

การศึกษาเปรียบเทียบประสิทธิภาพการชาร์จแบตเตอรี่ระหว่างวงจร
คอนเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์เรโซแนนซ์แบบอนุกรมชนิด PWM และ PFM

EFFICIENCY COMPARISON STUDY OF BATTERY CHARGING BETWEEN
PWM AND PFM HALF-BRIDGE SERIES RESONANT CONVERTERS



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2556

KMITL-2013-EN-M-020-091

การศึกษาเปรียบเทียบประสิทธิภาพการชาร์จแบตเตอรี่ระหว่างวงจร
คอนเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์เรโซแนนท์แบบอนุกรมชนิด PWM และ PFM

EFFICIENCY COMPARISON STUDY OF BATTERY CHARGING BETWEEN
PWM AND PFM HALF-BRIDGE SERIES RESONANT CONVERTERS



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ.2556

KMITL-2013-EN-M-020-091

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

EFFICIENCY COMPARISON STUDY OF BATTERY CHARGING BETWEEN
PWM AND PFM HALF-BRIDGE SERIES RESONANT CONVERTERS



A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT
OF THE REQUIREMENT FOR THE DEGREE OF
MASTER OF ENGINEERING IN ELECTRICAL ENGINEERING
FACULTY OF ENGINEERING
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG
2013
KMUTL-2013-EN-M-020-091

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



COPYRIGHT 2013


FACULTY OF ENGINEERING

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ใบรับรองวิทยานิพนธ์

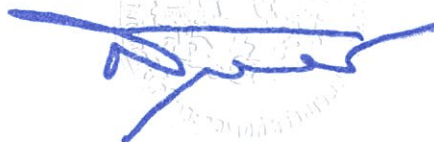
หัวข้อวิทยานิพนธ์ การศึกษาเปรียบเทียบประสิทธิภาพการชาร์จแบตเตอรี่ระหว่าง วงจรคอนเวอร์เตอร์กึ่ง
บริดจ์เรโซแนนซ์แบบอนุกรมชนิด PWM และ PFM
Thesis Title Efficiency Comparison Study of Battery Charging between PWM and PFM
Half- Bridge Series Resonant Converter
นักศึกษา นายกฤษดา หมุ่มพัยค์ม์
รหัสประจำตัว 53610527
ปริญญา วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา วิศวกรรมไฟฟ้า
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ รศ.ดร.อนุวัฒน์ จางวนิชเลิศ
หมายเลขวิทยานิพนธ์ KMITL-2013-EN-M-020-091

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์		ลายมือชื่อ
รศ.ดร.วิจิตร	กิมเรศ	
ดร.ภพ	จันทร์เจริญสุข	
ผศ.ดร.สลิลทิพย์	สินธุสนธิชาติ	
รศ.ดร.อนุวัฒน์	จางวนิชเลิศ	

วัน / เดือน / ปี ที่สอบ วันพฤหัสบดีที่ 23 พฤษภาคม พ.ศ. 2556 เวลา 13.00-15.00 น.
สถานที่สอบ ณ อาคาร A ชั้น 5 ห้องประชุม 4

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

คณะวิศวกรรมศาสตร์ รับรองแล้ว



(ศาสตราจารย์ ดร.สุชัชวีร์ สุวรรณสวัสดิ์)

คณบดี คณะวิศวกรรมศาสตร์

วันที่ 23 พฤษภาคม พ.ศ. 2556

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การศึกษาเปรียบเทียบประสิทธิภาพการชาร์จแบตเตอรี่ระหว่างวงจรคอนเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์เรโซแนนท์แบบอนุกรมชนิด PWM และ FFM
นักศึกษา	นายกฤษดา หมุ่มพัยค์
รหัสประจำตัว	53610527
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
พ.ศ.	2556
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์	รศ.ดร.อนุวัฒน์ จางวนิชเลิศ

บทคัดย่อ

งานวิจัยนี้นำเสนอการเปรียบเทียบประสิทธิภาพการทำงานระหว่างวงจรคอนเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์เรโซแนนท์แบบอนุกรมชนิด PWM และวงจรคอนเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์เรโซแนนท์แบบอนุกรมชนิด PFM เมื่อประยุกต์ใช้กับการชาร์จแบตเตอรี่ตะกั่วกรด 12V, 7Ah โดยมีการออกแบบให้มีการจำกัดกระแสไฟฟ้าไม่เกิน 1 A ในช่วงแรกและจำกัดแรงดันไฟฟ้าไม่เกิน 15 V เมื่อวัดที่ขั้วแบตเตอรี่ขณะทำการชาร์จเพื่อไม่ให้เป็นอันตรายต่อแบตเตอรี่ ซึ่งปรากฏว่าการชาร์จวงจรคอนเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์เรโซแนนท์แบบอนุกรมชนิด PWM มีประสิทธิภาพดีกว่าวงจรคอนเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์เรโซแนนท์แบบอนุกรมชนิด PFM ในช่วงแรกของการชาร์จ (โหลดต้องการกระแสมากกว่า 500 mA) และการชาร์จด้วยวงจรคอนเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์เรโซแนนท์แบบอนุกรมชนิด PFM มีประสิทธิภาพดีกว่าวงจรคอนเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์เรโซแนนท์แบบอนุกรมชนิด PWM ท้ายของการชาร์จ (โหลดต้องการกระแสน้อยกว่า 500 mA) และสำหรับความรวดเร็วในการชาร์จด้วยวงจรคอนเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์เรโซแนนท์แบบอนุกรมชนิด PWM มีอัตราการเพิ่มขึ้นของแรงดันที่ขั้วแบตเตอรี่เร็วกว่าวงจรคอนเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์เรโซแนนท์แบบอนุกรมชนิด PFM ส่วนการกระเพื่อมของกระแสไฟฟ้าและแรงดันไฟฟ้าทางด้านเอาต์พุตที่ขั้วแบตเตอรี่จะพบว่าวงจรคอนเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์เรโซแนนท์แบบอนุกรมชนิด PFM มีการกระเพื่อมที่สูงกว่าวงจรคอนเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์เรโซแนนท์แบบอนุกรมชนิด PWM

Thesis Title	Efficient Comparison Study of Battery Charging between PWM and PFM Half-Bridge Series Resonant Converter
Student	Mr.Kritsada Moophayak
Student ID.	53610527
Degree	Master of Engineering
Program	Electrical Engineering
Year	2013
Thesis Advisor	Assoc.Prof.Dr.Anuwat Jangwanitlert

ABSTRACT

This research presents the comparison of efficiency between PFM Half-Bridge Series Resonant Converter and PWM Half-ridge Series Resonant Converter. Applying for 12V, 7Ah Lead-Acid, the battery charger is designed at limited 15 V, 1 A. From experimental results, the efficiency of battery charger by a PWM Half-Bridge Series Resonant Converter is higher than that by a PFM Half-Bridge Series Resonant Converter in the first step for charging (Load current is required less than 500 mA). The efficiency of battery charger by a PFM Half-Bridge Series Resonant Converter is higher than that by a PWM Half-Bridge Series Resonant Converter in the last step for charging (Load current is required less than 500 mA). Also, the voltage response of battery charger by a PWM Half- Bridge Series Resonant Converter has an increased rate at battery polarity faster than that by a PFM Half-Bridge Series Resonant Converter. Furthermore, the current and voltage ripple at battery polarity by a PFM Half-Bridge Series Resonant Converter has a higher than that by a PWM Half - Bridge Series Resonant Converter.

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงได้ด้วยความสำเร็จจากอาจารย์ที่ปรึกษา รศ.ดร.อนุวัฒน์ จางวนิชเลิศ ที่ให้ความช่วยเหลือ ให้คำปรึกษาและคำแนะนำเพื่อแก้ปัญหาตลอดจนให้ความรู้และประสบการณ์ที่ดี ซึ่งข้าพเจ้ารู้สึกซาบซึ้งในความอนุเคราะห์จากท่านอาจารย์และขอกราบขอบพระคุณท่านอาจารย์อย่างยิ่ง

ขอกราบขอบพระคุณคณาจารย์สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ทุกๆท่านที่ได้ช่วยประสิทธิ์ประสาทวิชาให้กับข้าพเจ้า

ขอขอบคุณเจ้าหน้าที่บัณฑิตศึกษา คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง สำหรับความอนุเคราะห์ในเรื่องต่างๆ

สุดท้ายนี้ข้าพเจ้าขอกราบขอบพระคุณกำลังใจที่ดีจากครอบครัวของข้าพเจ้า ที่คอยให้คำปรึกษาและกำลังใจที่ดีทำให้วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงด้วยดี

สำหรับคุณค่าและประโยชน์อันเกิดจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ข้าพเจ้าขอมอบให้กับบิดามารดา อันเป็นที่รักและเคารพยิ่ง ตลอดจนครูอาจารย์ที่เคารพทุกท่านที่ได้ประสิทธิ์ประสาทวิชาความรู้และถ่ายทอดประสบการณ์ที่ดีให้แก่ข้าพเจ้า

กฤษฎดา หมุ่มพัยค์ม์

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	II
กิตติกรรมประกาศ	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง	VIII
สารบัญรูป.....	IX
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา	2
1.3 สมมุติฐานของการศึกษา.....	2
1.4 ทฤษฎีหรือแนวคิดที่ใช้ในการวิจัย.....	3
1.5 การเปรียบเทียบระหว่างวิธีการที่นำเสนอกับวิธีพื้นฐาน.....	3
1.6 ขอบเขตการวิจัย	3
1.7 ขั้นตอนของการศึกษา.....	4
บทที่ 2 ความรู้พื้นฐานเกี่ยวกับแบตเตอรี่และทฤษฎีการออกแบบวงจรต่างๆ.....	5
2.1 ความรู้พื้นฐานเกี่ยวกับแบตเตอรี่.....	5
2.1.1 โครงสร้างของแบตเตอรี่.....	5
2.1.2 ประเภทของแบตเตอรี่.....	5
2.2 แบตเตอรี่แบบตะกั่ว – กรด.....	6
2.2.1 แบตเตอรี่แบบเพาเวอร์ดี (Power D)	6
2.2.2 แบตเตอรี่ชนิดเสถียรขึ้นนารีแบตเตอรี่ (Stationary Battery)	6
2.3 หลักการทำงานของแบตเตอรี่ตะกั่ว – กรด.....	7
2.4 วงจรสมมูลแบตเตอรี่.....	10
2.5 ระดับแรงดันการชาร์จแบตเตอรี่ชนิดตะกั่ว-กรด	11

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
2.5.1 ระดับแรงดันไฟฟ้าปกติ (Float Charge).....	12
2.5.2 ระดับแรงดันไฟฟ้ารูนแรง (Equalize Charge)	12
2.6 วิธีการชาร์จแบตเตอรี่.....	14
2.6.1 การชาร์จแบบกระแสไฟฟ้าคงที่.....	14
2.6.2 การชาร์จแบบแรงดันไฟฟ้าคงที่.....	14
2.6.3 การชาร์จแบบร่วม.....	14
2.7 หลักการชาร์จแบตเตอรี่.....	15
2.8 การมอดูเลชัน.....	17
2.8.1 การมอดูเลตความกว้างพัลส์ (Pulse - Width Modulation : PWM)	17
2.8.2 การมอดูเลตความถี่พัลส์ (Pulse - Frequency Modulation : PFM).....	17
2.9 วงจรคอนเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์ (Half - Bridge Converter).....	18
2.9.1 วงจรคอนเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์ชนิด PWM สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย (PWM Half-Bridge Converter Switching Power Supply).....	19
2.9.2 วงจรคอนเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์ชนิด PFM สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย (PFM Half-Bridge Converter Switching Power Supply).....	20
2.10 หม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูง (High - Frequency Transformer).....	21
2.11 ตัวเหนี่ยวนำความถี่สูง (High - Frequency Inductance).....	24
2.12 วงจรเรโซแนนท์ (Resonant Circuit).....	25
2.13 วงจรคอนเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์เรโซแนนท์แบบอนุกรม (Half-Bridge Series Resonant Converter).....	28
2.14 วงจรเรียงกระแส (Rectifier Circuit).....	36
2.15 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (Low - Pass Filter: LPF).....	40
2.16 สรุป.....	41

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
บทที่ 3 การคำนวณและการออกแบบวงจร.....	42
3.1 บทนำ.....	42
3.2 ข้อมูลทางเทคนิคของแบตเตอรี่.....	43
3.3 การออกแบบหม้อแปลงความถี่สูงแบบทอนแรงดัน (Step - Down High Frequency Tranformer).....	43
3.4 การสร้างสัญญาณขับเคลื่อนแบบ PWM.....	48
3.5 การสร้างสัญญาณขับเคลื่อนแบบ PFM.....	49
3.6 วงจรขับนำเกตด้วยไอซี TLP250.....	52
3.7 การออกแบบวงจรเรโซแนนซ์อนุกรม (Series Resonance).....	53
3.8 การออกแบบวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (Low - Pass Filter).....	54
3.9 การออกแบบตัวเหนี่ยวนำขนาด $75\mu H$ สำหรับวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน.....	55
3.10 วงจรเรกูเลเตอร์ (Regulator).....	56
3.11 สรุป.....	57
บทที่ 4 การทดลองและผลการทดลอง.....	58
4.1 บทนำ.....	58
4.2 การวัดผลการทดลองทางไฟฟ้า.....	58
4.3 การบันทึกผลการทดลอง.....	66
4.4 สรุป.....	81
บทที่ 5 สรุปและข้อเสนอแนะ.....	81
5.1 สรุป.....	81
5.2 ข้อเสนอแนะ.....	82

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
เอกสารอ้างอิง.....	85
ภาคผนวก.....	86
ภาคผนวก ก. ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์.....	87
ภาคผนวก ข. เครื่องมือที่ใช้ในงานวิจัย.....	103
ภาคผนวก ค. ข้อมูลทางเทคนิคของแบตเตอรี่.....	104
ประวัติผู้เขียน.....	106



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้ .

สารบัญตาราง

ตาราง	หน้า
2.1 แสดงระดับแรงดันไฟฟ้าในการชาร์จแบตเตอรี่โดยทั่วไป ใช้สำหรับกรณีไม่มีข้อมูลจากทางผู้ผลิต.....	13
3.1 แสดงข้อมูลทางเทคนิคของแบตเตอรี่.....	43
3.2 แสดงค่าตัวเหนี่ยวนำด้านปฐมภูมิและทุติยภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูง ที่ผ่านการเปิดและปิดวงจร.....	47
3.3 แสดงค่าตัวเหนี่ยวนำแฝงของหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูง เมื่อนำค่าจากตารางที่ 3.2 มาทำการคำนวณ.....	47
3.4 แสดงค่าพารามิเตอร์ในการออกแบบซึ่งจะมีการแสดงค่าที่ได้จาก การออกแบบและค่าที่นำไปใช้งานจริง.....	57
4.1 ผลการทดลองทางไฟฟ้าขณะชาร์จแบตเตอรี่ของวงจรคอนเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์แบบอนุกรมชนิด PWM ซึ่งตารางจะแสดงถึง ค่าประสิทธิภาพการชาร์จ, แรงดันไฟฟ้ากระแสเฟือง,กระแสไฟฟ้า กระแสเฟือง อุณหภูมิของน้ำยาอิเล็กโทรไลต์และพลังงานเฉลี่ยที่ใช้ในการชาร์จขณะเริ่มชาร์จ จน แบตเตอรี่มีแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสุดท้ายเป็น 15 V ซึ่งจะถือว่าแบตเตอรี่เต็ม.....	67
4.2 ผลการทดลองทางไฟฟ้าขณะชาร์จแบตเตอรี่ของวงจรคอนเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์แบบอนุกรมชนิด PFM ซึ่งตารางจะแสดงถึง ค่าประสิทธิภาพการชาร์จ, แรงดันไฟฟ้ากระแสเฟือง,กระแสไฟฟ้า กระแสเฟือง อุณหภูมิของน้ำยาอิเล็กโทรไลต์และพลังงานเฉลี่ยที่ใช้ในการชาร์จ ขณะเริ่มชาร์จ จน แบตเตอรี่มีแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสุดท้ายเป็น 15 V ซึ่งจะถือว่าแบตเตอรี่เต็ม.....	71

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1	โครงสร้างแบตเตอรี่แบบตะกั่ว – กรด.....7
2.2	เซลล์แบตเตอรี่ ไขมันกรดดิซซาร์จ..... 8
2.3	เซลล์แบตเตอรี่ ไขมันกรดดิซซาร์จจนหมด..... 8
2.4	เซลล์แบตเตอรี่ ไขมันซาร์จ..... 9
2.5	เซลล์แบตเตอรี่ ไขมันซาร์จจนเต็ม..... 10
2.6	วงจรสมมูลพื้นฐานของแบตเตอรี่..... 10
2.7	ทิศทางการไหลของกระแสไฟฟ้าเมื่อทำการชาร์จแบตเตอรี่..... 15
2.8	การต่อตัวต้านทานเพื่อจำกัดกระแสเกิน..... 16
2.9	การมอดูเลตความกว้างพัลส์..... 17
2.10	การมอดูเลตความถี่พัลส์..... 17
2.11	วงจรคอนเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์..... 18
2.12	การทำงานของสวิตช์..... 19
2.13	สัญญาณสี่เหลี่ยม..... 19
2.14	การทำงานของ PWM..... 20
2.15	การทำงานของ PFM..... 21
2.16	วงจรสมมูลของหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูง..... 21
2.17	วงจรรอนุกรม RLC..... 25
2.18	ผลของความถี่ที่ส่งผลต่อกระแสและอิมพีแดนซ์ในวงจรเรโซแนนท์..... 26
2.19	ผลของความถี่ที่ส่งผลต่อมุมเฟสของกระแสไฟฟ้าในวงจรเรโซแนนท์..... 26
2.20	วงจรคอนเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์เรโซแนนท์แบบอนุกรม..... 29
2.21	วงจรโซแนนท์อนุกรมสมมูล..... 30
2.22	รูปคลื่นกระแสไฟฟ้าและแรงดันไฟฟ้าของวงจรคอนเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์เรโซแนนท์ แบบอนุกรมชนิด PWM..... 30
2.23	โหมดการทำงานของวงจรคอนเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์เรโซแนนท์แบบอนุกรมชนิด PWM..... 31

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
2.24 รูปคลื่นกระแสไฟฟ้าและแรงดันไฟฟ้าของวงจรถอนเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์เรโซแนนท์แบบอนุกรมชนิด PFM.....	33
2.25 โหมตการทำงานของวงจรถอนเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์เรโซแนนท์แบบอนุกรมชนิด PFM.....	34
2.26 ผลตอบสนองระหว่างอัตราขยายแรงดัน (V_o/V_s) กับอัตราส่วนของความถี่.....	36
2.27 วงจรเรียงกระแสแบบบริดจ์.....	37
2.28 การทำงานของวงจรเรียงกระแสแบบบริดจ์เมื่อแรงดันอินพุทเป็นครึ่งบวก.....	38
2.29 การทำงานของวงจรเรียงกระแสแบบบริดจ์เมื่อแรงดันอินพุทเป็นครึ่งลบ.....	38
2.30 แรงดันไฟฟ้าเฉลี่ย.....	38
2.31 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน.....	41
2.32 ย่านความถี่ในการทำงานของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน.....	41
3.1 โครงสร้างการทำงานพื้นฐานของเครื่องชาร์จแบตเตอรี่.....	42
3.2 โครงสร้างของแกนเฟอร์ไรท์แบบ EE.....	46
3.3 วงจรสร้างสัญญาณ PWM จากไอซี UC3879.....	48
3.4 ไมโครโปรเซสเซอร์ dsPIC 30F20.....	49
3.5 Flow Chart การสร้างสัญญาณ PFM.....	50
3.6 วงจรขับนำเกตโดยใช้ไอซีเบอร์ TLP250.....	52
3.7 วงจรเรโซแนนท์อนุกรมสมมูล.....	53
3.8 วงจรเรกูเลเตอร์ (Regulator).....	56
4.1 วงจรสมมูลพื้นฐานของเครื่องชาร์จแบตเตอรี่.....	58
4.2 การจำลองด้วยโปรแกรม MATLAB SIMULINK 7.1.....	59
4.3 สัญญาณขับเกตแบบ PWM.....	60
4.4 สัญญาณขับเกตแบบ PFM.....	60
4.5 รูปคลื่นแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าของสวิตช์ S_{H1} จากวงจรถอนเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์แบบอนุกรมชนิด PWM.....	61
4.6 รูปคลื่นแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าของสวิตช์ S_{H1} จากวงจรถอนเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์แบบอนุกรมชนิด PFM.....	61

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.7 รูปคลื่นแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าด้านปฐมภูมิของหม้อแปลงของ วงจรคอนเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์แบบอนุกรมชนิด PWM	62
4.8 รูปคลื่นแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าด้านปฐมภูมิของหม้อแปลงของ วงจรคอนเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์แบบอนุกรมชนิด PFM.....	63
4.9 รูปคลื่นแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าด้านทุติยภูมิของหม้อแปลงของ วงจรคอนเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์แบบอนุกรมชนิด PWM	63
4.10 รูปคลื่นแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าด้านทุติยภูมิของหม้อแปลงของ วงจรคอนเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์แบบอนุกรมชนิด PFM.....	64
4.11 รูปคลื่นแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าที่โหลดแบบเตอริ์ ขณะทำการชาร์จของ วงจรคอนเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์แบบอนุกรมชนิด PWM	65
4.12 รูปคลื่นแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าที่โหลดแบบเตอริ์ ขณะทำการชาร์จของ วงจรคอนเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์แบบอนุกรมชนิด PFM.....	65
4.13 กราฟกระแสไฟฟ้าเอาต์พุตต่อเวลา.....	76
4.14 กราฟแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตต่อเวลา.....	76
4.15 กราฟประสิทธิภาพต่อกระแสไฟฟ้าเอาต์พุต.....	77
4.16 อุณหภูมิของน้ำยาอิเล็กทรอนิกส์ต่อกระแสไฟฟ้าเอาต์พุต.....	78
4.17 การกระเพื่อมของแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตต่อแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต.....	78
4.18 การกระเพื่อมของกระแสไฟฟ้าเอาต์พุตต่อกระแสไฟฟ้าเอาต์พุต.....	80
4.19 พลังงานที่ใช้ในการชาร์จต่อเวลา.....	80
5.1 กราฟสรุปผลการทดลอง.....	81

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

แบตเตอรี่ได้ถูกนำมาใช้งานกันอย่างแพร่หลายในปัจจุบันเพื่อนำมาใช้เป็นแหล่งเก็บพลังงาน เช่น ในรถยนต์ ระบบสื่อสารและระบบสำรองไฟต่างๆ แต่ทว่าเครื่องชาร์จแบตเตอรี่ที่ใช้กันอยู่ในท้องตลาดทั่วไปนั้นยังคงเป็นแหล่งจ่ายไฟแบบเก่าที่ใช้หม้อแปลงแบบแกนเหล็กซึ่งมีข้อเสียอยู่หลายประการ เช่น ขนาดใหญ่ น้ำหนักมาก จ่ายไฟไม่นิ่ง และความร้อนที่แกนเหล็กสูงมีการสูญเสียพลังงานที่มาก และเป็นการใช้งานโดยไม่ได้คำนึงถึงอายุการใช้งานของแบตเตอรี่โดยมองเพียงความรวดเร็วในการชาร์จไม่ได้สนใจในเรื่องความราบเรียบของกระแสและแรงดัน ซึ่งอาจจะทำให้เกิดสภาวะที่แบตเตอรี่สูญเสียความสามารถในการเก็บประจุไปเรื่อยๆจนไม่สามารถเก็บประจุได้อีกต่อไป[1] จึงมีงานวิจัยไม่น้อยที่ให้ความสนใจกับการชาร์จที่มีความราบเรียบและมีประสิทธิภาพสูงโดยเลือกใช้แหล่งจ่ายแบบสวิตชิงโหมด (Switching Mode) มาใช้งาน

เครื่องชาร์จแบตเตอรี่แบบสวิตชิงโหมด (Switching Mode) เป็นแหล่งจ่ายไฟที่ขนาดเล็ก น้ำหนักเบา จ่ายไฟนิ่ง ความร้อนที่แกนน้อย ซึ่งเป็นการแก้ปัญหาข้างต้นได้อย่างดี เครื่องชาร์จแบตเตอรี่แบบสวิตชิงโหมด (Switching Mode) นั้นจ่ายไฟค่อนข้างนิ่ง การสูญเสียพลังงานที่ต่ำ จึงเป็นเหตุผลหลักที่มีความเหมาะสมกับการชาร์จแบตเตอรี่มากกว่าแบบแกนเหล็กเมื่อมองในเรื่องอายุการใช้งานของแบตเตอรี่และประสิทธิภาพของการทำงาน[2] แต่ทว่าสวิตชิงโหมดคอนเวอร์เตอร์ (Switching - Mode Converter) ซึ่งแต่เดิมนั้นสวิตชิงโหมดคอนเวอร์เตอร์ (Switching - Mode Converter) ที่ได้นำมาประยุกต์ใช้งานกับเครื่องชาร์จแบตเตอรี่โดยทั่วไปจะเป็นบัคคอนเวอร์เตอร์ (Buck Converter) ซึ่งคอนเวอร์เตอร์ชนิดนี้เป็นคอนเวอร์เตอร์ที่ยังไม่มีการนำหม้อแปลงไฟฟ้ามาประยุกต์ใช้งานจึงทำให้ด้านอินพุทและเอาต์พุทไม่ได้ถูกแยกให้เป็นอิสระต่อกัน ดังนั้นถ้าหากเกิดการลัดวงจรขึ้นที่สวิตซ์สิ่งที่จะเกิดตามมาอย่างหลีกเลี่ยงไม่ได้ก็คือการลัดวงจรทางด้านเอาต์พุทเช่นเดียวกันผลที่ตามมาก็คือแรงดันและกระแสเกินทางด้านเอาต์พุทซึ่งจะส่งผลเสียหายต่อโหลดโดยตรง[3] จึงมีงานวิจัยไม่น้อยที่หันมาให้ความสำคัญกับการประยุกต์คอนเวอร์เตอร์ที่มีการแยกอินพุทและเอาต์พุทออกจากกันโดยใช้หม้อแปลงไฟฟ้าซึ่งวงจรที่นิยมนำมาใช้งานกันอย่างแพร่หลายก็คือวงจรคอนเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์ (Half - Bridge Converter) และคอนเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์ (Full - Bridge Converter) ซึ่งเป็นการแก้ไขปัญหาดังกล่าวได้เป็นอย่างดี แต่เมื่อพิจารณาเรื่องประสิทธิภาพและกำลังงานสูญเสียแล้วยังคงพบว่าเกิดกำลังงานสูญเสียในช่วงเปิดและปิดสวิตซ์อยู่ จึงทำให้มีประสิทธิภาพการทำงานที่ยังไม่สูงมากนักงานวิจัยนี้จึงได้ทำการนำวงจรคอนเวอร์

โซแนนท์แบบอนุกรม (Half- Bridge Series Resonant Converter) มาประยุกต์ใช้งานเพื่อลดกำลังงานสูญเสียในช่วงเปิดสวิตช์ซึ่งเป็นการเพิ่มประสิทธิภาพในการทำงาน[4,5]

วงจรคอนเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์โซแนนท์แบบอนุกรม (Half- Bridge Series Resonant Converter) โดยทั่วไปจะใช้สัญญาณขับเคลื่อนแบบ Pulse - Width Modulation (PWM) เพื่อให้ Mosfets ทำงาน แต่วิทยานิพนธ์นี้ได้ทดลองนำสัญญาณขับเคลื่อนแบบ Pulse - Frequency Modulation (PFM) มาใช้งาน[6] โดยมุ่งเน้นวิจัยเพื่อเปรียบเทียบประสิทธิภาพการทำงานต่างๆเมื่อนำมาประยุกต์ใช้งานกับการชาร์จแบตเตอรี่สำหรับการออกแบบเครื่องชาร์จแบตเตอรี่นั้นจะออกแบบให้มีขนาดกำลังไฟฟ้าเอาท์พุทแตกต่างกันไปขึ้นอยู่กับการนำไปใช้งานกับแบตเตอรี่ เช่น ชนิดของแบตเตอรี่,ขนาดแบตเตอรี่,ยี่ห้อและรุ่น ซึ่งสำหรับวิทยานิพนธ์ได้ทำการออกแบบมาเพื่อประยุกต์ใช้งานกับแบตเตอรี่ชนิด ตะกั่ว-กรด ขนาด 12 V ,7 Ah

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ทำการออกแบบศึกษาการชาร์จแบตเตอรี่โดยการนำ แหล่งจ่ายไฟแบบ สวิตชิงโหมด (Switching - Mode Power Supply) มาประยุกต์ใช้งาน ซึ่งโดยทั่วไปแล้วนั้นจะใช้สัญญาณขับเคลื่อนแบบ Pulse - Width Modulation (PWM) ทำให้วิทยานิพนธ์ได้เกิดแนวคิดที่จะศึกษาสัญญาณขับเคลื่อนชนิดอื่นโดยเลือกสัญญาณแบบ Pulse - Frequency Modulation (PFM) มาใช้งาน เพื่อมุ่งเน้นการศึกษาในเชิงเปรียบเทียบและพิจารณาถึงข้อดีข้อเสียต่างๆ ตลอดจนสามารถวิเคราะห์ได้ว่าสัญญาณแบบไหนมีความเหมาะสมกับการชาร์จแบตเตอรี่ อีกทั้งยังเป็นการตอบคำถามให้กับตัวผู้เขียนวิทยานิพนธ์ว่าเพราะเหตุใด Pulse - Frequency Modulation (PFM) จึงไม่เป็นที่นิยมนำมาประยุกต์ใช้งาน หลากหลายเหมือนกับ Pulse - Width Modulation (PWM) และยังมีกรนำวงจรโซแนนท์ แบบอนุกรมเข้ามาใช้งานเพิ่มเติมเพื่อเพิ่มประสิทธิภาพในการทำงานของคอนเวอร์เตอร์

1.3 สมมุติฐานของการศึกษา

จากหลักการชาร์จแบตเตอรี่ขณะเริ่มชาร์จนั้นจะเป็นสถานะที่แบตเตอรี่มีความต้านทานน้อยมากจึงเป็นช่วงที่กระแสไหลไปสู่แบตเตอรี่มากหรือกล่าวอีกอย่างได้ว่าแบตเตอรี่อยู่ในสถานะโหลดหนัก (Heavy Load) โดยเป็นช่วงที่แบตเตอรี่ต้องการกำลังไฟฟ้าสูง ซึ่งถ้าหากในช่วงนี้แบตเตอรี่ได้รับกระแสที่ไม่มากเกินไปหรือน้อยเกินไปจะเป็นผลดีต่อการชาร์จ และสำหรับช่วงท้ายของการชาร์จจะเป็นสถานะที่แบตเตอรี่มีความต้านทานที่มากจึงเป็นช่วงที่กระแสไหลไปสู่แบตเตอรี่ได้น้อยหรือกล่าวอีกอย่างได้ว่าแบตเตอรี่อยู่ในสถานะโหลดเบา (Light Load) โดยเป็นช่วงที่แบตเตอรี่ต้องการกำลังไฟฟ้าที่ต่ำ ซึ่งในช่วงนี้แบตเตอรี่ไม่จำเป็นที่จะต้องได้รับกระแสที่สูงเหมือนกับในช่วงแรก

1.4 ทฤษฎีหรือแนวคิดที่ใช้ในการวิจัย

การชาร์จแบตเตอรี่นั้นจะต้องจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงให้กับแบตเตอรี่ และจะต้องให้ระดับแรงดันที่จ่ายให้กับแบตเตอรี่สูงกว่าระดับแรงดันของแบตเตอรี่ขณะเปิดวงจรก่อนการชาร์จ สำหรับการชาร์จนั้นจะให้ขั้วบวกของเครื่องชาร์จแบตเตอรี่ต่อเข้ากับขั้วบวกของแบตเตอรี่ โดยทิศทางของกระแสที่ทำการชาร์จนั้นจะมีทิศทางตรงกันข้ามกับกระแสที่แบตเตอรี่จ่ายออกมาขณะมีการใช้งาน โดยการชาร์จแบตเตอรี่จะเกิดขึ้นไปเรื่อยๆจนกว่าแรงดันที่ขั้วแบตเตอรี่ขณะทำการชาร์จจะเท่ากับแรงดันที่จ่ายให้กับแบตเตอรี่โดยเมื่อแรงดันข้างต้นเท่ากันแล้วก็จะไม่เกิดการไหลของกระแสไปสู่แบตเตอรี่ ถ้าหากจ่ายแรงดันให้กับแบตเตอรี่ที่ไม่เพียงพอหรือน้อยกว่าแรงดันที่ขั้วแบตเตอรี่ขณะเปิดวงจรจะไม่ทำให้เกิดการชาร์จเนื่องจากกระแสจะไม่ไหลไปสู่ความต่างศักย์ไฟฟ้าที่น้อยกว่า แต่ตรงกันข้ามกระแสจะถูกดิสชาร์จออกจากแบตเตอรี่

1.5 การเปรียบเทียบระหว่างวิธีการที่นำเสนอกับวิธีพื้นฐาน

เครื่องชาร์จแบตเตอรี่แบบสวิตชิงโหมด (Switching Mode) โดยทั่วไปแล้วจะใช้สัญญาณชั้บเกตแบบ Pulse - Width Modulation (PWM) ซึ่งเป็นการปรับความกว้างพัลส์เพื่อควบคุมกำลังไฟฟ้าเพื่อให้ได้กำลังไฟฟ้าที่ต้องการ วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอการใช้สัญญาณชั้บเกตแบบ Pulse - Frequency Modulation (PFM) โดยเป็นการปรับเปลี่ยนความถี่พัลส์เพื่อจะได้กำลังไฟฟ้าที่ต้องการ โดย Pulse - Frequency Modulation (PFM) นั้นจะมีอยู่สองรูปแบบคือ แบบพัลส์เดี่ยว (Single Pulse) และแบบหลายพัลส์ (Multi Pulse) ซึ่งวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้เลือกใช้แบบหลายพัลส์ (Multi Pulse) มาประยุกต์ใช้งานเนื่องจากกำลังงานที่มากกว่าอีกทั้งยังมีการนำวงจรเรโซแนนท์ แบบอนุกรมมาใช้งานเพื่อเพิ่มประสิทธิภาพการทำงานของคอนเวอร์เตอร์และทำการศึกษาเปรียบเทียบประสิทธิภาพและรูปคลื่นสัญญาณต่างๆของการชั้บเกตทั้งสองแบบ โดยใช้อุปกรณ์ทดลองชุดเดียวกัน

1.6 ขอบเขตการวิจัย

ในวิทยานิพนธ์นี้ได้ทำการนำเสนอการชั้บเกตแบบ Pulse - Width Modulation (PWM) และ Pulse - Frequency Modulation (PFM) และนำไปประยุกต์ใช้งานกับวงจรคอนเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์เรโซแนนท์แบบอนุกรม (Half - Bridge Series Resonant Converter) เพื่อนำมาเปรียบเทียบประสิทธิภาพต่างๆขณะชาร์จแบตเตอรี่ เช่นรูปสัญญาณกระแสและแรงดันด้านปฐมภูมิและทุติยภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้า, ความราบเรียบของกระแสและแรงดันเอาต์พุท, ค่าประสิทธิภาพของการทำงาน, อุณหภูมิของแบตเตอรี่และเวลาในการชาร์จแบตเตอรี่

1.7 ขั้นตอนของการศึกษา

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้แบ่งเนื้อหาออกเป็น 5 บทด้วยกันคือ

บทที่ 1 กล่าวถึงความเป็นมาของวิทยานิพนธ์ ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ สมมุติฐาน ทฤษฎีที่ใช้ ขอบเขตของการวิจัย และขั้นตอนการศึกษา

บทที่ 2 กล่าวถึงทฤษฎีพื้นฐานในการชาร์จแบตเตอรี่ โครงสร้างของแบตเตอรี่ การทำงานของแบตเตอรี่ วงจรคอนเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์ชนิด พีดับบลิวเอ็ม (PWM- Half Bridge Converter) วงจรคอนเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์ชนิด พีเอฟเอ็ม (PFM - Half Bridge Converter) หม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูง (High - Frequency Transformer) วงจรเรียงกระแส (Rectifier) วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (Low Pass Filter) ตัวเหนี่ยวนำความถี่สูง (High-Frequency Inductance) วงจรเรโซแนนซ์ (Resonant Circuit) วงจรเรกูเลเตอร์ (Regulator)

บทที่ 3 กล่าวถึงวงจรและวิธีการผลิตสัญญาณ PWM และ PFM ข้อมูลทางเทคนิคของแบตเตอรี่ การออกแบบหม้อแปลงความถี่สูงแบบทอนแรงดัน การออกแบบวงจรขับนำเกตด้วยไอซี TLP250 การออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูง (High - Frequency Transformer) การออกแบบวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (Low Pass Filter) การออกแบบตัวเหนี่ยวนำความถี่สูง (High - Frequency Inductance) การออกแบบวงจรเรโซแนนซ์ (Resonant Circuit) และวงจรเรกูเลเตอร์ (Regulator)

บทที่ 4 กล่าวถึงขั้นตอนการทดลอง ผลการทดลอง

บทที่ 5 กล่าวถึงสรุปและข้อเสนอแนะ

บทที่ 2

ความรู้พื้นฐานเกี่ยวกับแบตเตอรี่และทฤษฎีการออกแบบวงจรต่างๆ

2.1 ความรู้พื้นฐานเกี่ยวกับแบตเตอรี่

แบตเตอรี่เป็นอุปกรณ์ที่สำคัญอย่างหนึ่งทางด้านไฟฟ้า ทำหน้าที่ในการเปลี่ยนพลังงานเคมีให้เป็นพลังงานไฟฟ้า จ่ายออกมาให้เครื่องใช้ไฟฟ้าต่างๆ แบตเตอรี่บางชนิดสามารถชาร์จไฟฟ้ากลับเข้าไป เพื่อเปลี่ยนพลังงานไฟฟ้าให้เป็นพลังงานเคมีอีกครั้งหนึ่ง แล้วค่อยๆ ปลดปล่อยพลังงานไฟฟ้าออกมาให้เครื่องใช้ไฟฟ้าต่างๆเมื่อมีการนำไปใช้งาน

2.1.1 โครงสร้างของแบตเตอรี่

เซลล์ของแบตเตอรี่ประกอบด้วยแผ่นธาตุบวก (Anode) และแผ่นธาตุลบ (Cathode) และสารละลายที่เป็นของเหลวหรือวุ้น ซึ่งเรียกว่า อิเล็กโทรไลต์ (Electrolyte) เซลล์อาจมีการปิดสนิท หรือมีช่องให้สารระเหยได้ แผ่นธาตุบวกและแผ่นธาตุลบจะวางอยู่คู่กันในเซลล์แบตเตอรี่ โดยอาจมีแผ่นธาตุบวกและแผ่นธาตุลบหลาย ๆ ชุด วางขนานกันเป็นคู่ ๆ เพื่อให้ได้กระแสที่จ่ายออกมาสูงขึ้น โดยปริมาณขนาดกระแสที่ได้จากแบตเตอรี่จะขึ้นอยู่กับพื้นที่ของแผ่นธาตุบวกและแผ่นธาตุลบ ระยะห่างระหว่างแผ่น ค่าความเข้มข้นของสารละลาย ความจุของแบตเตอรี่มักวัดเป็นแอมแปร์-ชั่วโมง (Ampere-hour, Ah) การวัดความจุโดยใช้เวลาคงที่ แล้ววัดกระแสที่จ่ายออกมาในช่วงเวลาดังกล่าว

2.1.2 ประเภทของแบตเตอรี่

วัสดุที่นำมาทำแผ่นธาตุบวก (แผ่น Anode) มีหลายชนิด เช่น ตะกั่ว แคดเมียม แมกนีเซียม และสังกะสี ซึ่งเป็นสารที่ปล่อยอิเล็กตรอนได้ง่าย ส่วนแผ่นธาตุลบ (แผ่น Cathode) อาจทำด้วย ตะกั่วออกไซด์ นิเกิล พรอท และเงิน ซึ่งจะรับอิเล็กตรอนได้ง่าย จากคุณสมบัติที่ใช้วัสดุต่างกัน เราจึงแบ่งแบตเตอรี่ออกเป็น 2 ประเภท คือ

1. แบตเตอรี่แบบปฐมภูมิ

แบตเตอรี่ชนิดนี้เป็นแบตเตอรี่ที่ใช้งานได้ครั้งเดียว เมื่อจ่ายไฟหมดแล้วต้องทิ้งไปไม่สามารถอัดประจุไฟฟ้ากลับเข้าไปใช้งานได้อีก เช่น แบตเตอรี่ที่ทำจาก สังกะสี - คาร์บอน พรอท และลิเทียม

2. แบตเตอรี่แบบทุติยภูมิ

แบตเตอรี่ชนิดนี้เป็นแบตเตอรี่ที่เมื่อใช้ไฟหมดสามารถนำกลับมาอัดประจุใช้ใหม่ได้ เช่น แบตเตอรี่ที่ทำจากตะกั่ว - กรด , นิเกิล - แคดเมียม ซึ่งมีราคาแพง และอีกชนิดคือ แบบเงิน - สังกะสี ซึ่งมีราคาแพงมากแต่จ่ายกระแสได้นานและมากที่สุด

2.2 แบตเตอรี่แบบตะกั่ว – กรด

แบตเตอรี่ที่นำมาใช้งานในโครงการนี้เป็นแบตเตอรี่แบบตะกั่ว – กรด ซึ่งจะขอกกล่าวถึงโครงสร้างและการทำงาน แบตเตอรี่ตะกั่ว – กรด ดังนี้

