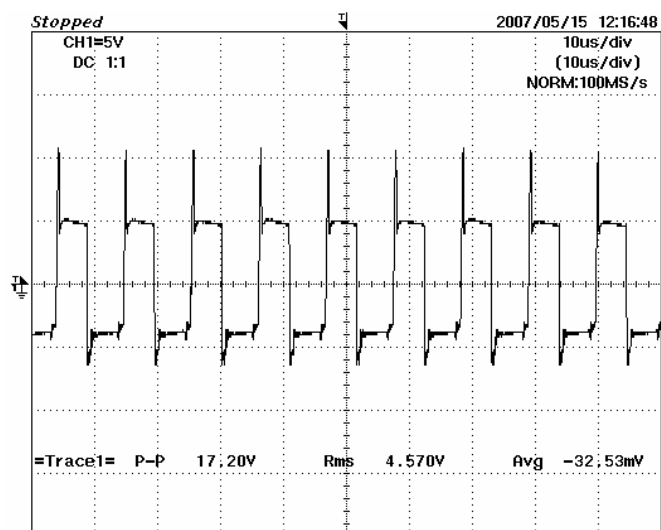
ภาพที่ ก-4 สัญญาณกระแส I_L และ แรงดันเอาต์พุต



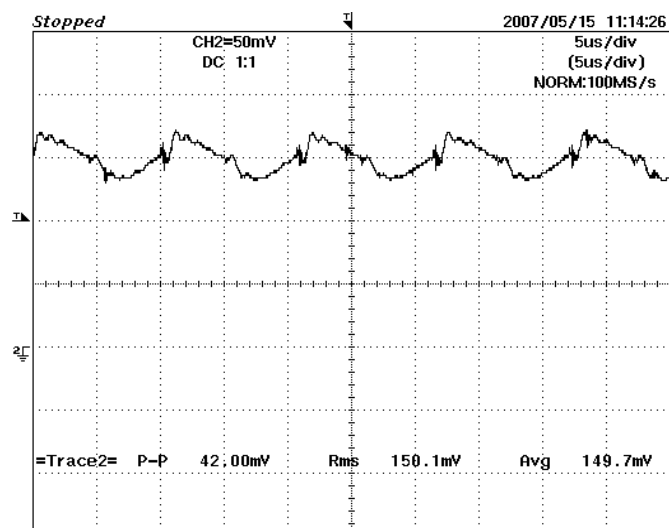
ภาพที่ ก-5 สัญญาณที่ได้จากการตรวจจับกระแสแบบ R_s



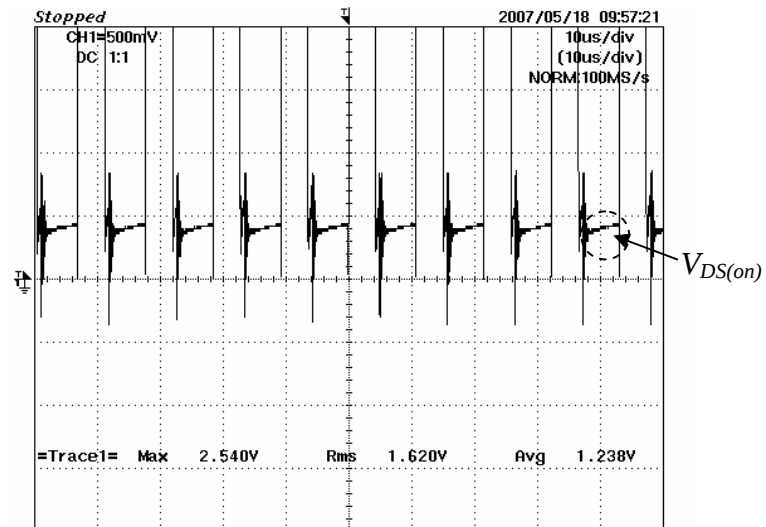
ภาพที่ ก-6 สัญญาณทริกเกตและแรงดันตกคร่อมมอสเฟตหลัก