การแบ่งชนิดของแบตเตอรี่ตะกั่ว กรด

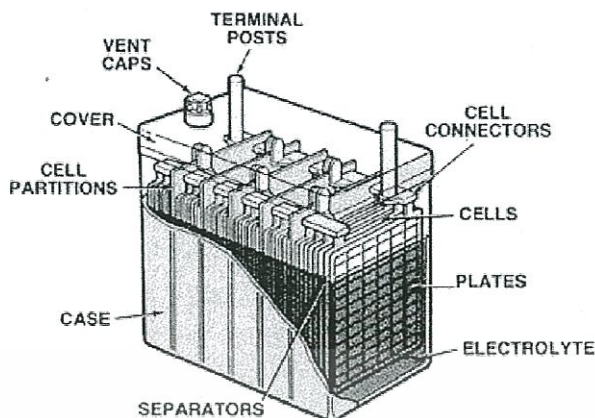
แบตเตอรี่ตะกั่ว-กรด (Lead - Acid Battery) สามารถที่จะแบ่งตามลักษณะการใช้งาน อายุของแบตเตอรี่ตลอดจนค่าความถ่วงจำเพาะของน้ำยาอิเล็กโทรไลต์ออกเป็น 2 ชนิดคือ

2.2.1 แบตเตอรี่แบบเพาเวอร์ดี (Power D)

แบตเตอรี่ชนิดนี้เป็นแบบที่ผลิตเองภายในประเทศเป็นส่วนมาก เช่น ขององค์กรแบตเตอรี่กระทรวงกลาโหม เป็นต้น แบตเตอรี่ประเภทนี้เราเรียกกันว่า 1 ชุด หรือ 1 หม้อ ภายในแบตเตอรี่ 1 หม้อจะประกอบไปด้วยช่องของกรู๊ปเซลล์แบตเตอรี่ ซึ่งมีขนาดต่าง ๆ ดังนี้คือ ขนาด 3 ช่อง และขนาด 6 ช่อง ใน 1 ช่องแบตเตอรี่ชนิดนี้ ประกอบด้วยกรู๊ปของแผ่นเพลท บวกและกรู๊ปของแผ่นเพลทลบ บรรจุอยู่ในช่องเซลล์และในหนึ่งช่องเซลล์มีแรงเคลื่อนเท่ากับ 2 V ดังนั้น 3 ช่องเซลล์ และ 6 ช่องเซลล์ มีค่าแรงเคลื่อนเท่ากับ 6 และ 12 V ตามลำดับ การบรรจุเซลล์ลงในชุดแบตเตอรี่ทำได้โดยการนำเอากรู๊ปของเซลล์มาวางลงในหม้อเซลล์ แล้วนำกรู๊ปของเซลล์มาต่อกันในแบบอนุกรม (Series) แต่จะมีขั้วบวกของเซลล์แรก และขั้วลบของเซลล์สุดท้ายโผล่ออกมาเพื่อเป็นจุดต่อนำเอาพลังงานของแบตเตอรี่นี้ไปใช้งาน ส่วนน้ำยาอิเล็กโทรไลต์ที่ใช้เป็นค่าความถ่วงจำเพาะที่สูงมากหรือที่เราเรียกว่าเข้มข้นมาก แบตเตอรี่ชนิดนี้นิยมใช้กันเป็นส่วนมากในระบบที่ต้องการใช้กระแสสูงๆ ในระยะเวลาอันสั้น เช่น ในงานสตาร์ทเครื่องยนต์ในรถยนต์ เป็นต้น แบตเตอรี่ชนิดนี้ มีอายุการใช้งานอยู่ระหว่าง 2-3 ปี เท่านั้น ทั้งนี้เพราะแบตเตอรี่ประเภทนี้ใช้น้ำยาอิเล็กโทรไลต์ (Electrolyte) ที่เข้มข้นมาก

2.2.2 แบตเตอรี่ชนิดสเตชันนารีแบตเตอรี่ (Stationary Battery)

แบตเตอรี่ชนิดนี้เป็นแบตเตอรี่ตะกั่ว – กรด เหมือนชนิดที่ 1 ทั้งสูตรของน้ำยาอิเล็กโทรไลต์แต่แบตเตอรี่แบบนี้ใช้ค่าความถ่วงจำเพาะของน้ำยาอิเล็กโทรไลต์น้อยกว่าแบบแรก แบตเตอรี่ชนิดนี้ภายในหนึ่งชุดประกอบด้วยกรู๊ปของแผ่นเพลทบวกและลบ ที่บรรจุอยู่ในกล่องใส่เซลล์เมื่อประกอบกันแล้วเราเรียกว่า 1 เซลล์ โดยในหนึ่งเซลล์มีค่าแรงเคลื่อนเท่ากับ 2 V แบตเตอรี่ชนิดนี้มีอายุการใช้งานยาวนานมาก อยู่ระหว่าง 15-20 ปี ดังนั้นแบตเตอรี่ชนิดนี้จึงเหมาะที่จะใช้เป็นแหล่งจ่ายพลังงานที่มาตรฐาน ทั้งในระบบควบคุมห้องกลไกและระบบสื่อสาร



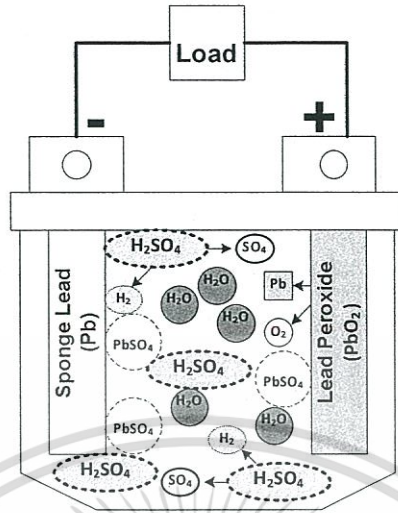
รูปที่ 2.1 โครงสร้างแบตเตอรี่แบบตะกั่ว - กรด

2.3 หลักการทำงานของแบตเตอรี่ตะกั่ว - กรด

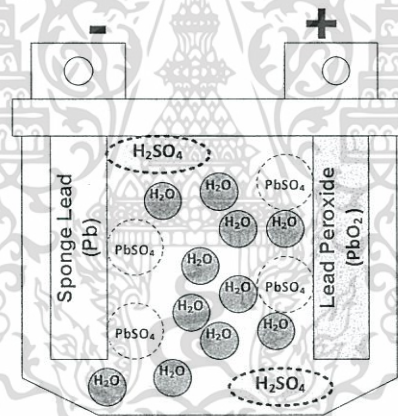
ต่อจากนี้จะเป็นการอธิบายหลักการในการทำงานของแบตเตอรี่ในทางเคมีเพื่อให้เกิดความเข้าใจในการทำงานของปฏิกิริยาทางเคมีภายในเซลล์ของแบตเตอรี่ เพื่อเป็นประโยชน์ในการวิเคราะห์ปัญหาต่างๆ อันเกิดขึ้นกับแบตเตอรี่ขณะนำไปใช้งานและชาร์จ

แผ่นเพลทบวกนั้นทำมาจากลีดเปอร์ออกไซด์ (Lead per Oxide) หรือ (PbO_2) และแผ่นเพลทลบเป็นสปองลีด (Sponge Lead) หรือ (Pb) โดยลีดเปอร์ออกไซด์ (PbO_2) เป็นรูปของตะกั่ว 1 อะตอมจับคู่กับออกซิเจน 2 อะตอม ส่วนสารละลายอิเล็กโทรไลต์โดยทั่วไปจะใช้กรดกำมะถัน (Sulphuric Acid) ซึ่งมีสูตรทางเคมีว่า H_2SO_4 หมายความว่าโมเลกุลของกรดกำมะถันจะประกอบไปด้วยไฮโดรเจน 2 อะตอม, ซัลเฟอร์ 1 อะตอม และ ออกซิเจน 4 อะตอม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



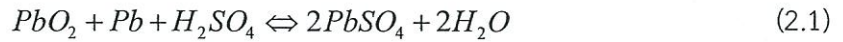
รูปที่ 2.2 เซลล์แบตเตอรี่ ขณะถูกดีสชาร์จ



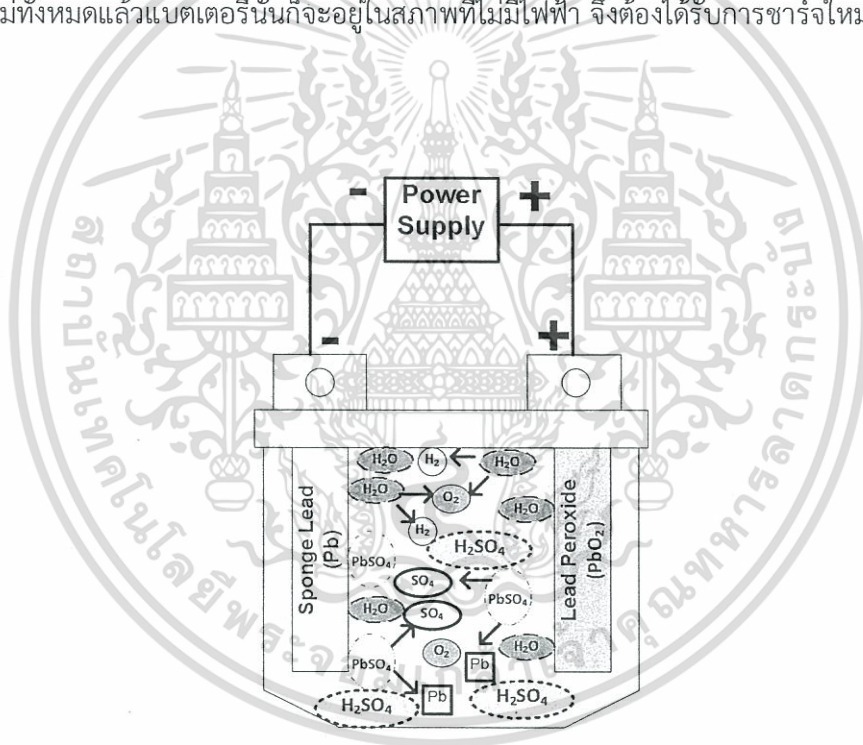
รูปที่ 2.3 เซลล์แบตเตอรี่ ขณะถูกดีสชาร์จจนหมด

เมื่อแบตเตอรี่ถูกดีสชาร์จ ปฏิกิริยาเคมีจะเกิดขึ้นดังรูปที่ 2.2 เมื่อเริ่มทำปฏิกิริยาเคมีโมเลกุลของกรดกำมะถันจะถูกแยกออกเป็นไฮโดรเจน 2 อะตอม H_2 และ SO_4 โดยซัลเฟต (SO_4) จะเข้าไปจับคู่กับตะกั่ว (Pb) กับแผ่นเพลทบวกและลบจึงเกิดลีดซัลเฟต (Lead Sulphate) หรือ ($PbSO_4$) ขึ้นที่แผ่นเพลททั้งสอง ปฏิกิริยานี้ทำให้ออกซิเจน 2 อะตอม (O_2) ของแผ่นเพลทบวกหลุดออกมาเป็นอิสระและไปจับคู่กับไฮโดรเจนที่แตกตัวออกมาจากกรดกำมะถันเกิดขึ้นเป็น H_2O ซึ่งก็คือน้ำนั่นเองซึ่งปฏิกิริยาเคมีขณะแบตเตอรี่ดีสชาร์จสามารถอธิบายได้โดยสมการดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

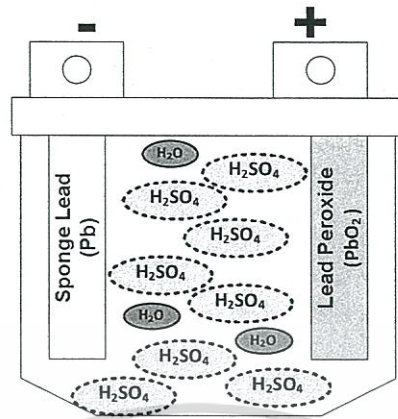


สำหรับปฏิกิริยาเคมีที่เกิดขึ้นนี้เกิดขึ้นเพียงบางโมเลกุลเท่านั้นไม่ได้เกิดขึ้นกับทุกๆโมเลกุลของ ตะกั่วและกรดภายในแบตเตอรี่ ส่วนการไหลของกระแสที่นั่นเกิดขึ้นจากการเคลื่อนที่ของ SO_4 และ O_2 ส่วนโมเลกุลที่เรียกว่าไอออนที่เกิดขึ้นนั้นจะทำหน้าที่พาอิเล็กตรอนจากแผ่นเพลทบวกไปยังแผ่นเพลทลบ ซึ่งจะส่งผลทำให้แผ่นเพลทลบมีอิเล็กตรอนจำนวนมากไปรวมกันอยู่ แต่ในทางตรงกันข้ามแผ่นเพลทบวกที่สูญเสียอิเล็กตรอนไปจึงเกิดสภาวะขาดอิเล็กตรอนทำให้อยู่ในสถานะที่ไม่เสถียร ดังนั้นเมื่อทำการต่อแบตเตอรี่กับโหลดอิเล็กตรอนจึงถูกนำกลับมายังแผ่นเพลทบวกอีกครั้งโดยผ่านโหลด โดยปฏิกิริยาเคมีนี้จะเกิดขึ้นได้อย่างต่อเนื่องตราบเท่าที่ยังมีโมเลกุลของ PbO_2 , Pb และ H_2SO_4 เหลืออยู่เพียงพอที่จะแยกตัวกันและรวมตัวกันเป็น $PbSO_4$ และ H_2O ซึ่งถ้าหากเกิดการแตกตัวและรวมตัวกันเป็นโมเลกุลใหม่ทั้งหมดแล้วแบตเตอรี่นั้นก็อยู่ในสภาพที่ไม่มีไฟฟ้า จึงต้องได้รับการชาร์จใหม่อีกครั้ง



รูปที่ 2.4 เซลล์แบตเตอรี่ ขณะชาร์จ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

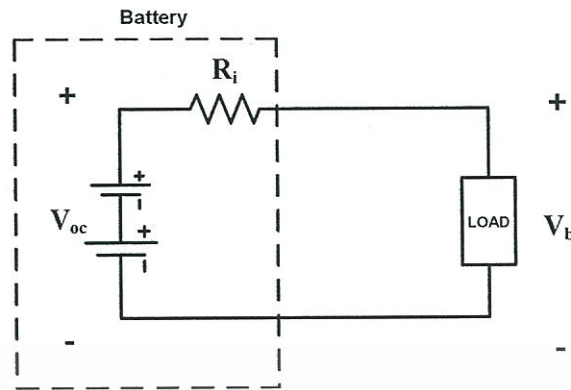


รูปที่ 2.5 เซลล์แบตเตอรี่ ขณะชาร์จจนเต็ม

เมื่อทำการชาร์จแบตเตอรี่จะต้องทำให้กระแสไหลผ่านแบตเตอรี่ในทิศทางตรงกันข้ามกับทิศทางที่กระแสไหลออกขณะมีการใช้งานแบตเตอรี่ โดยจะส่งผลให้อิเล็กตรอนหลุดออกมาจากแผ่นเพลทบวกและถูกผลักกลับไปยังแผ่นเพลทลบ ในขณะที่ทำการชาร์จแบตเตอรี่น้ำ (H_2O) จะแตกตัวเป็นไฮโดรเจน (H_2) และ ออกซิเจน (O) ส่วนซัลเฟต (SO_4) จะเคลื่อนที่หลุดออกจากแผ่นเพลททั้งสองและจะไปจับคู่กับไฮโดรเจน (H_2) กลับมาเป็นกรดกำมะถัน (H_2SO_4) อีกครั้ง ขณะเดียวกันออกซิเจน (O) ที่แตกตัวออกมาจากน้ำ (H_2O) จะไปจับกับตะกั่วที่แผ่นเพลทบวกอีกครั้งทำให้เปลี่ยนกลับมาเป็นลีดเปอร์ออกไซด์ (PbO_2) อีกครั้งหนึ่งดังแสดงไว้ในรูปที่ 2.5 แต่ทว่าเมื่อออกซิเจนและไฮโดรเจนบางอะตอมได้หลุดออกมาผ่านทางรูระบายซึ่งเป็นแก๊สที่สามารถติดไฟได้ ดังนั้นขณะทำการชาร์จจึงไม่ควรทำให้เกิดประกายไฟและควรชาร์จในพื้นที่ที่ปิดโล่ง สำหรับการดิสชาร์จแบตเตอรี่นั้นไม่ควรดิสชาร์จจนระดับแรงดันตกคร่อมภายในเซลล์แบตเตอรี่มีค่าต่ำกว่า 1.75 Vต่อเซลล์ เนื่องจากจะทำให้เกิดซัลเฟตเกาะที่แผ่นเพลทมากเกินไป ทั้งนี้อาจจะส่งผลต่ออายุการใช้งานของแบตเตอรี่ได้

2.4 วงจรสมมูลแบตเตอรี่

รูปที่ 2.6 แสดงวงจรสมมูลพื้นฐานของแบตเตอรี่ จากรูป R_i คือความต้านทานภายในของแบตเตอรี่ซึ่งเกิดขึ้นจากองค์ประกอบต่างๆของแบตเตอรี่ โดยสามารถหาค่าความสัมพันธ์ต่างๆได้ดังนี้โดยค่าความต้านทานภายในของแบตเตอรี่ (R_i) นี้จะมีค่าเปลี่ยนแปลงไปขึ้นอยู่กับสถานะของแบตเตอรี่ (S) เมื่อแบตเตอรี่ถูกดิสชาร์จเต็มที่ค่าความต้านทานนี้จะมีค่าต่ำมาก และเมื่อแบตเตอรี่ถูกชาร์จจนเต็มที่ค่าความต้านทานนี้ก็จะมีค่ามากที่สุด



รูปที่ 2.6 วงจรสมมูลพื้นฐานของแบตเตอรี่

จากรูปที่ 2.6 สามารถวิเคราะห์หาสมการแสดงความสัมพันธ์ระหว่างกระแสและแรงดัน ขณะแบตเตอรี่ถูกนำไปใช้งานได้ดังนี้

$$V_b = V_{oc} - (I_b \times R_i) \quad (2.2)$$

$$I_b = \frac{V_{oc}}{(R_i + R_{load})} \quad (2.3)$$

เมื่อ V_b คือแรงดันเมื่อต่อคร่อมโหลด

V_{oc} คือแรงดันของแบตเตอรี่

I_b คือกระแสไหลผ่านโหลด

R_{load} คือ ความต้านทานของโหลด

R_i คือความต้านทานภายในของแบตเตอรี่

2.5 ระดับแรงดันในการชาร์จแบตเตอรี่ชนิดตะกั่ว-กรด

การชาร์จแบตเตอรี่ คือ การนำไฟฟ้ากระแสตรงจากแหล่งจ่ายภายนอกมาประจุให้แบตเตอรี่ เพื่อที่จะเปลี่ยนพลังงานทางไฟฟ้ามาเป็นพลังงานทางเคมี กระแสที่จ่ายเข้าไปนี้จะขับเคลื่อนอิเล็กตรอนในแผ่นเพลททั้งลบและบวกให้หลุดออกมา ซึ่งส่งผลทำให้แผ่นเพลททั้งสองมีสภาพความเป็นโลหะที่แตกต่างกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กรดที่ถูกขับออกมานี้จะกลับไปรวมตัวกับน้ำ ทำให้สภาพของน้ำยาอิเล็กโทรไลต์ของแบตเตอรี่มีความพร้อมที่จะจ่ายพลังงานออกมาในเวลาที่เราต้องการใช้งาน

ระบบการชาร์จแบตเตอรี่แบบตะกั่ว – กรด โดยทั่วไปเราจะใช้การชาร์จแบบแรงดันคงที่ การชาร์จแบบนี้คือการทำให้โวลต์เตจหรือแรงดันของเครื่องชาร์จคงที่อยู่ตลอดเวลาที่ทำการชาร์จ ส่วนปริมาณของกระแสในการชาร์จเข้าวงจรแบตเตอรี่ จะเริ่มต้นจากปริมาณกระแสสูงสุดในช่วงแรกของการชาร์จและเริ่มลดลงเรื่อยๆจนแบตเตอรี่เต็ม

ระดับแรงดันในการชาร์จแบตเตอรี่กรดโดยทั่วไป จะแบ่งออกหลักๆเป็น 2 ระดับคือ

- 1.ระดับแรงดันปกติ (Float Charge)
- 2.ระดับแรงดันรุนแรง (Equalize Charge)

2.5.1 ระดับแรงดันปกติ (Float Charge)

การชาร์จระดับนี้มีความสำคัญอย่างมากต่ออายุของแบตเตอรี่ เช่น ถ้าเราใช้แรงดันการชาร์จสูงเกินไป จะไม่เป็นผลดีกับแบตเตอรี่ เพราะจะทำให้แผ่นเพลทของแบตเตอรี่ โป่งบวมและคดงอในภายหลัง ตลอดจนการเกิดตะกอนร่วนหล่นที่กั้นเซลล์จะมีปริมาณมากกว่าปกติ จนเป็นสาเหตุหนึ่งที่ทำให้แบตเตอรี่เสื่อมเร็วกว่าที่ควรจะเป็นในทำนองเดียวถ้าเราตั้งระบบแรงดันในการชาร์จต่ำกว่าที่กำหนด จะทำให้แบตเตอรี่ได้รับแรงดันในการชาร์จไม่เพียงพอ ไม่สามารถที่จะชดเชยกระแสที่สูญเสียที่เกิดขึ้นภายในเซลล์ของแบตเตอรี่ กระแสสูญเสียนี้เรียกว่า Self Discharge และ Local Action ดังนั้นถ้าเราปล่อยให้แบตเตอรี่ได้รับแรงดันในระดับนี้นานๆจะทำให้แผ่นเพลททั้งสองของแบตเตอรี่เกิดซัลเฟตเกาะจับ จนเป็นสาเหตุทำให้แบตเตอรี่เกิด Under Charge ขึ้นได้ การเกิด Self Discharge หรือ Local Action จะมีในแบตเตอรี่ทุกๆชนิดอันเนื่องมาจากสารโลหะที่เป็นส่วนผสมของแผ่นเพลทและความชื้นของอากาศ ดังนั้นการชาร์จในระดับนี้จึงมีความจำเป็นอย่างยิ่งที่จะต้องปรับระดับแรงดันในการชาร์จให้ถูกต้องอยู่ตลอดเวลาที่แบตเตอรี่ใช้งานอยู่ การปรับระดับแรงดันที่ Float Charge ของแบตเตอรี่ตะกั่ว – กรด จะใช้ระดับแรงดันระหว่าง 2.15 – 2.25 โวลต์เตจต่อเซลล์ เช่น แบตเตอรี่ขนาด 6 เซลล์ แรงดันที่ใช้ในการชาร์จจะเท่ากับ 2.15 คูณกับ 6 เท่ากับ 12.9 V โดยทั่วไปแล้วการชาร์จในระดับปกตินั้นจะเป็นการชาร์จที่ใช้แรงดันไม่สูงมากนัก ซึ่งอาจจะมีความมากหรือน้อยกว่านี้ก็เป็นไปได้ขึ้นอยู่กับการผลิตซึ่งจะถูกกำหนดมาจากโรงงาน

2.5.2 ระดับแรงดันรุนแรง (Equalize Charge)

การที่เราชาร์จแบตเตอรี่ในระบบ Float Charge อย่างเดียวเป็นเวลานานๆ ยังไม่เพียงพอที่จะรักษาแบตเตอรี่ให้อยู่ในสภาพที่สมบูรณ์ ซึ่งพอที่จะสรุปเหตุผลย่อๆได้ดังนี้

ในระดับแรงดันการชาร์จที่ Float Charge ไม่สามารถที่จะแก้ Self Discharge และ Local Action ได้ 100% ทำให้แรงดันที่ตกคร่อมเซลล์เกิดการแตกต่างกัน ขั้วต่อแบตเตอรี่บางส่วนได้รับแรงดันที่ตกคร่อมไม่เท่ากัน อันเนื่องมาจากชั้นความตึงแน่นของขั้วแบตเตอรี่มีค่าไม่เท่ากันการทำ Equalize Charge คือการเพิ่มระดับแรงดันในการชาร์จให้สูงกว่าระดับ Float Charge ซึ่งจะทำให้แบตเตอรี่มีการไหลของกระแสสูงขึ้น เพื่อเป็นการแก้การสูญเสียกระแสภายในวงจรแบตเตอรี่ทั้งหมดและจะทำให้แบตเตอรี่มีประจุเต็มพร้อมที่จะเป็นตัวจ่ายพลังงานในเวลาที่เราต้องการใช้งาน แล้วการชาร์จในระดับรุนแรงปกตินั้นจะเป็นการชาร์จที่ใช้แรงดันประมาณ 2.3-2.55 V/Cell

เพื่อไม่ให้มีการปรับระดับแรงดันในการชาร์จแบตเตอรี่ตะกั่ว - กรด เกิดการผิดพลาด และเกิดปัญหาขึ้นกับแบตเตอรี่ดังที่ได้กล่าวมาแล้ว ขอให้ดูตารางที่ 2. 1 แรงดันในการชาร์จนี้เป็นหลักในการปรับเครื่องชาร์จ แต่หว่าค่าแรงดันในตาราง 2.1 เป็นการแสดงระดับแรงดันในการชาร์จแบตเตอรี่ไว้อย่างคร่าวๆเท่านั้นซึ่งในการใช้งานจริงนั้นจะต้องอ่านคู่มือที่ทางผู้ผลิตออกมาให้เนื่องจากแบตเตอรี่แต่ละยี่ห้อนั้นมีข้อมูลจำเพาะของแบตเตอรี่ที่แตกต่างกันออกไป

ตารางที่ 2.1 แสดงระดับแรงดันในการชาร์จแบตเตอรี่โดยทั่วไปใช้สำหรับกรณีไม่มีข้อมูลจากทางผู้ผลิต

จำนวนเซลล์	ระดับแรงดันในการชาร์จ (Volts)	
	Float	Equalize
6	12.9	14.7
12	25.8	25.97
24	51.6	55.92
48	103.2	111.84
60	129.00	139.80
120	258.00	279.60

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.6 วิธีการชาร์จแบตเตอรี่

2.6.1 การชาร์จแบบกระแสคงที่

การชาร์จแบบกระแสคงที่นั้นเป็นการชาร์จที่มีประสิทธิภาพดีกว่าการชาร์จแบบแรงดันคงที่ แต่ทว่าเมื่อพิจารณาถึงเรื่องเวลาแล้วการชาร์จด้วยวิธีนี้เป็นวิธีการชาร์จที่ใช้เวลานานกว่า ทั้งนี้เนื่องจากการชาร์จแบบกระแสคงที่นั้นกระแสที่ชาร์จจะถูกจำกัดเอาไว้โดยจะทำการจำกัดไว้เป็นจำนวนแอมป์ต่อชั่วโมง ดังนั้นแบตเตอรี่จะได้รับกระแสตามที่ได้ถูกกำหนดไว้ จึงเป็นที่น่าสังเกตว่าเพราะเหตุใดไม่ออกแบบให้มีกระแสในการชาร์จสูงๆเพื่อที่จะชาร์จได้เร็วขึ้น คำตอบก็คือความร้อนของแบตเตอรี่จะสูงขึ้นไปตามปริมาณกระแสที่เพิ่มขึ้นนั่นเองและถ้าความร้อนสูงมากก็จะเป็นอันตรายต่อแผ่นเพลทได้โดยจะทำให้เกิดความโค้งงอ แตกร้าวได้ ซึ่งเป็นสาเหตุที่ทำให้แบตเตอรี่เสื่อมสภาพและถ้าปริมาณกระแสสูงเกินไปอาจจะทำให้เกิดการระเบิดขึ้นได้

2.6.2 การชาร์จแบบแรงดันคงที่

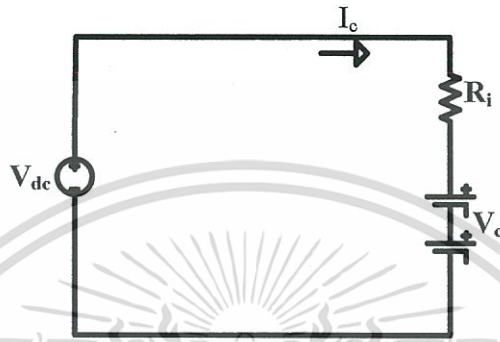
การชาร์จแบบแรงดันคงที่นั้นจะเป็นการชาร์จที่ใช้เวลาน้อยกว่าการชาร์จแบบกระแสคงที่ ซึ่งเวลาการในการชาร์จจะมาน้อยเท่าไรนั้นขึ้นอยู่กับความสามารถของเครื่องชาร์จว่าจะสามารถจ่ายกระแสได้สูงที่สุดเท่าไร การชาร์จแบบแรงดันคงที่นั้นเป็นการออกแบบให้เครื่องชาร์จจ่ายแรงดันให้กับแบตเตอรี่ แต่ทว่าแรงดันที่จ่ายออกมาจากเครื่องชาร์จแบบเต็มนั้นมีค่าที่ไม่คงที่ตลอดเวลา ดังนั้นจึงต้องมีวงจรที่จะมาช่วยให้แรงดันคงที่ให้คงที่อยู่ตลอดเวลาในช่วงเวลาของการชาร์จแบตเตอรี่ วงจรที่จะทำให้เกิดความคงที่ของแรงดันได้ก็คือ วงจรเรกูเลเตอร์ (Regulator) โดยจะทำการออกแบบให้มีค่าอยู่ที่เท่าไรนั้นจะต้องดูจากข้อมูลที่กำหนดมาให้จากโรงงาน ในกรณีที่ไม่มีข้อมูลสามารถคำนวณได้อย่างคร่าวๆได้โดยนำจำนวนเซลล์คูณกับ 2.15 ก็จะได้ค่าแรงดันที่แบตเตอรี่ต้องการได้อย่างคร่าวๆ

2.6.3 การชาร์จแบบรวม

เป็นการชาร์จแบตเตอรี่ด้วยวิธีผสมผสานกันระหว่างการชาร์จแบบกระแสคงที่และการชาร์จแบบแรงดันคงที่ วิธีการชาร์จแบตเตอรี่แบบนี้บ้างที่อาจจะถูกเรียกว่า Two Step หรือ Two Rate การชาร์จแบตเตอรี่แบบนี้ในช่วงแรกนั้นจะทำการชาร์จแบบกระแสคงที่โดยจะจำกัดกระแสไว้ในระดับที่ไม่เป็นอันตรายต่อแบตเตอรี่ซึ่งจะถูกกำหนดมาจากโรงงานและจะมีการชาร์จแบบแรงดันคงที่ในช่วงหลัง โดยการชาร์จแบบรวมนั้นในช่วงแรกนั้นกระแสจะคงที่ แต่แรงดันจะเพิ่มขึ้นไปเรื่อยๆเช่นเดียวกับความต้านทานที่เพิ่มขึ้นไปเรื่อยๆเช่นกัน จนกระทั่งแรงดันเพิ่มขึ้นจนถึงระดับที่กำหนดเอาไว้ก็จะเปลี่ยนมารักษาระดับแรงดันให้คงที่แทนโดยกระแสจะลดลงเรื่อยๆจนถึงระดับใกล้กับศูนย์ซึ่งไม่เกิดการไหลของกระแสมาสู่แบตเตอรี่แล้วในสถานะถือว่าแบตเตอรี่ถูกชาร์จจนใกล้เต็ม

2.7 หลักการชาร์จแบตเตอรี่

การชาร์จแบตเตอรี่นั้นจะต้องจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงให้กับแบตเตอรี่ ในระดับแรงดันที่สูงกว่าระดับแรงดันของแบตเตอรี่ในขณะที่มีการชาร์จจนเต็ม โดยจะจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงชั่วบวกร่วมกับชั่วบวกรวมของแบตเตอรี่ โดยเป็นการทำให้กระแสไหลในทิศทางตรงกันข้ามกับการนำกระแสจากแบตเตอรี่มาใช้นั่นเอง



รูปที่ 2.7 ทิศทางการไหลของกระแสเมื่อทำการชาร์จแบตเตอรี่

จากวงจรสมมูลสามารถหาสมการแสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันและกระแสที่จ่ายให้กับแบตเตอรี่ได้ดังนี้

$$V_{dc} = V_c + I_c R_i \quad (2.4)$$

เมื่อ V_{dc} คือ แรงดันที่ป้อนให้กับแบตเตอรี่

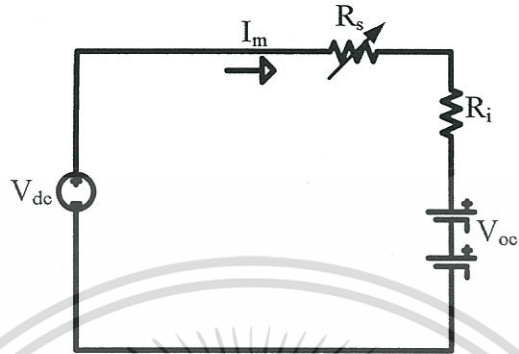
V_c คือแรงดันที่ขั้วแบตเตอรี่ ขณะทำการชาร์จ

I_c คือกระแสที่ไหลเข้าสู่แบตเตอรี่

R_i คือความต้านทานภายในแบตเตอรี่

การชาร์จแบตเตอรี่นั้นจะสิ้นสุดลงเมื่อ แรงดันที่ป้อนให้กับแบตเตอรี่ (V_{dc}) มีค่าเท่ากับกับแรงดันที่ขั้วแบตเตอรี่ ขณะทำการชาร์จ (V_c) เนื่องจากความต่างศักย์ไฟฟ้ามีค่าเท่ากับศูนย์กระแสจึงไม่เกิดการไหล ส่วนความต้านทานภายในแบตเตอรี่ (R_i) ขณะเริ่มต้นชาร์จนั้นจะมีค่าต่ำมากๆ จึงทำให้กระแสไหลไปสู่แบตเตอรี่ในปริมาณที่มากซึ่งอาจจะเกินกว่าค่าที่แบตเตอรี่จะทนได้ ซึ่งการจะลดปริมาณกระแสที่ไหลไปสู่แบตเตอรี่นั้นทำได้โดยเพิ่มความต้านทานให้กับแบตเตอรี่ด้วยการต่อตัวต้านทานอนุกรมเข้าไปให้กับ

แบตเตอรี่ โดยตัวต้านทานอนุกรมนี้จะมากหรือน้อยจะขึ้นอยู่กับว่าแบตเตอรี่ถูกใช้งานไปจนแรงดันหรืออยู่มากน้อยแค่ไหน



รูปที่ 2.8 การต่อตัวต้านทานเพื่อจำกัดกระแสเกิน

จากวงจรสมมูลสามารถหาค่าตัวต้านทานอนุกรมจำกัดกระแสได้ดังนี้

$$V_{dc} = V_{oc} + I_m R_s + I_m R_i \quad (2.5)$$

$$R_s = \left[\frac{(V_{dc} - V_{oc})}{I_m} \right] - R_i \quad (2.6)$$

เมื่อ R_i มีค่าน้อยมากเมื่อเทียบกับ R_s สามารถตัด R_i ทิ้งและเขียนสมการใหม่ดังนี้

$$R_s = \left[\frac{(V_{dc} - V_{oc})}{I_m} \right] \quad (2.7)$$

เมื่อ V_{oc} คือ แรงดันของแบตเตอรี่ก่อนทำการชาร์จ

I_m คือ กระแสสูงสุดที่แบตเตอรี่ทนได้

R_s คือ ความต้านทานอนุกรมจำกัดกระแส

R_i คือ ความต้านทานภายในแบตเตอรี่ (แบตเตอรี่ตะกั่ว-กรดขนาด 12 V, 7 Ah มีค่า R_i ประมาณ 25×10^{-3} ohm)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

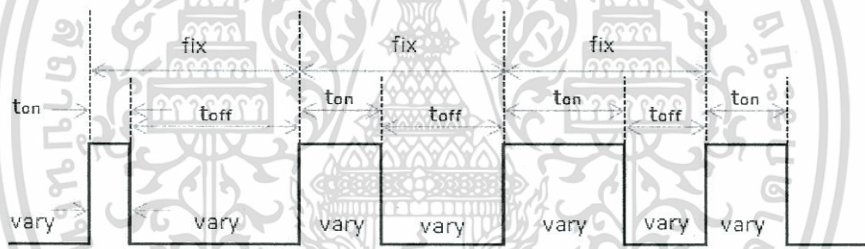
2.8 การมอดูเลชัน

การมอดูเลชันนั้นมีอยู่หลากหลายรูปแบบเช่น การมอดูเลชันความกว้างพัลส์ (PWM) การมอดูเลชันความหนาแน่นพัลส์ (PDM), การมอดูเลชันความถี่พัลส์ (PFM), การมอดูเลชันแอมพิจูดพัลส์ (PAM) เป็นต้น แต่ในที่นี้จะขอแนะนำหลักการมอดูเลชันที่ใช้ในวิทยานิพนธ์ 2 ชนิดด้วยกันต่อไปนี้

1. การมอดูเลตความกว้างพัลส์ (Pulse - Width Modulation: PWM)
2. การมอดูเลตความถี่พัลส์ (Pulse - Frequency Modulation: PFM)

2.8.1 การมอดูเลตความกว้างพัลส์ (Pulse - Width Modulation: PWM)

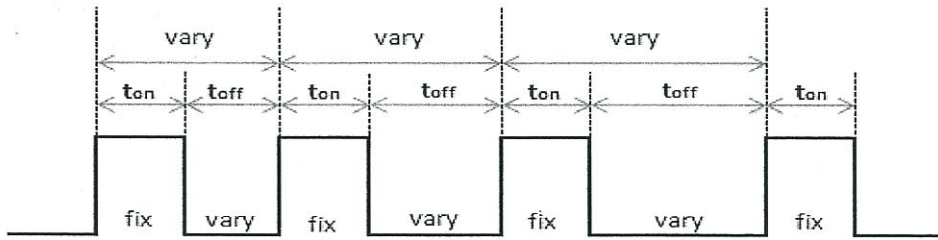
วิธีการมอดูเลตความกว้างพัลส์นี้จะกำหนดให้ Switching Frequency คงที่ตลอดเวลา แต่ช่วงการทำงานของสวิตช์จะเปลี่ยนแปลงไปได้ตามต้องการ โดยค่ากำลังไฟฟ้าที่ต้องการสามารถควบคุมโดยการปรับเปลี่ยนช่วงเวลาการทำงานของสวิตช์ หรือเรียกอีกอย่างหนึ่งว่าการปรับดีทีเอซเคิล (Duty Cycle) ซึ่งการควบคุมการทำงานแบบ PWM ได้ถูกแสดงไว้ในรูปที่ 2.9



รูปที่ 2.9 การมอดูเลตความกว้างพัลส์

2.8.2 การมอดูเลตความถี่พัลส์ (Pulse - Frequency Modulation: PFM)

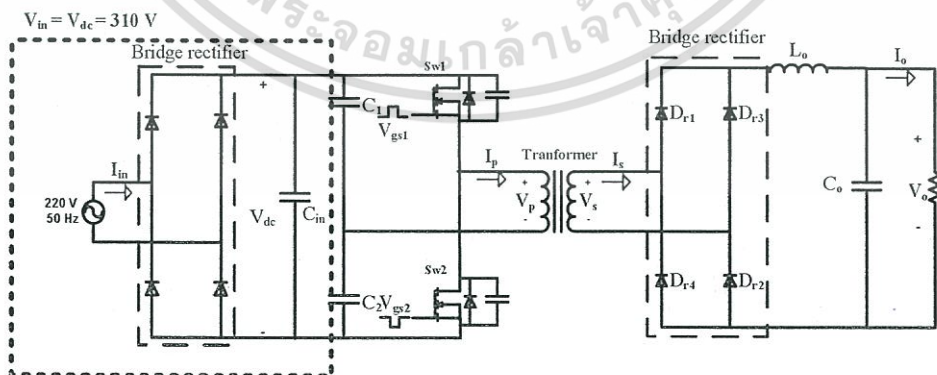
การมอดูเลตความถี่พัลส์ มีหลักการคือสัญญาณที่ได้จากการมอดูเลตความถี่พัลส์ มีช่วงนำกระแสคงที่ตลอดเวลาแต่ช่วงหยุดนำกระแสสามารถเปลี่ยนแปลงได้หรือกล่าวอีกนัยหนึ่งคือการเปลี่ยนแปลงความถี่สัญญาณของการมอดูเลตความถี่พัลส์ โดยค่ากำลังไฟฟ้าสามารถจะถูกควบคุมโดยการปรับเปลี่ยนช่วงเวลาที่ไม่ทำงานให้มีค่ามากหรือน้อยตามกำลังไฟฟ้าที่ต้องการ ซึ่งการควบคุมการทำงานแบบ PFM ได้ถูกแสดงไว้ในรูปที่ 2.10



รูปที่ 2.10 การมอดูเลตความถี่พัลส์

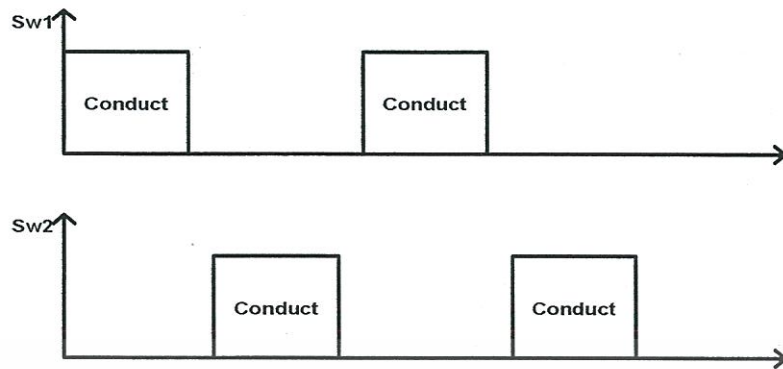
2.9 วงจรคอนเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์ (Half - Bridge Converter)

วงจรคอนเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์ (Half - Bridge Converter) ดังที่แสดงในรูปที่ 2.11 จะสังเกตเห็นได้ว่าวงจรจะประกอบด้วยตัวเก็บประจุ C_1 และ C_2 ที่มีค่าความจุไฟฟ้าสูงๆและจำเป็นจะต้องมีค่าเท่าๆกัน โดยเมื่อวงจรทำงานแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุทั้งสองจะต้องมีค่าเท่ากันคือเท่ากับ $V_{in} / 2$ โดยการทำงานของ S_{w1} และ S_{w2} จะทำงานสลับกันไปมา ดังแสดงในรูปที่ 2.12 จะเห็นได้ว่าหากสวิตช์ตัวใดตัวหนึ่งนำกระแส ค่าแรงดันตกคร่อมสวิตช์ตัวที่เหลือจะมีเพียงครึ่งหนึ่งของแรงดันอินพุตเท่านั้น เมื่อ S_{w1} และ S_{w2} สลับกันนำกระแสเป็นผลทำให้เกิดแรงดันตกคร่อมขดลวดปฐมภูมิ ($V_s / 2$) ที่มีลักษณะเป็นคลื่นสัญญาณพัลส์บวกและลบสลับกันไปดังแสดงในรูปที่ 2.13 จากนั้น แรงดันพัลส์ดังกล่าวจะผ่านวงจรเรียงกระแสแบบบริดจ์ที่อยู่ทางด้านทุติยภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้า ซึ่งทำหน้าที่เรียงกระแสจากไฟฟ้าไฟฟ้ากระแสสลับให้เป็นกระแสตรง ส่วนตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุ (L_o และ C_o) ทำหน้าที่เป็นวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (Low - Pass Filter) ทำหน้าที่ในการกรองความถี่เพื่อที่จะกรองเอาเฉพาะความถี่ที่ต่ำกว่า ค่าความถี่ขอบเขต (Cut - Off Frequency) เพื่อให้เกิดความราบเรียบของสัญญาณเอาท์พุท[7,8]

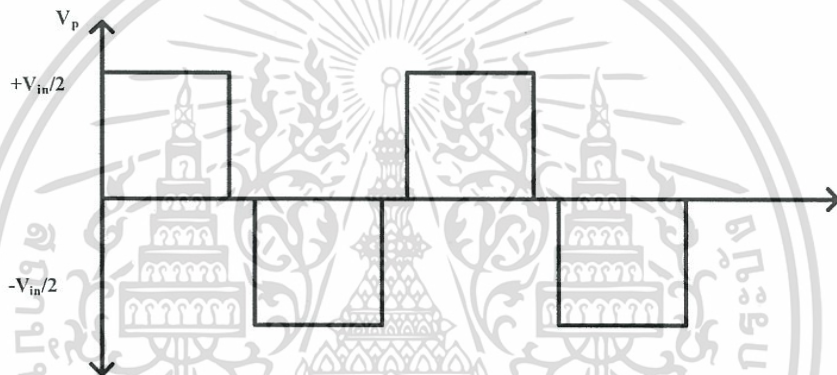


รูปที่ 2.11 วงจรคอนเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์ (Half - Bridge Converter)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.12 การทำงานของสวิตช์

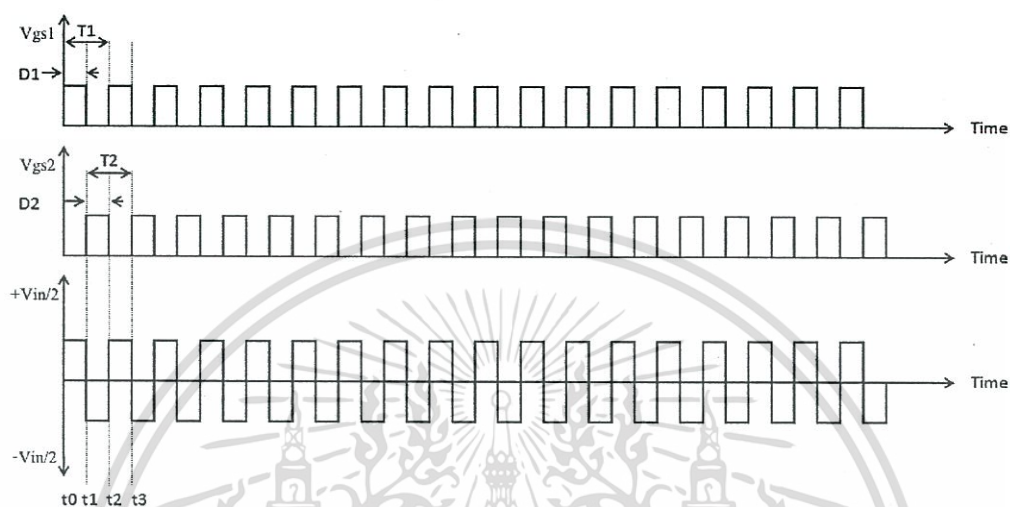


รูปที่ 2.13 สัญญาณสี่เหลี่ยม

2.9.1 วงจรคอนเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์ชนิด PWM สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย (PWM Half-Bridge Converter Switching Power Supply)

รูปที่ 2.14 แสดงโหมดการทำงานแบบ Pulse - Width Modulation (PWM) เป็นการควบคุมกำลังงานไฟฟ้าด้วยการปรับเปลี่ยนดิวตี้ไซเคิล (Duty Cycle) โดยไม่มีการการเปลี่ยนแปลงความถี่ ซึ่งอาจจะกล่าวได้อีกอย่างหนึ่งว่าเป็นการปรับเปลี่ยนช่วงเวลาที่สวิตช์ทำงานให้เพิ่มขึ้นหรือน้อยลงตามความเหมาะสมที่โหลดต้องการ สิ่งที่ต้องระมัดระวังเป็นพิเศษคือจะต้องปรับให้สวิตช์ทั้ง 2 ตัวทำงานสลับกันไปมาไม่ให้เกิดการทำงานที่พร้อมกันเพราะจะทำให้เกิดการลัดวงจรเกิดขึ้น โดยส่วนใหญ่จะกำหนดให้ค่า Switching Frequency ของสัญญาณขับเคลื่อนของสวิตช์ตัวที่ 1 ($1/T_1$) มีค่าเท่ากับ Switching Frequency ของสวิตช์ตัวที่ 2 ($1/T_2$) โดยมีค่าตั้งแต่ 20 kHz ขึ้นไป และเวลาที่สวิตช์ตัวที่ 1 ทำงาน (D_1) มีค่าเท่ากับเวลาที่สวิตช์ตัวที่ 2 ทำงาน (D_2) โดยมีค่ามากที่สุดที่ 50 % จากผลที่สวิตช์ทั้ง 2 ตัวทำงานสลับกันไปมาจึงส่งผลให้เกิดแรงดันลักษณะเป็นพัลส์บวกและลบสลับกันไปมา โดยช่วงเวลา $t_1 - t_2$ จะเป็น

ช่วงที่สวิตช์ตัวที่ 1 ทำงานทำให้เกิดแรงดันบวกขึ้น และช่วงเวลา $t_2 - t_3$ จะเป็นช่วงที่สวิตช์ตัวที่ 2 ทำงานทำให้เกิดแรงดันลบขึ้นและจะทำงานสลับกันไปเรื่อยๆ

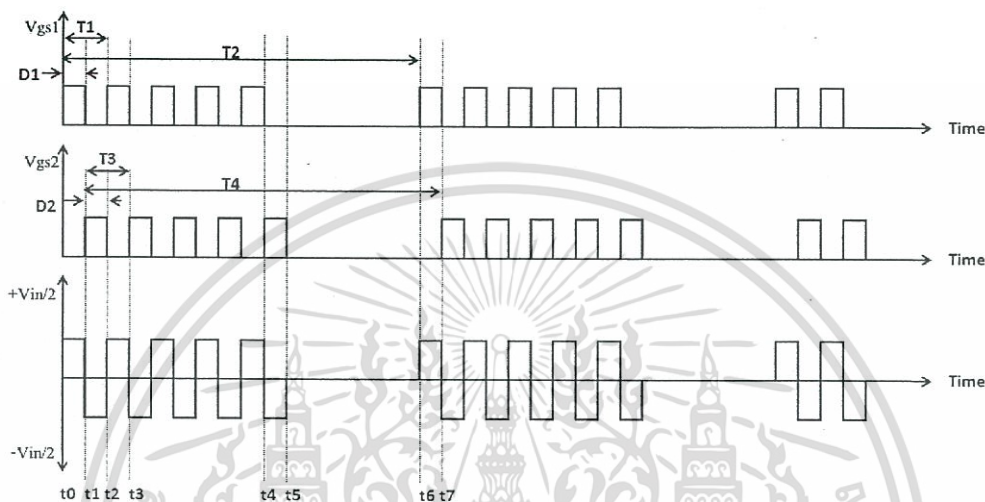


รูปที่ 2.14 การทำงานของ PWM

2.9.2 วงจรคอนเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์ชนิด PFM สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย (PFM Half-Bridge Converter Switching Power Supply)

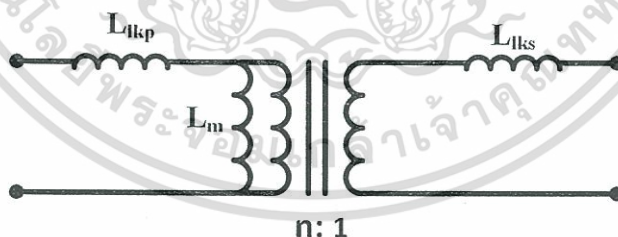
รูปที่ 2.15 แสดงโหมดการทำงานแบบ Pulse - Frequency Modulation (PFM) เป็นการควบคุมกำลังงานไฟฟ้าด้วยการปรับเปลี่ยนความถี่ โดยไม่มีการเปลี่ยนแปลงช่วงเวลาทำงานของสวิตช์ (D_1, D_2) วิทยานิพนธ์นี้ศึกษา PFM ที่ถูกนำมาใช้เป็นแบบหลายพัลส์ (Multi Pulse Mode) ชนิด 5 ลูกคลื่น โดยสามารถที่จะควบคุมกำลังไฟฟ้าได้โดยการควบคุมความถี่ของขบวนพัลส์ ($1/T_2$) และ ($1/T_4$) สัญญาณซบเกิดในโหมด PFM นั้นประกอบไปด้วยความถี่ 2 แบบด้วยกันคือ Switching Frequency ($1/T_1, 1/T_3$) และ Burst Frequency ($1/T_2, 1/T_4$) โดยจะกำหนดให้ Switching Frequency ของสวิตช์ตัวที่ 1 ($1/T_1$) มีค่าคงที่และเท่ากับ Switching Frequency ของสวิตช์ตัวที่ 2 ($1/T_3$) และจะกำหนดให้ช่วงเวลาทำงานของสวิตช์ตัวที่ 1 (D_1) มีค่าคงที่และเท่ากับช่วงเวลาทำงานของสวิตช์ตัวที่ 2 (D_2) เช่นกัน และจะมีส่วนที่ใช้สำหรับการควบคุมกำลังไฟฟ้าคือ Burst Frequency โดยจะมีการควบคุมให้ Burst Frequency ของสวิตช์ตัวที่ 1 ($1/T_2$) ปรับเปลี่ยนได้เพื่อควบคุมกำลังไฟฟ้าและมีค่าเท่ากับ Burst Frequency ของสวิตช์ตัวที่ 2 ($1/T_4$) จากผลที่สวิตช์ทั้ง 2 ตัวทำงานสลับกันไปมาจึงทำให้เกิดแรงดันบวกและลบเกิดขึ้นโดยช่วงเวลา $t_1 - t_2$ จะเป็นช่วงที่สวิตช์ตัวที่ 1 ทำงานทำให้เกิดแรงดัน

บวกขึ้น และช่วงเวลา $t_2 - t_3$ จะเป็นช่วงที่สวิตช์ตัวที่ 2 ทำงานทำให้เกิดแรงดันลบขึ้นและจะทำงานสลับกันไปเรื่อยๆจนถึงช่วงเวลาที่สวิตช์ทั้ง 2 ตัวหยุดทำงาน ($t_6 - t_7$) ทำให้เกิดช่วงแรงดันเป็นศูนย์ขึ้น สวิตช์ตัวที่ 1 กลับมาทำงานอีกครั้งที่เวลา $t_7 - t_8$ และจะทำงานสลับกับ สวิตช์ตัวที่ 2 ไปเรื่อยๆเป็นไซเคิล (Cycle)



รูปที่ 2.15 การทำงานของ PFM

2.10 หม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูง (High - Frequency Transformer)



รูปที่ 2.16 วงจรสมมูลของหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูง

การที่จะลดทอนแรงดันจาก 310 V เพื่อให้ได้มาซึ่งแรงดันที่เบตเตอร์ต้องการ 15 V นั้นจำเป็นต้องเพิ่มอุปกรณ์ที่ทำหน้าที่ลดทอนแรงดันเข้าไปซึ่งก็คือหม้อแปลงความถี่สูง แกนของหม้อแปลง

ความถี่สูงส่วนมากมักจะใช้วัสดุที่ทำมาจากสารจำพวกเฟอร์โรแมกเนติก (Ferromagnetic Material) หรือเรียกอีกอย่างว่าแกนเฟอร์ไรท์ (Ferrite Core) ซึ่งมีคุณสมบัติทางไฟฟ้าดังนี้ มีความต้านทานไฟฟ้าสูง มีความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กไฟฟ้าที่ต่ำ กำลังสูญเสียเนื่องจากกระแสไหลวน (Eddy Current) ต่ำ ดังนั้นจึงไม่จำเป็นที่จะต้องออกแบบให้เป็นแผ่นบางเรียงซ้อนกันเหมือนกับหม้อแปลงแกนเหล็กทั่วไป ลดความยุ่งยากในการประกอบและติดตั้ง

โดยหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงนั้นสามารถที่จะทำการคำนวณออกแบบอย่างคร่าวๆได้ดังขั้นตอนดังต่อไปนี้ โดยทำการเริ่มจากการคำนวณหาจำนวนรอบดักันปฐมภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้าและจำนวนรอบดักันทุติยภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้า จากนั้นจึงทำการคำนวณหาขนาดลวดตัวนำที่เหมาะสม

$$N_p = \frac{V_p}{4 \times f \times B_m \times A_c} \quad (2.8)$$

เมื่อ N_p คือ จำนวนรอบของขดลวดดักันปฐมภูมิหม้อแปลงไฟฟ้า

V_p คือ แรงดันดักันปฐมภูมิ (V)

f คือ ความถี่ที่ใช้งาน (Hz)

B_m คือ ความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กไฟฟ้าของแกนเฟอร์ไรท์ (T/mm^2)

A_c คือ พื้นที่หน้าตัดของแกนเฟอร์ไรท์ (mm^2)

ในกรณีที่กำหนดพิกัดแรงดันทางดักันปฐมภูมิและทุติยภูมิไว้แล้ว สามารถใช้สมการ 2.9 เพื่อคำนวณหาจำนวนรอบของดักันทุติยภูมิได้

$$N_s = N_p \times \frac{V_s}{V_p} \quad (2.9)$$

เมื่อ N_s คือ จำนวนรอบของขดลวดดักันทุติยภูมิ

N_p คือ จำนวนรอบของขดลวดดักันปฐมภูมิ

V_s คือ แรงดันดักันทุติยภูมิ (V)

V_p คือ แรงดันดักันปฐมภูมิ (V)

เมื่อได้จำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิและทุติยภูมิเรียบร้อยแล้ว ก็มาถึงในส่วนของการคำนวณเบอร์ของลวดที่เหมาะสมโดยมีขั้นตอนดังต่อไปนี้

ขั้นตอนที่1 กำหนดพิกัดกระแสที่ยอมให้ไหลผ่านขดลวด (A/mm^2) โดยส่วนใหญ่จะกำหนดไว้ระหว่าง $3-5 A/mm^2$ ในกรณีที่ความถี่ที่ใช้งานสูงการเลือกค่า A/mm^2 ที่ต่ำจึงเป็นทางเลือกที่ดีเนื่องจากผลจากปรากฏการณ์ผิว (Skin Effect) จะทำให้พื้นที่การไหลของกระแสลดลงเนื่องจากกระแสจะไหลเฉพาะใกล้ๆผิวของลวดตัวนำเท่านั้นเพื่อแก้ปัญหาดังกล่าวจึงควรเลือกลวดตัวนำเส้นเล็กๆหลายเส้น โดยคำนวณผลรวมของพื้นที่หน้าตัดของลวดเส้นเล็กๆให้รวมกันให้เท่ากับหรือใกล้เคียงกับพื้นที่หน้าตัดของลวดเบอร์เดิมที่คำนวณได้

ขั้นที่2 นำพิกัดกระแสที่กำหนดคูณกับค่า A/mm^2 ในขั้นที่ 1 เพื่อหาขนาดพื้นที่หน้าตัดของขดลวด

ขั้นที่3 เมื่อได้พื้นที่หน้าตัดของขดลวดมาแล้ว ขั้นตอนต่อไปคือการนำไปเทียบกับตารางขนาดสายเพื่อนำมาแปลงเป็นเบอร์ของขดลวด ซึ่งในประเทศไทยนั้นนิยมใช้มาตรฐานเบอร์ลวดอยู่ 2 แบบด้วยกันคือ AWG และ SWG

โดยพื้นฐานของหม้อแปลงความถี่สูงจะคล้ายกับหม้อแปลงไฟฟ้าทั่วไปแต่จะแตกต่างกันตรงวัสดุที่ใช้ทำแกนและวงจรสมมูลที่มีตัวเหนี่ยวนำแฝง (Parasitic Impedance) ปรากฏขึ้นที่ขั้วของหม้อแปลงทั้งทางด้านปฐมภูมิและด้านทุติยภูมิแสดงดังรูปที่ 2.16 ตัวเหนี่ยวนำทั้งสาม L_{lkP} , L_m และ L_{lkS} เกิดขึ้นจากการนำลวดตัวนำมาพันรอบแกนแม่เหล็กไฟฟ้าเสมือนกับการสร้างตัวเหนี่ยวนำไฟฟ้า ซึ่งจะทำให้เกิดตัวเหนี่ยวนำแฝงขึ้นส่วนค่าของตัวเหนี่ยวนำแฝงต่างๆที่ได้กล่าวไว้ข้างต้นนั้นจะมีค่ามากหรือน้อยจะขึ้นอยู่กับวัสดุที่ใช้ทำแกนและจำนวนรอบในการพันหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูง โดยค่าตัวเหนี่ยวนำแฝงสามารถคำนวณหาได้จากสมการดังนี้[9]

$$L_{11} = L_{lkP} + L_m \quad (2.10)$$

$$L_{22} = L_{lkS} + \frac{L_m}{n^2} \quad (2.11)$$

$$L_{11,S} = L_{lkP} + \frac{L_m n^2 L_{lkS}}{L_m + n^2 L_{lkS}} \quad (2.12)$$

$$L_{22,S} = L_{lkS} + \left(\frac{L_m L_{lkP}}{L_m + L_{lkP}} \right) \frac{1}{n^2} \quad (2.13)$$

$$n^2 = \sqrt{\frac{L_{11}}{L_{22}}} \quad (2.14)$$

เมื่อ L_{11} =ค่าตัวเหนี่ยวนำด้านปฐมภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้าเมื่อทำการเปิดวงจรด้านทุติยภูมิ (H)

$L_{11,s}$ =ค่าตัวเหนี่ยวนำด้านปฐมภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้าเมื่อทำการปิดวงจรด้านทุติยภูมิ (H)

L_{22} =ค่าตัวเหนี่ยวนำด้านทุติยภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้าเมื่อทำการเปิดวงจรด้านปฐมภูมิ (H)

$L_{22,s}$ =ค่าตัวเหนี่ยวนำด้านทุติยภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้าเมื่อทำการปิดวงจรด้านปฐมภูมิ (H)

L_{lkP} =ค่าตัวเหนี่ยวนำรั่วไหลด้านปฐมภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้า (H)

L_{lkS} =ค่าตัวเหนี่ยวนำรั่วไหลด้านทุติยภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้า (H)

L_m =ค่าตัวเหนี่ยวนำเส้นแรงแม่เหล็กในแกน (H)

n =อัตราส่วนรอบ

2.11 ตัวเหนี่ยวนำความถี่สูง (High – Frequency Inductance)

สิ่งมุ่งเน้นเป็นหลักในการออกแบบตัวเหนี่ยวนำความถี่สูงของวิทยานิพนธ์นี้ก็คือการคำนวณหาจำนวนรอบในการพันและกระแสที่ไหลผ่าน

จำนวนรอบในการพันตัวเหนี่ยวนำคำนวณได้จากสมการ

$$N = \frac{LI_m}{A_c B_m} \quad (2.15)$$

เมื่อ N คือจำนวนรอบในการพัน

I_m คือการเสียดของวงจร (A)

A_c คือพื้นที่หน้าตัดของแกนแม่เหล็ก (m^2)

L คือค่าความเหนี่ยวนำ (H)

โดยที่ I_m หาได้จากสมการ

$$I_m = I_0 + \frac{\Delta I_0}{2} \quad (2.16)$$

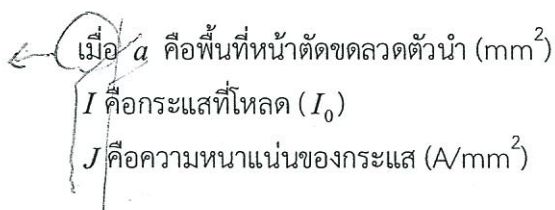
เมื่อ I_0 คือค่ากระแสที่ไหล (A)

ΔI_0 คือค่าระลอกคลื่นของกระแสในตัวเหนี่ยวนำส่วนใหญ่มีค่าประมาณ 10%-25% ของค่ากระแสที่ไหล (A)

ขนาดของลวดตัวนำคำนวณได้จากสมการ

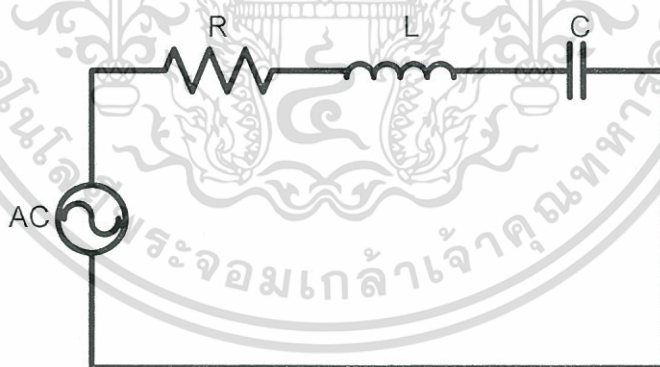
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$a = \frac{I}{J} \quad (2.17)$$



2.12 วงจรเรโซแนนท์ (Resonant Circuit)

วงจรเรโซแนนท์ประกอบไปด้วยอุปกรณ์ 3 ชนิด คือ R, L และ C โดยเมื่อเราทำการปรับความถี่ที่ป้อนให้กับวงจร RLC เรโซแนนท์ เราจะพบว่าค่าของอิมพีแดนซ์ (Impedance) ของ L และ C จะเปลี่ยนไปตามความถี่โดยที่ค่า X_L จะเพิ่มขึ้นตามความถี่ที่เพิ่มขึ้น แต่ในทางตรงข้ามค่า X_C จะลดลงเมื่อความถี่ลดลงค่า X_L จะลดลงตามความถี่แต่ X_C จะเพิ่มขึ้น และจะพบว่าที่ความถี่ค่าหนึ่ง ค่า X_L กับ X_C จะมีค่าเท่ากัน ซึ่งจะส่งผลให้ X_L และ X_C หักล้างกันจนหมดส่งผลให้ค่าอิมพีแดนซ์ (Impedance) ภายใต้วงจร RLC มีค่าต่ำที่สุดคือ $Z = R$ ซึ่งสภาวะนี้จะถูกเรียกว่าเรโซแนนท์และความถี่ที่ส่งผลให้เกิดปรากฏการณ์นี้ได้ถูกเรียกว่า ความถี่เรโซแนนท์ (Resonant Frequency) และเนื่องมาจากค่าอิมพีแดนซ์มีค่าต่ำที่สุด กระแสที่ไหลในวงจรจึงมีค่ามากที่สุด และส่งผลให้แรงดันที่ตกคร่อม L มีค่าเพิ่มขึ้นวงจรรอนุกรม RLC และค่าอิมพีแดนซ์ของวงจรรอนุกรม RLC แสดงไว้ในรูปที่ 2.17 ดังนี้



รูปที่ 2.17 วงจรรอนุกรม RLC

เนื่องจากค่า $X_L = 2\pi fL$ และ $X_C = 1/(2\pi fC)$ จากสมการเราจะพบว่าค่าของอิมพีแดนซ์จะขึ้นอยู่กับค่าของความถี่ของแหล่งจ่ายไฟดังรูปที่ 2.15 ซึ่งค่าอิมพีแดนซ์มีค่าเท่ากับ

$$Z = R + j(X_L - X_C) \quad (2.18)$$

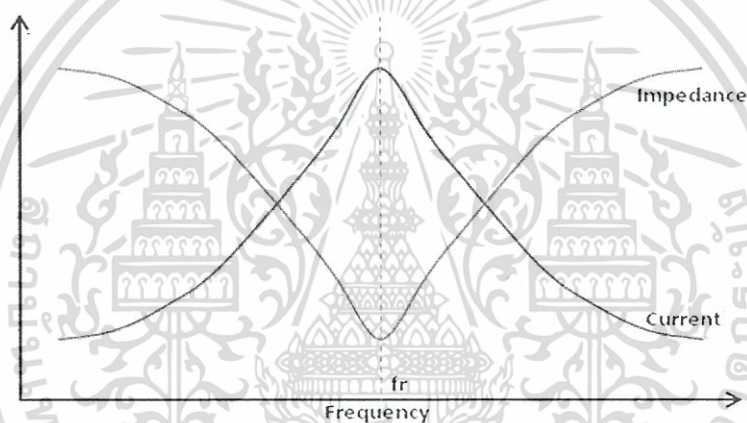
แต่ทว่าที่จุดเรโซแนนซ์ $X_L = X_C$ ดังนั้นค่าอิมพีแดนซ์จะมีค่าเป็น

$$Z = R + j(0)$$

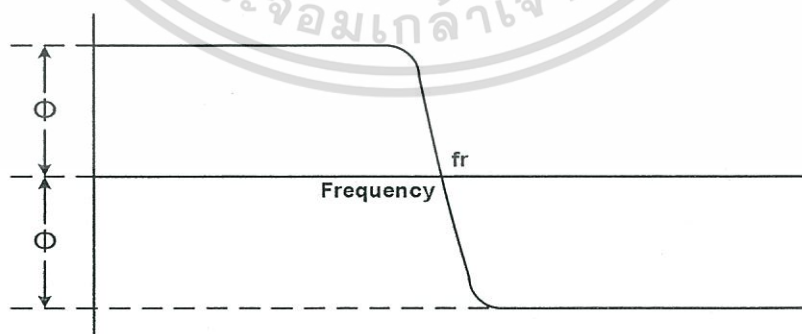
ดังนั้น

$$Z = R \quad (2.19)$$

เมื่อ $Z = \sqrt{R^2 + X^2}$ นำมาเขียนกราฟแสดงความสัมพันธ์กับความถี่ได้ดังนี้



รูปที่ 2.18 ผลของความถี่ที่ส่งผลต่อกระแสและอิมพีแดนซ์ในวงจรเรโซแนนซ์



รูปที่ 2.19 ผลของความถี่ที่ส่งผลต่อมุมเฟสของกระแสในวงจรเรโซแนนซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กระแสในวงจรอนุกรม
$$I = \frac{V}{R + j(X_L - X_C)} \quad (2.20)$$

กระแสที่ไหลเมื่อเกิดเรโซแนนท์ ($X_L = X_C$)

$$I = \frac{V}{R} \quad (2.21)$$

จากรูปที่ 2.18 จะพบว่าค่ากระแสจะต่ำเมื่อความถี่ไม่อยู่ที่จุดเรโซแนนท์

ความถี่เรโซแนนท์
$$X_L = 2\pi fL \quad (2.22)$$

$$X_C = \frac{1}{2\pi fC} \quad (2.23)$$

$$2\pi fL = \frac{1}{2\pi fC} \quad (2.24)$$

เมื่อ L มีหน่วยเป็นเฮนรี่ (H)

C มีหน่วยเป็นฟารัด (F)

f มีหน่วยเป็นเฮิร์ต (Hz)

แรงดันที่ตกคร่อมตัวต้านทานในวงจร RLC รูปที่ 2.17 จะมีค่าเท่ากับ $I \times R$ และที่จุดเรโซแนนท์แรงดันที่ตกคร่อมตัวต้านทานจะมีค่าเท่ากับแรงดันที่แหล่งจ่าย ส่วนแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุและตัวเหนี่ยวนำจะมีค่าดังนี้

$$V_C = IX_C \quad (2.25)$$

$$V_L = IX_L \quad (2.26)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.13 วงจรคอนเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์เรโซแนนท์แบบอนุกรม (Half- Bridge Series Resonant Converter)

วงจรเรโซแนนท์มีวัตถุประสงค์หลักในการปรับเฟสของกระแสและแรงดันให้ตรงกันมากที่สุดเพื่อลดค่าการสูญเสียขณะสวิตซ์ชิ่ง ในวงจรคอนเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์เรโซแนนท์แบบอนุกรม (Half - Bridge Series Resonant Converter) จะมีคอนเวอร์เตอร์ซึ่งทำหน้าที่ในการแปลงกำลังไฟฟ้าจากไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสสลับดังแสดงในรูปที่ 2.20 จากนั้นจะทำการเรียงกระแสด้านเอาต์พุตโดยมีตัวเก็บประจุและตัวเหนี่ยวนำทำหน้าที่กรองให้ได้แรงดันกระแสตรงทางด้านเอาต์พุต สำหรับจ่ายโหลดตัวต้านทาน R_L ตัวเก็บประจุขนาดค่อนข้างใหญ่สองตัวทางด้านอินพุตทำหน้าที่แบ่งครึ่งแรงดันด้านอินพุตและไม่นับเป็นส่วนหนึ่งของวงจรเรโซแนนท์

หลักการทํางานของวงจรนี้ก็คือการสวิตซ์เพื่อสร้างแรงดันรูปคลื่นสี่เหลี่ยม V_a โดยมีการเชื่อมต่อ L_r และ C_r เพื่อกรองกระแส i_L โดยที่กระแส i_L จะออสซิลเลตและผ่านวงจรเรียงกระแสพร้อมถูกกรองเพื่อให้ได้แรงดันกระแสตรงทางด้านเอาต์พุต

สมมติให้ความถี่สวิตซ์ชิ่ง (ω_s) มีค่าสูงกว่าความถี่เรโซแนนท์ (ω_0) ของวงจรเรโซแนนท์แบบอนุกรม $L-C$ เล็กน้อยซึ่งหากกำหนดให้ความถี่สวิตซ์ชิ่งมีค่าใกล้เคียงกับความถี่วงจรแบบเรโซแนนท์แบบอนุกรม $L-C$ จะทำให้กระแส i_L มีรูปคลื่นใกล้เคียงกับสัญญาณรูปไซน์ (sinusoidal) ที่ความถี่เท่ากับความถี่สวิตซ์ชิ่ง[10,11]

รูปที่ 2.21 แสดงรูปคลื่นแรงดันรูปสี่เหลี่ยมของแรงดันด้านอินพุต V_a กระแส i_L กระแส i_{sw} และแรงดันหน้าวงจรเรียงกระแสแบบบริดจ์ V_b กระแสที่ตัวสวิตซ์จะเริ่มนำกระแสขณะแรงดันมีค่าเป็นศูนย์เพื่อลดการสูญเสียในช่วงเริ่มนำกระแส แต่สวิตซ์จะหยุดนำกระแสขณะที่แรงดันไม่เป็นศูนย์ ดังนั้นจะยังเกิดการสูญเสียขณะที่สวิตซ์เริ่มหยุดนำกระแส แต่ทว่าก็ยังมิตัวเก็บประจุแบ่งแรงดันที่ทำหน้าที่เสมือนวงจรสับเบอร์ช่วยไม่ให้เกิดการสูญเสียขณะที่สวิตซ์เริ่มหยุดนำกระแส สำหรับการวิเคราะห์วงจรนี้จะพิจารณาที่ความถี่หลักมูลของแรงดันและกระแส แรงดันทางด้านอินพุต V_a จะเป็นรูปคลื่นแรงดันสี่เหลี่ยมขนาด $\pm V_s/2$ และถ้ากำหนดให้แรงดันด้านเอาต์พุตมีค่าคงที่เท่ากับ V_o ทำให้แรงดันด้านอินพุตหน้าวงจรเรียงกระแสแบบบริดจ์ มีค่าเท่ากับ $+V_o$ เมื่อกระแส i_L มีค่าเป็นบวกและมีค่าเท่ากับ $-V_o$ เมื่อกระแส i_L มีค่าเป็นลบ

$$V_b = \begin{cases} +V_o & , i_L > 0 \\ -V_o & , i_L < 0 \end{cases} \quad (2.27)$$

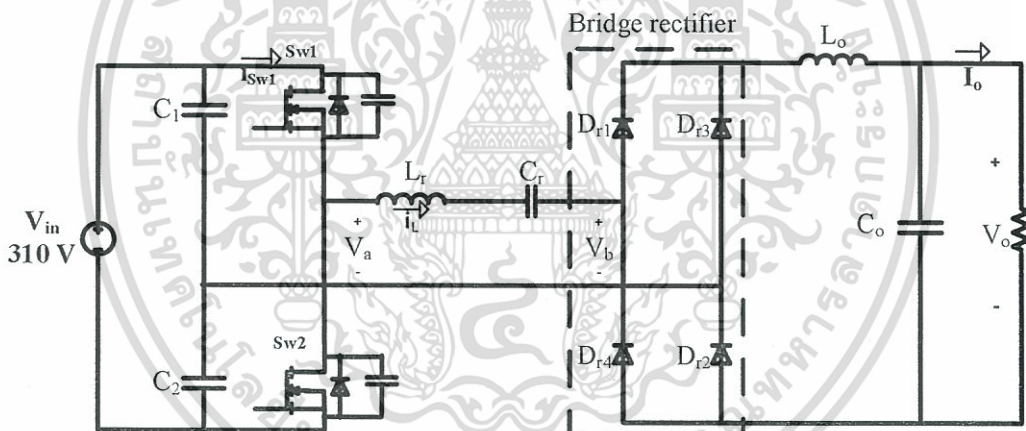
ขนาดแรงดันความถี่หลักมูลของรูปคลื่นสี่เหลี่ยมของ V_a และ V_b จะมีค่าเท่ากับ

$$V_{a1} = \frac{4 \left(\frac{V_s}{2} \right)}{\pi} = \frac{2V_s}{\pi} \tag{2.28}$$

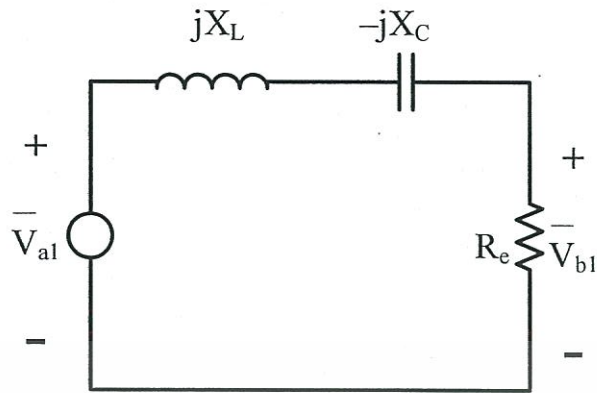
$$V_{b1} = \frac{4V_o}{\pi} \tag{2.29}$$

กระแส i_b ที่ไหลออกจากวงจรบริดจ์ซึ่งเป็นแบบเต็มคลื่นที่ได้มาจาก i , โดยค่าเฉลี่ยของกระแส i_b จะมีค่าเท่ากับกระแสโหลด i_o และสำหรับกรณีที่กระแส i มีรูปคลื่นใกล้เคียงกับสัญญาณรูปไซน์ที่มีขนาดเท่ากับ I_{L1} จะได้ค่าเฉลี่ยของกระแส i_b คือ

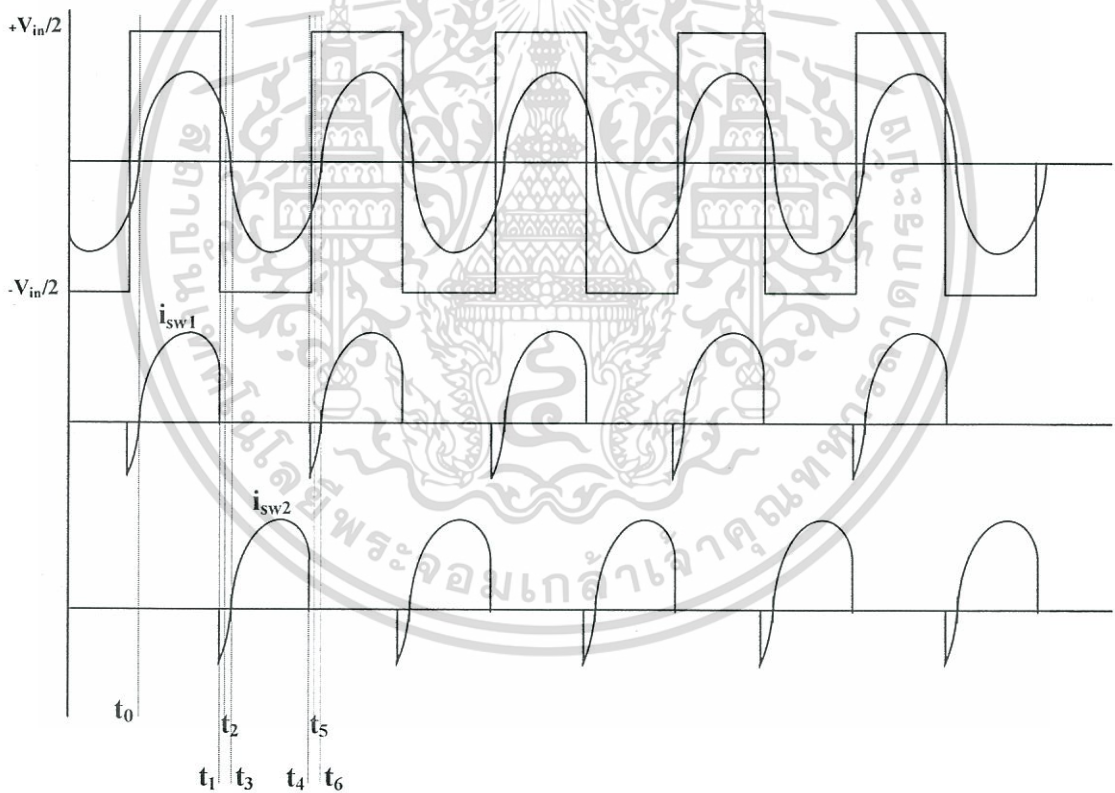
$$I_b = I_o = \frac{2I_{L1}}{\pi} \tag{2.30}$$



รูปที่ 2.20 วงจรคอนเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์เรโซแนนท์แบบอนุกรม



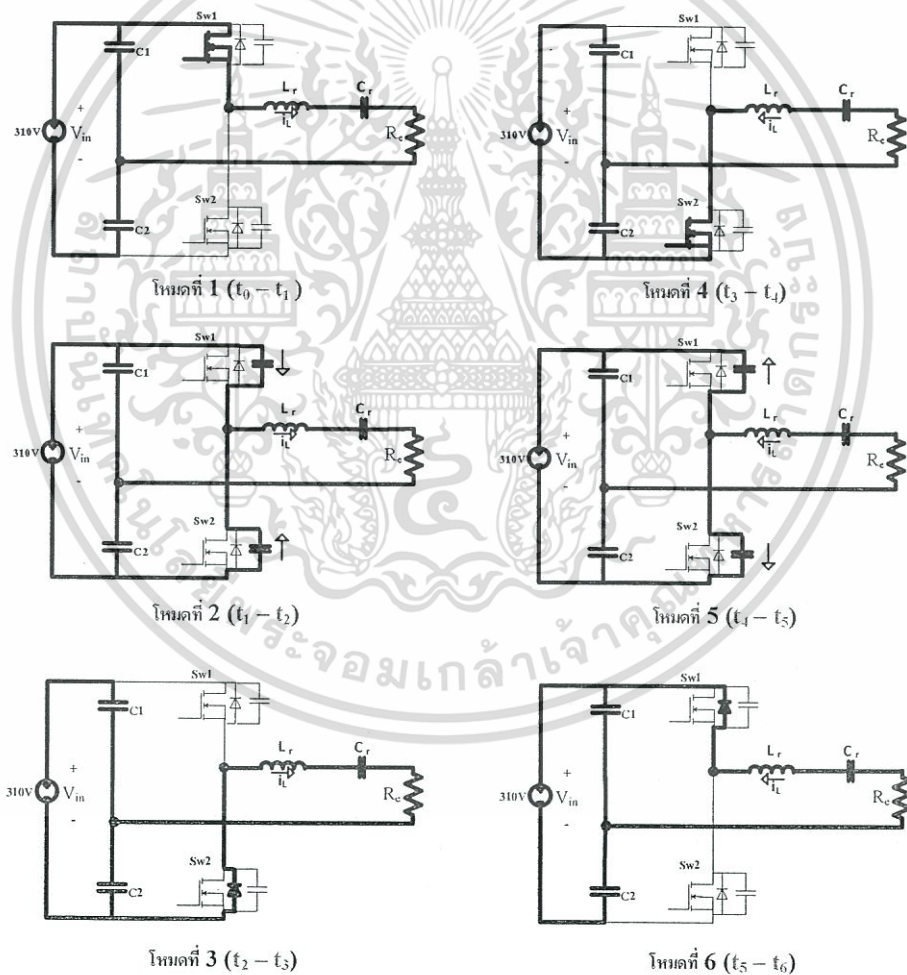
รูปที่ 2.21 วงจรโซ่แนทอนุกรมสมดุล



รูปที่ 2.22 รูปคลื่นกระแสและแรงดันของวงจรคอนเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์โซ่แนทแบบอนุกรมชนิด PWM