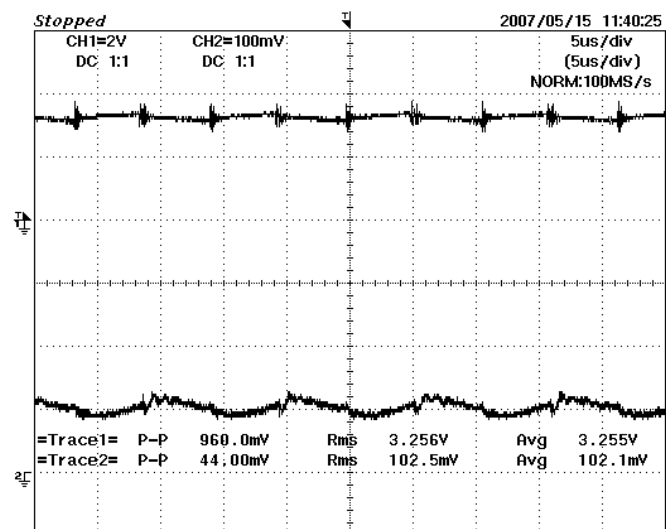
ภาพที่ ก-7 สัญญาณตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำ



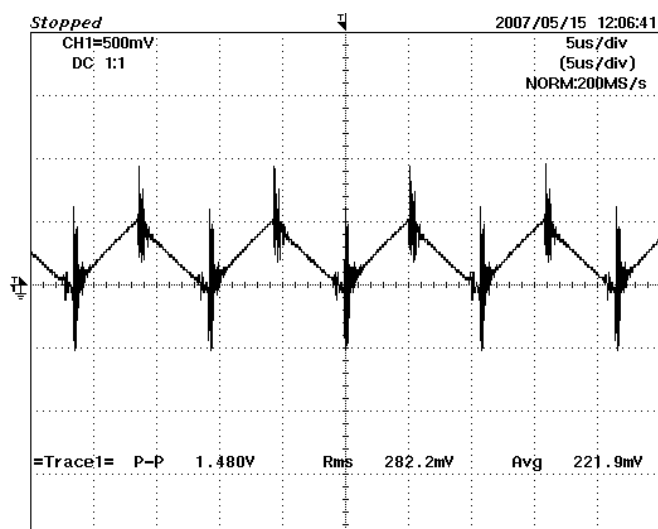
ภาพที่ ก-8 สัญญาณกระแส I_L ขณะที่วัดแรงดันเอาต์พุต



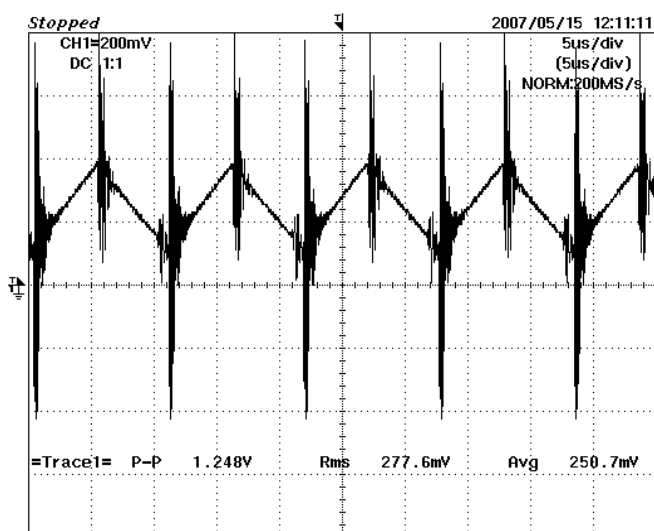
ภาพที่ ก-9 สัญญาณแรงดันตกคร่อมขาเดรน-ซอร์ส ของมอสเฟตหลัก



ภาพที่ ก-10 กระแส I_L และแรงดันเอาต์พุต ขณะที่ต่อตัวต้านทาน R_S ในวงจร



ภาพที่ ก-11 สัญญาณตกคร่อมตัวเก็บประจุ C , เมื่อใช้ตัวต้านทาน 500 Ω



ภาพที่ ก-12 สัญญาณตกคร่อมตัวเก็บประจุ C , เมื่อใช้ตัวต้านทาน 2 k Ω

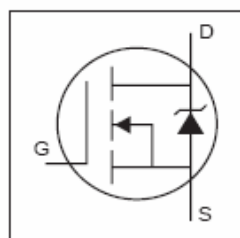
International
IR Rectifier

PD - 91366

IRL2203N

HEXFET® Power MOSFET

- Advanced Process Technology
- Ultra Low On-Resistance
- Dynamic dv/dt Rating
- 175°C Operating Temperature
- Fast Switching
- Fully Avalanche Rated



$$V_{DS} = 30V$$

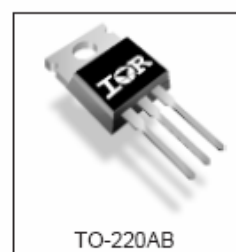
$$R_{DS(on)} = 7.0m\Omega$$

$$I_D = 116A\textcircled{2}$$

Description

Advanced HEXFET® Power MOSFETs from International Rectifier utilize advanced processing techniques to achieve extremely low on-resistance per silicon area. This benefit, combined with the fast switching speed and ruggedized device design that HEXFET power MOSFETs are well known for, provides the designer with an extremely efficient and reliable device for use in a wide variety of applications.

The TO-220 package is universally preferred for all commercial-industrial applications at power dissipation levels to approximately 50 watts. The low thermal resistance and low package cost of the TO-220 contribute to its wide acceptance throughout the industry.



TO-220AB

Absolute Maximum Ratings

	Parameter	Max.	Units
I_D @ $T_C = 25^\circ C$	Continuous Drain Current, V_{GS} @ 10V	116 $\textcircled{2}$	A
I_D @ $T_C = 100^\circ C$	Continuous Drain Current, V_{GS} @ 10V	82	
I_{DM}	Pulsed Drain Current $\textcircled{1}$	400	
P_D @ $T_C = 25^\circ C$	Power Dissipation	180	W
	Linear Derating Factor	1.2	W/ $^\circ C$
V_{GS}	Gate-to-Source Voltage	± 16	V
I_{AR}	Avalanche Current $\textcircled{1}$	60	A
E_{AR}	Repetitive Avalanche Energy $\textcircled{1}$	18	mJ
dv/dt	Peak Diode Recovery dv/dt $\textcircled{3}$	5.0	V/ns
T_J	Operating Junction and	-55 to + 175	$^\circ C$
T_{STG}	Storage Temperature Range		
	Soldering Temperature, for 10 seconds	300 (1.6mm from case)	
	Mounting torque, 6-32 or M3 screw	10 lb•in (1.1N•m)	

Thermal Resistance

	Parameter	Typ.	Max.	Units
$R_{\theta JC}$	Junction-to-Case	—	0.85	$^\circ C/W$
$R_{\theta CS}$	Case-to-Sink, Flat, Greased Surface	0.50	—	
$R_{\theta JA}$	Junction-to-Ambient	—	62	

www.irf.com

1

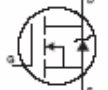
3/16/01

IRL2203N

International
IOR RectifierElectrical Characteristics @ $T_J = 25^\circ\text{C}$ (unless otherwise specified)

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
$V_{(BR)DSS}$	Drain-to-Source Breakdown Voltage	30	—	—	V	$V_{GS} = 0V, I_D = 250\mu A$
$\Delta V_{(BR)DSS}/\Delta T_J$	Breakdown Voltage Temp. Coefficient	—	0.029	—	V/ $^\circ\text{C}$	Reference to 25°C , $I_D = 1mA$
$R_{DS(on)}$	Static Drain-to-Source On-Resistance	—	—	7.0	m Ω	$V_{GS} = 10V, I_D = 60A$ ④
		—	—	10		$V_{GS} = 4.5V, I_D = 48A$ ④
$V_{GS(th)}$	Gate Threshold Voltage	1.0	—	—	V	$V_{DS} = V_{GS}, I_D = 250\mu A$
g_{fs}	Forward Transconductance	73	—	—	S	$V_{DS} = 25V, I_D = 60A$ ④
I_{DSS}	Drain-to-Source Leakage Current	—	—	25	μA	$V_{DS} = 30V, V_{GS} = 0V$
		—	—	250		$V_{DS} = 24V, V_{GS} = 0V, T_J = 125^\circ\text{C}$
I_{GSS}	Gate-to-Source Forward Leakage	—	—	100	nA	$V_{GS} = 16V$
	Gate-to-Source Reverse Leakage	—	—	-100		$V_{GS} = -16V$
Q_g	Total Gate Charge	—	—	60	nC	$I_D = 60A$
Q_{gs}	Gate-to-Source Charge	—	—	14		$V_{DS} = 24V$
Q_{gd}	Gate-to-Drain ("Miller") Charge	—	—	33		$V_{GS} = 4.5V$, See Fig. 6 and 13
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	—	11	—	nH	$V_{DD} = 15V$
t_r	Rise Time	—	160	—		$I_D = 60A$
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time	—	23	—		$R_G = 1.8\Omega$
t_f	Fall Time	—	66	—		$V_{GS} = 4.5V$, See Fig. 10 ④
L_D	Internal Drain Inductance	—	4.5	—	nH	Between lead, 6mm (0.25in.) from package and center of die contact
L_S	Internal Source Inductance	—	7.5	—		
C_{iss}	Input Capacitance	—	3290	—	pF	$V_{GS} = 0V$
C_{oss}	Output Capacitance	—	1270	—		$V_{DS} = 25V$
C_{rss}	Reverse Transfer Capacitance	—	170	—		$f = 1.0MHz$, See Fig. 5
E_{AS}	Single Pulse Avalanche Energy ②	—	1320 ③	290 ⑥	mJ	$I_{AS} = 60A, L = 0.16mH$