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 2.22 คือรูปคลื่นกระแสและแรงดันของวงจร วงจรคอนเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์เรโซแนนท์แบบอนุกรมชนิด PWM ซึ่งจะพบว่ารูปคลื่นของกระแสจะมีลักษณะเป็นรูปคลื่นไซน์ ส่วนแรงดันนั้นจะมีรูปคลื่นเป็นสี่เหลี่ยม เมื่อพิจารณาเรื่องเฟสจะพบว่าเฟสของกระแสจะล่าหลังแรงดันอยู่เล็กน้อยจึงทำให้ช่วงเริ่มต้นของการนำกระแสเป็นการทำงานแบบแรงดันเป็นศูนย์ (ZVS) ส่วนรูปคลื่นของกระแสและแรงดันของ วงจรคอนเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์เรโซแนนท์แบบอนุกรมชนิด PFM ถูกแสดงไว้ในรูปที่ 2.24 ซึ่งลักษณะการทำงานก็จะมีคล้ายคลึงกันกับ วงจรคอนเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์เรโซแนนท์แบบอนุกรมชนิด PWM ในเรื่องของลักษณะรูปคลื่นและเฟส แต่จะมีความแตกต่างกันในเรื่องความต่อเนื่องของกระแสและแรงดัน ซึ่งรูปคลื่นของกระแสและแรงดันของ วงจรคอนเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์เรโซแนนท์แบบอนุกรมชนิด PFM ในรูปที่ 2.24 มีช่วงหยุดการทำงานของสวิตช์ทั้ง 2 ตัวในช่วง Burst Frequency จึงทำให้เกิดความไม่ต่อเนื่องเกิดขึ้น



รูปที่ 2.23 โหมดการทำงานของวงจรคอนเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์เรโซแนนท์แบบอนุกรมชนิด PWM

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 2.23 คือ การวิเคราะห์โหมดการทำงานของ วงจรคอนเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์เรโซแนนท์แบบอนุกรมชนิด PWM ซึ่งจะทำการแบ่งออกเป็น 6 โหมดหลักๆดังต่อไปนี้

โหมดที่ 1 คือการทำงานของสวิตช์ตัวที่ 1 (S_{w1}) ซึ่งจะเกิดขึ้นในช่วงเวลา t_0 ถึง t_1 ซึ่งช่วงเวลาดังกล่าวนั้นเป็นช่วงเวลาที่สวิตช์ตัวที่ 1 นำกระแส

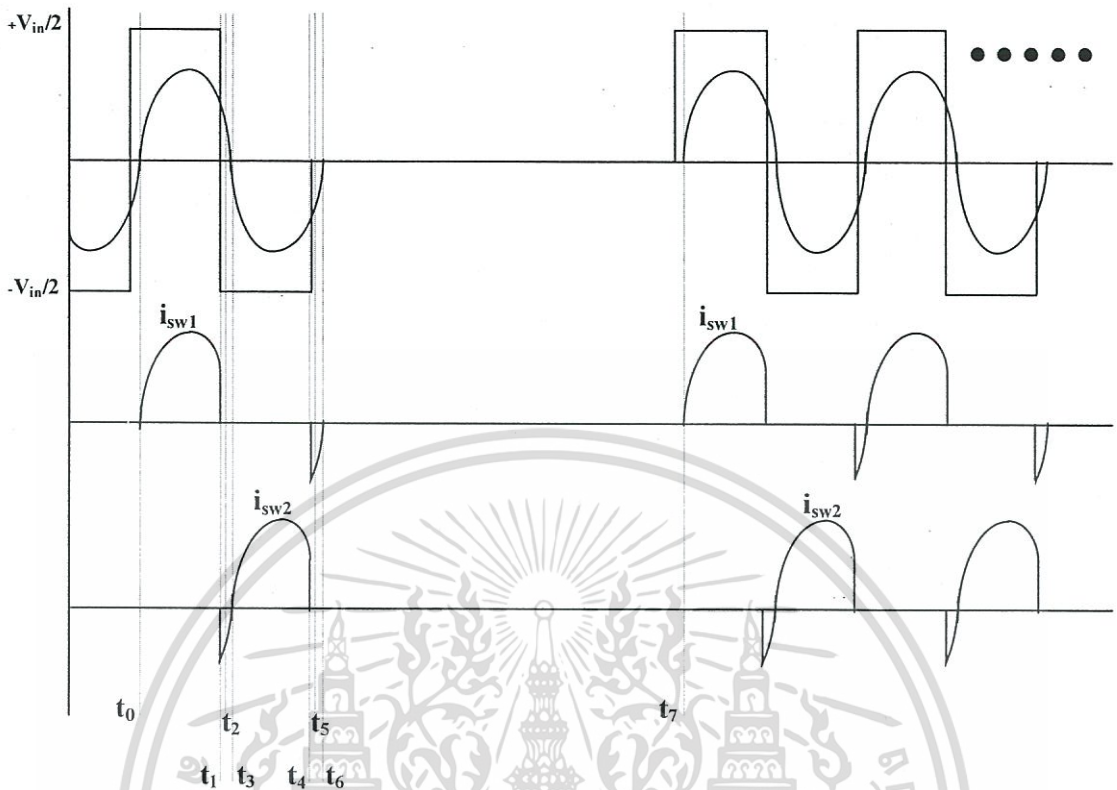
โหมดที่ 2 คือการทำงานของตัวเก็บประจุ (C) ภายในของสวิตช์ตัวที่ 2 (S_{w2}) ซึ่งจะเกิดขึ้นในช่วงเวลา t_1 ถึง t_2 โดยช่วงเวลาดังกล่าวนั้นเป็นช่วงที่ตัวเก็บประจุภายในของสวิตช์ตัวที่ 2 ทำการดิสชาร์จประจุไฟฟ้า ในขณะที่เดียวกันตัวเก็บประจุภายในของสวิตช์ตัวที่ 1 จะถูกชาร์จประจุไฟฟ้า จึงเสมือนว่าประจุไฟฟ้าถูกเคลื่อนย้ายจากตัวเก็บประจุภายในของสวิตช์ตัวที่ 2 ไปสู่ตัวเก็บประจุภายในของสวิตช์ตัวที่ 1

โหมดที่ 3 คือการทำงานของไดโอด (D) ภายในของสวิตช์ตัวที่ 2 (S_{w2}) ซึ่งจะเกิดขึ้นในช่วงเวลา t_2 ถึง t_3 โดยช่วงเวลาดังกล่าวนั้นจะเริ่มขึ้นเมื่อตัวเก็บประจุภายในของสวิตช์ตัวที่ 2 ทำการคายประจุไฟฟ้าจนหมด แต่ยังคงมีกระแสหลงเหลืออยู่ภายในสวิตช์ตัวที่ 2 ดังนั้นสวิตช์จึงพยายามหาทางออกในการถ่ายเทกระแสออกจากตัวสวิตช์เอง ซึ่งก็ทำโดยระบายออกไปทางไดโอดนั่นเอง

โหมดที่ 4 คือการทำงานของสวิตช์ตัวที่ 2 (S_{w2}) ซึ่งจะเกิดขึ้นในช่วงเวลา t_3 ถึง t_4 ซึ่งเป็นการทำงานหลังจากที่กระแสและแรงดันภายในสวิตช์ตัวที่ 2 ถูกถ่ายเทออกจนหมด

โหมดที่ 5 คือการทำงานของตัวเก็บประจุ (C) ภายในของสวิตช์ตัวที่ 1 (S_{w1}) ซึ่งจะเกิดขึ้นในช่วงเวลา t_4 ถึง t_5 โดยช่วงเวลาดังกล่าวนั้นเป็นช่วงที่ตัวเก็บประจุภายในของสวิตช์ตัวที่ 1 ทำการดิสชาร์จประจุไฟฟ้า ในขณะที่เดียวกันตัวเก็บประจุภายในของสวิตช์ตัวที่ 2 จะถูกชาร์จประจุไฟฟ้า จึงเสมือนว่าประจุไฟฟ้าถูกเคลื่อนย้ายจากตัวเก็บประจุภายในของสวิตช์ตัวที่ 1 ไปสู่ตัวเก็บประจุภายในของสวิตช์ตัวที่ 2

โหมดที่ 6 คือการทำงานของไดโอด (D) ภายในของสวิตช์ตัวที่ 1 (S_{w1}) ซึ่งจะเกิดขึ้นในช่วงเวลา t_5 ถึง t_6 โดยช่วงเวลาดังกล่าวนั้นจะเริ่มขึ้นเมื่อตัวเก็บประจุภายในของสวิตช์ตัวที่ 1 ทำการคายประจุไฟฟ้าจนหมด แต่ยังคงมีกระแสหลงเหลืออยู่ภายในสวิตช์ตัวที่ 1 ดังนั้นสวิตช์จึงพยายามหาทางออกในการถ่ายเทกระแสออกจากตัวสวิตช์เอง ซึ่งก็ทำโดยระบายออกไปทางไดโอดคล้ายกันกับโหมดที่ 3

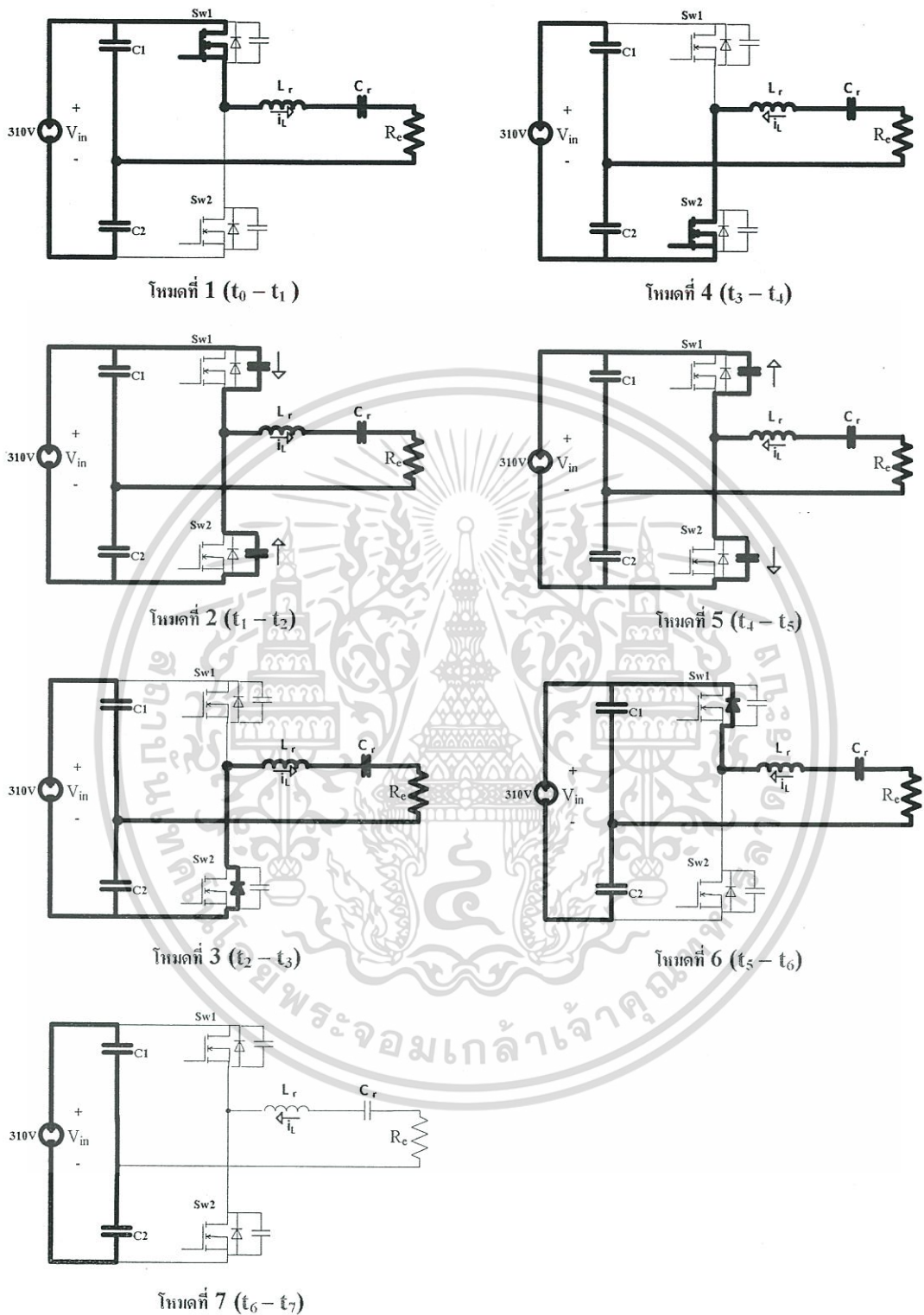


รูปที่ 2.24 รูปคลื่นกระแสและแรงดันของวงจรคอนเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์เรโซแนนท์แบบอนุกรมชนิด PFM

รูปที่ 2.25 คือ การวิเคราะห์โหมดการทำงานของ วงจรคอนเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์เรโซแนนท์แบบอนุกรมชนิด PFM ซึ่งจะทำการแบ่งออกเป็น 7 โหมดหลักๆดังต่อไปนี้

โหมดที่ 1-6 จะมีลักษณะการทำงานเช่นเดียวกับ วงจรคอนเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์เรโซแนนท์แบบอนุกรมชนิด PWM

โหมดที่ 7 เป็นโหมดที่สวิตช์ทั้งสองไม่มีการนำกระแส ซึ่งจะเกิดขึ้นในช่วงเวลา t_6 ถึง t_7 ซึ่งในอุดมคติแล้วช่วงเวลาดังกล่าวจะไม่มีแรงดันตกคร่อมหรือกระแสไหลผ่าน



รูปที่ 2.25 โหมดการทำงานของวงจรคอนเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์เรโซแนนซ์แบบอนุกรมชนิด PFM

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 2.21 สามารถวิเคราะห์วงจรสมมูลเพื่อที่จะหาค่าอิมพีแดนซ์ได้ดังนี้

$$R_e = \frac{V_{b1}}{I_{L1}} = \frac{\left(\frac{4V_o}{\pi}\right)}{\frac{\pi I_o}{2}} = \frac{8}{\pi^2} \times \frac{V_o}{I_o} = \frac{8R_L}{\pi^2} \quad (2.31)$$

อัตราขยายแรงดันระหว่างแรงดันด้านออก (V_{b1}) กับแรงดันด้านเข้า (V_{a1}) สามารถวิเคราะห์หาได้จากเฟสเซอร์ของวงจรโซ่แน่นอนที่อนุกรมสมมูลในรูปที่ 2.21

$$\frac{V_{b1}}{V_{a1}} = \frac{\frac{4V_o}{\pi}}{\frac{\pi I_o}{2}} = \left| \frac{R_e}{R_e + j(X_L - X_C)} \right| \quad (2.32)$$

เมื่อ $X_L = \omega_s L_r$ และ $X_C = \frac{1}{\omega_s C_r}$ เมื่อ ω_s คือค่าความถี่สวิตซ์ซิ่ง

เมื่อทำการจัดสมการให้อยู่ในรูปแรงดันเอาต์พุต (V_o) จะได้

$$V_o = \frac{V_s}{2} \times \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{X_L - X_C}{R_e}\right)^2}} \quad (2.33)$$

สำหรับค่าตัวประกอบคุณภาพ (Quality Factor: Q) สามารถคำนวณหาได้จากสมการ

$$Q = \frac{\sqrt{L_r/C_r}}{R_e} \quad (2.34)$$

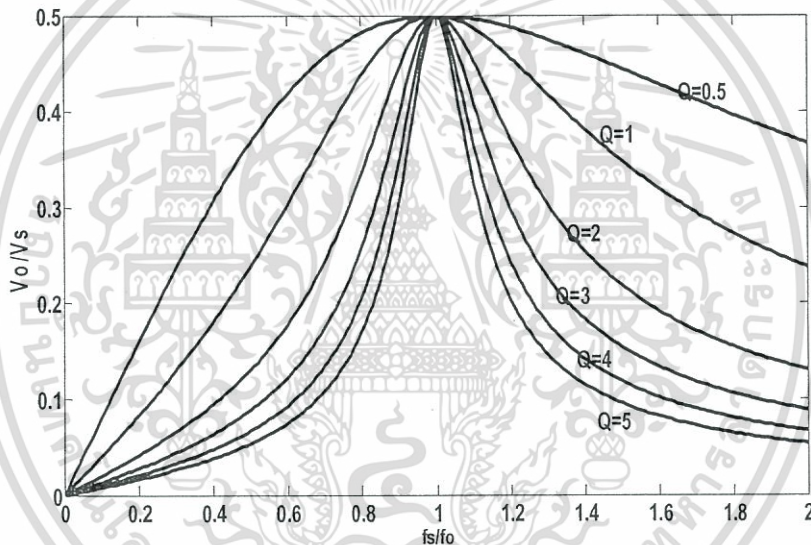
เมื่อทำการจัดรูปสมการที่ 2.32 ใหม่ให้อยู่ในเทอมของค่า (Q) และอัตราส่วนของความถี่ (kf) จะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$K_v(kf, Q) = \frac{1}{2\sqrt{1 + \left[\frac{\pi^2}{8} \cdot Q \cdot \left(kf - \frac{1}{kf}\right)\right]^2}} \quad (2.35)$$

เมื่อ $kf = \frac{\omega_s}{\omega_0}$

จากสมการความสัมพันธ์ระหว่างอัตราขยายแรงดัน (V_o/V_s) กับค่า Q ซึ่งมีค่าต่างกัน สามารถสรุปเป็นกราฟของผลตอบสนองระหว่างอัตราขยายแรงดัน (V_o/V_s) กับ อัตราส่วนของความถี่ (kf) ได้ดังรูปที่ 2.26



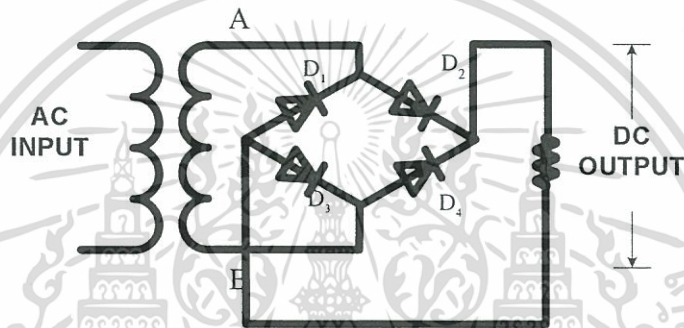
รูปที่ 2.26 ผลตอบสนองระหว่างอัตราขยายแรงดัน (V_o/V_s) กับอัตราส่วนของความถี่

2.14 วงจรเรียงกระแส (Rectifier Circuit)

วงจรเรียงกระแสมีวัตถุประสงค์เพื่อแปลงผันกำลังที่มีแหล่งจ่ายเป็นไฟฟ้ากระแสสลับเป็นไฟฟ้ากระแสตรง โดยต้องการให้ได้แรงดันเอาต์พุตที่มีความเป็นกระแสตรงมากที่สุด วงจรเรียงกระแสมีทั้งแบบครึ่งคลื่นและแบบเต็มคลื่น แบบครึ่งคลื่นมักจะให้งานกับกำลังไฟฟ้าที่มีโหลดต่ำ อย่างไรก็ตามวงจรเรียงกระแสแบบครึ่งคลื่นนี้จะมีค่ากระแสเฉลี่ยอินพุตไม่เป็นศูนย์จึงทำให้เกิดปัญหาที่หม้อแปลงเกิดอิมิต์ได้ง่าย เพราะฉะนั้นวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นจึงนิยมนำไปใช้งานกับโหลดที่ต้องการกำลังไฟฟ้าสูงมากกว่าแบบครึ่งคลื่น

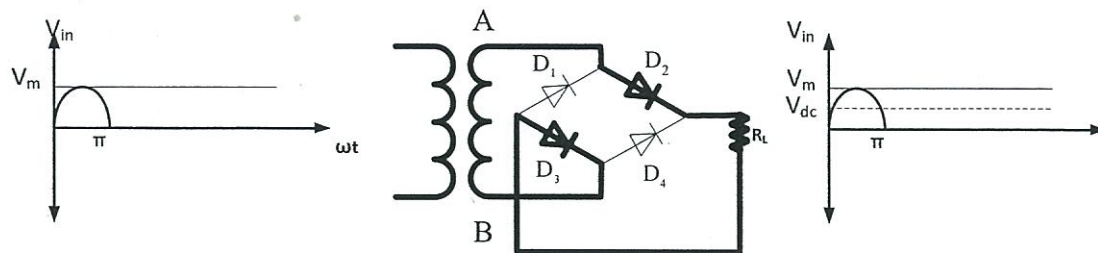
วงจรเรียงกระแสแบบบริดจ์ (Bridge - Rectifier)

วงจรเรียงกระแสแบบนี้จะใช้ไดโอด 4 ตัว ต่ออยู่ในวงจรเพื่อจะทำให้ไดโอดแต่ละคู่สามารถนำกระแสอย่างละครึ่งไซเคิลของกระแสสลับ ไดโอดทั้ง 2 คู่จึงทำหน้าที่เป็นตัวจ่ายกระแสให้กับโหลดตัวละครึ่งไซเคิลซึ่งจะจ่ายไปในทิศทางเดียวกัน ดังนั้นวงจรจึงสามารถจ่ายไฟกระแสตรงได้ดีกว่าแบบครึ่งคลื่น วงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น (Full Wave) ชนิดนี้เรียก อีกแบบหนึ่งว่า วงจรเรียงกระแสแบบบริดจ์ แรงดันกระแสสลับจะต่อเข้ากับ สองมุมของวงจรบริดจ์และเอาท์พุทจะถูกนำออกที่มุมที่เหลือ ดังแสดงในรูปที่ 2.24

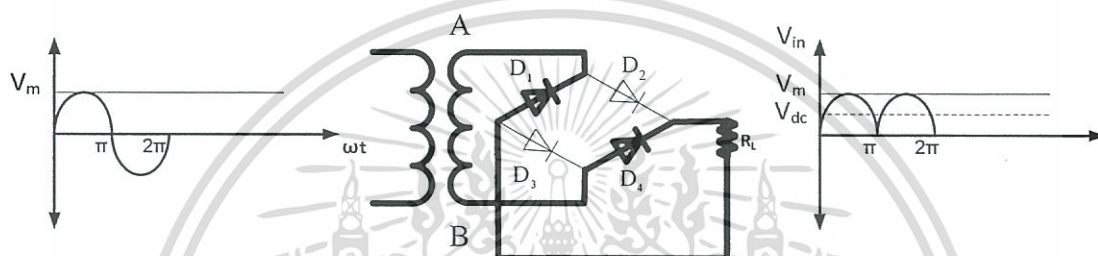


รูปที่ 2.27 วงจรเรียงกระแสแบบบริดจ์

ในแต่ละครึ่งไซเคิล ของวงจร เมื่อขั้ว A ที่ขดทุติยภูมิมีค่าเป็นบวก และ ขั้ว B มีค่าเป็นลบจึงเหมือนกับว่าครึ่งไซเคิลบวกถูกป้อนเข้าทางขดปฐมภูมิของหม้อแปลง ไดโอด D_2 และ D_3 จะอยู่ในลักษณะไบอัสตรงดังนั้นกระแสจึงไหลครบวงจรจากขั้ว A ไหลผ่านไดโอด D_2 ความต้านทานโหลดและไดโอด D_3 แล้วกลับเข้าสู่ขั้ว B ของหม้อแปลงดังรูปที่ 2.25 และเมื่อแรงดันกระแสสลับเปลี่ยนข้างมาเป็นบวกที่ขั้ว B และเป็นลบที่ขั้ว A การนำกระแสของไดโอดจะเปลี่ยนไปโดยเริ่มจากจุด B ของขดทุติยภูมิผ่าน D_4 ความต้านทานโหลดและ D_1 กลับเข้าขั้ว A ของหม้อแปลง ทิศทางแรงดันตกคร่อมโหลดจะมีทิศทางเดียวกับตอนแรกคือ มีขั้วบวกอยู่ทางด้านบน ดังรูปที่ 2.26 ดังนั้นการนำกระแสไดโอดจะเกิดสลับกันที่ละสองตัวเป็นคู่ คือ D_2 กับ D_3 และ D_1 กับ D_4



รูปที่ 2.28 การทำงานของวงจรเรียงกระแสแบบบริดจ์เมื่อแรงดันอินพุทเป็นครึ่งวง

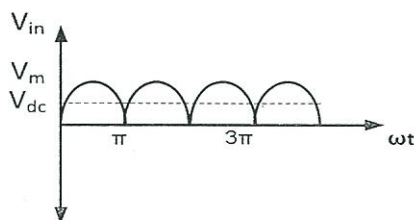


รูปที่ 2.29 การทำงานของวงจรเรียงกระแสแบบบริดจ์เมื่อแรงดันอินพุทเป็นครึ่งลบ

ในวงจรเรียงกระแสแบบครึ่งคลื่นนั้นจะได้สัญญาณเอาต์พุทเพียงครึ่งไซเคิล แต่ในวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นจะได้สัญญาณเอาต์พุททุกรูปคลื่นของสัญญาณอินพุท ดังนั้นค่าแรงดันหรือค่ากระแสย่อมได้มากกว่าแบบครึ่งคลื่น ซึ่งการคำนวณหาค่าโดยใช้สมการเดียวกันแต่จะให้ผลลัพธ์ดังนี้

ค่าเฉลี่ยแรงดัน (Average Voltage)

ค่าเฉลี่ยแรงดันเอาต์พุทสามารถคำนวณได้จากพื้นที่ใต้กราฟของรูปคลื่นแล้วหารด้วยเวลาของรูปคลื่น โดยคำนวณพื้นที่ใต้รูปคลื่นของสัญญาณที่เรียงกระแสแล้วโดยใช้วิธีการอินทิเกรตสัญญาณซึ่งแสดงไว้ในสมการที่ 2.34



รูปที่ 2.30 แรงดันเฉลี่ย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_{DC} = V_{AV} = \frac{1}{T} \int_0^T V(t) dt = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} [V_m \sin(\omega t)] d(\omega t) = \frac{2V_m}{\pi} \quad (2.36)$$

เมื่อกำหนดให้สัญญาณอินพุตเป็นรูปสัญญาณไซน์ที่มีสมการดังต่อไปนี้

$$V(t) = V_m \sin(\omega t)$$

V_m คือ แรงดันอินพุตสูงสุด (V)

V_{AV} คือ แรงดันเฉลี่ย (V)

V_{DC} คือ แรงดันกระแสตรงเอาต์พุตเฉลี่ย (V)

สำหรับค่ากระแสเฉลี่ยเอาต์พุตของวงจรเรียงกระแสก็หาค่าด้วยวิธีการเดียวกับค่าแรงดันเฉลี่ยเอาต์พุตดังสมการที่ 2.35

$$I_{DC} = I_{AV} = \frac{1}{T} \int_0^T I(t) dt = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} [I_m \sin(\omega t)] d(\omega t) = \frac{2I_m}{\pi} \quad (2.37)$$

เมื่อ $I(t) = I_m \sin(\omega t)$

I_m คือ กระแสอินพุตสูงสุด (A)

I_{AV} คือ กระแสเฉลี่ย (A)

I_{DC} คือ กระแสกระแสตรงเอาต์พุตเฉลี่ย (A)

ค่าประสิทธิภาพ (Effective Value or Root Mean Square)

ในการหาค่ากำลังไฟฟ้าที่ไหลลงจําเป็นอย่างยิ่งที่จะต้องหาค่ากำลังสองเฉลี่ย (rms) คือ $I_{rms} \times V_{rms}$ เมื่อค่ากระแสและแรงดันมีรูปคลื่นเป็นสัญญาณไซน์ ค่ากำลังสองเฉลี่ยของแรงดันจะมีค่าดังนี้

$$V_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T V^2(t) dt} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} [V_m \sin(\omega t)]^2 d(\omega t)} = \frac{V_m}{\sqrt{2}} \quad (2.38)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับค่ากำลังสองเฉลี่ยของกระแสจะมิต่างนี้

$$I_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T I^2(t) dt} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} [I_m \sin(\omega t)]^2 d(\omega t)} = \frac{I_m}{\sqrt{2}} \quad (2.39)$$

2.15 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (Low - Pass Filter: LPF)

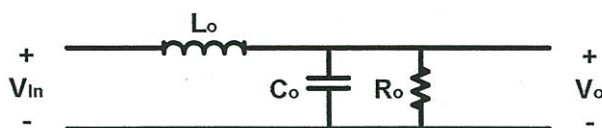
วงจรกรองความถี่มีอยู่หลายประเภทที่ได้ถูกนำมาประยุกต์ใช้กับงานด้านไฟฟ้าดังเช่น

1. วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (Low - Pass Filter: LPF) ทำหน้าที่ยอมให้ความถี่ต่ำผ่านและลดทอนความถี่สูงทิ้งไป
2. วงจรกรองความถี่สูงผ่าน (High - Pass Filter: HPF) ทำหน้าที่ยอมให้ความถี่สูงผ่านและกั้นความถี่ต่ำทิ้งไป
3. วงจรกรองแถบความถี่ผ่าน (Band - Pass Filter: BPF) ทำหน้าที่ยอมให้ความถี่ที่ต้องการผ่านไปได้และลดทอนทั้งความถี่ต่ำและความถี่สูงทิ้งไป
4. วงจรตัดแถบความถี่ (Band - Rejection Filter, Notch Filter, Band - Stop Filter) ทำหน้าที่ยอมให้เฉพาะที่ความถี่ที่ต้องการผ่าน ส่วนความถี่อื่นทั้งหมดทิ้งไป

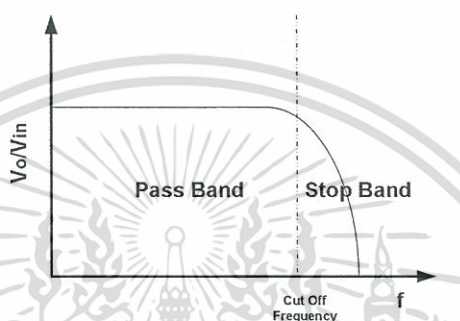
ในวิทยานิพนธ์นี้ได้นำวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (Low - Pass Filter: LPF) มาใช้งาน ดังรูปที่ 2.28 ซึ่งจะประกอบไปด้วยอุปกรณ์ 2 ตัวด้วยกันคือ ตัวเหนี่ยวนำ (L) และตัวเก็บประจุ (C) วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (Low - Pass Filter: LPF) นั้นจึงส่งผลในการลดค่ากระแสสลับที่มีความถี่สูงกว่าค่าความถี่ขอบเขต (Cut - Off Frequency: ω_0) ซึ่งค่าตัวเหนี่ยวนำกรองความถี่ (L_0) และตัวเก็บประจุกรองความถี่ (C_0) สามารถคำนวณหาได้จากสมการ

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_0 C_0}} \quad (2.40)$$

เมื่อ ω_0 คือความถี่ขอบเขต, $\omega_0 = 2\pi f_0$



รูปที่ 2.31 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน



รูปที่ 2.32 ย่านความถี่ในการทำงานของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน

รูปที่ 2.29 แสดงให้เห็นว่าเมื่อความถี่ที่ออกห่างจากค่าความถี่ขอบเขต (Cut-Off Frequency: ω_0) ในทิศทางที่เพิ่มมากขึ้นการลดทอนของความถี่นั้นก็เพิ่มขึ้นตามไปด้วย โดยจะมีเพียงค่าความถี่ที่ต่ำกว่าค่าความถี่ขอบเขต (Cut - Off Frequency: ω_0) เท่านั้นที่จะสามารถผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (Low - Pass Filter: LPF) ไปได้โดยไม่ถูกลดทอนลงไป

2.16 สรุป

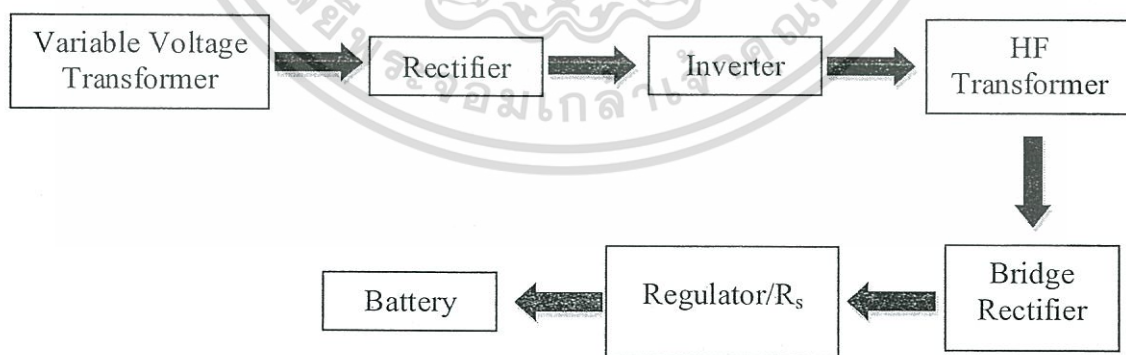
รายละเอียดของวงจรและอุปกรณ์ที่จะถูกนำไปใช้งานได้ถูกกล่าวเอาไว้แล้วในข้างต้น ซึ่งเป็นการกล่าวถึงทฤษฎีพื้นฐานในการชาร์จแบตเตอรี่ โครงสร้างของแบตเตอรี่ การทำงานของแบตเตอรี่ วงจรคอนเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์ชนิด PWM (PWM-Half Bridge Converter) วงจรคอนเวอร์เตอร์กึ่งชนิด PFM (PFM - Half Bridge Converter) หม้อแปลงความถี่สูง (High - Frequency Transformer) วงจรเรียงกระแส (Rectifier) วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (Low-Pass Filter: LPF) ตัวเหนี่ยวนำความถี่สูง (High-Frequency Tranformer) วงจรเรโซแนนท์ (Resonant Circuit) ตัวต้านทานอนุกรมกำลังจัดกระแส วงจรเรกูเลเตอร์ (Regulator) ซึ่งการคำนวณค่าตัวแปรต่างๆในวงจรที่ได้กล่าวเอาไว้จะถูกละทิ้งไว้ในบทถัดไป

บทที่ 3

การคำนวณและการออกแบบวงจร

3.1 บทนำ

โดยทั่วไปแล้วเครื่องชาร์จแบตเตอรี่ประกอบด้วยวงจรที่ไม่สลับซับซ้อนมากนักแต่หัวใจสำคัญคือจะต้องสามารถจ่ายแรงดันและกระแสที่นิ่งและไม่น้อยหรือมากเกินไปตามความต้องการของแบตเตอรี่ โดยหลักๆแล้วเครื่องชาร์จแบตเตอรี่แบบสวิตชิงโหมดเพาเวอร์ซัพพลาย (Switching -Mode Power Supply) จะประกอบไปด้วย ชุดสร้างสัญญาณควบคุมเพื่อนำไปใช้ในการขับเคลื่อนของสวิตชิงในแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบสวิตชิงโหมดเพาเวอร์ซัพพลาย (Switching-Mode Power Supply) หม้อแปลงความถี่สูงแบบทอนแรงดัน (Step - Down Transformer) วงจรเรียงกระแส (Rectifier) ทำหน้าที่ในการเปลี่ยนไฟฟ้ากระแสสลับให้เป็นไฟฟ้ากระแสตรง วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (Low - Pass Filter: LPF) เพื่อที่จะกรองสัญญาณที่ไม่ต้องการออกไปให้เกิดความราบเรียบของสัญญาณ วงจรเรกูเลเตอร์ (Regulator) ทำหน้าที่ในการจำกัดแรงดันในช่วงท้ายของการชาร์จเพื่อไม่ให้เกิดแรงดันเกินและความต้านทานจำกัดกระแส (R_s) ทำหน้าที่ในการจำกัดไม่ให้กระแสเกินที่แบตเตอรี่ต้องการ วิทยานิพนธ์นี้เป็นกรออกแบบสวิตชิงโหมดเพาเวอร์ซัพพลาย (Switching - Mode Power Supply) เพื่อประยุกต์ใช้งานเป็นเครื่องชาร์จแบตเตอรี่ขนาด 12 V, 7 Ah โดยที่จะออกแบบให้ช่วงแรกของการชาร์จเป็นการชาร์จแบบกระแสดังที่โดยจำกัดกระแสไว้ประมาณ 1 A และช่วงท้ายของการชาร์จจะออกแบบให้เป็นการชาร์จแบบแรงดันคงที่ประมาณ 15 V เพื่อควบคุมแรงดันและกระแสไม่ให้เกินขีดจำกัดของแบตเตอรี่



รูปที่ 3.1 โครงสร้างการทำงานพื้นฐานของเครื่องชาร์จแบตเตอรี่

3.2 ข้อมูลทางเทคนิคของแบตเตอรี่

ข้อมูลที่จำเป็นที่จะต้องทราบเพื่อเป็นแนวทางในการออกแบบเครื่องชาร์จแบตเตอรี่แบบสวิตซ์โหมดเพาเวอร์ซัพพลายนั้นเราจำเป็นที่จะต้องทราบข้อมูลรายละเอียดของโหลดซึ่งในวิทยานิพนธ์นี้เป็น การประยุกต์ใช้กับโหลดซึ่งเป็นแบตเตอรี่ซึ่งมีข้อมูลทางเทคนิคจากทางผู้ผลิตดังนี้

ตารางที่ 3.1 แสดงข้อมูลทางเทคนิคของแบตเตอรี่

ตัวแปร	ค่าจากผู้ผลิต
Battery Type	Lead-Acid
Voltage	12 V
DC Voltage Charging	14.4-15.0 V
Capacity	7 Ah
Initial Current	0.72-1.75 A

3.3 การออกแบบหม้อแปลงความถี่สูงแบบทอนแรงดัน

(Step - Down High Frequency Tranformer)

จากหัวข้อที่ 2.10 ซึ่งได้กล่าวถึงหลักการทํางานและหลักการออกแบบของหม้อแปลงไฟฟ้า ความถี่สูงเอาไว้ ในหัวข้อนี้จะเป็นการออกแบบและคำนวณหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงให้มีกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตสูงสุดที่ 15 W โดยมีองค์ประกอบคือ แรงดัน 15 V และกระแส 1 A เลือกใช้วัสดุเป็นแกนเฟอร์ไรท์เบอร์ EE 55 โดยมีโครงสร้างเป็นแกนเฟอร์ไรท์ (Ferrite) แบบตัว E สองตัวนำมาประกบกัน ลักษณะของแกนแสดงไว้ในรูปที่ 3.2 โดยมีค่าพารามิเตอร์ต่างๆดังนี้ พื้นที่หน้าตัดแกน $A_c = 3.54 \text{ cm}^2$, $B_{\max} = 0.3 \text{ T}$, ความยาวทางเดินแม่เหล็ก $l_c = 123 \text{ mm}$ ปริมาตรแกน $V_o = 43.7 \text{ cm}^3$ ขนาดพื้นที่ช่องพันขดลวดของบอบบิ้น 2.5 cm^2 แต่สิ่งที่จะพิจารณาเป็นพิเศษก็คือกระแสที่ไหลและพื้นที่หน้าตัดของการขดลวดตัวนำไฟฟ้า

ทำการกำหนดพิกัดของหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงไว้ดังนี้ แรงดันด้านปฐมภูมิของหม้อแปลง $V_p = 155 \text{ V}$ เนื่องจากคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้ในวิทยานิพนธ์นี้เป็นวงจรคอนเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์ (Half - Bridge Converter) แรงดันด้านปฐมภูมิจึงเป็นครึ่งหนึ่งของแรงดันอินพุต $V_{in} = 310 \text{ V}$ แรงดันด้านทุติย

ภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้า $V_o = 15 \text{ V}$, Switching Frequency ที่ใช้งาน 55 kHz และกระแสเอาต์พุต (I_o) คือ 1 A

คำนวณหาจำนวนรอบปฐมภูมิจากสมการที่ 2.8 โดยแทนค่าดังนี้

$$N_p = \frac{155}{4 \times 45000 \times 0.3 \times 3.54 \times 10^{-4}} \text{ รอบ}$$

$$N_p = 8.12 \text{ รอบ}$$

เพราะฉะนั้นเลือกใช้ $N_p = 9$ โดยการปัดเศษขึ้น

คำนวณหาจำนวนรอบทุติยภูมิจากสมการที่ 2.9 โดยแทนค่าดังนี้

$$N_s = 9 \times \frac{15}{155} \text{ รอบ}$$

$$N_s = 0.87 \text{ รอบ}$$

เพราะฉะนั้นเลือกใช้ $N_s = 1$ โดยการปัดเศษขึ้น

แต่เนื่องจากจำนวนรอบที่น้อยเกินไปของด้านทุติยภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้าที่คำนวณมาได้ซึ่งอาจส่งผลต่อการลัดวงจรและความร้อนของหม้อแปลงไฟฟ้าจึงทำการออกแบบใหม่โดยการเพิ่มรอบทั้งทางด้านปฐมภูมิและด้านทุติยภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้าดังนี้

$$N_p = 9 \times 5 \text{ รอบ}$$

$$N_p = 45 \text{ รอบ}$$

และทำการเพิ่มจำนวนรอบด้านทุติยภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้าเป็น 5 เท่าเช่นเดียวกันกับด้านปฐมภูมิ

$$N_s = 1 \times 5 \text{ รอบ}$$

$$N_s = 5 \text{ รอบ}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อัตราส่วนรอบ
$$n = \frac{N_p}{N_s} \quad (3.1)$$

$$n = \frac{45}{5}$$

หลังจากแทนค่าพารามิเตอร์ต่างๆจะได้อัตราส่วนรอบเป็น $n = 9$

คำนวณขนาดของลวดตัวนำ โดยเริ่มต้นด้วยการคำนวณค่ารากของกำลังสองเฉลี่ยของกระแสจะมีค่าดังนี้