Source-Drain Ratings and Characteristics

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
I_S	Continuous Source Current (Body Diode)	—	—	116 ②	A	MOSFET symbol showing the integral reverse p-n junction diode. 
I_{SM}	Pulsed Source Current (Body Diode) ①	—	—	400		
V_{SD}	Diode Forward Voltage	—	—	1.2	V	$T_J = 25^\circ\text{C}, I_S = 60A, V_{GS} = 0V$ ④
t_{rr}	Reverse Recovery Time	—	56	84	ns	$T_J = 25^\circ\text{C}, I_F = 60A$
Q_{rr}	Reverse Recovery Charge	—	110	170	nC	$di/dt = 100A/\mu s$ ④
t_{on}	Forward Turn-On Time	Intrinsic turn-on time is negligible (turn-on is dominated by $L_S + L_D$)				

Notes:

① Repetitive rating; pulse width limited by max. junction temperature. (See fig. 11)

② Starting $T_J = 25^\circ\text{C}$, $L = 0.16mH$
 $R_G = 25\Omega, I_{AS} = 60A, V_{GS} = 10V$ (See Figure 12)③ $I_{SD} \leq 60A, di/dt \leq 110A/\mu s, V_{DD} \leq V_{(BR)DSS}, T_J \leq 175^\circ\text{C}$ ④ Pulse width $\leq 400\mu s$; duty cycle $\leq 2\%$.

⑤ This is a typical value at device destruction and represents operation outside rated limits.

⑥ This is a calculated value limited to $T_J = 175^\circ\text{C}$.

⑦ Calculated continuous current based on maximum allowable junction temperature. Package limitation current is 75A.