คำนวณกระแสไหลผ่านด้านปฐมภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้าจากสมการ

$$I_p = \frac{I_o}{n} \quad (3.2)$$

$$I_p = 111 \text{ mA}$$

คำนวณกระแสไหลผ่านด้านทุติยภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้าจากสมการ

$$I_s = I_o \sqrt{D_{\max}} \quad (3.3)$$

$$I_s = 710 \text{ mA}$$

เมื่อ D_{\max} คือค่าตัวตัดเหล็กที่มากที่สุด (50%)

I_o คือกระแสเอาต์พุต (1A)

คำนวณหาพื้นที่หน้าตัดของขดลวดจาก

$$a_p = \frac{I_p}{J} \quad (3.4)$$

$$a_s = \frac{I_s}{J} \quad (3.5)$$

เมื่อ a_p คือพื้นที่หน้าตัดของขดลวดด้านปฐมภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้า (mm^2)

a_s คือพื้นที่หน้าตัดของขดลวดด้านทุติยภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้า (mm^2)

J คือความหนาแน่นของกระแส (A/mm^2)

คำนวณหาหน้าตัดลวดตัวนำด้านปฐมภูมิได้

$$a_p = \frac{110 \times 10^{-3}}{3} \text{ mm}^2$$

$$a_p = 0.04 \text{ mm}^2$$

และคำนวณหาหน้าตัดลวดตัวนำด้านทุติยภูมิได้

$$a_s = \frac{710 \times 10^{-3}}{3} \text{ mm}^2$$

$$a_s = 0.24 \text{ mm}^2$$

หลังจากแทนค่าพารามิเตอร์จะได้ $a_p = 0.04 \text{ mm}^2$ และ $a_s = 0.24 \text{ mm}^2$

ทำการเลือกขนาดขดลวดตัวนำที่มีค่าสูงกว่าค่าที่ได้จากการคำนวณจะได้ขดลวดสำหรับการพันด้านปฐมภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้าเป็นเบอร์ SWG 36 ($a_p = 0.02 \text{ mm}^2$) และ SWG 23 ($a_s = 0.24 \text{ mm}^2$) สำหรับการพันด้านทุติยภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้า



รูปที่ 3.2 โครงสร้างของแกนเฟอร์ไรท์แบบ EE

เมื่อเราทำการพันลวดตัวนำเข้ากันแกนเฟอร์ไรท์สิ่งที่จะตามมาอย่างหลีกเลี่ยงไม่ได้เลยนั่นก็คือค่าตัวเหนี่ยวนำแฝงต่างๆที่เกิดขึ้นมาซึ่งค่าของตัวเหนี่ยวนำแฝงต่างๆที่เกิดขึ้นมานั้นจะมากหรือน้อยก็จะ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขึ้นอยู่กับจำนวนรอบและชนิดของแกนแม่ที่นำมาใช้งาน โดยค่าตัวเหนี่ยวนำแฝงต่างๆสามารถคำนวณได้จากการนำค่าตัวเหนี่ยวนำด้านปฐมภูมิและทุติยภูมิที่ผ่านการเปิดและปิดมาคำนวณจากสมการที่ 2.10-2.14

ตารางที่ 3.2 แสดงค่าตัวเหนี่ยวนำด้านปฐมภูมิและทุติยภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงที่ผ่านการเปิดและปิดวงจร

ตัวแปร	ค่าจากการวัด
L_{11}	2.43mH
$L_{11,s}$	695.26 μ H
L_{22}	34.51 μ H
$L_{22,s}$	9.65 μ H

หลังจากที่ได้นำค่าจากการวัดเมื่อทำการการเปิดและปิดวงจรด้านปฐมภูมิและทุติยภูมิไปแทนค่าในสมการที่ 2.10-2.14 จะได้ค่าตัวเหนี่ยวนำแฝงต่างๆออกมาดังตารางที่ 3.3

ตารางที่ 3.3 แสดงค่าตัวเหนี่ยวนำแฝงของหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงเมื่อนำค่าจากตารางที่ 3.2 มาทำการคำนวณ

ตัวแปร	ค่าจากการคำนวณ
L_{lkP}	346.84 μ H
L_{lkS}	5.67 μ H
L_m	2.08mH
n	9

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.4 การสร้างสัญญาณขับเกตแบบ PWM

จากหัวข้อที่ 2.8.1 ซึ่งได้กล่าวถึงหลักการทำงานของสัญญาณ PWM สำหรับในหัวข้อนี้จะเป็นการออกแบบวงจรเพื่อให้ได้สัญญาณ PWM ซึ่งสามารถออกแบบได้จากไอซีเบอร์ UC3879 ซึ่งสามารถให้เอาต์พุตได้ถึง 4 เอาต์พุตแต่ในวิทยานิพนธ์นี้จะเลือกใช้เพียง 2 เอาต์พุตเท่านั้น สำหรับไอซี UC3879 นั้นสามารถปรับการเลื่อนเฟส เดทไทม์ ดิวตี้ไซเคิล (Duty Cycle) และ Switching Frequency ได้ตามที่เราต้องการ โดยจะทำการออกแบบให้มี Switching Frequency เป็น 55 kHz เช่นเดียวกับสัญญาณขับเกตแบบ PFM และจะทำการปรับความกว้างพัลส์ให้เป็น 48%



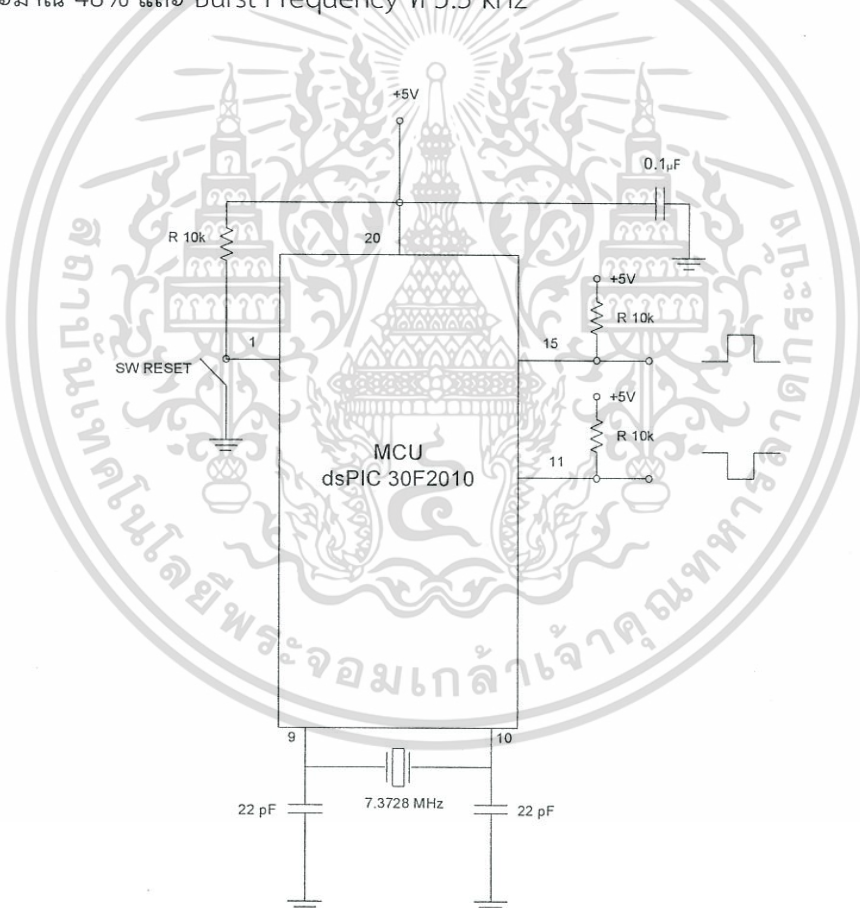
รูปที่ 3.3 วงจรสร้างสัญญาณ PWM จากไอซี UC3879

สำหรับไอซีเบอร์ UC3879 นั้นสามารถปรับ Switching Frequency ได้จากการปรับค่าความต้านทานที่ต่ออยู่กับขาที่ 18 ของไอซี อีกทั้งยังสามารถปรับค่าดิวตี้ไซเคิล (Duty Cycle) และดีเลย์ไทม์ของมอสเฟต S2 และ S4 ได้โดยการปรับค่าความต้านทานที่ต่ออยู่กับขาที่ 5 และสามารถปรับค่าดิวตี้ไซเคิล (Duty Cycle) และดีเลย์ไทม์ (Delay Time) ของมอสเฟต S1 และ S3 ได้โดยการปรับค่าความ

ด้านทานที่ต่ออยู่กับขาที่ 15 และสามารถปรับค่าการเลื่อนเฟสได้โดยการปรับค่าความต้านทานที่ต่ออยู่กับขาที่ 2 ของไอซี

3.5 การสร้างสัญญาณขับเกตแบบ PFM

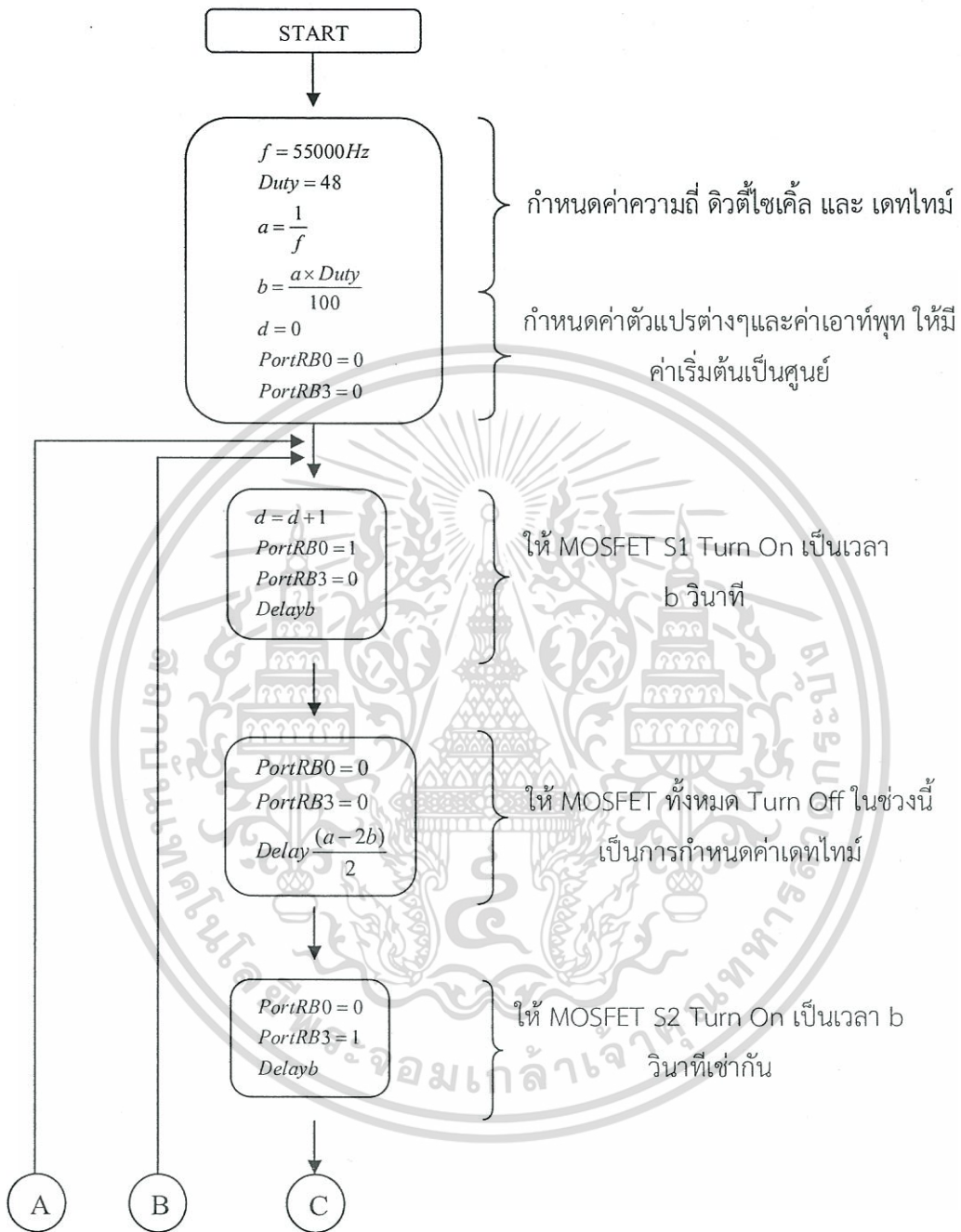
จากหัวข้อที่ 2.8.2 ซึ่งได้กล่าวถึงหลักการการทำงานของสัญญาณ PWM สำหรับในหัวข้อนี้จะเป็นการออกแบบวงจรเพื่อให้ได้สัญญาณ PFM จากไมโครโปรเซสเซอร์ dsPIC 30F2010 ดังแสดงในรูปที่ 3.4 โดยเขียนโปรแกรมควบคุมด้วยภาษา C ผ่านโปรแกรม MPLAB C30 ซึ่งได้ถูกเขียนให้มีเอาต์พุตทั้งหมด 2 เอาต์พุต คือ A และ B ออกมาจากขาที่ 15 และ 11 ตามลำดับโดยออกแบบให้มี Switching Frequency ที่ 55 kHz เพื่อส่งต่อไปยังวงจรขับเกตของเพาเวอร์มอสเฟต ทั้ง 2 ชุด ดิวตี้ไซเคิล (Duty Cycle) ประมาณ 48% และ Burst Frequency ที่ 5.5 kHz



รูปที่ 3.4 ไมโครโปรเซสเซอร์ dsPIC 30F2010

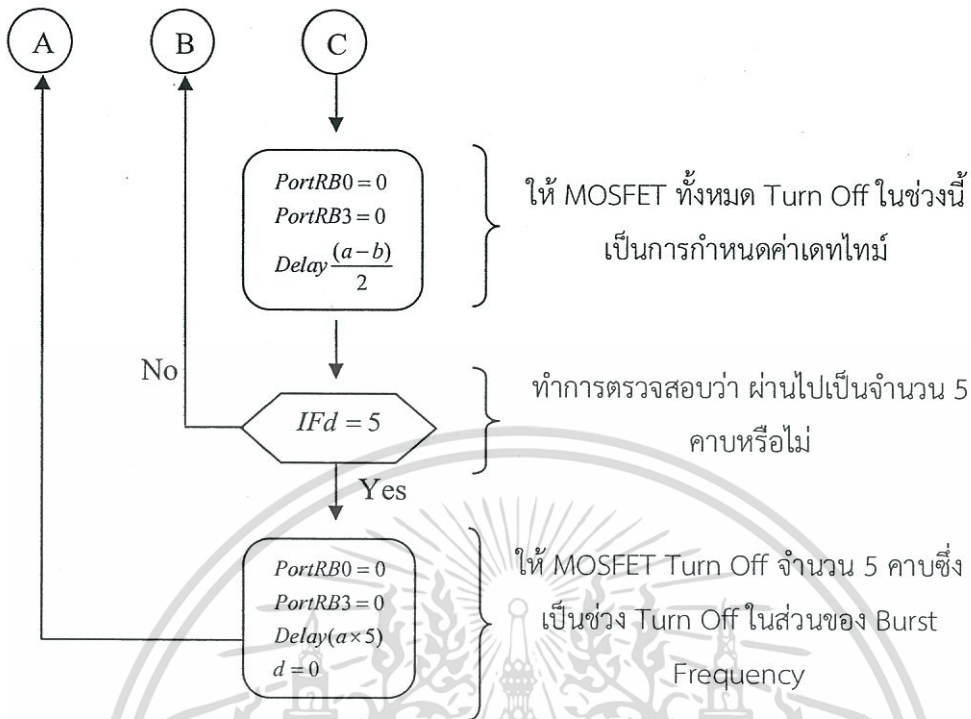
สำหรับสัญญาณ PFM ได้กล่าวไว้แล้วในบทที่ 2 สำหรับบทนี้จะกล่าวถึงการออกแบบสัญญาณ PFM โดยใช้ไมโครโปรเซสเซอร์ dsPIC 30F2010 โดยจะเริ่มต้นด้วย Flow Chart การทำงาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.5 Flow Chart การสร้างสัญญาณ PFM

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



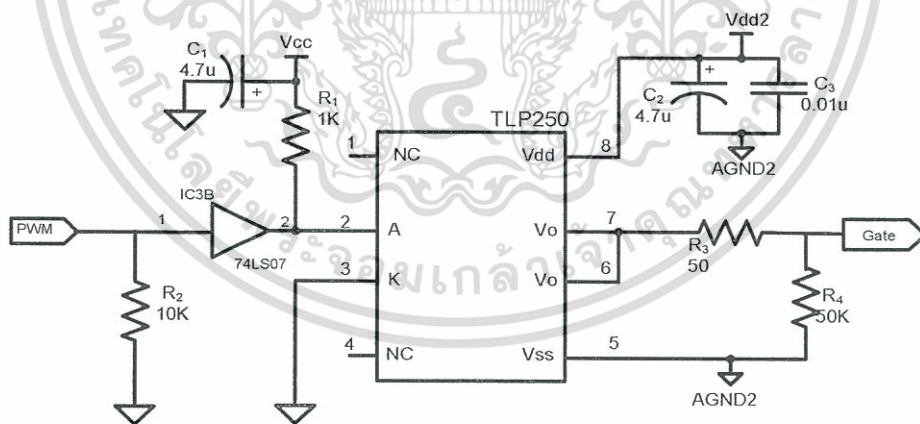
รูปที่ 3.5 Flow Chart การสร้างสัญญาณ PFM (ต่อ)

จากรูปที่ 3.45 Flow Chart การสร้างสัญญาณ PFM นั้นจะเริ่มต้นด้วยการกำหนดค่า Switching Frequency ที่ต้องการนั่นก็คือ 55 kHz และทำการกำหนดค่าดิวตีไซเคิล (Duty Cycle) ไว้ที่ 48% แล้วจึงทำการคำนวณค่าออกมาเป็นคาบเวลาที่จะต้องทำงานหรือเป็นคาบเวลาที่กำหนดให้หยุดทำงาน

ซึ่งคำนวณค่าต่างๆออกมาดังนี้ $a = 18.18 \mu s$, $b = 8.73 \mu s$ และคำนวณหาเดทไทม์ (Dead Time) จากสมการ $\frac{(a-2b)}{2} = 0.36 \mu s$ หลังจากนั้นกำหนดค่าเริ่มต้นต่างๆให้มีค่าเป็นศูนย์ทั้งหมด นั่นก็คือกำหนดให้มอสเฟตทุกตัวไม่ทำงาน จากนั้นก็กำหนดให้มอสเฟต S_{H1} ทำงานเป็นเวลา $8.73 \mu s$ และกำหนดช่วงเดทไทม์ให้มอสเฟตทุกตัวหยุดการทำงานเป็นช่วงเวลา $0.36 \mu s$ หลังจากนั้นมอสเฟต S_{H2} จะเริ่มทำงานโดยทำงานเป็นเวลาเท่ากับกับมอสเฟต S_{H1} คือเวลา $8.73 \mu s$ และกำหนดช่วงเดทไทม์ (Delay Time) ให้มอสเฟตทุกตัวหยุดการทำงานเป็นช่วงเวลา $0.36 \mu s$ และให้ทำแบบนี้วนไปเรื่อยๆจนตรวจสอบได้ว่าทำงานไปทั้งหมด 5 คาบเวลาแล้วหรือยังถ้าใช่ก็จะกำหนดให้มอสเฟตทุกตัวหยุดทำงานเป็นเวลา 5 คาบเวลาซึ่งก็คือช่วง Turn Off ในส่วนของ Burst Frequency นั่นเอง

3.6 วงจรขับนำเกตด้วยไอซี TLP250

สัญญาณที่ผ่านการมอดูเลตตามความกว้างของพัลส์มีลักษณะเป็นสัญญาณพัลส์สี่เหลี่ยมสัญญาณนี้ถูกส่งไปยังวงจรสร้างสัญญาณขับนำเกต ด้วยไอซีสร้างสัญญาณขับนำเกต เบอร์ TLP250 เพื่อควบคุมการทำงานของมอสเฟต วงจรสร้างสัญญาณขับนำเกตแสดงดังรูปที่ 3.5 จากวงจรสัญญาณอินพุตเป็นสัญญาณที่ถูกส่งมาจากวงจรมอดูเลตตามความกว้างของพัลส์มีขนาดแรงดัน 0 V ถึง 5 V สัญญาณนี้ถูกส่งเข้าไปไบอัสให้ LED ใน TLP250 นำกระแส โดยมี ความต้านทาน R_1 ทำหน้าที่จำกัดกระแสในการไบอัสและใช้ไอซีขับเฟออร์ 74LS07 เป็นตัวป้องกันไฟ 5 V ที่จะเกิดการไหลย้อนกลับของแรงดันเข้าไปในวงจรมอดูเลตตามความกว้างของสัญญาณพัลส์ (PWM) เมื่อ LED นำกระแส ทำให้ทรานซิสเตอร์ชนิด NPN ทางด้านเอาต์พุตของ TLP250 นำกระแส แรงดันที่ขา 7 ของ TLP250 เทียบกับกราวด์เท่ากับ 15 V และแรงดันที่ V_{GS} ของมอสเฟตเท่ากับ 15 V กับ 0 V เมื่อแรงดัน V_{GS} มีค่าเป็นบวกสามารถทำให้มอสเฟตนำกระแสได้ ส่วนในกรณีที่แรงดันอินพุตน้อยกว่า 0.7 V LED ภายใน TLP250 หยุดนำกระแสส่งผลให้ทรานซิสเตอร์ชนิด NPN ทางด้านเอาต์พุตของ TLP250 หยุดนำกระแสเช่นเดียวกัน แต่ทรานซิสเตอร์ชนิด PNP จะนำกระแสแทนส่งผลให้ที่สภาวะนี้แรงดันที่ขา 7 ของ TLP250 เทียบกับกราวด์มีค่าประมาณ 0 V เมื่อแรงดันที่ V_{GS} มีค่าเป็น 0 V ก็จะทำให้มอสเฟตหยุดนำกระแสได้ สำหรับวงจรคอนเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์ (Half – Bridge Converter) นั้นต้องใช้สัญญาณขับนำเกตสองสัญญาณเนื่องจากมีสวิตช์ 2 ตัวทำงานสลับกันจึงจำเป็นต้องใช้วงจรขับนำเกตด้วยไอซี TLP250 ทั้งหมด 2 ชุด

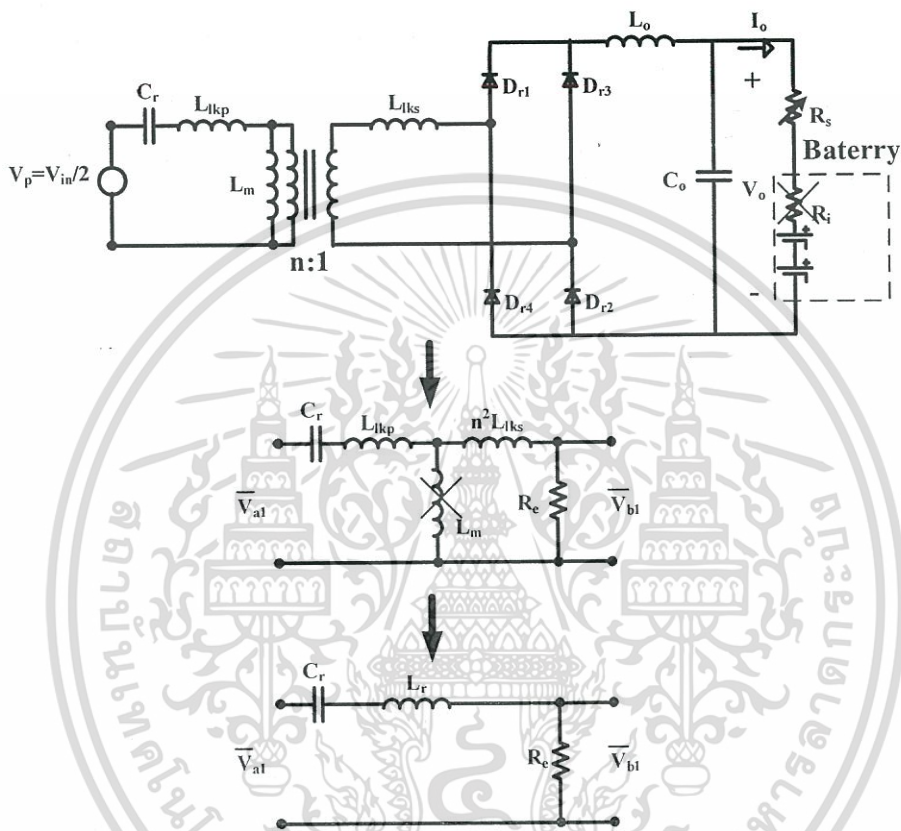


รูปที่ 3.6 วงจรขับนำเกตโดยใช้ไอซีเบอร์ TLP250

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า. ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.7 การออกแบบวงจรเรโซแนนซ์อนุกรม (Series Resonant Circuit)

หลักการการทำงานของวงจรเรโซแนนซ์อนุกรมได้ถูกอธิบายเอาไว้แล้วในหัวข้อที่ 2.12 ต่อไปนี้จะเป็นการออกแบบและคำนวณวงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรมโดยมีรายละเอียดดังต่อไปนี้



รูปที่ 3.7 วงจรเรโซแนนซ์อนุกรมสมมูล

รูปที่ 3.7 เป็นวงจรเรโซแนนซ์อนุกรมสมมูลโดยทำการออกแบบ โดยอาศัยค่าตัวเหนี่ยวนำแม่เหล็กภายในหม้อแปลงมาประยุกต์ใช้งานเป็นตัวเหนี่ยวนำเรโซแนนซ์ (L_r) โดยเป็นการรวมตัวเหนี่ยวนำรั่วไหล (L_{lkp}, L_{lks}) ดัชนีปฐมภูมิและทุติยภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้าเข้าด้วยกัน ส่วนค่าตัวเหนี่ยวนำเส้นแรงแม่เหล็กในแกน (L_m) ไม่ได้ถูกนำมาพิจารณาเนื่องจากมีค่าความเหนี่ยวนำที่ค่อนข้างมากจึงเสมือนว่ามีค่าอิมพีแดนซ์ที่มากถือว่าไม่มีกระแสไหลผ่าน ส่วนความต้านทานภายในแบตเตอรี่ (R_i) นั้นถือว่าน้อยมากเมื่อเทียบกับตัวต้านทานป้องกันกระแสเกิน (R_s) จึงไม่นำมาพิจารณา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากวงจรเรโซแนนท์อนุกรมสมมูลในรูปที่ 3.7 สามารถนำมาคำนวณหาค่าตัวเหนี่ยวนำเรโซแนนท์ (L_r) และตัวเก็บประจุเรโซแนนท์ (C_r) ที่ความถี่เรโซแนนท์ 53 kHz ได้ดังนี้

$$L_r = L_{lkp} + n^2 L_{lks} \quad (3.6)$$

จะได้ค่าตัวเหนี่ยวนำเรโซแนนท์ $L_r = 800.43 \mu\text{H}$

คำนวณตัวเก็บประจุเรโซแนนท์ (C_r) จากสมการที่ 2.24

$$2\pi fL = \frac{1}{2\pi fC}$$

เมื่อแทนค่าตัวแปรต่างๆลงในสมการจะได้ $C_r = 11.3 \text{ nF}$ หรือประมาณ 12 nF

คำนวณหาค่าความต้านทานสมมูลของวงจรเรโซแนนท์อนุกรมสมมูล (R_e) จากสมการที่ 2.31

เมื่อความต้านทานป้องกันกระแสเกินจากการคำนวณมีค่าประมาณ 4.2Ω

$$R_e = \frac{8n^2 R_L}{\pi^2}$$

เมื่อแทนค่าตัวแปรต่างๆลงในสมการจะได้ $R_e = 276.04 \Omega$

คำนวณค่าตัวประกอบคุณภาพ (Quality Factor: Q) สามารถคำนวณได้จากสมการที่ 2.34

$$Q = \frac{\sqrt{L_r/C_r}}{R_e}$$

เมื่อแทนค่าตัวแปรต่างๆลงในสมการจะได้ $Q \approx 1.02$ ซึ่งค่า Q ที่มีค่าดังกล่าวถือว่าอยู่ในระดับที่ดีเนื่องจากมีอัตราการลดทอนที่ถือว่าน้อยเมื่อพิจารณาจากรูปที่ 2.23 ประกอบ

3.8 การออกแบบวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (Low - Pass Filter)

จากหัวข้อที่ 2.15 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านทำหน้าที่ในการกรองสัญญาณที่เราไม่ต้องการออกไป โดยการกำหนดความถี่ขึ้นมาเป็นขอบเขตเรียกว่า ค่าความถี่ขอบเขต (Cut - Off Frequency) ถ้าหากว่าสัญญาณเกิดการกระเพื่อมขึ้นสัญญาณที่กระเพื่อมแล้วมีความถี่มากกว่าความถี่ขอบเขตจะถูกกรองออกไป

จากระบบ วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านนั้นจะประกอบด้วยอุปกรณ์ 2 ตัวด้วยกันคือ ตัวเหนี่ยวนำ และตัวเก็บประจุ ในวิทยานิพนธ์นี้จะทำการกำหนดความถี่ขอบเขตไว้ที่ 1 kHz

คำนวณหาค่าตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุจากสมการที่ 2.40 $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ โดยที่ $\omega_0 = 2\pi f_0$

$$\text{ดังนั้น} \quad 2\pi f_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (3.7)$$

ทำการเลือกสุม่อุปกรณ์ที่มีอยู่ตามท้องตลาดทั่วไปเพื่อให้ง่ายต่อการออกแบบวงจร และมีความเหมาะสมกับค่าตัวประกอบคุณภาพ (Quality Factor: Q) เพื่อไม่ให้เกิดอัตราการลดทอนที่มากจนเกินไป ซึ่งในวิทยานิพนธ์นี้ได้ทำการเลือกใช้ตัวเก็บประจุ (C_o) ขนาด 330 μF

หลังจากแทนค่าพารามิเตอร์ต่างๆลงในสมการจะได้ $2\pi(1000) = \frac{1}{\sqrt{L(330 \times 10^{-6})}}$

ทำการคำนวณหาค่าอุปกรณ์ที่เหลือจะได้ค่าตัวเหนี่ยวนำ (L_o) ประมาณ 75 μH เมื่อทำการคำนวณผลปรากฏว่าได้ค่า $Q \approx 0.2$ ซึ่งแสดงว่าค่า C_o และ L_o มีความเหมาะสม

3.9 การออกแบบตัวเหนี่ยวนำขนาด 75 μH สำหรับวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน

จากหัวข้อที่ 2.11 ได้กล่าวถึงหลักการออกแบบตัวเหนี่ยวนำความถี่สูง (High - Frequency Inductance) ในหัวข้อนี้จะเป็นการออกแบบและคำนวณตัวเหนี่ยวนำขนาด 75 μH เพื่อนำไปใช้งานกับวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน

ทำการเลือกขนาดแกนแม่เหล็กเบอร์ P18/11

$$(A_p = 1140 \text{ mm}^4, A_w = 26.6 \text{ mm}^2, A_c = 43 \text{ mm}^2)$$

คำนวณหา ΔI_o โดยเลือกค่า $\Delta I_o = 10\%$ ของกระแสโหลดจะได้ $\Delta I_o = 0.1 \text{ A}$

หาค่า I_m จากสมการ 2.16

$$I_m = I_o + \frac{\Delta I_o}{2}$$

หลังจากแทนค่าพารามิเตอร์ต่างๆจะได้ค่ากระแสยอด $I_m = 1.05 \text{ A}$

คำนวณหาจำนวนรอบในการพันตัวเหนี่ยวนำจากสมการที่ 2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$N = \frac{LI_m}{A_c B_m}$$

เมื่อแทนค่าลงในสมการจะได้
$$N = \frac{(75)(1.05)}{(43)(0.2)}$$

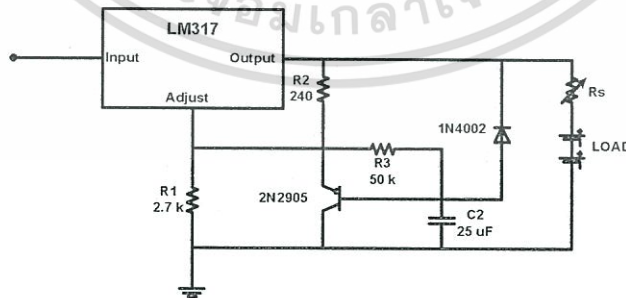
จะได้จำนวนรอบในการพันตัวเหนี่ยวนำ $N = 10$ โดยการปัดเศษขึ้น
ทำการคำนวณหาขนาดลวดตัวนำจากสมการ 2.17

$$a = \frac{I}{J}$$

เมื่อแทนค่าพารามิเตอร์ต่างๆจะได้ $a = \frac{1}{3}$ ได้พื้นที่หน้าตัดลวดตัวนำที่คำนวณได้
 $a = 0.33 \text{ mm}^2$
ทำการเลือกเบอร์ลวดตัวนำได้ SWG 22 เนื่องจากจะต้องเลือกเบอร์ที่มีพื้นที่หน้าตัดมากกว่าค่าที่
คำนวณได้

3.10 วงจรเรกูเลเตอร์ (Regulator)

การชาร์จแบตเตอรี่ 12V, 7Ah นั้นจะต้องควบคุมไม่ให้แรงดันเกิน 15 V และกระแสไม่เกิน 1 A
ที่แบตเตอรี่จะรับได้ วงจรที่จะมีส่วนช่วยในการจำกัดแรงดันไม่ให้มากเกินไป คือวงจรเรกูเลเตอร์
(Regulator) ซึ่งมีออกแบบ โดยใช้ไอซีเบอร์ LM317 ซึ่งมีรายละเอียดในการออกแบบดังต่อไปนี้ ส่วน
กระแสจะถูกจำกัดโดยตัวต้านทานอนุกรม (R_s) ที่ต่อเข้าไปเพื่อจำกัดกระแสที่ได้ออกเอาไว้นับที่ 2



รูปที่ 3.8 วงจรเรกูเลเตอร์ (Regulator)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.11 สรุป

การออกแบบเครื่องชาร์จแบตเตอรี่แบบคอนเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์เรโซแนนท์แบบอนุกรม (Half - Bridge Series Resonant Converter) ดังรูปที่ 4.1 นั้นได้ทำการออกแบบอุปกรณ์หลายชนิดด้วยกันในข้างต้น จากนี้จะเป็นการสรุปรายละเอียดเกี่ยวกับค่าตัวแปรต่างๆที่คำนวณออกมาได้ซึ่งเป็นข้อมูลที่สำคัญอย่างยิ่งในการออกแบบซึ่งมีอุปกรณ์บางชนิดที่จะต้องทำการปรับเปลี่ยนค่าที่ได้จากการคำนวณเพื่อความเหมาะสมในการใช้งาน คือ ตัวเก็บประจุเรโซแนนท์ (C_r) และตัวต้านทานจำกัดกระแส (R_s) โดยมีรายละเอียดดังตารางที่ 3.2

ตารางที่ 3.4 แสดงค่าพารามิเตอร์ในการออกแบบซึ่งจะมีการแสดงค่าที่ได้จากการออกแบบ และค่าที่นำไปใช้งานจริง

ตัวแปร	ค่าจากการออกแบบ	ค่าที่ใช้งานจริง
Vin	310 V	310 V
C1,C2	100 uF	100 uF
Switching Frequency	55 kHz	55 kHz
Duty Cycle	48 %	48 %
Burst Frequency	5.5 kHz	5.5 kHz
Transformer	HF Trans , n=9	HF Trans , n=9
Lr	800.43 μ H	800.43 μ H
Cr	12 nF	13 nF
Resonant Frequency	53 kHz	50 kHz
Lo	75 uH	75 uH
Co	330 uF	330 uF
Vout (Max)	15 V	15 V
Iout (Max)	1 A	1 A
Rs	4.2 Ω	2 Ω
Load	Lead-Acid batt, 12 V, 7 Ah	Lead-Acid batt, 12 V, 7 Ah

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

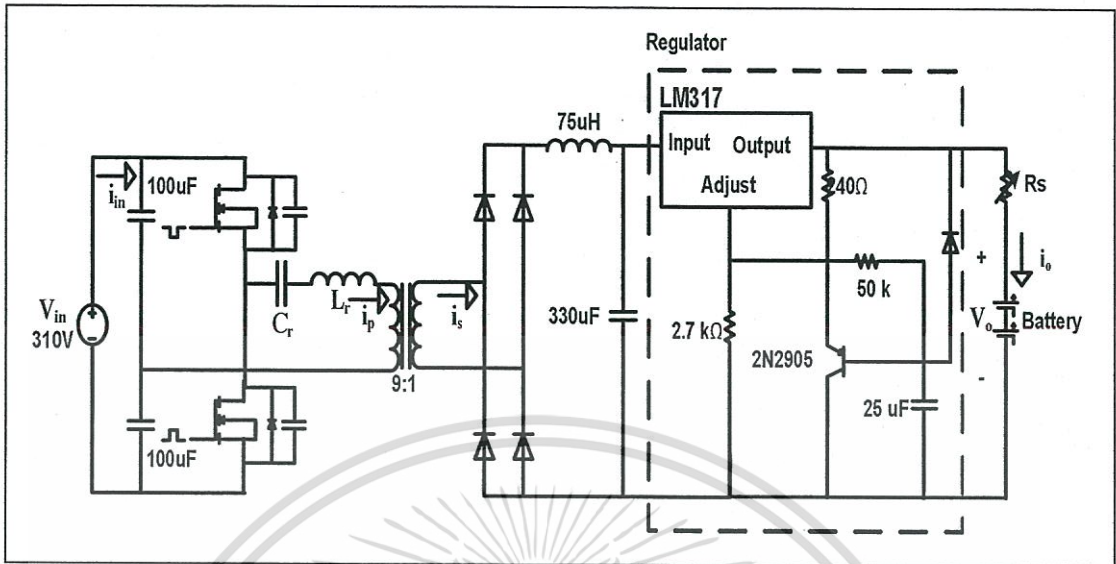
การทดลองและผลการทดลอง

4.1 บทนำ

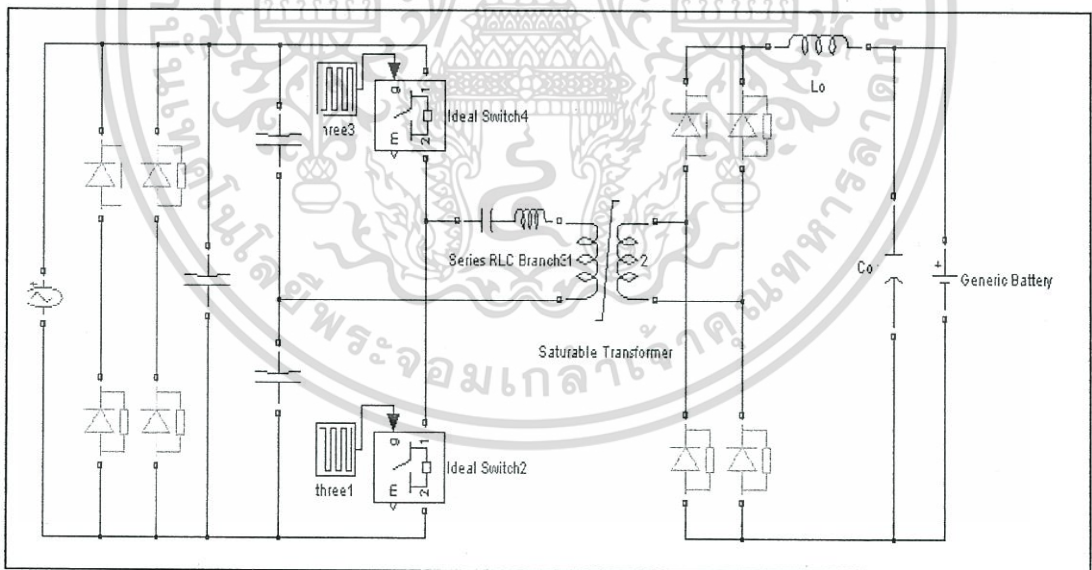
สำหรับบทที่ 4 นี้จะเป็นการกล่าวถึงการทดลองการทำงานของเครื่องชาร์จแบตเตอรี่โดยจะทำการเปลี่ยนสัญญาณขับเกต 2 แบบด้วยกันคือ PWM และ PFM เพื่อวิเคราะห์คุณภาพการทำงานต่างๆ โดยจะทำการวัดแรงดันและกระแสที่จุดต่างๆเพื่อจะนำมาเปรียบเทียบและพิจารณาถึงข้อดีข้อและข้อเสียของสัญญาณขับเกตทั้ง 2 แบบ ที่ได้กล่าวไว้ในข้างต้น

4.2 การวัดผลการทดลองทางไฟฟ้า

ในหัวข้อนี้จะทำการเก็บผลการทดลองทางไฟฟ้าของการชาร์จแบตเตอรี่ซึ่งวงจรพื้นฐานถูกแสดงไว้ในรูปที่ 4.1 อีกทั้งยังทำการจำลองวงจรพื้นฐานด้วยโปรแกรม MATLAB SIMULINK 7.1 เพื่อใช้เป็นข้อมูลเบื้องต้นในการเลือกค่าอุปกรณ์ให้มีความเหมาะสมใกล้เคียงก่อนจะนำไปในงานจริง แต่ทว่าในการทดลองจริงนั้นอาจมีแรงดันไฟฟ้าและกระแสเกินพิกัดของแบตเตอรี่จึงต้องมีอุปกรณ์จำกัดกระแสและแรงดัน(Limiter)เข้าไปในวงจร โดยอุปกรณ์ที่ทำหน้าที่จำกัดกระแสไม่ให้เกิน 1 A ที่ได้นำมาใช้งานก็ค่าตัวต้านทานจำกัดกระแส(R_L) ส่วนวงจรที่ทำหน้าที่ในการจำกัดแรงดันไม่ให้เกิน 15 V ในช่วงท้ายของการชาร์จแบตเตอรี่ก็คือวงจรเรกูเลเตอร์(Regulator) ซึ่งออกแบบโดยใช้ไอซี LM317 โดยการทดลองนั้นจะใช้รายละเอียดของวงจรและค่าพารามิเตอร์ของอุปกรณ์เหมือนกันทุกประการ แต่จะแตกต่างกันเพียงสัญญาณขับเกตโดยจะใช้สัญญาณขับเกตแบบPWMและPFMเพื่อจะศึกษาถึงความแตกต่างและประสิทธิภาพการทำงานต่างๆ อีกทั้งข้อดีข้อเสียที่จะส่งผลต่อแบตเตอรี่ ซึ่งการทดลองจะเป็นการจำลองให้เหมือนกับการใช้งานจริงมากที่สุด โดยแบตเตอรี่จะถูกใช้งานจนหมดแล้วนำกลับมาชาร์จใหม่ (Cyclic Charge) และจะทำการเก็บผลการทดลองของแรงดันและกระแสด้านปฏิกิริยาของหม้อแปลง แรงดันและกระแสด้านทุติยภูมิของหม้อแปลง ประสิทธิภาพขอการทำงาน และ ความราบเรียบของกระแสและแรงดันที่แบตเตอรี่ขณะทำการชาร์จ เวลาที่ใช้ในการชาร์จ อุณหภูมิของน้ำยาอิเล็กโทรไลต์



รูปที่ 4.1 วงจรสมมูลพื้นฐานของเครื่องชาร์จแบตเตอรี่



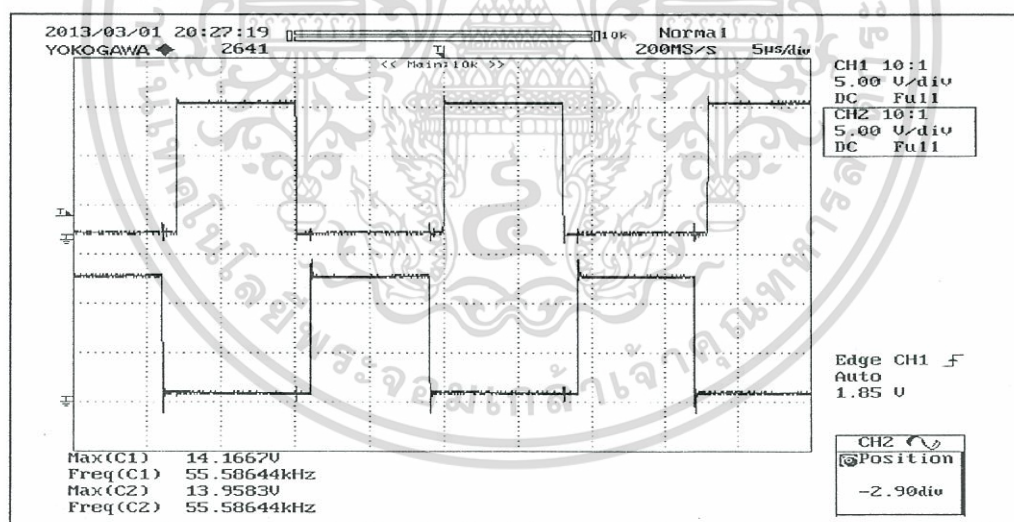
รูปที่ 4.2 การจำลองด้วยโปรแกรม MATLAB SIMULINK 7.1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

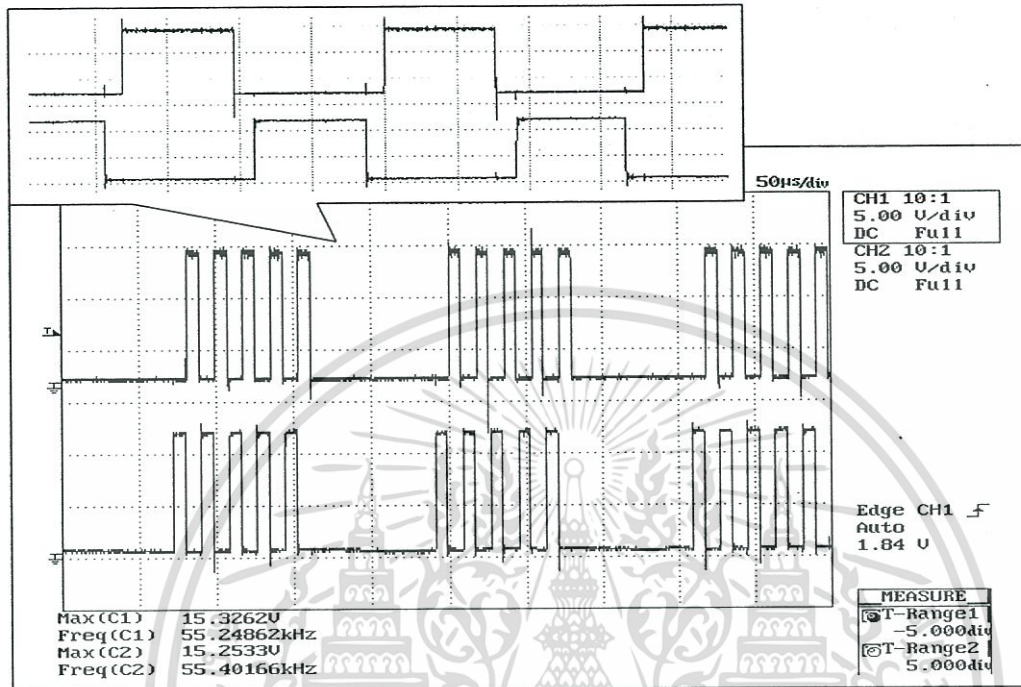
รูปที่ 4.2 เป็นการจำลองวงจรคอนเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์เรโซแนนท์แบบอนุกรม ด้วยโปรแกรม MATHLAB SIMULINK 7.1 โดยการจำลองนั้นจะทำการแทนค่าอุปกรณ์ต่างๆให้มีค่าเท่ากับค่าที่ได้จากการคำนวณในบทที่ 3 เพื่อให้สามารถพิจารณาแนวโน้มของลักษณะรูปคลื่นต่างๆเมื่อถูกนำไปใช้งานจริง และสามารถวิเคราะห์ห้วงนำได้ว่าควรจะต้องปรับลดหรือเพิ่มค่าอุปกรณ์ตัวใดบ้างเพื่อความเหมาะสมเมื่อทำการออกแบบจริง

สัญญาณในรูปที่ 4.3 คือสัญญาณชั้บเกิดแบบ PWM ซึ่งได้มาจากไอซีเบอร์ UC3879N โดยทำการปรับ Switching Frequency ให้ได้ประมาณ 55 kHz และ ดิวตี้ไซเคิล (Duty Cycle) ไว้ประมาณ 48 % โดยจะมีสัญญาณ 2 สัญญาณที่มีความถี่และดิวตี้ไซเคิลที่เท่ากันทำงานสลับกันไปมาเพื่อไม่ให้สวิตช์ที่ 2 ตัว ทำงานที่พร้อมกัน

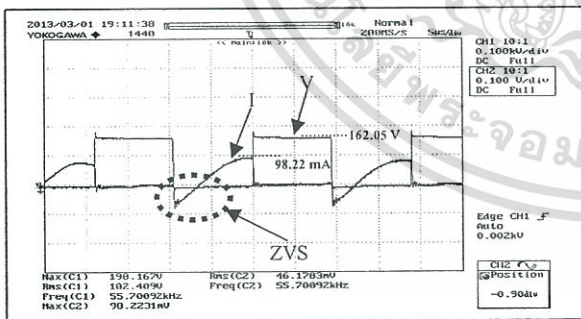
สัญญาณในรูปที่ 4.4 คือสัญญาณชั้บเกิดแบบ PFM ซึ่งได้มาจากไมโครโปรเซสเซอร์ dsPIC 30F2010 โดยการเขียนโปรแกรมให้มี Switching Frequency ประมาณ 55 kHz เช่นเดียวกับสัญญาณชั้บเกิดแบบ PWM และทำการปรับ Burst Frequency ไว้ที่ประมาณ 5.5 kHz เพื่อให้ได้กำลังไฟฟ้าที่ต้องการ



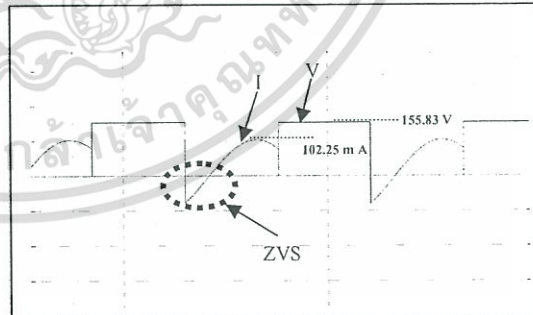
รูปที่ 4.3 สัญญาณชั้บเกิดแบบ PWM



รูปที่ 4.4 สัญญาณขับเคลื่อนแบบ PFM



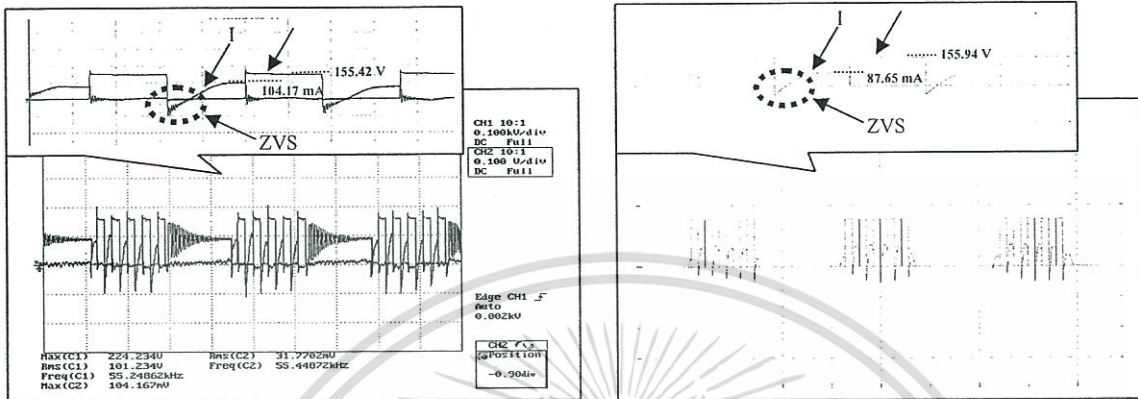
(ก) ผลการทดลอง



(ข) ผลการจำลอง

รูปที่ 4.5 รูปคลื่นแรงดันและกระแสของสวิตช์ S_{H1} จากวงจรคอนเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์เรโซแนนท์แบบอนุกรมชนิด PWM

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก) ผลการทดลอง

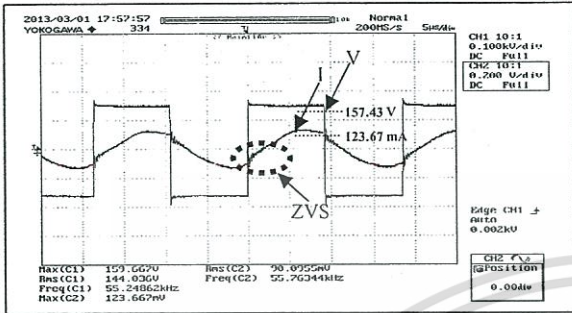
(ข) ผลการจำลอง

รูปที่ 4.6 รูปคลื่นแรงดันและกระแสของสวิตช์ S_{H1} จาก วงจรคอนเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์เรโซแนนซ์แบบอนุกรมชนิด PFM

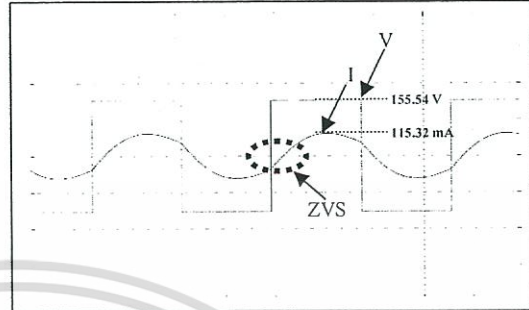
สัญญาณในรูปที่ 4.5 (ก) คือ ผลการทดลองแรงดันและกระแสของสวิตช์ S_{H1} จากวงจรคอนเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์เรโซแนนซ์แบบอนุกรมชนิด PWM เมื่อทำการวัดแรงดันที่ ขาเดรน กับซอส และทำการวัดกระแสไหลเข้าสวิตช์ที่ขาเดรน ซึ่งจะสังเกตเห็นว่าสวิตช์เริ่มทำงานที่แรงดันเป็นศูนย์ (ZVS) อันเนื่องมาจากการทำงานของวงจรเรโซแนนซ์ทำให้ช่วยลดการสูญเสียกำลังงานของสวิตช์ในช่วงที่สวิตช์เริ่มทำงานได้ ซึ่งสอดคล้องกับผลการจำลองในรูปที่ 4.5 (ข) ซึ่งเกิดการ ทำงานแบบแรงดันเป็นศูนย์ (ZVS) ขณะสวิตช์เริ่มนำกระแส

สัญญาณในรูปที่ 4.6 (ก) คือ ผลการทดลองแรงดันและกระแสของสวิตช์ S_{H1} จาก วงจรคอนเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์เรโซแนนซ์แบบอนุกรมชนิด PFM เมื่อทำการวัดแรงดันที่ขาเดรน กับซอสเช่นเดียวกับสัญญาณในรูปที่ 4.5 ซึ่งจะสังเกตเห็นว่าสวิตช์เริ่มทำงานที่แรงดันเป็นศูนย์ (ZVS) เช่นเดียวกัน แต่จะเห็นว่าแรงดันไม่เป็นศูนย์ในช่วงที่สวิตช์ทั้ง 2 ไม่มีการทำงานอันเป็นผลมาจากแรงดันตกคร่อมสวิตช์ขณะสวิตช์ไม่มีการนำกระแสจึงปรากฏแรงดันในช่วงดังกล่าว ซึ่งมีความสอดคล้องกับผลการจำลองในรูปที่ 4.6 (ข) ซึ่งเกิดการ ทำงานแบบแรงดันเป็นศูนย์ (ZVS) ในช่วงที่สวิตช์เริ่มนำกระแส แต่จะมีข้อแตกต่างบางประการในเรื่องแรงดันที่มีค่าไม่เป็นศูนย์ในช่วงที่สวิตช์ทั้ง 2 ไม่มีการทำงาน ซึ่งผลการจำลองทางไฟฟ้าจะมีค่าเป็นศูนย์เนื่องจากการพิจารณาการทำงานแบบอุดมคติ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



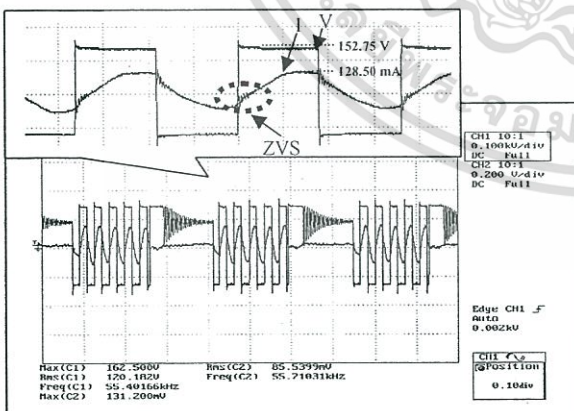
(ก)ผลการทดลอง



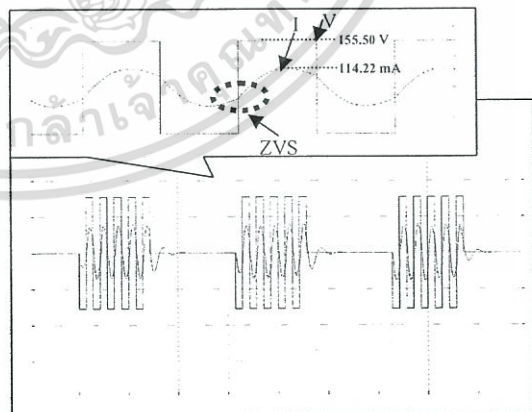
(ข)ผลการจำลอง

รูปที่ 4.7 รูปคลื่นแรงดันและกระแสด้านปฐมภูมิของหม้อแปลงของ วงจรคอนเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์เรโซแนนท์แบบอนุกรมชนิด PFM

รูปที่ 4.7 (ก) คือแรงดันและกระแสด้านปฐมภูมิของหม้อแปลงของ จาก วงจรคอนเวอร์เตอร์กึ่ง บริดจ์เรโซแนนท์แบบอนุกรมชนิด PWM ซึ่งมีแรงดันเป็นรูปคลื่นสี่เหลี่ยมและกระแสเป็นรูปคลื่นไซน์ โดย เฟสของกระแสจะตามหลังแรงดันอยู่เล็กน้อยและสวิตช์เริ่มทำงานขณะแรงดันเป็นศูนย์ (ZVS) ซึ่งเป็นผล จากการทำงานของวงจรเรโซแนนท์ เช่นเดียวกับกับผลการจำลองในรูปที่ 4.7 (ข)



(ก)ผลการทดลอง

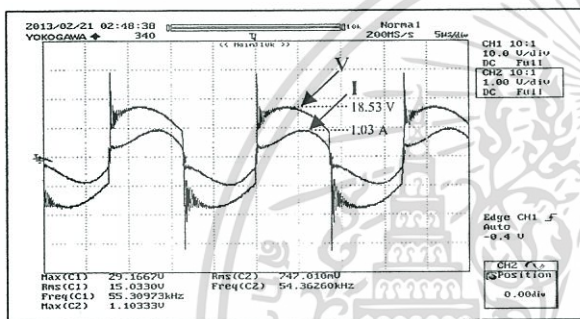


(ข)ผลการจำลอง

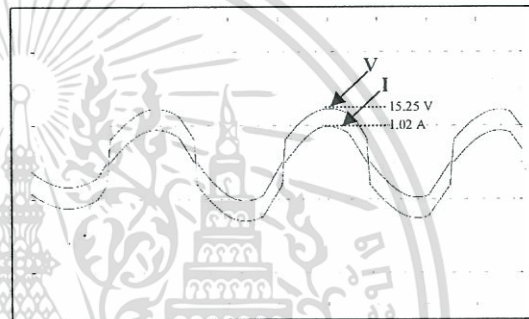
รูปที่ 4.8 รูปคลื่นแรงดันและกระแสด้านปฐมภูมิของหม้อแปลงของ วงจรคอนเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์เรโซแนนท์แบบอนุกรมชนิด PFM

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 4.8 (ก) คือผลการทดลองแรงดันและกระแสด้านปฐมภูมิของหม้อแปลงของ วงจรคอนเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์เรโซแนนท์แบบอนุกรมชนิด PFM ซึ่งมีแรงดันและกระแสเช่นเดียวกับ วงจรคอนเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์เรโซแนนท์แบบอนุกรมชนิด PWM แต่จะมีลักษณะเป็นโหมดกระแสไม่ต่อเนื่องเพราะมีช่วงหยุดการทำงานที่ยาวนานในช่วงของ Burst Frequency แต่แรงดันในช่วง Burst Frequency ไม่เป็นศูนย์เนื่องจากมีแรงดันตกคร่อมสวิตช์ขณะไม่มีกระแสไหลผ่านซึ่งแตกต่างกันกับผลการจำลองในรูปที่ 4.8 (ข) ซึ่งแรงดันและกระแสในช่วงดังกล่าวจะมีค่าเป็นศูนย์เนื่องจากการทำงานในอุดมคติเท่านั้น

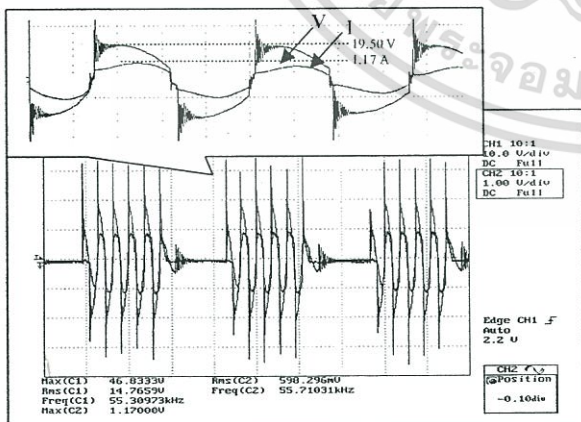


(ก)ผลการทดลอง

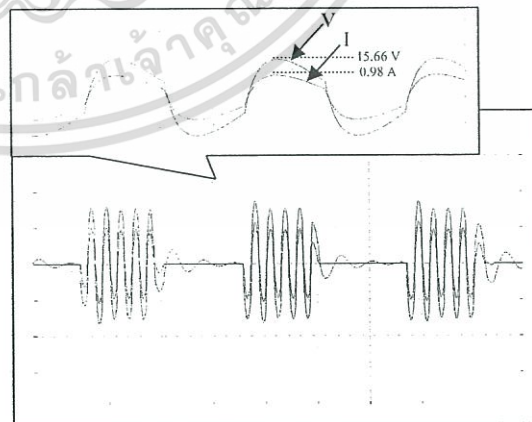


(ข)ผลการจำลอง

รูปที่ 4.9 รูปคลื่นแรงดันและกระแสด้านทุติยภูมิของหม้อแปลงของวงจรคอนเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์เรโซแนนท์แบบอนุกรมชนิด PWM



(ก)ผลการทดลอง



(ข)ผลการจำลอง

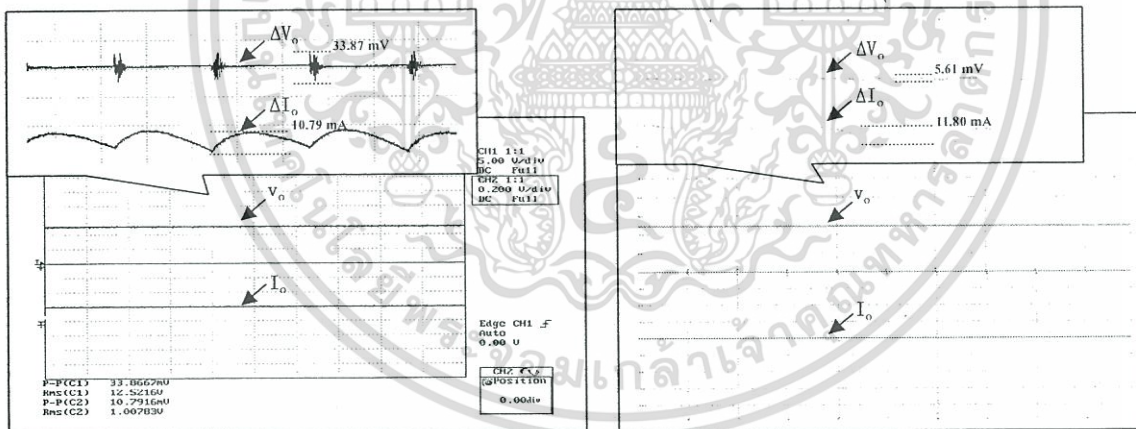
รูปที่ 4.10 รูปคลื่นแรงดันและกระแสด้านทุติยภูมิของหม้อแปลงของวงจร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรคอนเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์เรโซแนนท์แบบอนุกรมชนิด PFM

รูปที่ 4.9 (ก) คือผลการทดลองของรูปคลื่นของกระแสและแรงดันจากวงจรคอนเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์เรโซแนนท์แบบอนุกรมชนิด PWM ด้านทฤษฎีของหม้อแปลงไฟฟ้าจะเห็นว่ารูปคลื่นมีลักษณะใกล้เคียงกับรูปคลื่นสัญญาณไซน์ ส่วนแรงดันจะถูกลดทอนลงไปแต่กระแสจะเพิ่มขึ้นเมื่อเทียบกับด้านปฐมภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้าซึ่งเป็นผลจากการทำงานของหม้อแปลงไฟฟ้า ส่วนเฟสไม่มีความแตกต่างกันทำให้เกิดการสูญเสียพลังงานที่น้อย เช่นเดียวกับกับผลการจำลองในรูปที่ 4.9 (ข) แต่จะเห็นความแตกต่างที่ชัดเจนในเรื่อง Spike ของแรงดันของผลการทดลองที่สูงมากอันเนื่องมาจากอิทธิพลของตัวแปรแฝงต่างๆในหม้อแปลง ซึ่งจากจำลองในรูปที่ 4.9 (ข) เป็นการทำงานในอุดมคติจึงไม่มี Spike เกิดขึ้น

จากรูปที่ 4.10 (ก) คือผลการทดลองของรูปคลื่นของกระแสและแรงดันจากวงจรคอนเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์เรโซแนนท์แบบอนุกรมชนิด PFM ซึ่งก็จะมีลักษณะที่คล้ายกับรูปคลื่นของรูปที่ 4.9 แต่กระแสและแรงดันจะมีลักษณะที่ไม่ต่อเนื่องและสิ่งที่น่าสนใจก็คือ Spike ที่เพิ่มสูงขึ้นอย่างมากเมื่อเทียบกับด้านปฐมภูมิของหม้อแปลงซึ่งอาจจะส่งผลกระทบต่อวงจรไฟฟ้าและการชาร์จแบตเตอรี่ ซึ่งจะแตกต่างกับการพิจารณาแบบอุดมคติในรูปที่ 4.16 ที่ไม่มี Spike เกิดขึ้น



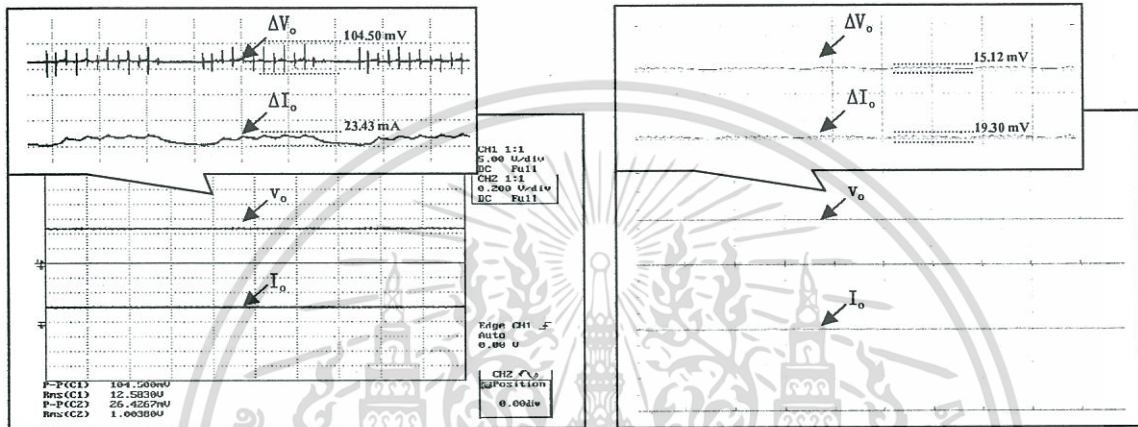
(ก) ผลการทดลอง

(ข) ผลการจำลอง

รูปที่ 4.11 รูปคลื่นแรงดันและกระแสที่โหลดแบตเตอรี่ ขณะทำการชาร์จของวงจรคอนเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์เรโซแนนท์แบบอนุกรมชนิด PWM

รูปที่ 4.11 (ก) คือผลการทดลองแรงดันและกระแสเอาต์พุทของวงจรคอนเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์เรโซแนนท์แบบอนุกรมชนิด PWM ขณะทำการชาร์จแบตเตอรี่ เมื่อทำการวัดที่ขั้วของแบตเตอรี่โดยถ้าหากสังเกตโดยคร่าวๆจะพบว่าแรงดันและกระแสมีความราบเรียบเป็นไปตามที่แบตเตอรี่ต้องการ แต่ถ้าหากวิเคราะห์ให้เพิ่มมากขึ้นโดยการขยายรูปคลื่นจะพบว่าแรงดันและกระแสที่โหลดแบตเตอรี่ยังคงมีเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

V และกระแสที่ไหลเข้าสู่แบตเตอรี่ประมาณ 1 A พบว่ามีการกระเพื่อมของแรงดันและกระแสอยู่ที่ 33.87 mV และ 10.79 mA ตามลำดับ ส่วนผลการจำลองในรูปที่ 4.11 (ข) มีการกระเพื่อมของแรงดันและกระแสอยู่ที่ 5.61 mV และ 11.80 mA ตามลำดับ ซึ่งสาเหตุที่กระกระเพื่อมของแรงดันระหว่างผลการทดลองและผลการจำลองมีค่าแตกต่างกันมากเนื่องมาจากผลการจำลองไม่มีผลของ Spike



(ก) ผลการทดลอง

(ข) ผลการจำลอง

รูปที่ 4.12 รูปคลื่นแรงดันและกระแสที่โหลดแบตเตอรี่ ขณะทำการชาร์จ ของวงจร วงจรคอนเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์เรโซแนนท์แบบอนุกรมชนิด PFM

รูปที่ 4.12 (ก) คือผลการทดลองแรงดันและกระแสเอาต์พุทของ วงจรคอนเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์เรโซแนนท์แบบอนุกรมชนิด PFM ขณะทำการชาร์จแบตเตอรี่ เช่นเดียวกับรูปที่ 4.11 (ก) โดยมีค่าการกระเพื่อมของแรงดันและกระแสอยู่ที่ 104.50 mV และ 26.43 mA ตามลำดับ ส่วนผลการจำลองในรูปที่ 4.12 (ข) มีการกระเพื่อมของแรงดันและกระแสอยู่ที่ 15.12 mV และ 19.30 mA ตามลำดับ ซึ่งสาเหตุที่กระกระเพื่อมของแรงดันระหว่างผลการทดลองและผลการจำลองมีค่าแตกต่างกันมากเนื่องมาจากผลการจำลองไม่มีผลของ Spike เช่นเดียวกัน โดยผลการทดลองและผลการจำลองมีความสอดคล้องกันคือการกระเพื่อมของแรงดันและกระแสของ วงจรคอนเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์เรโซแนนท์แบบอนุกรมชนิด PFM มีค่าที่สูงกว่าวงจรคอนเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์เรโซแนนท์แบบอนุกรมชนิด PWM

4.3 การบันทึกผลการทดลอง

การเก็บผลการทดลองจากรูปที่ 4.1 นั้นจะทำการบันทึกผลของกระแสอินพุท (I_{in}), แรงดันอินพุท (V_{in}) กระแสเอาต์พุท (I_o) และแรงดันเอาต์พุท (V_o) อุณหภูมิของน้ำยาอิเล็กทรอนิกส์ ($Temp$) ขณะเริ่มชาร์จแบตเตอรี่จนกระทั่งแรงดันตกคร่อมที่ขั้วบวกและลบของแบตเตอรี่มีค่าเท่ากับ 15 V ซึ่งจะถือว่าสิ้นสุดการชาร์จ โดยจะทำการเก็บผลการชาร์จของวงจรคอนเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์เรโซแนนท์แบบอนุกรมชนิด PWM และ วงจรคอนเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์เรโซแนนท์แบบอนุกรมชนิด PFM ทุกๆ 15 นาที เพื่อนำมาวิเคราะห์หาค่าประสิทธิภาพต่างๆของการชาร์จทั้ง 2 แบบ และนำมาเขียนกราฟเพื่อให้ง่ายต่อการทำความเข้าใจ (แรงดันของแบตเตอรี่ก่อนการชาร์จมีค่าประมาณ 10.8 V และแรงดันของแบตเตอรี่หลังการชาร์จมีค่าประมาณ 12.7 V)

ตารางที่ 4.1 ผลการทดลองทางไฟฟ้าขณะชาร์จแบตเตอรี่ของวงจรคอนเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์เรโซแนนท์แบบอนุกรมชนิด PWM ซึ่งตารางจะแสดงถึง ค่าประสิทธิภาพการชาร์จ, แรงดันกระแสเพื่อม, กระแสกระแสเพื่อม อุณหภูมิของน้ำยาอิเล็กทรอนิกส์ และพลังงานเฉลี่ยที่ใช้ในการชาร์จ ขณะเริ่มชาร์จจนแบตเตอรี่มีแรงดันตกคร่อมสุดท้ายเป็น 15 V ซึ่งจะถือว่าแบตเตอรี่เต็ม

PWM											
Time (Mins)	I_{in} (mA)	V_{in} (V)	I_o (mA)	V_o (V)	P_{in} (W)	P_o (W)	Eff (%)	ΔV_o (mV), (%)	ΔI_o (mA), (%)	Temp (C°)	Energy (kJ)
0	44.7	310.8	1000.8	12.5	13.9	12.5	89.9	33.9 (0.3%)	10.8 (1.1%)	25.0	0
15	44.7	310.7	1000.4	12.6	13.9	12.6	90.6	34.0 (0.3%)	11.1 (1.1%)	25.6	12.5
30	43.6	311.0	1000.1	12.7	13.6	12.7	93.4	34.3 (0.3%)	10.8 (1.1%)	25.8	12.4
45	44.0	311.6	1000.4	12.8	13.7	12.8	93.4	34.5 (0.3%)	10.8 (1.1%)	25.9	12.3
60	43.6	311.2	1000.3	12.9	13.6	12.9	94.9	34.7 (0.3%)	10.3 (1.1%)	26.2	12.3
75	44.7	310.6	1000.9	12.9	13.9	12.9	92.1	34.9 (0.3%)	10.2 (1.0%)	26.3	12.4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 4.1 (ต่อ)

PWM											
Time (Mins)	I_{in} (mA)	V_{in} (V)	I_o (mA)	V_o (V)	P_{in} (W)	P_o (W)	Eff (%)	ΔV_o (mV),(%)	ΔI_o (mA),(%)	Temp (C°)	Energy (kJ)
90	45.1	311.2	1000.2	12.9	14.0	12.9	92.1	35.0 (0.3%)	9.1 (0.9%)	26.3	12.6
105	44	310.9	998.1	13.0	13.7	13.0	94.9	35.4 (0.3%)	9.1 (0.9%)	26.1	12.5
120	43.1	311.4	980.1	13.1	13.4	12.8	95.5	35.7 (0.3%)	9.1 (0.9%)	26.0	12.2
135	43.6	311.5	975.3	13.1	13.6	12.8	94.1	36.1 (0.3%)	9.1 (0.9%)	25.8	12.2
150	44.2	311.3	952.5	13.2	13.8	12.6	91.3	37.3 (0.3%)	8.9 (0.9%)	25.7	12.3
165	43.6	310.5	900.4	13.3	13.5	12.0	88.9	37.6 (0.3%)	8.3 (0.9%)	25.7	12.3
180	45.8	310.6	885.7	13.4	14.2	11.8	83.1	37.6 (0.3%)	8.2 (0.9%)	25.6	12.5
195	42.2	311.3	800.3	13.4	13.1	10.7	81.7	37.9 (0.3%)	8.1 (1.0%)	25.6	12.3
210	43.3	310.8	810.0	13.5	13.4	10.9	81.3	37.9 (0.3%)	8.1 (1.0%)	25.5	12.0
225	44.4	310.4	815.6	13.5	13.8	11.0	79.7	37.7 (0.3%)	8.1 (1.0%)	25.5	12.3
240	44.7	310.7	810.3	13.6	13.9	11.0	79.1	38.0 (0.3%)	8.0 (1.0%)	25.5	12.5
255	40.3	310.5	785.0	13.8	12.5	10.8	86.4	37.5 (0.3%)	8.0 (1.0%)	25.4	11.9

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 4.1 (ต่อ)

PWM											
Time (Mins)	I _{in} (mA)	V _{in} (V)	I _o (mA)	V _o (V)	P _{in} (W)	P _o (W)	Eff (%)	ΔV _o (mV),(%)	ΔI _o (mA),(%)	Temp (C°)	Energy (kJ)
270	37.6	310.8	666.0	13.8	11.7	9.2	78.6	38.6 (0.3%)	7.9 (1.2%)	25.4	10.9
285	33.7	311.3	580.1	13.8	10.5	8.0	76.2	38.7 (0.3%)	7.7 (1.3%)	25.3	10.0
300	28.6	311.0	460.3	13.8	8.9	6.4	71.9	38.6 (0.3%)	6.9 (1.5%)	25.2	8.7
315	22.3	311.1	380.2	14.0	6.9	5.3	76.8	38.9 (0.3%)	6.4 (1.7%)	25.2	7.1
330	20.3	311.3	345.2	14.1	6.3	5.0	79.4	39.1 (0.3%)	5.9 (1.7%)	25.2	6.0
345	17.5	311.5	288.6	14.1	5.5	4.1	74.5	39.0 (0.3%)	5.1 (1.8%)	25.1	5.3
360	16.8	311.6	248.2	14.3	5.2	3.5	67.3	39.4 (0.3%)	4.5 (1.8%)	25.1	4.8
375	15.3	310.8	225.3	14.4	4.8	3.2	66.7	39.3 (0.3%)	4.1 (1.8%)	25.0	4.5
390	13	311.0	210.7	14.5	4.0	3.0	75.0	39.2 (0.3%)	3.7 (1.8%)	25.0	4.0
405	12.8	310.4	195.5	14.5	4.0	2.8	70.0	39.4 (0.3%)	3.4 (1.8%)	25.0	3.6
420	12.5	310.6	190.4	14.5	3.9	2.8	71.8	39.4 (0.3%)	3.2 (1.7%)	25.0	3.5
435	12.2	310.9	184.2	14.5	3.8	2.8	73.7	39.5 (0.3%)	3.0 (1.6%)	25.0	3.5

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 4.1 (ต่อ)

PWM											
Time (Mins)	I _{in} (mA)	V _{in} (V)	I _o (mA)	V _o (V)	P _{in} (W)	P _o (W)	Eff (%)	ΔV _o (mV),(%)	ΔI _o (mA),(%)	Temp (C°)	Energy (kJ)
450	10.8	310.6	171.3	14.6	3.4	2.5	73.5	39.7 (0.3%)	3.0 (1.7%)	25.0	3.2
465	11	311.0	165.0	14.6	3.4	2.4	70.6	39.8 (0.3%)	2.8 (1.7%)	25.0	3.0
480	10.5	311.1	155.1	14.6	3.3	2.3	69.7	39.6 (0.3%)	2.7 (1.8%)	25.0	3.0
495	9.5	311.3	150.1	14.7	3.0	2.2	73.3	39.8 (0.3%)	2.7 (1.8%)	25.0	2.8
510	9.5	310.9	147.3	14.7	3.0	2.2	73.3	39.8 (0.3%)	2.6 (1.7%)	25.0	2.7
525	10	310.4	147.0	14.8	3.1	2.2	71.0	39.9 (0.3%)	2.6 (1.8%)	25.0	2.7
540	10	310.7	140.5	14.8	3.1	2.1	67.7	40.0 (0.3%)	2.4 (1.7%)	25.0	2.8
555	9.8	311.3	136.5	14.8	3.1	2.0	64.5	40.0 (0.3%)	2.4 (1.8%)	25.0	2.8
570	9.3	311.2	130.6	14.8	2.9	1.9	65.5	40.0 (0.3%)	2.4 (1.8%)	25.0	2.7
585	9.5	310.9	127.4	14.9	3.0	1.9	63.3	40.3 (0.3%)	2.3 (1.8%)	25.0	2.6
600	9	311.2	125.2	14.9	2.8	1.9	67.9	40.3 (0.3%)	2.3 (1.8%)	25.0	2.6
615	8.6	311.4	122.1	14.9	2.7	1.8	66.7	40.2 (0.3%)	2.3 (1.9%)	25.0	2.5

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 4.1 (ต่อ)

PWM											
Time (Mins)	I _{in} (mA)	V _{in} (V)	I _o (mA)	V _o (V)	P _{in} (W)	P _o (W)	Eff (%)	ΔV _o (mV),(%)	ΔI _o (mA),(%)	Temp (C°)	Energy (kJ)
630	8.8	311.3	120.1	15.0	2.7	1.8	66.7	40.2 (0.3%)	2.3 (1.9%)	25.0	2.4
645	8.4	310.8	115.0	15.0	2.6	1.7	65.4	40.3 (0.3%)	2.3 (2.0%)	25.0	2.4
660	8.2	310.9	110.3	15.0	2.5	1.7	68.0	40.5 (0.3%)	2.2 (2.0%)	25.0	2.3
675	8	311.2	100.5	15.0	2.5	1.5	60.0	40.5 (0.3%)	2.2 (2.1%)	25.0	2.3
690	8	311.6	97.5	15.0	2.5	1.5	60.0	40.6 (0.3%)	2.1 (2.2%)	25.0	2.2
705	7.3	311.0	90.2	15.0	2.3	1.4	60.9	41.1 (0.3%)	2.0 (2.2%)	25.0	2.1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 4.2 ผลการทดลองทางไฟฟ้าขณะชาร์จแบตเตอรี่ของวงจรคอนเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์เรโซแนนซ์แบบอนุกรมชนิด PFM ซึ่งตารางจะแสดงถึง ค่าประสิทธิภาพการชาร์จ, แรงดันกระเพื่อม, กระแสกระเพื่อม อุณหภูมิของน้ำยาอิเล็กโทรไลต์ และพลังงานเฉลี่ยที่ใช้ในการชาร์จขณะเริ่มชาร์จจนแบตเตอรี่มีแรงดันตกคร่อมสุดท้ายเป็น 15 V ซึ่งจะถือว่าแบตเตอรี่เต็ม