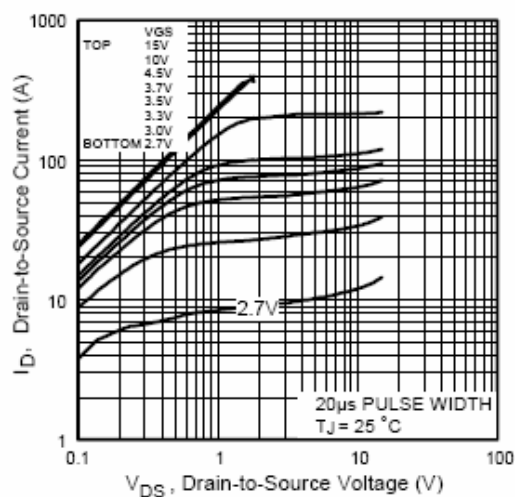


Fig 1. Typical Output Characteristics

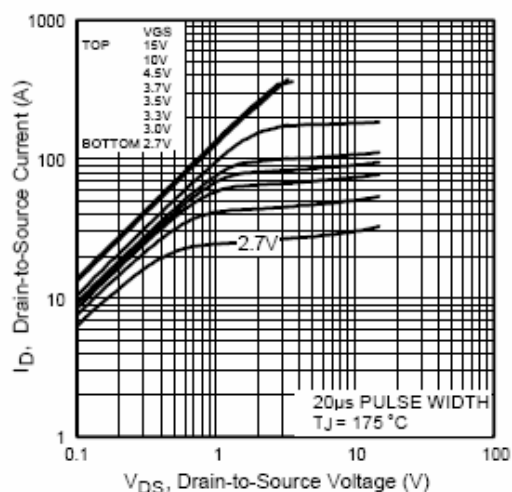


Fig 2. Typical Output Characteristics

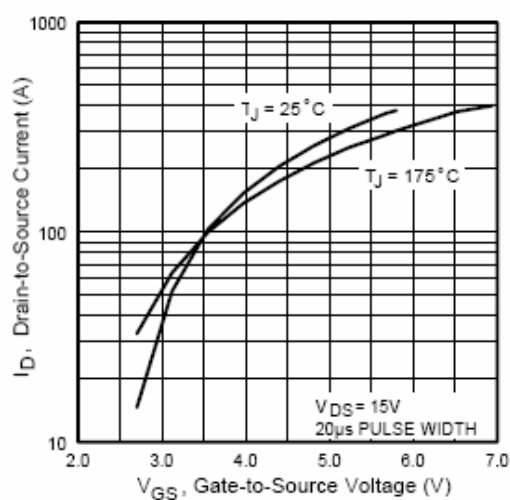
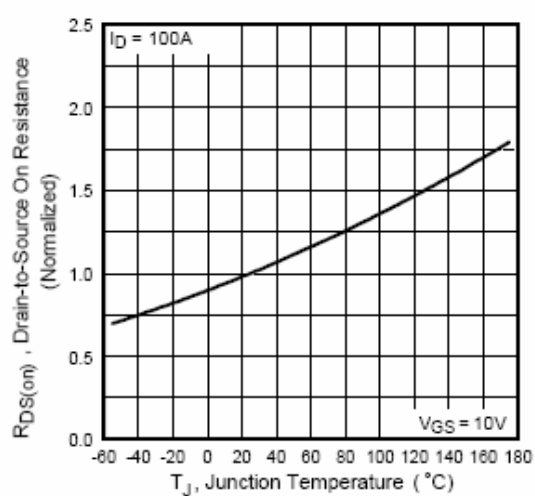


Fig 3. Typical Transfer Characteristics

Fig 4. Normalized On-Resistance
Vs. Temperature

IRL2203N

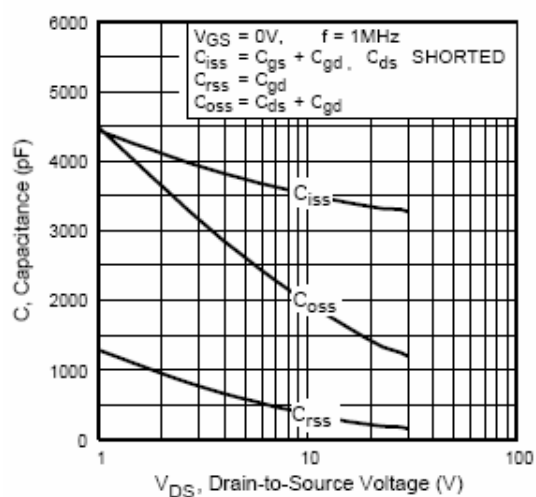
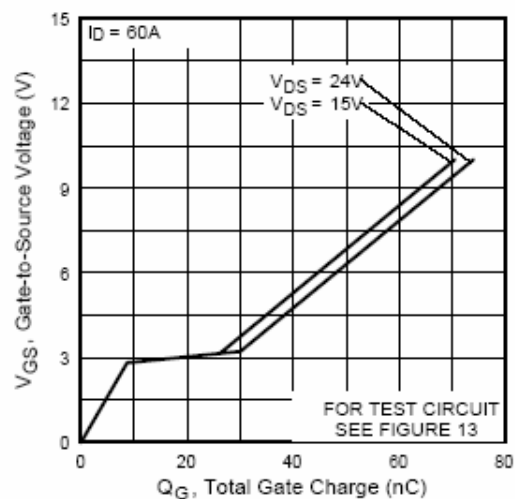
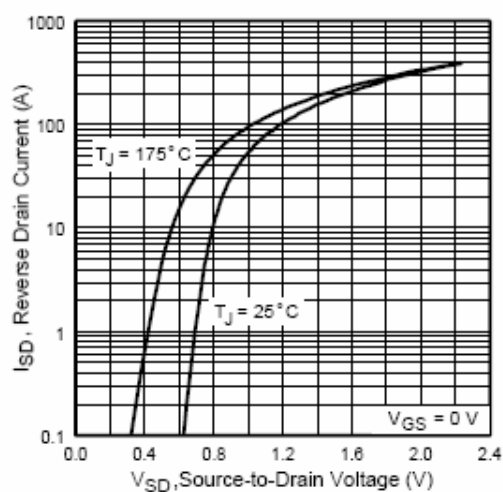
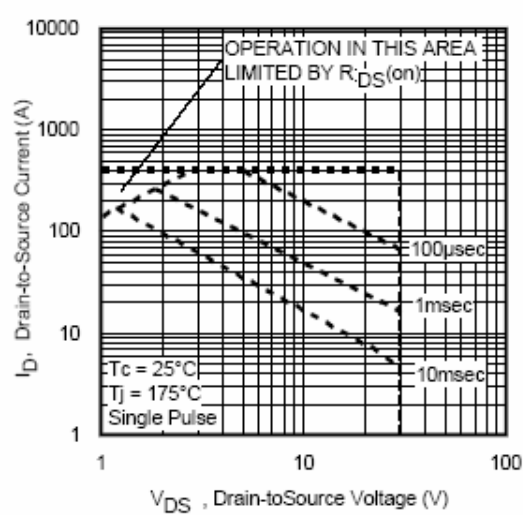
International
IOR RectifierFig 5. Typical Capacitance Vs.
Drain-to-Source VoltageFig 6. Typical Gate Charge Vs.
Gate-to-Source VoltageFig 7. Typical Source-Drain Diode
Forward Voltage

Fig 8. Maximum Safe Operating Area

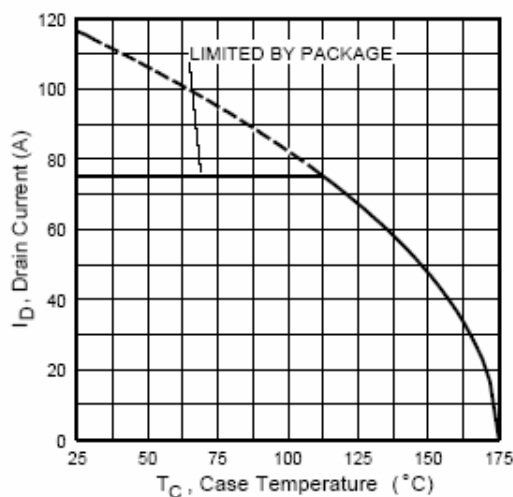


Fig 9. Maximum Drain Current Vs. Case Temperature

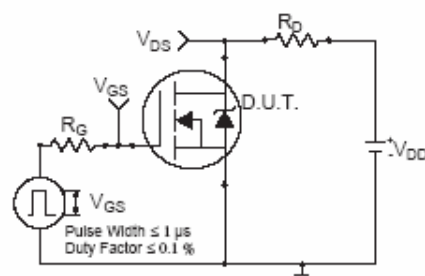


Fig 10a. Switching Time Test Circuit

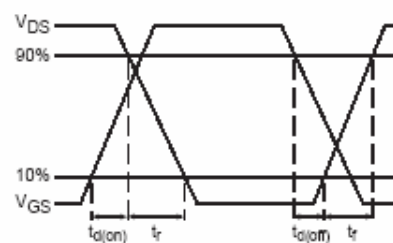


Fig 10b. Switching Time Waveforms

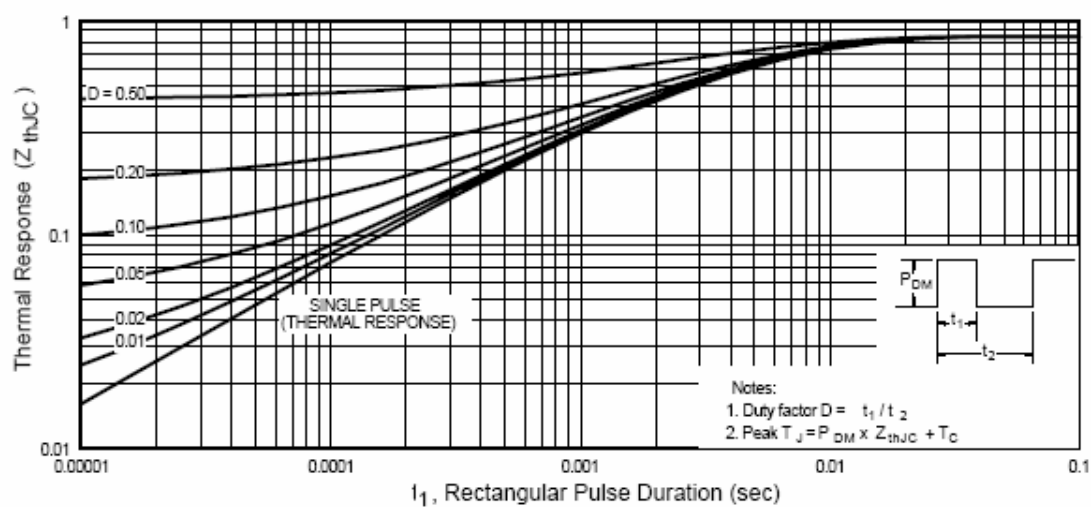


Fig 11. Maximum Effective Transient Thermal Impedance, Junction-to-Case

IRL2203N

International
IR Rectifier