PFM											
Time (Mins)	I_{in} (mA)	V_{in} (V)	I_o (mA)	V_o (V)	P_{in} (W)	P_o (W)	Eff (%)	ΔV_o (mV), (%)	ΔI_o (mA), (%)	Temp (C°)	Energy (kJ)
0	49.3	311.8	1000.2	12.6	15.4	12.6	81.8	104.5 (0.8%)	26.4 (2.6%)	25.0	0
15	49.1	312.2	1000.0	12.7	15.3	12.7	83.0	104.6 (0.8%)	26.5 (2.7%)	25.6	13.8
30	49.0	311.8	999.0	12.8	15.3	12.8	83.7	105.3 (0.8%)	26.2 (2.6%)	25.8	13.8
45	47	311.3	956.3	12.8	15.0	12.3	82.0	106.7 (0.8%)	25.8 (2.7%)	25.8	13.5
60	43.9	310.9	897	12.9	13.6	11.6	85.3	106.9 (0.8%)	25.3 (2.8%)	25.7	12.8
75	44.2	311.0	853.0	13.0	13.7	11.1	81.0	109.4 (0.8%)	25.4 (3.0%)	25.7	12.3
90	43.2	311.5	800.2	13.0	13.5	10.4	77.0	109.9 (0.8%)	24.7 (3.1%)	25.6	12.2
105	42.8	311.2	799.3	13.0	13.3	10.4	78.2	110.0 (0.8%)	24.7 (3.1%)	25.5	12.0
120	41.7	310.9	786.8	13.1	13.0	10.3	79.2	111.0 (0.8%)	23.4 (3.0%)	25.5	11.8
135	41.8	311.3	795.1	13.1	13.0	10.4	80.0	111.3 (0.8%)	22.9 (2.9%)	25.5	11.7

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 4.2 (ต่อ)

PFM											
Time (Mins)	I _{in} (mA)	V _{in} (V)	I _o (mA)	V _o (V)	P _{in} (W)	P _o (W)	Eff (%)	ΔV _o (mV),(%)	ΔI _o (mA),(%)	Temp (C°)	Energy (kJ)
150	41.5	311.7	795.0	13.2	12.9	10.5	81.4	111.5 (0.8%)	22.9 (2.9%)	25.4	11.7
165	41.2	311.6	783.0	13.2	12.8	10.3	80.5	112.5 (0.9%)	22.4 (2.9%)	25.4	11.6
180	41.7	311.3	786.2	13.3	13.0	10.4	80.0	112.6 (0.8%)	22.5 (2.9%)	25.4	11.6
195	42.6	311.8	800.0	13.4	13.3	10.7	80.5	113.0 (0.8%)	22.6 (2.8%)	25.4	11.8
210	42.9	311.7	798.7	13.4	13.4	10.7	79.9	113.3 (0.8%)	22.3 (2.8%)	25.3	12.0
225	40.7	311.7	787	13.5	12.7	10.6	83.5	113.3 (0.8%)	22.3 (2.8%)	25.3	11.7
240	39.4	311.3	747	13.5	12.3	10.1	82.1	113.4 (0.8%)	22.2 (3.0%)	25.2	11.2
255	37.5	311.0	688.6	13.6	11.7	9.4	80.3	113.6 (0.8%)	22.2 (3.2%)	25.2	10.8
270	34.2	311.2	667.1	13.7	10.6	9.1	85.8	114.0 (0.8%)	22.0 (3.3%)	25.1	10.0
285	34.0	311.5	655.1	13.7	10.6	9.0	84.9	114.4 (0.8%)	19.9 (3.0%)	25.0	9.6
300	30.5	311.2	600.0	13.8	9.5	8.3	87.4	114.8 (0.8%)	19.7 (3.3%)	25.0	9.0
315	30.0	311.6	559.2	13.9	9.3	7.7	82.8	115.1 (0.8%)	19.7 (3.5%)	25.0	8.5

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 4.2 (ต่อ)

PFM												
Time (Mins)	I _{in} (mA)	V _{in} (V)	I _o (mA)	V _o (V)	P _{in} (W)	P _o (W)	Eff (%)	ΔV _o (mV),(%)	ΔI _o (mA),(%)	Temp (C°)	Energy (kJ)	
330	27.8	311.7	546.3	13.9	8.7	7.6	87.4	115.4 (0.8%)	19.7 (3.6%)	25.0	8.1	
345	28.0	311.0	463.5	13.9	8.7	6.4	73.6	115.4 (0.8%)	19.2 (4.1%)	25.0	7.8	
360	25.8	311.5	450.3	13.9	8.0	6.3	78.8	115.7 (0.8%)	19.0 (4.2%)	25.0	7.5	
375	26.6	311.5	450.0	14.0	8.3	6.3	75.9	115.7 (0.8%)	19.0 (4.2%)	25.0	7.3	
390	24.2	311.6	385.7	14.0	7.5	5.4	72.0	116.5 (0.8%)	17.9 (4.6%)	25.0	7.1	
405	22.4	311.1	367.7	14.1	7.0	5.2	74.3	116.6 (0.8%)	17.3 (4.7%)	25.0	6.5	
420	21.3	311.4	348.4	14.1	6.6	5.0	75.8	116.9 (0.8%)	16.8 (4.8%)	25.0	6.1	
435	18.6	311.0	330.0	14.1	5.8	5.0	86.2	117.0 (0.8%)	15.2 (4.6%)	25.0	5.6	
450	16.5	311.3	301.0	14.2	5.1	4.3	84.3	117.1 (0.8%)	13.8 (4.6%)	25.0	4.9	
465	16.3	311.1	299.2	14.3	5.1	4.3	84.3	117.3 (0.8%)	12.7 (4.3%)	25.0	4.6	
480	16.0	311.5	267.3	14.3	5.0	3.8	76.0	117.4 (0.8%)	12.5 (4.7%)	25.0	4.5	
495	15.7	311.0	240.1	14.4	5.0	3.5	70.0	117.4 (0.8%)	11.8 (4.9%)	25.0	4.4	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 4.2 (ต่อ)

PFM											
Time (Mins)	I _{in} (mA)	V _{in} (V)	I _o (mA)	V _o (V)	P _{in} (W)	P _o (W)	Eff (%)	ΔV _o (mV),(%)	ΔI _o (mA),(%)	Temp (C°)	Energy (kJ)
510	14.0	311.2	220.3	14.4	4.4	3.2	72.7	117.4 (0.8%)	11.0 (5.0%)	25.0	4.2
525	13.5	311.1	188.6	14.5	4.2	2.7	64.3	117.6 (0.8%)	10.4 (5.5%)	25.0	3.9
540	13.0	311.3	174.7	14.5	4.0	2.5	62.5	117.6 (0.8%)	9.4 (5.4%)	25.0	3.7
555	12.8	311.0	170.0	14.6	4.0	2.5	62.5	117.6 (0.8%)	9.0 (5.3%)	25.0	3.6
570	11.2	311.5	160.0	14.6	3.5	2.3	71.9	117.6 (0.8%)	8.7 (5.4%)	25.0	3.4
585	10.9	311.2	160.0	14.7	3.4	2.4	70.6	117.7 (0.8%)	8.1 (5.0%)	25.0	3.1
600	10.3	311.1	150.2	14.7	3.2	2.2	68.8	117.8 (0.8%)	7.7 (5.1%)	25.0	3.0
615	10.8	311.4	155.5	14.8	3.4	2.3	64.5	117.9 (0.8%)	7.7 (4.9%)	25.0	3.0
630	10.0	311.3	135.8	14.8	3.1	2.0	80.0	118.9 (0.8%)	7.5 (5.4%)	25.0	2.9
645	8.5	311.0	118.1	14.9	2.6	1.8	69.2	119.8 (0.8%)	6.7 (5.6%)	25.0	2.5
660	8.5	311.2	112.7	14.9	2.6	1.7	65.4	120.6 (0.8%)	6.1 (5.4%)	25.0	2.4
675	8.0	311.1	108.3	14.9	2.5	1.6	64.0	122.5 (0.8%)	5.7 (5.3%)	25.0	2.3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 4.2 (ต่อ)

PFM												
Time (Mins)	I_{in} (mA)	V_{in} (V)	I_o (mA)	V_o (V)	P_{in} (W)	P_o (W)	Eff (%)	ΔV_o (mV), (%)	ΔI_o (mA), (%)	Temp (C°)	Energy (kJ)	
690	7.7	311.2	114.0	15.0	2.4	1.7	70.8	123.9 (0.8%)	5.7 (5.0%)	25.0	2.2	
705	7.0	311.3	103.5	15.0	2.3	1.6	69.6	124.4 (0.8%)	5.7 (5.5%)	25.0	2.1	

เมื่อ *Time* คือเวลาในการชาร์จ

I_{in} คือกระแสอินพุท

V_{in} คือแรงดันอินพุท

I_o คือกระแสเอาต์พุท

V_o คือแรงดันเอาต์พุท

P_{in} คือกำลังไฟฟ้าอินพุท ($P_{in} = I_{in} \times V_{in}$)

P_o คือกำลังไฟฟ้าเอาต์พุท ($P_o = I_o \times V_o$)

Eff คือค่าประสิทธิภาพ ($Eff = \frac{P_o}{P_{in}} \times 100\%$)

ΔV_o คือการกระเพื่อมของแรงดันเอาต์พุท ($\% \Delta V_o = \frac{\Delta V_o}{V_o} \times 100\%$)

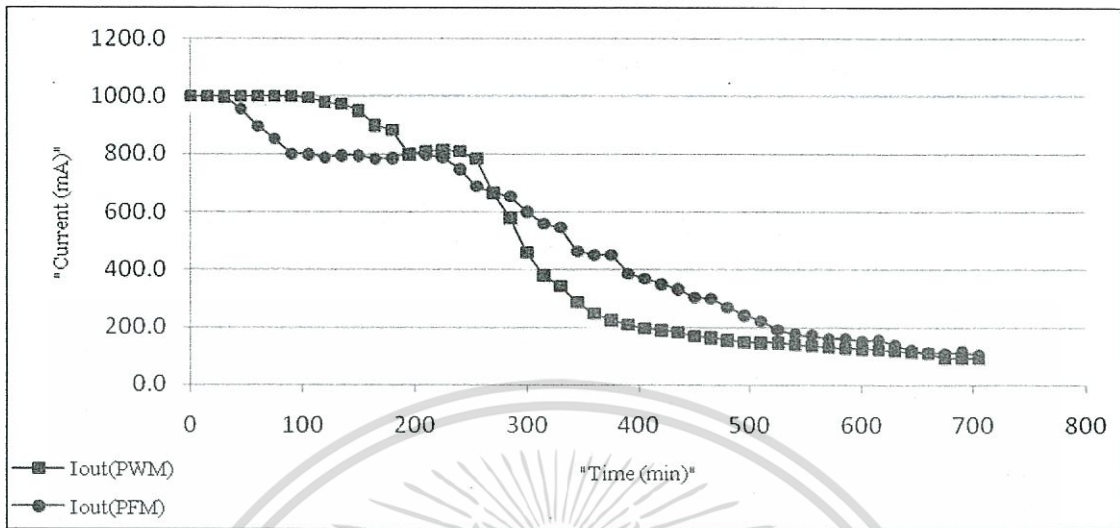
ΔI_o คือการกระเพื่อมของกระแสเอาต์พุท ($\% \Delta I_o = \frac{\Delta I_o}{I_o} \times 100\%$)

Temp คืออุณหภูมิของน้ำยาอิเล็กโทรไลต์ขณะชาร์จ

Energy คือพลังงานไฟฟ้าที่ใช้ไปในการชาร์จจนแบตเตอรี่เต็ม ($Energy = P_{Avg} \times \Delta T$)

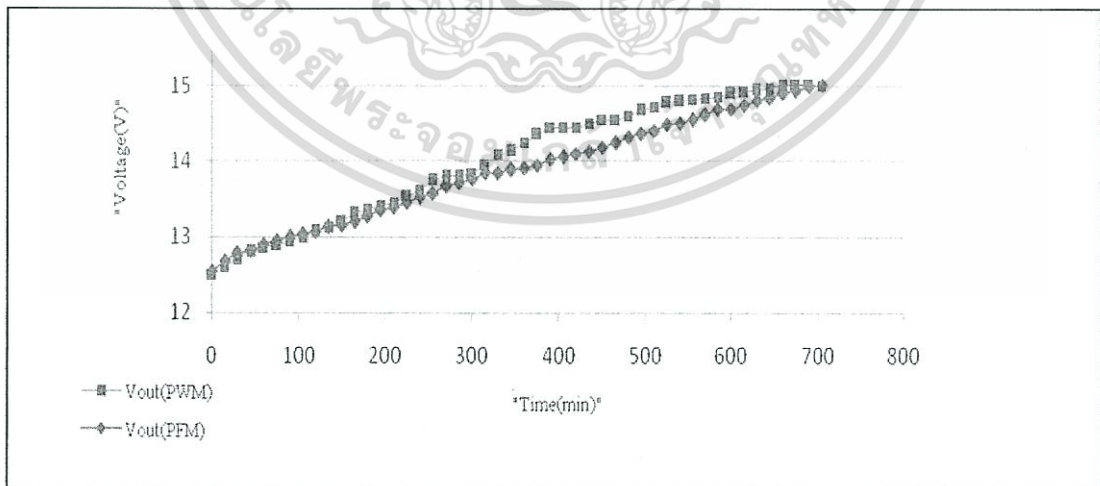
P_{Avg} คือกำลังงานอินพุทเฉลี่ย

ΔT คือเวลาที่เปลี่ยนแปลงไป



รูปที่ 4.13 กราฟกระแสเอาต์พุตต่อเวลา

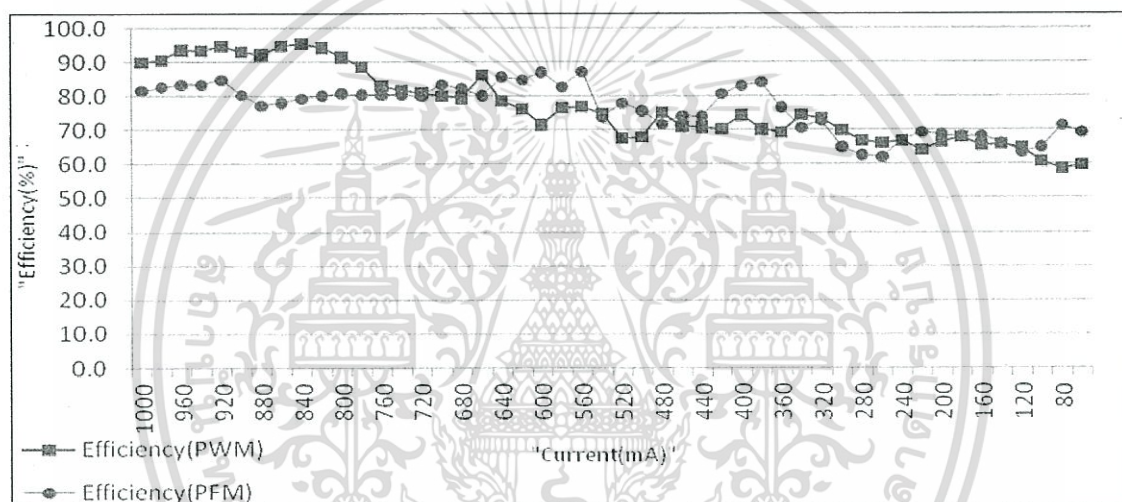
รูปที่ 4.13 เป็นกราฟกระแสเอาต์พุตต่อเวลาขณะชาร์จของวงจรคอนเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์เรโซแนนท์แบบอนุกรมชนิด PWM และ วงจรคอนเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์เรโซแนนท์แบบอนุกรมชนิด PFM โดยทำการบันทึกผลทุกๆ 15 นาที ซึ่งจะสังเกตเห็นว่าจะเริ่มต้นการชาร์จด้วยกระแสประมาณ 1 A และจะลดลงไปเรื่อยๆจนใกล้ถึงศูนย์หรือกล่าวได้ว่ากระแสกำลังจะหยุดไหลเข้าสู่แบตเตอรี่ ซึ่งเป็นสภาวะที่ถือว่าแบตเตอรี่เต็ม



รูปที่ 4.14 กราฟแรงดันเอาต์พุตต่อเวลา

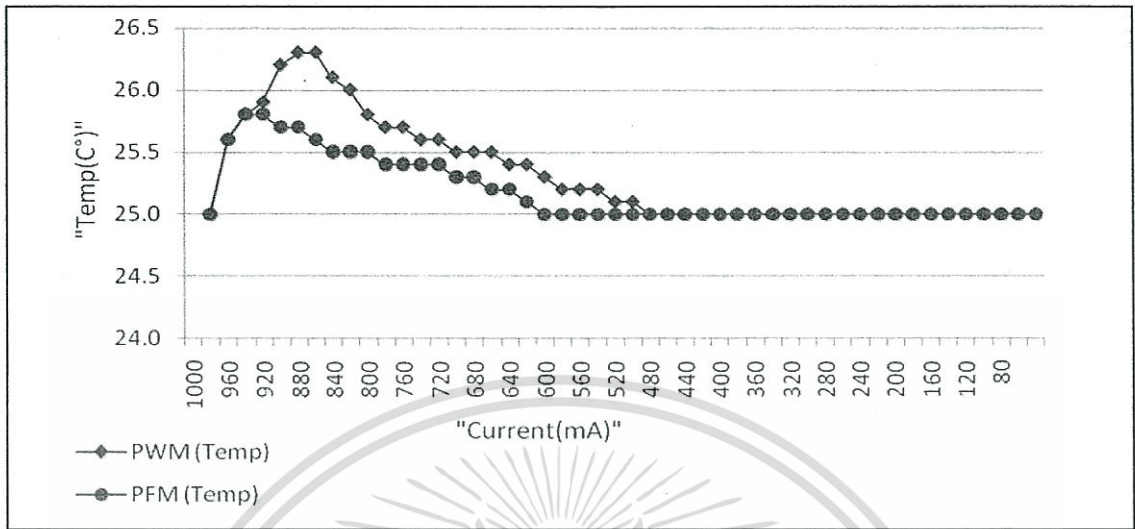
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 4.14 เป็นกราฟแรงดันเอาต์พุตต่อเวลาขณะชาร์จของวงจรคอนเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์เรโซแนนซ์แบบอนุกรมชนิด PWM และ วงจรคอนเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์เรโซแนนซ์แบบอนุกรมชนิด PFM โดยทำการบันทึกผลทุกๆ 15 นาที เช่นเดียวกับกราฟของกระแส เมื่อทำการชาร์จแบตเตอรี่แรงดันที่ขั้วแบตเตอรี่จะค่อยๆเพิ่มขึ้นจนถึง 15 V เมื่อแรงดันที่ขั้วแบตเตอรี่ ขณะชาร์จ มีค่าเท่ากับ 15 V ซึ่งมีค่าเท่ากับเอาต์พุตของวงจรคอนเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์เรโซแนนซ์แบบอนุกรมชนิด PWM และ วงจรคอนเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์เรโซแนนซ์แบบอนุกรมชนิด PFM ที่ได้ออกแบบไว้กระแสจะหยุดไหลเข้าสู่แบตเตอรี่เนื่องจากความต่างศักย์ที่เท่ากัน ซึ่งถือว่าเป็นการสิ้นสุดการชาร์จ



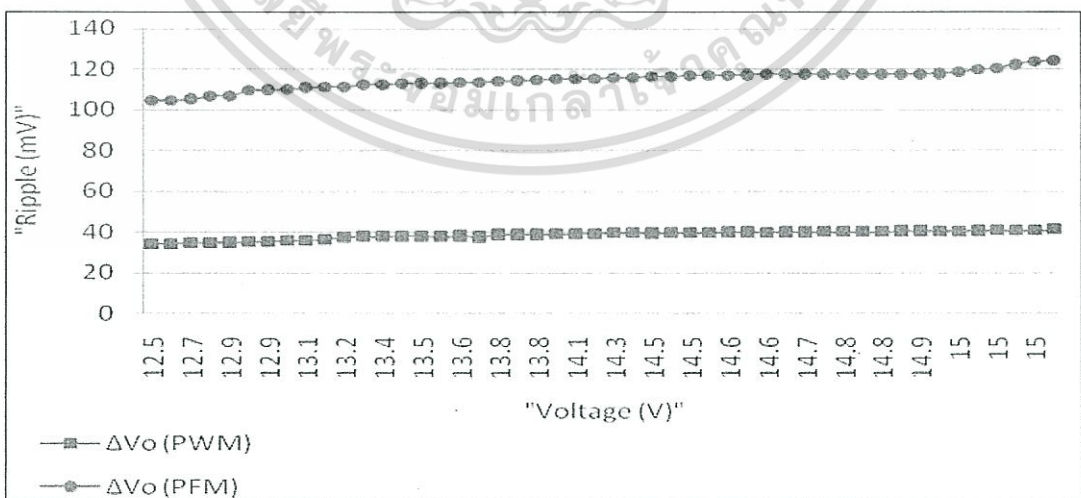
รูปที่ 4.15 กราฟประสิทธิภาพต่อกระแสเอาต์พุต

รูปที่ 4.15 เป็นกราฟประสิทธิภาพต่อกระแสเอาต์พุต ขณะชาร์จของวงจรคอนเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์เรโซแนนซ์แบบอนุกรมชนิด PWM และ วงจรคอนเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์เรโซแนนซ์แบบอนุกรมชนิด PFM โดยจะแบ่งการชาร์จออกเป็น 2 สภาวะเพื่อให้ง่ายต่อการวิเคราะห์ คือ สภาวะที่โหลดต้องการกระแสมากกว่า 500 mA (Heavy Load) และสภาวะที่โหลดต้องการกระแสน้อยกว่า 500 mA (Light Load) โดยในช่วงแรกที่โหลดต้องการกระแสมากกว่า 500 mA ค่าประสิทธิภาพเฉลี่ยและประสิทธิภาพสูงสุด วงจรคอนเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์เรโซแนนซ์แบบอนุกรมชนิด PWM จะมากกว่า วงจรคอนเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์เรโซแนนซ์แบบอนุกรมชนิด PFM แต่ในช่วงท้ายที่โหลดต้องการกระแสน้อยกว่า 500 mA ค่าประสิทธิภาพเฉลี่ยของวงจรคอนเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์เรโซแนนซ์แบบอนุกรมชนิด PFM จะมากกว่าวงจรคอนเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์เรโซแนนซ์แบบอนุกรมชนิด PWM



รูปที่ 4.16 อุณหภูมิของน้ำยาอิเล็กทรอนิกส์ต่อกระแสเอาต์พุต

รูปที่ 4.16 คือกราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างอุณหภูมิของน้ำยาอิเล็กทรอนิกส์ต่อกระแสเอาต์พุต โดยทำการวัด ขณะอุณหภูมิภายนอกมีค่า 25.0 °C จะเห็นว่าในช่วงแรกของการชาร์จคอนเวอร์เตอร์ทั้งสองแบบจะมีอุณหภูมิที่สูงเนื่องจากมีกระแสที่ไหลเข้าสู่แบตเตอรี่ที่มากและอุณหภูมิจะค่อยๆลดลงไปตามกระแสที่ลดน้อยลงโดยวงจรคอนเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์เรโซแนนท์แบบอนุกรมชนิด PFM มีค่าอุณหภูมิที่สูงสุดและเฉลี่ยอยู่ที่ 25.8 °C และ 25.2 °C ตามลำดับส่วนวงจรคอนเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์เรโซแนนท์แบบอนุกรมชนิด PWM ค่าอุณหภูมิอยู่ที่ 26.3 °C และ 25.3 °C



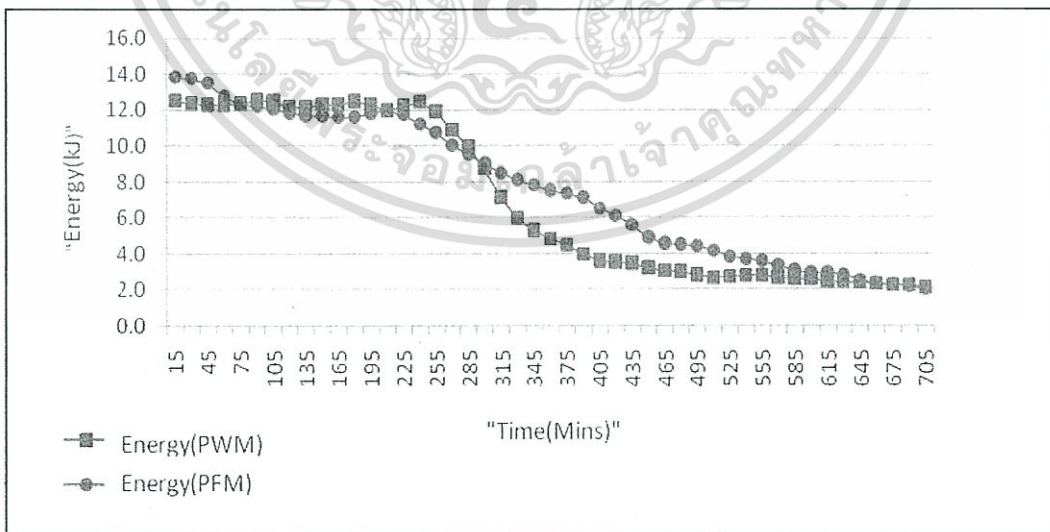
รูปที่ 4.17 การกระเพื่อมของแรงดันเอาต์พุตต่อแรงดันเอาต์พุต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 4.17 คือกราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างการกระเพื่อมของแรงดันเอาต์พุตต่อแรงดันเอาต์พุตที่เปลี่ยนไปโดย การกระเพื่อมของแรงดันของวงจรคอนเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์เรโซแนนท์แบบอนุกรมชนิด PWM นั้นจะมีค่าเพิ่มขึ้นเล็กน้อยตามแรงดันคร่อมแบตเตอรี่ที่เพิ่มมากขึ้นโดยมีค่าสูงสุดและเฉลี่ยมีค่าเท่ากันอยู่ที่ 0.3 % และสำหรับวงจรคอนเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์เรโซแนนท์แบบอนุกรมชนิด PFM มีค่าสูงสุดและเฉลี่ยอยู่ที่ 0.9%, 0.8% ตามลำดับ



รูปที่ 4.18 การกระเพื่อมของกระแสเอาต์พุตต่อกระแสเอาต์พุต



รูปที่ 4.19 พลังงานที่ใช้ในการชาร์จต่อเวลา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 4.18 คือกราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างการกระเพื่อมของกระแสเอาต์พุตต่อกระแสเอาต์พุต โดยการกระเพื่อมของกระแสของคอนเวอร์เตอร์ทั้งสองแบบจะมีค่าลดลงตามกระแสในการชาร์จที่ลดลงแต่ถ้าเทียบเป็นเปอร์เซ็นต์แล้วจะพบว่า การกระเพื่อมจะเพิ่มมากขึ้นโดยวงจรคอนเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์เรโซแนนท์แบบอนุกรมชนิด PWM ค่าการเพิ่่มสูงสุดและเฉลี่ยอยู่ที่ 2.2%, 1.5% ส่วนวงจรคอนเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์เรโซแนนท์แบบอนุกรมชนิด PFM มีค่าการเพิ่่มสูงสุดและเฉลี่ยอยู่ที่ 5.6%, 4.0%

รูปที่ 4.19 คือกราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างพลังงานที่ใช้ในการชาร์จแบตเตอรี่จนถึงเต็มต่อเวลาโดยพลังงานที่ใช้ในการชาร์จแบตเตอรี่ของคอนเวอร์เตอร์ทั้งสองแบบจะมีค่าสูงในช่วงแรกและจะลดลงเรื่อยๆ ซึ่งพบว่าในหนึ่งวัฏจักรการชาร์จแบตเตอรี่ของวงจรคอนเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์เรโซแนนท์แบบอนุกรมชนิด PWM ใช้เวลาในการชาร์จแบตเตอรี่ 630 นาที ซึ่งเป็นการใช้พลังงานเฉลี่ยทั้งหมดในการชาร์จแบตเตอรี่ทั้งสิ้น 328.1 kJ ส่วนวงจรคอนเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์เรโซแนนท์แบบอนุกรมชนิด PFM ใช้เวลาในการชาร์จแบตเตอรี่ 690 นาที ซึ่งเป็นการใช้พลังงานเฉลี่ยทั้งหมดในการชาร์จแบตเตอรี่ทั้งสิ้น 360.2 kJ

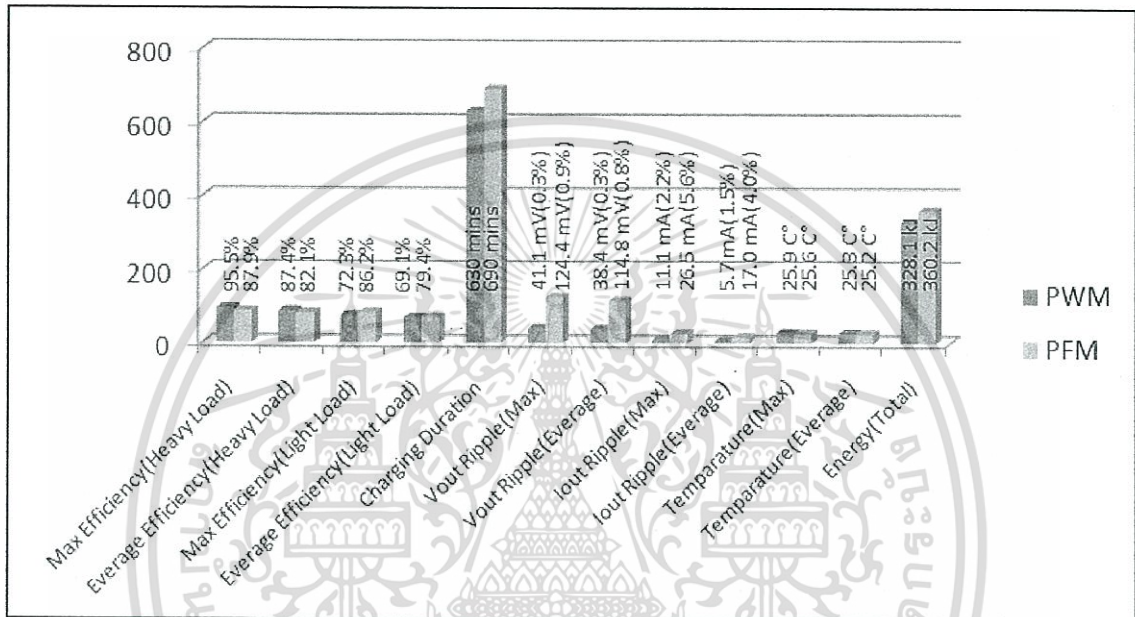
4.4 สรุป

การบันทึกผลการทดลองซึ่งเป็นผลการเปรียบเทียบประสิทธิภาพต่างๆระหว่างวงจรคอนเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์เรโซแนนท์แบบอนุกรมชนิด PWM และ วงจรคอนเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์เรโซแนนท์แบบอนุกรมชนิด PFM จากตารางที่ 4.1 และ 4.2 สามารถสรุปได้ว่าวงจรคอนเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์เรโซแนนท์แบบอนุกรมชนิด PWM มีข้อดีที่เหนือกว่าวงจรคอนเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์เรโซแนนท์แบบอนุกรมชนิด PFM อยู่หลายประการดังนี้ 1.เวลาในการชาร์จที่น้อยกว่า โดยคอนเวอร์เตอร์แบบแรกใช้เวลา 630 นาทีในการชาร์จแรงดันในอยู่ในระดับ 15 Vเมื่อวัดตกคร่อมแบตเตอรี่ ขณะชาร์จ ส่วนคอนเวอร์เตอร์แบบที่สองใช้เวลา 690 นาที 2.ประสิทธิภาพการทำงานในช่วงที่โหลดต้องการกระแสมากกว่า 500 mA (Heavy Load) โดยคอนเวอร์เตอร์แบบแรกมีประสิทธิภาพสูงสุดและเฉลี่ยดังนี้ 95.5 %, 87.9% ตามลำดับ ส่วนคอนเวอร์เตอร์แบบที่สองมีค่าประสิทธิภาพเป็น 87.4%, 82.1% 3.การกระเพื่อม (ripple) ของแรงดันและกระแสเอาต์พุต โดยการกระเพื่อมของแรงดันของคอนเวอร์เตอร์แบบแรกนั้นจะมีค่าเพิ่มขึ้นเล็กน้อยตามแรงดันคร่อมแบตเตอรี่ที่เพิ่มมากขึ้นโดยมีค่าสูงสุดและเฉลี่ยมีค่าเท่ากันอยู่ที่ 0.3 % และแบบที่สองมีค่าสูงสุดและเฉลี่ยอยู่ที่ 0.9%, 0.8% ตามลำดับ ส่วนการกระเพื่อมของกระแสจะมีค่าลดลงตามกระแสในการชาร์จที่ลดลงแต่ถ้าเทียบเป็นเปอร์เซ็นต์แล้วจะพบว่า การกระเพื่อมจะเพิ่มมากขึ้น โดยคอนเวอร์เตอร์แบบแรกนั้นมีค่าการเพิ่่มสูงสุดและเฉลี่ยอยู่ที่ 2.2%, 1.5% ส่วนคอนเวอร์เตอร์แบบที่สองมีค่าการเพิ่่มสูงสุดและเฉลี่ยอยู่ที่ 5.6%, 4.0% ตามลำดับซึ่งโดยทั่วไปแบตเตอรี่แบบตะกั่ว – กรดจะกำหนดไม่ให้แรงดันกระเพื่อมไม่เกิน 0.5% และกระแสกระเพื่อมไม่เกิน 5% ซึ่งคอนเวอร์เตอร์แบบที่แรกมีการกระเพื่อมของกระแสและแรงดันไม่เกินมาตรฐาน ส่วนคอนเวอร์เตอร์แบบที่สองนั้นมีการกระเพื่อมของ

แรงดันและกระแสไฟฟ้าที่เกินค่ามาตรฐานเล็กน้อย แต่ก็มีข้อดีบางประการที่คอนเวอร์เตอร์แบบที่สองเหนือกว่าแบบแรกคือ 1. ประสิทธิภาพการทำงานในช่วงที่โหลดต้องการกระแสต่ำกว่า 500 mA (Light Load) โดยคอนเวอร์เตอร์แบบที่สองมีประสิทธิภาพสูงสุดและเฉลี่ยดังนี้ 86.2%, 72.3% ตามลำดับ ส่วนคอนเวอร์เตอร์แบบแรกมีค่าประสิทธิภาพเป็น 79.4%, 69.1% 2. อุณหภูมิของน้ำยาอิเล็กทรอนิกส์ โดยคอนเวอร์เตอร์ทั้งสองแบบจะมีอุณหภูมิที่สูงในช่วงแรกของการชาร์จเนื่องจากมีกระแสที่ไหลเข้าสู่แบตเตอรี่ที่มากและอุณหภูมิจะค่อยๆ ลดลงไปตามกระแสที่ลดน้อยลง โดยคอนเวอร์เตอร์แบบที่สองมีค่าอุณหภูมิที่สูงสุดและเฉลี่ยอยู่ที่ 25.8 °C และ 25.2 °C ตามลำดับ ส่วนคอนเวอร์เตอร์แบบแรกมีค่าอุณหภูมิอยู่ที่ 26.3 °C และ 25.3 °C ซึ่งจากคู่มือของแบตเตอรี่ตามมาตรฐานของอเมริการะบุว่า อุณหภูมิของแบตเตอรี่ที่เพิ่มขึ้นทุกๆ 10 °C จากอุณหภูมิอ้างอิง (25 °C) จะทำให้อายุการใช้งานของแบตเตอรี่ลดลงครึ่งหนึ่ง ดังนั้นคอนเวอร์เตอร์แบบแรกจึงส่งผลกระทบต่ออายุการใช้งานของแบตเตอรี่มากกว่าเมื่อพิจารณาในด้านอุณหภูมิ ส่วนถ้าหากพิจารณาด้านพลังงานพบว่าคอนเวอร์เตอร์แบบแรกสิ้นเปลืองพลังงานน้อยกว่าคอนเวอร์เตอร์แบบที่สอง โดยคอนเวอร์เตอร์แบบแรกนั้นใช้พลังงานในการชาร์จจนแบตเตอรี่เต็มไปทั้งสิ้น 328.1 kJ ส่วนคอนเวอร์เตอร์แบบที่สองใช้พลังงานในการชาร์จจนแบตเตอรี่เต็มไปทั้งสิ้น 360.2 kJ

บทที่ 5

สรุปและข้อเสนอแนะ



รูปที่ 5.1 กราฟสรุปผลการทดลอง

5.1 สรุป

งานวิจัยนี้ได้ทำการออกแบบวงจรคอนเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์เรโซแนนท์แบบอนุกรมชนิด PWM และ วงจรคอนเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์เรโซแนนท์แบบอนุกรมชนิด PFM โดยได้ถูกแสดงไว้ดังรูปที่ 5.1 โดยประยุกต์ใช้งานกับการชาร์จแบตเตอรี่ ตะกั่ว-กรด 12 V, 7 Ah และทำการเปรียบเทียบประสิทธิภาพการทำงานระหว่างคอนเวอร์เตอร์ ทั้ง 2 แบบ โดยมีการออกแบบให้มีการจำกัดกระแสไม่เกิน 1 A โดยใช้ตัวต้านทานจำกัดกระแสในช่วงแรกและจำกัดแรงดันไม่เกิน 15 V โดยวงจรเรกูเลเตอร์ในช่วงท้าย เมื่อวัดที่ช่วงแบตเตอรี่ขณะทำการชาร์จเพื่อไม่ให้เป็นอันตรายต่อแบตเตอรี่ ซึ่งปรากฏว่าในช่วงแรกของการชาร์จ (โหลดต้องการกระแสมากกว่า 500 mA) ค่าประสิทธิภาพการทำงานของ PWM คอนเวอร์เตอร์ นั้นมีค่าสูงสุดอยู่ที่ 95.5% และมีค่าเฉลี่ยอยู่ที่ 87.4 % ส่วน PFM คอนเวอร์เตอร์ นั้นมีค่าประสิทธิภาพการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทำงานสูงสุดอยู่ที่ 87.9% และมีค่าเฉลี่ยอยู่ที่ 82.1% และสำหรับช่วงท้ายของการชาร์จ (โหลดต้องการกระแสต่ำกว่า 500 mA) ค่าประสิทธิภาพการทำงานสูงสุดของ PWM คอนเวอร์เตอร์ นั้นมีค่าสูงสุดอยู่ที่ 72.3 % และมีค่าเฉลี่ยอยู่ที่ 69.1 % ส่วน PFM คอนเวอร์เตอร์ นั้นมีค่าประสิทธิภาพการทำงานสูงสุดอยู่ที่ 86.2 % และมีค่าเฉลี่ยอยู่ที่ 79.4 % และสำหรับความเร็วในการชาร์จแบบ PWM คอนเวอร์เตอร์ มีอัตราการเพิ่มขึ้นของแรงดันที่ช้าแต่เดือรี่เร็วกว่า และสำหรับการกระเพื่อมของกระแสและแรงดันทางด้านเอาต์พุตที่ช้าแต่เดือรี่เร็วกว่า ขณะที่แรงดันและกระแสพบว่า PFM คอนเวอร์เตอร์ มีการกระเพื่อมที่สูงกว่า PWM คอนเวอร์เตอร์ ดังนั้นถ้าพิจารณาในเรื่องการกระเพื่อมของแรงดันและกระแสในการชาร์จแบบพบว่า PFM คอนเวอร์เตอร์ จะส่งผลกระทบต่ออายุการใช้งานของแบตเตอรี่ที่มากกว่า ส่วนอุณหภูมิของน้ำยาอิเล็กโทรไลต์ ขณะทำการชาร์จ PFM คอนเวอร์เตอร์ มีอุณหภูมิที่ต่ำกว่า PWM คอนเวอร์เตอร์ ดังนั้นถ้ามองในด้านอุณหภูมิพบว่า PWM คอนเวอร์เตอร์ จะส่งผลกระทบต่ออายุการใช้งานของแบตเตอรี่ที่มากกว่า และเมื่อพิจารณาในเรื่องการอนุรักษ์พลังงานพบว่า PWM คอนเวอร์เตอร์มีการใช้พลังงานจนแบตเตอรี่เต็มไปทั้งสิ้น 328.1 kJ ซึ่งน้อยกว่า PFM คอนเวอร์เตอร์ที่ใช้พลังงานไป 360.2 kJ จากผลการทดลองเมื่อพิจารณาเรื่องประสิทธิภาพการชาร์จเป็นหลักสามารถสรุปได้ว่าวงจรคอนเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์เรโซแนนท์แบบอนุกรมชนิด PWM นั้นเหมาะสมกับการใช้งานกับสถานะโหลดหนัก (Heavy Load) หรือการใช้งานแบบไซเคิล (Cycle Use) มากกว่า เนื่องจากเป็นการใช้งานจนแบตเตอรี่หมดพลังงานแล้วเริ่มต้นชาร์จใหม่ ส่วนวงจรคอนเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์เรโซแนนท์แบบอนุกรมชนิด PFM นั้นเหมาะกับการใช้งานกับโหลดเบา (Light Load) หรือการใช้งานแบบสแตนด์บาย (Standby Use) เช่นในระบบสำรองไฟ เนื่องจากแบตเตอรี่ไม่ได้ถูกใช้งานจนหมดพลังงานการชาร์จส่วนใหญ่จึงอยู่ในช่วงโหลดเบา (Light Load) และเนื่องจากประสิทธิภาพในช่วงโหลดหนัก (Heavy Load) ที่มากกว่าจึงน่าจะเป็นเหตุผลสำคัญที่วงจรคอนเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์เรโซแนนท์แบบอนุกรมชนิด PWM ได้ถูกนำมาประยุกต์ใช้งานที่หลากหลายมากกว่า