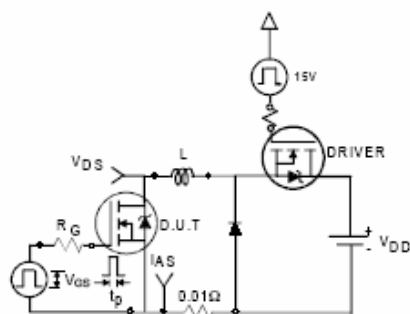


Fig 12a. Unclamped Inductive Test Circuit

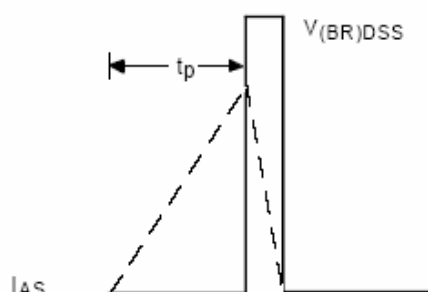


Fig 12b. Unclamped Inductive Waveforms

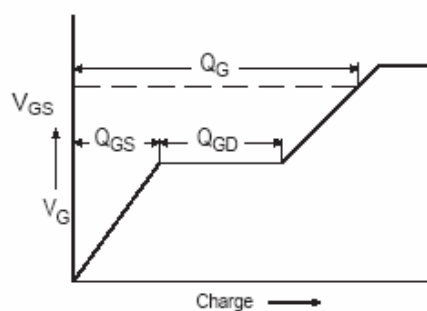


Fig 13a. Basic Gate Charge Waveform

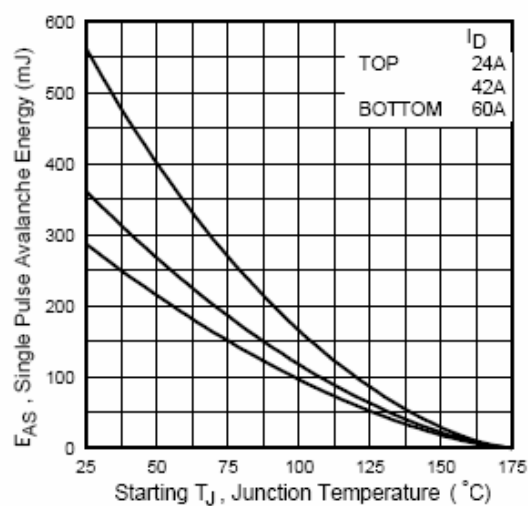


Fig 12c. Maximum Avalanche Energy
Vs. Drain Current

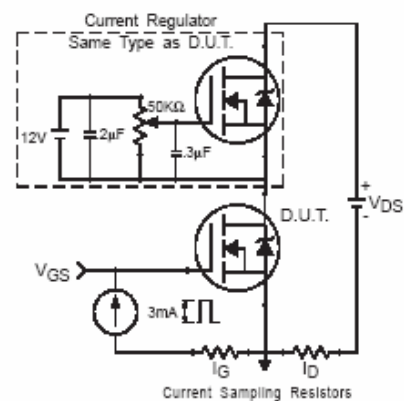
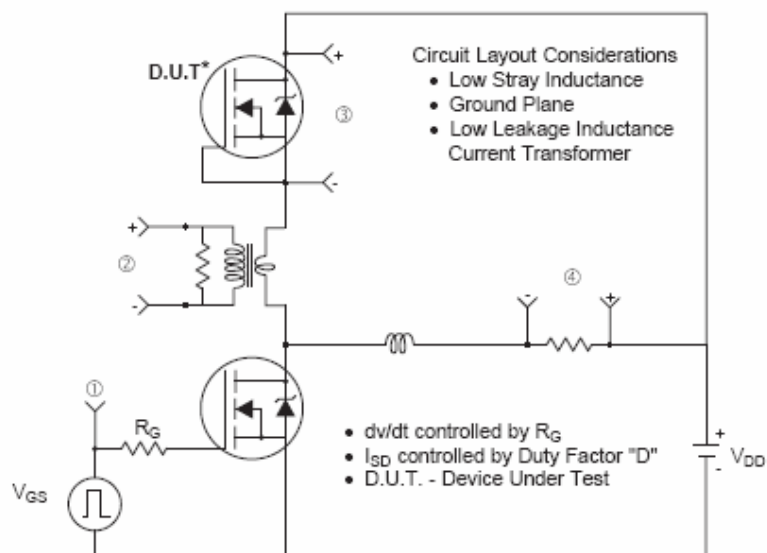
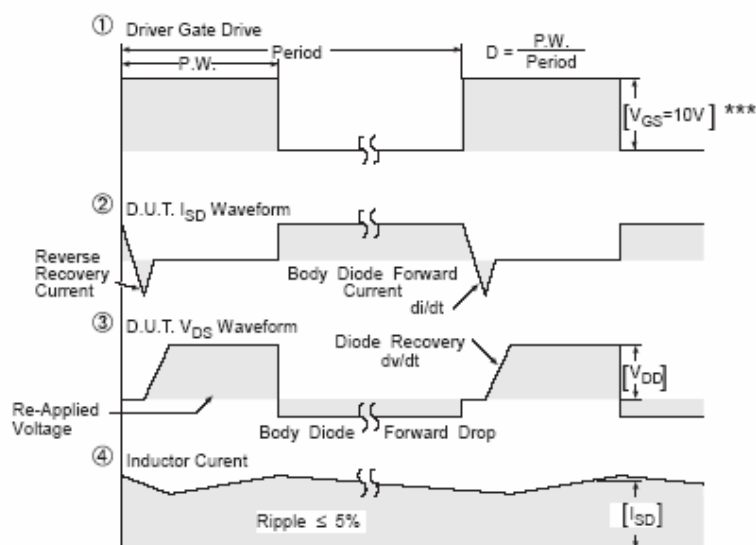


Fig 13b. Gate Charge Test Circuit

Peak Diode Recovery dv/dt Test Circuit



* Reverse Polarity of D.U.T for P-Channel



*** $V_{GS} = 5.0V$ for Logic Level and 3V Drive Devices

Fig 14. For N-channel HEXFET® power MOSFETs

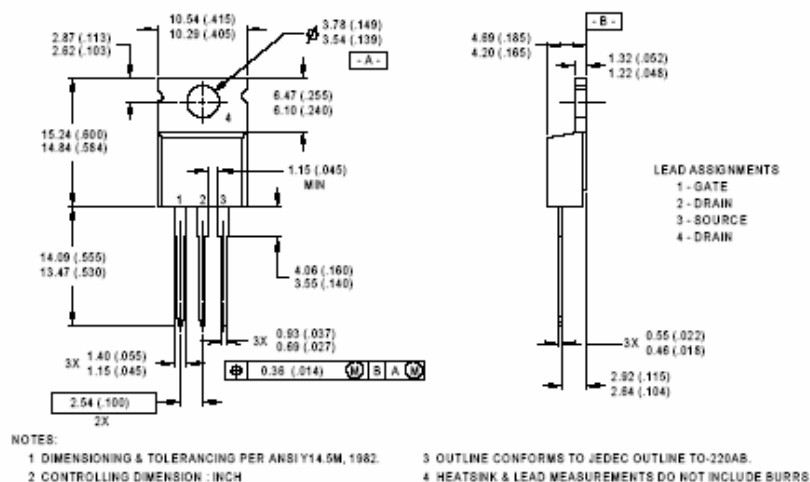
IRL2203N

International
IR Rectifier

Package Outline

TO-220AB

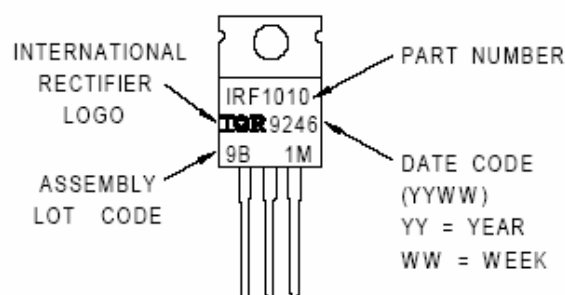
Dimensions are shown in millimeters (inches)



Part Marking Information

TO-220AB

EXAMPLE: THIS IS AN IRF1010
WITH ASSEMBLY
LOT CODE 9B1M



Data and specifications subject to change without notice.
This product has been designed and qualified for the industrial market.
Qualification Standards can be found on IR's Web site.

International
IR Rectifier

IR WORLD HEADQUARTERS: 233 Kansas St., El Segundo, California 90245, USA Tel: (310) 252-7105
TAC Fax: (310) 252-7903

Visit us at www.irf.com for sales contact information. 3/01

www.irf.com

ประวัติผู้วิจัย

ชื่อ : นางสาวพัชรี ชูชาติ
ชื่อวิทยานิพนธ์ : การวิเคราะห์การตรวจจับกระแสอินดักเตอร์ทางอ้อมแบบต่างๆ
ในวงจรชิงโครนัสบั๊กคอนเวอร์เตอร์
สาขาวิชา : วิศวกรรมไฟฟ้า

ประวัติ

นางสาวพัชรี ชูชาติ เกิดเมื่อวันที่ 21 ตุลาคม 2518 ที่จังหวัดตรัง สำเร็จการศึกษา
ครุศาสตรบัณฑิต (สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า) จากสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า
พระนครเหนือ ปีการศึกษา 2542

ปัจจุบันอาจารย์พิเศษ ภาควิชาเทคโนโลยีวิศวกรรมไฟฟ้า วิทยาลัยเทคโนโลยี
อุตสาหกรรม สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