5.2 ข้อเสนอแนะ

จากกราฟสรุปผลการทดลองในรูปที่ 5.1 งานวิจัยนี้สามารถเป็นแนวทางต่อผู้สนใจในการศึกษาต่อยอดโดยการออกแบบประยุกต์วงจรคอนเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์เรโซแนนท์แบบอนุกรม (Half - Bridge Series Resonant Converter) ให้มีประสิทธิภาพการทำงานที่ดีที่สุดควรจะออกแบบให้มีการทำงานทั้ง PWM และ PFM โหมด โดยช่วงแรกที่แบตเตอรี่ต้องการกระแสมากควรใช้การทำงานแบบ PWM โหมด และช่วงท้ายที่แบตเตอรี่ต้องการกระแสต่ำควรใช้การทำงานแบบ PFM โหมด

เอกสารอ้างอิง

- [1] N.K. Medora, and A. Kusko, "Dynamic battery modeling of lead-acid batteries using manufacturers' data" IEEE Transection on Telecommunications Application, Sept 2005, pp. 227-232
- [2] เกษียร สุชีโมกข์. ม.ป.ป. "ปัจจัยที่ทำให้แบตเตอรี่เสื่อมสภาพ" กรุงเทพฯ: พีอีซีเทคโนโลยี (ประเทศไทย).
- [3] C. Jingdong, "Determine Buck Converter Efficiency in PFM Mode" Texas: Tyco Electronics.
- [4] Y.C. Chuang, Y.L. Ke, and S.Y. Chang, "Highly-Efficient Battery Chargers with Parallel - Loaded Resonant Converters" IEEE Transection on Industry Application, 4-8 Oct 2009, pp. 1-10
- [5] C.Y. Hsu, J.T. Lai, M.C. Lin, M.K. Yang, M.J. Li, and R.W. Huang, "The design and implementation of LLC resonant half-bridge converter with natural interleaved power-factor-correction" IEEE Transection on Power Electronics, 5-8 DEC 2011, pp. 246 - 255
- [6] Y.S. Kwon, S.B. Yoo, and D.S.Hyun, "Half-Bridge Series Resonant Inverter for Induction Heating Applications with Load-Adaptive PFM Control Strategy" IEEE Transection on Power Electronics, 14-18 Mar 1999, pp. 575 - 581
- [7] H. Mao, S. Deng, J.A Qahouq and I. Batarseh, "A modified ZVS half-bridge DC-DC converter" IEEE Transection on Power Electronics, 2004, pp. 1436 - 1441.
- [8] R.L. Steigerwald, "A comparison of Half-bridge Resonant Converter Topolpgies" IEEE Transection on Industrial Electronics, Apr 1998, pp. 174-182
- [9] Anuwat Jangwanitlert. 2004. "Evaluation of an Improved zero-voltage and zero-current Switching PWM full-Bridge dc-dc Converter" Ph.D.Dissertation of Electrical Engineering, University of Arkansas.
- [10] วีระเชษฐ์ ชื่นเงิน และ วุฒิพล ธาราธีรเศรษฐ์. อิเล็กทรอนิกส์กำลัง. กรุงเทพฯ : ห้างหุ้นส่วนจำกัด วี.เจ.พรินติ้ง. พิมพ์ครั้งที่ 10. 2553.
- [11] อนุวัฒน์ จางวนิชเลิศ. แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบสวิตชิง. กรุงเทพฯ : สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง. พิมพ์ครั้งที่ 1. 2553.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



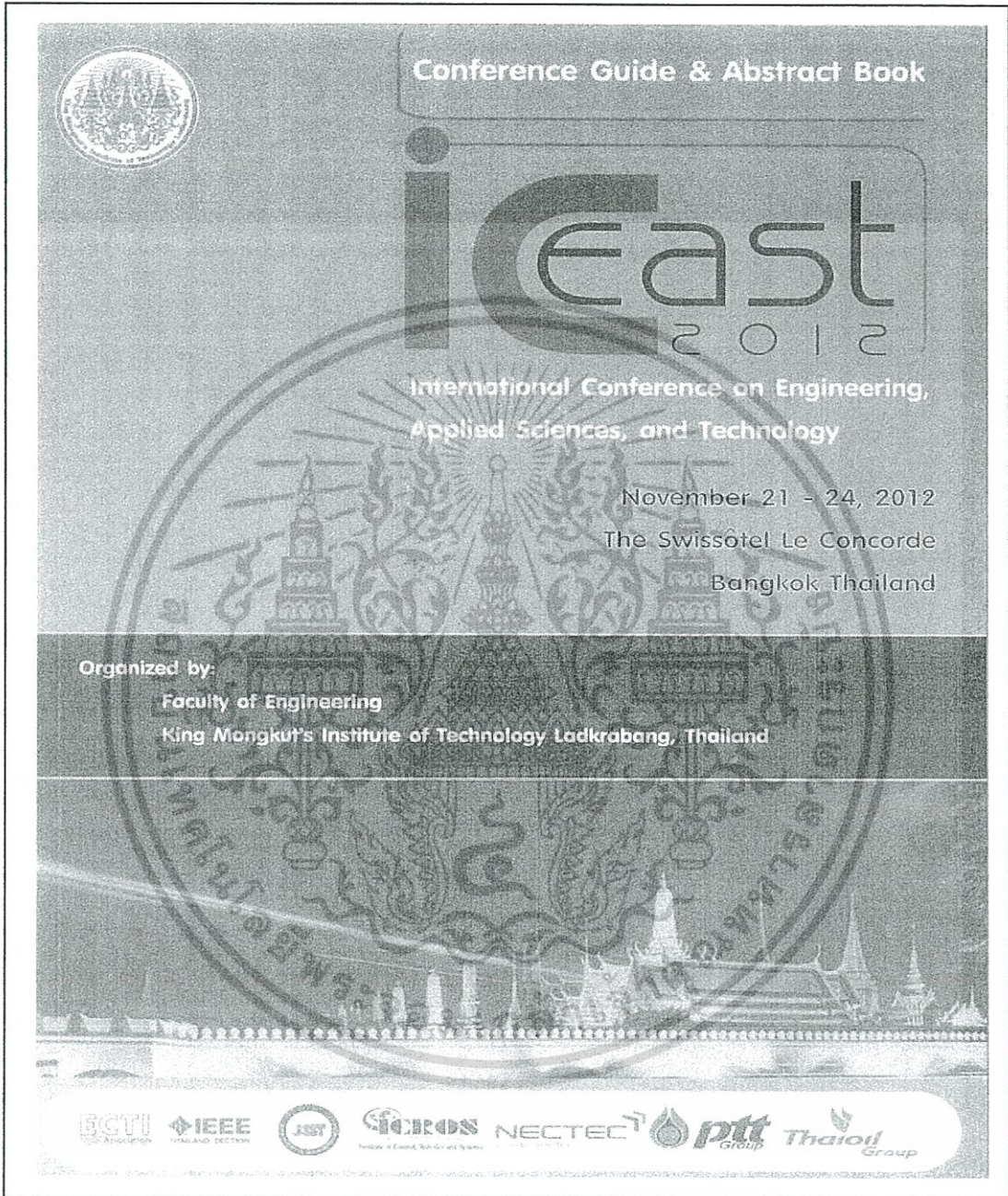
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ก.

ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์

- [1] K. Moophayak and A. Jangwanitlert. 2012. “ Battery Charger by PWM and PFM Half Bridge DC/DC Converters .” 103-107. in ICEAST. Bangkok: Faculty of Engineering, King Mongkut’s Institute of Technology Ladkrabang.
- [2] กฤษดา หมุ่มพัยค์ม์ และ อนุวัฒน์ จางวนิชเลิศ. 2013. “ การศึกษาเปรียบเทียบประสิทธิภาพการชาร์จแบตเตอรี่ระหว่าง PWM และ PFM ฮาร์ฟบริดจ์ ดีซี/ดีซี เรโซแนนท์คอนเวอร์เตอร์.” ใน การประชุมเครือข่ายพลังงานแห่งประเทศไทย ครั้งที่ 9. กรุงเทพฯ : คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยมหานคร.





เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Battery Charger by PWM and PFM Half Bridge DC/DC Converters

Kritsada Moophayak

Department of Electrical Engineering, Faculty of Engineering
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang
Bangkok, Thailand, 10520
Email: shin_changchang@hotmail.com

Anuwat Jangwanitert

Department of Electrical Engineering, Faculty of Engineering
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang
Bangkok, Thailand, 10520
Email: kjanuwat@kmit.ac.th

Abstract—The paper presents the comparison of efficiency between Pulse Frequency Modulation (PFM) Half-Bridge DC/DC Converter and Pulse Width Modulation (PWM) Half-Bridge DC/DC Converter. Applying for 12V 7.2 Ah Lead-Acid, the battery charger is designed at limited 1 A, 15 V. For the first step in charging, load current is more than 500 mA. The highest efficiency of PWM Half-Bridge DC/DC Converter is 83.46 % and its average efficiency is 74.06 %, whereas the highest efficiency of PFM Half-Bridge DC/DC Converter is 72.88 % and its average efficiency is 69.74%. For the last step in charging, load current is less than 800 mA. The highest efficiency of PWM Half-Bridge DC/DC Converter is 88.19 % and its average efficiency is 42.49 %, whereas the highest efficiency of PFM Half-Bridge DC/DC Converter is 68.37 % and its average efficiency is 53.43 %. From the experimental results, the efficiency of battery charger by PWM Half-Bridge DC/DC Converter is higher than that of PFM Half-Bridge DC/DC Converter in the first step in charging. The efficiency of battery charger by PFM Half-Bridge DC/DC Converter is higher than that of PWM Half-Bridge DC/DC Converter for the last step in charging. Also, the voltage response of battery charger by PWM Half-Bridge DC/DC Converter has an increase rate of battery polarity faster than that of PFM Half-Bridge DC/DC Converter. Furthermore, the current and voltage ripple at battery polarity by PFM Half-Bridge DC/DC Converter has a higher than that by PWM Half-Bridge DC/DC Converter.

Keywords—Battery Charger, High-Frequency, Half-Bridge, PWM, PFM

I. INTRODUCTION

Presently, a battery is widely used in car, communication system, reserved system, and so on. The original battery charger in the market uses an iron core transformer. That has some drawbacks such as a big size, heavy weight, not constant voltage and current, and high core loss. While using battery charge, people do not pay attention in battery life, constant current and constant voltage. They consider only fast response of charging, so battery cannot be charged anymore for the final time. Many research papers focus on a smooth voltage and current for charging. Also, the efficiency is high by using switched-mode battery charger [1]-[2].

The switched-mode battery charger has some advantages such as a small size, light weight, low ripple voltage and current. That can solve the charging current problem. A lot of modulations are used in the research work such as Pulse Width Modulation (PWM), Pulse Density Modulation (PDM), and Pulse Frequency Modulation (PFM), Pulse Amplitude Modulation (PAM), and so on. Many research papers generally choose PWM drive signals. In this paper, the PFM and PWM are considered. Therefore, this paper focuses on the efficiency of battery charger using PFM drive signals and battery charger using PWM drive signals. Then, the results are compared between them.

A. Pulse Frequency Modulation (PFM)

The PFM principle is that a switch conducts at a fixed turn-on time. Also, a switch is off during turn-off time which can be varied. The waveform pattern is shown in Fig. 1.

B. Pulse-Width Modulation (PWM)

This method uses a fixed frequency. The turn-on time for switch can be varied and output power can be controlled by turn-on time. The waveform pattern is shown in Fig. 2.



Fig.1 PFM



Fig.2 PWM

II. CIRCUIT DESCRIPTION AND OPERATION PRINCIPLES

Charging battery needs voltage and current to be constant. The current can be limited for charging battery. The switching power supply is widely used for battery charger. In this paper, a Half-Bridge DC/DC converter as a switching power supply (or battery charger) using PWM or PFM signal control. Both methods of Half-Bridge DC/DC converter should have over voltage and over current protection for battery as well.

A. CIRCUIT DESCRIPTION

A Half-Bridge DC/DC Converter is shown in Fig. 3, where high capacitor values C_1 and C_2 are equal. Each capacitor voltage is $V_s/2$. The switches S_1 and S_2 conduct alternately and do not conduct simultaneously as shown in Fig. 4. The primary voltage (V_p) is quasi-square wave shown in Fig. 5. The primary voltage is transferred to secondary side by transformer. Then, the secondary voltage passed through a bridge rectifier to converse ac voltage to dc ripple voltage. The dc ripple voltage and current are passed through the low pass filter (L_o , C_o) in order to get a small dc ripple voltage [3].

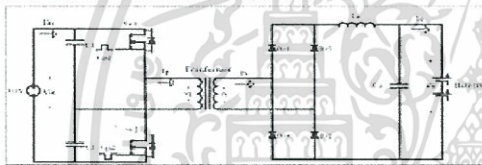


Fig 3 Half-Bridge DC/DC Converter.

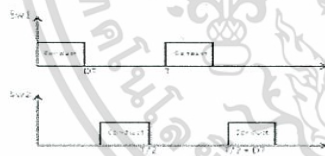


Fig-4 PWM patterns.

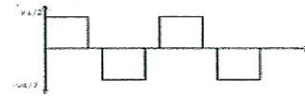


Fig.5 Quasi-square wave

B. CIRCUIT OPERATION PRINCIPLES.

This paper proposes two operation principles. One is a PWM Half-Bridge DC/DC converter and the other one is a PFM Half-Bridge DC/DC converter.

1) PWM Half-Converter DC/DC Converter

Fig. 7 shows a PWM signal control for driving switches and shows the primary voltage. The Output power can be varied by changing duty cycle. However, a frequency is fixed. The turn-on time for switch depends on load. However, two switches conducts in diagonal or do not conduct at the same leg as mentioned before. The frequency of two switches is the same. The frequency is more than 20 KHz. The turn-on time of switch Sw_1 is D_1 and turn-on time of switch Sw_2 is D_2 . The ideal turn-on time is 50% of period. From the operation of switches, the primary voltage waveform is square wave.

2) PFM Half-Bridge-Converter DC/DC Converter

Fig. 7 shows a PFM signal for driving switches and shows primary voltage. The output power can be varied by changing a frequency and fixed turn-on time (D_1 , D_2). This research work presents the PFM signal applied for multi-mode (5 pulses). By controlling output power, the frequency is varied. In this case, the switching frequency of PFM is $1/T_1$, $1/T_3$ and burst Frequency of PFM is $1/T_2$, $1/T_4$, where a switching frequency of Sw_1 is $1/T_1$ and that of Sw_2 is $1/T_3$. The switching frequency of two switches is equal. The turn-on time of Sw_1 and Sw_2 is D_1 and D_2 , respectively. Also, the turn-on time of two switches is equal. The burst frequency of two switches is the same value as well. The primary voltage is square wave during switch operation and primary voltage is zero at no both signals for driving switches [4]-[6].

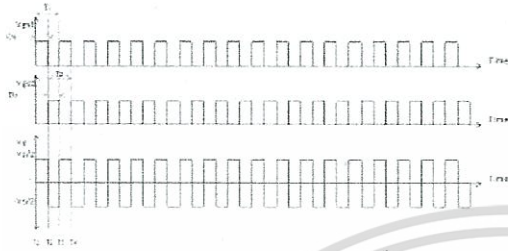


Fig.6 PWM.



Fig.7 PFM.

III. EXPERIMENT RESULTS

The dc input voltage for a Half Bridge DC/DC Converter is 311 V. This converter, Battery Charger, applies for 12 V 7.2 Ah Lead-Acid by using PWM and PFM signals. The switching frequency $f_s = 45$ kHz, charging current (I_o) is less than 1 A, charging voltage is less than 15V, and the open circuit voltage of battery (V_{oc}) is = 11.5 V. The current charges through the battery until voltage is 15 V. The high-frequency transformer ratio is 10:1. Fig. 8 shows the primary voltage and current of PWM Half Bridge DC/DC Converter and Fig.9 shows the primary voltage and current of PFM Half Bridge DC/DC Converter. Both figures are illustrated by the concept idea. Fig. 10 depicts the secondary voltage and current of PWM Half-Bridge DC/DC Converter and Fig.11 shows the secondary voltage current of PFM Half-Bridge DC/DC Converter. Both figures are confirmed by concept idea. The average dc output voltage is 12.54 V for PWM Half-Bridge DC/DC Converter and

12.56 V for PFM Half-Bridge DC/DC Converter by digital storage oscilloscope (not shown here). When converter is considered at the ripple output voltage and current, there is 183.33 mV and 87.50 mA in Fig. 12 for a PWM Half-Bridge DC/DC Converter and 566.67 mV and 91.67 mA for a PFM Half-Bridge DC/DC Converter in Fig. 13. Fig. 13 has a ripple voltage and current more than Fig. 12 which means the stop time for switches effects to high ripple voltage and current. The more stop time, the higher ripple voltage and current. Fig. 14 shows the dc output voltage vs. charging time for PWM and PFM Half-Bridge DC/DC Converter. The response time of a PWM Half-Bridge DC/DC Converter is going from 12.50 V to a final voltage 15.02 V within 660 minutes that is faster than that of PFM Half-Bridge DC/DC Converter which consumes 705 minutes. The reason is the same as mentioned before. Fig. 15 shows the output current vs. charging time of PWM and PFM Half-Bridge DC/DC Converter. The output current of a PWM Half-Bridge DC/DC Converter decreases faster than that of a PFM Half-Bridge DC/DC Converter. Fig. 16 shows the comparative efficiency between PWM and PFM Half-Bridge DC/DC Converter vs. charging time. We can observe that the efficiency of a PWM Half-Bridge DC/DC Converter during the first step or heavy load is higher (83.46 % max, 74.06 % average) than that of a PFM Half-Bridge DC/DC Converter (72.88% max, 69.74% average), but the efficiency of a PWM Half-Bridge DC/DC Converter (58.19% max, 42.49% average) is lower than that of a PFM Half-Bridge DC/DC Converter (68.37% max, 53.43% average) during the last step or light load. The reason is the PWM Half-Bridge DC/DC Converter has a response time of charging and going to a final voltage or current faster than the PFM Half-Bridge DC/DC Converter.

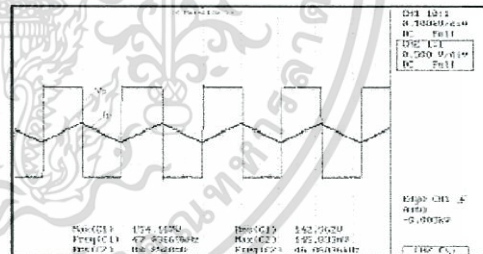


Fig.8 Primary voltage and current using PWM signals.

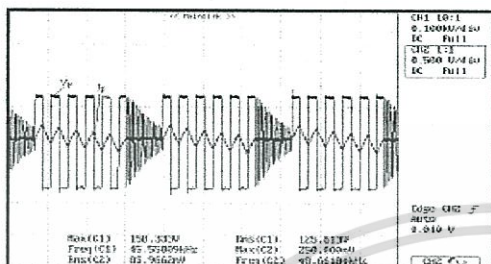


Fig.9 Primary voltage and current using PWM signals.

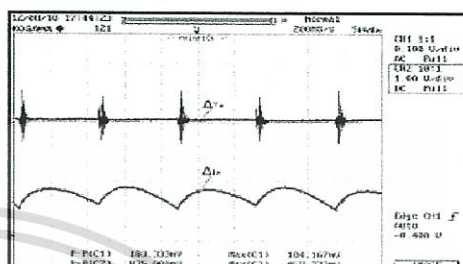


Fig.12 Ripple voltage and current for PWM Half-Bridge DC/DC Converter.

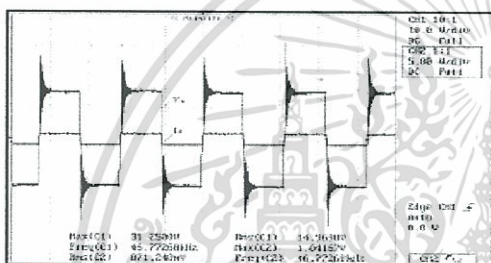


Fig.10 Secondary voltage and current using PWM signals.

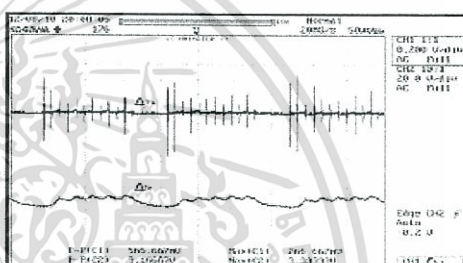


Fig.13 Ripple voltage and current for BFM Half-Bridge DC/DC Converter.

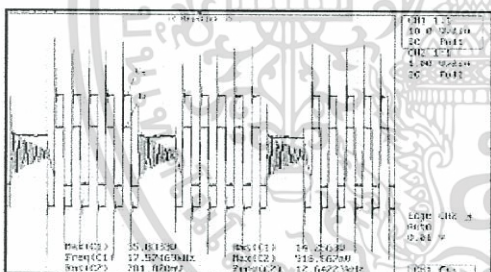


Fig.11 Secondary voltage and current using PFM signals.

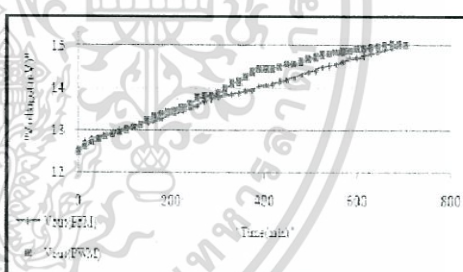


Fig.14 Output voltage vs. charging time for PFM and PWM Half-Bridge DC/DC Converter.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

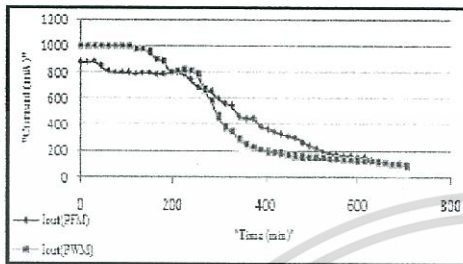


Fig. 15 Output current vs. charging time for PWM and PFM Half-Bridge DC/DC Converter.

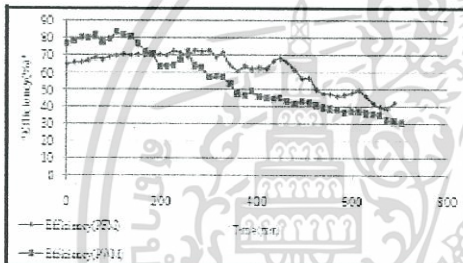


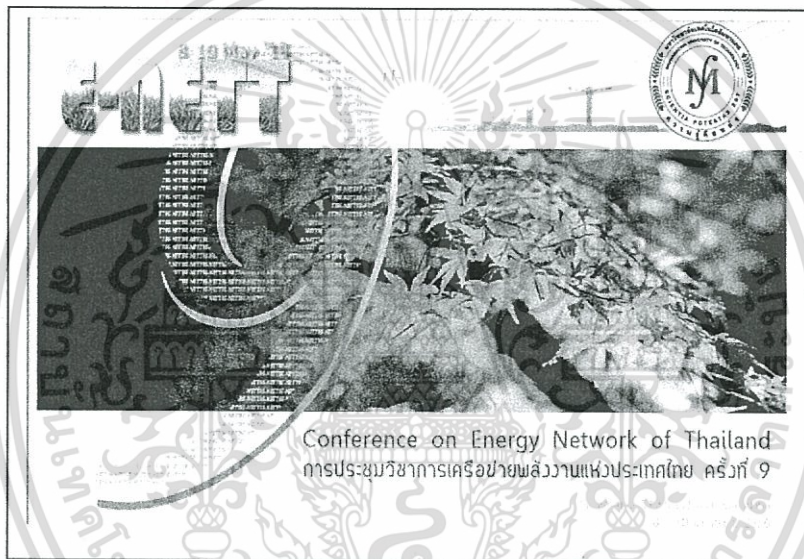
Fig. 16 Efficiency vs. charging time for PWM and PFM Half-Bridge DC/DC Converter.

IV. CONCLUSION

This paper describes the design of PWM Half-Bridge DC/DC Converter and PFM Half-Bridge DC/DC Converter as a battery charger. In addition, the efficiency of PWM and PFM Half-Bridge DC/DC Converter is compared. The advantage of PWM Half-Bridge DC/DC Converter, which is better than the other one, is voltage rate fast, constant output voltage and current for charging, and high efficiency during heavy load. Some disadvantages of PWM Half-Bridge DC/DC Converter are the efficiency during light load is lower than the other one. For this reason, the PWM Half-Bridge DC/DC Converter should be more selected for a battery charger than PFM Half-Bridge DC/DC Converter and PWM Half-Bridge DC/DC Converter is suitable used for high power battery charger.

REFERENCES

- [1] C.C. Ying, L.F. Yu, Y.C. Shun, "Highly-efficient battery chargers with parallel-loaded resonant converters," IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, 2009, IAS 2009, pp. 1-10, 4-8 Oct. 2009.
- [2] Z.M. Salamah, M.A. Casacca, W.A. Lynch, "A mathematical model for lead-acid batteries," IEEE Trans. Energy Conversion, vol. 7, pp. 93-98, Mar 1992.
- [3] Roasto, D. Vinnikov, "Control system simulation of a 40 kW half-bridge isolated DC/DC converter," IEEE Power Electronics and Applications, 2007 European Conf., pp. 1-10, 1-5 Sept. 2007.
- [4] H.B. Ertan, N.B. Simsir, "Comparison of PWM and PFM induction drives regarding audible noise and vibration for household applications," IEEE Trans. Industry Applications, vol. 40, pp. 1631-1638, Nov-Dec 2004.
- [5] P. Frank, H. Wiedemann, "Two-stage PFM control," IEEE Trans. Automatic Control, vol. 29, pp. 1024-1029, Nov 1984.
- [6] J. Sun, X. Ding, M. Nakaoka, H. Tokano, "Series resonant ZCS-PFM DC-DC converter with multistage rectified voltage multiplier and dual-mode PFM control scheme for medical-use high-voltage X-ray power generator," IEEE Proc. Electric Power Applications, Vol. 147, pp. 527-534, Nov 2000.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รหัสบทความ:
ENETT-218

การประชุมวิชาการเครือข่ายพลังงานแห่งประเทศไทย ครั้งที่ 9
8-10 พฤษภาคม 2556 จังหวัดนครนายก

1. บทนำ

ปัจจุบันนี้เบตเตอรี่ได้ถูกนำมาใช้กันอย่างแพร่ทั้งในรถยนต์ ระบบสื่อสารและระบบสำรองไฟต่างๆ แต่ทว่าเครื่องชาร์จเบตเตอรี่ที่ใช้กันอยู่ในท้องตลาดทั่วไปนั้นยังคงเป็นแหล่งจ่ายไฟแบบเก่าที่ใช้หม้อแปลงแบบแกนเหล็กซึ่งมีข้อเสียอยู่หลายข้อ เช่น ขนาดใหญ่ น้ำหนักมาก จ่ายไฟไม่นิ่ง และความร้อนที่แกนเหล็กสูงโดยไม่ได้คำนึงถึงอายุการใช้งานของเบตเตอรี่โดยมองเพียงความรวดเร็วในการชาร์จไม่ได้สนใจในเรื่องความราบเรียบของกระแสและแรงดันทำให้เกิดสภาวะที่เบตเตอรี่สูญเสียความสามารถในการเก็บประจุไปเรื่อยๆ ซึ่งมีงานวิจัยไม่น้อยที่ให้ความสนใจกับเรื่องการชาร์จที่มีความราบเรียบและมีประสิทธิภาพสูงโดยเลือกใช้แหล่งจ่ายแบบ สวิตชิงโหมด มาใช้งาน

เครื่องชาร์จแบบสวิตชิงโหมดนี้ไม่มีข้อดีในเรื่อง ขนาดที่เล็ก น้ำหนักเบา ความราบเรียบของกระแสและแรงดันที่สูง ซึ่งเหมาะสำหรับที่จะนำมาแก้ไขปัญหาระบบการชาร์จที่ไม่ราบเรียบ แต่ทว่างานวิจัยส่วนใหญ่จะเลือกใช้สัญญาณขับเกตแบบ PWM งานวิจัยนี้จึงได้นำสัญญาณขับเกตแบบ PFM มาใช้เพื่อเปรียบเทียบประสิทธิภาพกับระหว่าง PWM กับ PFM เพื่อเป็นการตอบคำถามว่าเพราะเหตุใด PFM จึงไม่ได้รับความนิยมในการนำมาใช้งาน

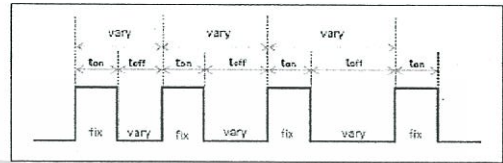
การมอดูเลชันนั้นมียุทธศาสตร์หลายรูปแบบเช่น การมอดูเลชันความกว้างพัลส์(PWM) การมอดูเลชันความหนาแน่นพัลส์(PDM), การมอดูเลชันความถี่พัลส์(PFM), การมอดูเลชันแอมพิจูดพัลส์(PAM) เป็นต้น แต่ในที่นี้จะขอนำเสนอหลักการมอดูเลชันที่ใช้ในงานวิจัย 2 ชนิดด้วยกันต่อไปนี้ [1]-[2]

1.1 การมอดูเลชันความถี่พัลส์ (PFM)

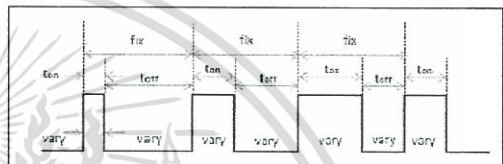
มีหลักการคือสัญญาณที่ได้จากการมอดูเลตความถี่พัลส์มีช่วงนำกระแสที่ตลอดเวลาแต่ช่วงหยุดนำกระแสสามารถเปลี่ยนแปลงได้การควบคุมการทำงานแบบ PFM ได้ถูกแสดงไว้ในรูปที่ 1

1.2 การมอดูเลชันความกว้างพัลส์ (PWM)

วิธีการมอดูเลตความกว้างพัลส์นี้จะให้ความถี่ที่ตลอดเวลา แต่ช่วงการทำงาน ของสวิตซ์จะเปลี่ยนแปลงไปตามต้องการ โดยค่ากำลังไฟฟ้าที่ต้องการสามารถควบคุมโดยการปรับเปลี่ยนช่วงเวลาการทำงานของสวิตซ์การทำงานแบบ PWM ได้ถูกแสดงไว้ในรูปที่ 2



รูปที่ 1 การมอดูเลชันความถี่พัลส์ (PFM)



รูปที่ 2 การมอดูเลชันความกว้างพัลส์ (PWM)

2. รายละเอียดและการทำงานของวงจรชาร์จไฟบริดจ์ ดีซี/ดีซี คอนเวอร์เตอร์

การชาร์จเบตเตอรี่นั้นต้องการแรงดันและกระแสที่มีความราบเรียบสม่ำเสมอและไม่มากเกินไปจนเกินที่เบตเตอรี่จะทนได้ ซึ่งเป็นเหตุผลหลักที่ สวิตชิงเพาเวอร์ ซัพพลายถูกนำมามาประยุกต์ใช้กับการชาร์จเบตเตอรี่กันอย่างแพร่หลาย สำหรับงานวิจัยนี้ได้นำ ชาร์จไฟบริดจ์ ดีซี/ดีซี เวกโซเนนท์ คอนเวอร์เตอร์ มาประยุกต์ใช้กับการชาร์จเบตเตอรี่ โดยมีการควบคุมสัญญาณขับขาเกตด้วยเทคนิค PWM และ PFM เพื่อจะทำการเปรียบเทียบประสิทธิภาพการทำงานของเทคนิคทั้งสอง อีกทั้งยังมีการเพิ่มส่วนของวงจรป้องกันแรงดันเกินและตัวต้านทานป้องกันกระแสเกินเพื่อไม่ให้เกิดความเสียหายขึ้นกับเบตเตอรี่อีกด้วย

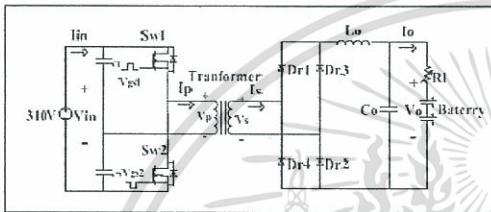
2.1 รายละเอียดของวงจร

วงจรชาร์จไฟบริดจ์ ดีซี/ดีซี คอนเวอร์เตอร์ ดังที่แสดงในรูปที่ 4 จะสังเกตเห็นได้ว่าวงจรจะประกอบด้วยตัวเก็บประจุ C1 และ C2 ที่มีค่าความจุไฟฟ้าสูงๆและจำเป็นจะต้องมีค่าเท่าๆกัน โดยเมื่อวงจรทำงานแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุทั้งสองจะต้องมีค่าเท่ากันคือเท่ากับ $V_s/2$ โดยการทำงานของสวิตซ์ Sw1 และ Sw2 จะทำงานสลับกันไปมา เป็นผลทำให้เกิดแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมขดลวดปฐมภูมิ (Vp) ที่มีลักษณะเป็นคลื่นสัญญาณพัลส์บวกและลบสลับกันไป จากนั้น แรงดันพัลส์ดังกล่าวจะถูกบริดจ์เรกติไฟเออร์ไดโอด ที่ต่ออยู่ทางด้านทุติยภูมิของ

รหัสบทความ:
ENETT-218

การบงกชวิชาการเครื่องช่วยพลังงานแห่งประเทศไทยที่ 9
8-10 พฤษภาคม 2556 จังหวัดนครนายก

หม้อแปลงไฟฟ้า ซึ่งทำหน้าที่เรียงกระแสจากไฟฟ้ากระแสสลับให้เป็นกระแสตรง และ L_o และ C_o เป็นวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านทำหน้าที่ในการกรองความถี่เพื่อที่จะกรองเอาเฉพาะความถี่ที่ต่ำกว่าความถี่ขอบเขต (Cut-off Frequency) เพื่อให้เกิดความราบเรียบของสัญญาณเอาต์พุต [3]



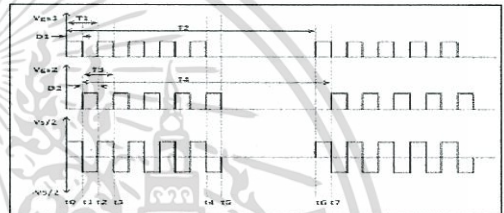
รูปที่ 3 วงจรฮาร์ฟบริดจ์ ซีซี/ดีซี คอนเวอร์เตอร์

2.2 การทำงานของวงจร

สำหรับงานวิจัยที่มีความน่าสนใจใหม่คือการทำงานหลักๆ 2 โหมดด้วยกันคือ PWM ฮาร์ฟบริดจ์ ซีซี/ดีซี เรโซแนนท์ คอนเวอร์เตอร์ และ PFM ฮาร์ฟบริดจ์ ซีซี/ดีซี เรโซแนนท์ คอนเวอร์เตอร์

2.2.1 PFM ฮาร์ฟบริดจ์ ซีซี/ดีซี คอนเวอร์เตอร์ รูปที่ 4 แสดงโหมดการทำงานแบบ PFM เป็นการควบคุมกำลังงานไฟฟ้าด้วยการปรับเปลี่ยนความถี่โดยไม่มีกรเปลี่ยนแปลงช่วงเวลาสวิทซ์ทำงาน(D1,D2) งานวิจัยนี้สัญญาณ PFM ที่ถูกนำมาใช้เป็นแบบหลายพัลส์ ชนิด 5 ลูกคลื่น โดยสามารถที่จะควบคุมกำลังไฟฟ้าได้โดยการควบคุมความถี่ของขบวนการพัลส์ (1/T2) และ (1/T4) สัญญาณซิงเกิลโมด PFM นั้นแบ่งเป็น 2 ความถี่คือ ความถี่การสวิทซ์ (Switching Frequency 1/T1, 1/T3) และ ความถี่จุดระเบิด (Burst Frequency 1/T2, 1/T4) โดยจะกำหนดให้ ความถี่การสวิทซ์เองสวิทซ์ตัวที่ 1 (1/T1) มีค่าคงที่และเท่ากับ ความถี่การสวิทซ์ของสวิทซ์ตัวที่ 2 (1/T3) และจะกำหนดให้ช่วงเวลาทำงานของสวิทซ์ตัวที่ 1 (D1) มีค่าคงที่และเท่ากับช่วงเวลาทำงานของสวิทซ์ตัวที่ 2 (D2) และจะมีส่วนที่ใช้สำหรับการควบคุมกำลังไฟฟ้าคือ ความถี่จุดระเบิดโดยจะมีการควบคุมไว้ ความถี่จุดระเบิดของสวิทซ์ตัวที่ 1(1/T2) ปรับเปลี่ยนได้เพื่อควบคุมกำลังไฟฟ้าและมีค่าเท่ากับ ความถี่จุดระเบิดของสวิทซ์ตัวที่ 2 (1/T4) จากผลที่สวิทซ์

ทั้ง 2 ตัวทำงานสลับกันไปมาจึงทำให้เกิดแรงดันไฟฟ้าบวกและลบเกิดขึ้นโดยช่วงเวลา t1-t2 จะเป็นช่วงที่สวิทซ์ตัวที่ 1 ทำงานทำให้เกิดแรงดันไฟฟ้าบวกขึ้น และช่วงเวลา t2-t3 จะเป็นช่วงที่สวิทซ์ตัวที่ 2 ทำงานทำให้เกิดแรงดันไฟฟ้าลบขึ้นและจะทำงานสลับกันไปเรื่อยๆ จนถึงช่วงเวลาที่สวิทซ์ทั้ง 2 ตัวหยุดทำงาน (t6-t7) ทำให้เกิดช่วงแรงดันไฟฟ้าเป็นศูนย์ขึ้น สวิทซ์ตัวที่ 1 กลับมาทำงานอีกครั้งที่เวลา t7-t8 และจะทำงานสลับกับ สวิทซ์ตัวที่ 2 ไปเรื่อยๆ เป็นไซเคิล

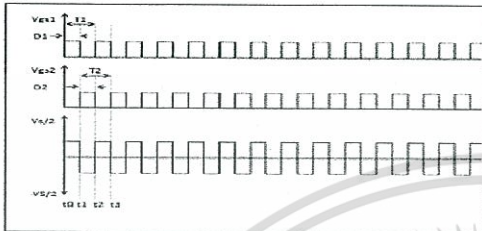


รูปที่ 4 โหมดการทำงานของ PFM ฮาร์ฟบริดจ์ ซีซี/ดีซี คอนเวอร์เตอร์

2.2.2 PWM ฮาร์ฟบริดจ์ ซีซี/ดีซี คอนเวอร์เตอร์ รูปที่ 5 แสดงโหมดการทำงานแบบ PWM เป็นการควบคุมกำลังงานไฟฟ้าด้วยการปรับเปลี่ยนตัวนำไซเคิล โดยไม่มีการการเปลี่ยนแปลงความถี่ซึ่งอาจจะกล่าวได้อีกอย่างหนึ่งว่าเป็นการปรับเปลี่ยนช่วงเวลาสวิทซ์ทำงานให้เพิ่มขึ้นหรือน้อยลงตามความเหมาะสมที่โหลดต้องการ สิ่งที่ต้องระวังจะเป็นพิกะงที่คิดจะต้องปรับให้สวิทซ์ทั้ง 2 ตัวทำงานสลับกันไปมาไม่ให้เกิดการทำงานที่พร้อมกันเพราะจะทำให้เกิดการลัดวงจรเกิดขึ้น โดยส่วนใหญ่จะกำหนดให้ค่าความถี่ของสัญญาณซิงเกิลของสวิทซ์ตัวที่ 1(1/T1) มีค่าเท่ากับความถี่ของสวิทซ์ตัวที่ 2 (1/T2) โดยมีค่าตั้งแต่ 20 kHz ขึ้นไป และเวลาที่สวิทซ์ตัวที่ 1 ทำงาน (D1) มีค่าเท่ากับเวลาที่สวิทซ์ตัวที่ 2 ทำงาน (D2) โดยมีค่ามากที่สุดที่ 50 % จากผลที่สวิทซ์ทั้ง 2 ตัวทำงานสลับกันไปมาจึงส่งผลให้เกิดแรงดันไฟฟ้าลักษณะเป็นพัลส์บวกและลบสลับกันไปมา โดยช่วงเวลา t1-t2 จะเป็นช่วงที่สวิทซ์ตัวที่ 1 ทำงานทำให้เกิดแรงดันไฟฟ้าบวกขึ้น และช่วงเวลา t2-t3 จะเป็นช่วงที่สวิทซ์ตัวที่ 2 ทำงานทำให้เกิดแรงดันไฟฟ้าลบขึ้นและจะทำงานสลับกันไปเรื่อยๆ [4-6]

รหัสบทความ:
ENETT-218

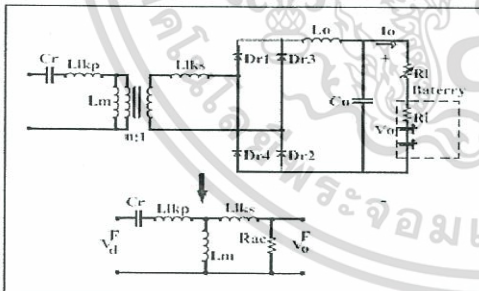
การประชุมวิชาการเครือข่ายบริหารงานแห่งประเทศไทยครั้งที่ ๑
8-10 พฤษภาคม 2556 จังหวัดนครนายก



รูปที่ 5 โหมดการทำงานของ PWM ฮาร์ดแวร์ดิจิทัล
พีซี/พีซี คอนเวอร์เตอร์

3. วงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรม

วงจรเรโซแนนซ์ที่มีวัตถุประสงค์หลักในการปรับเฟสของกระแสไฟฟ้าและแรงดันไฟฟ้าให้ตรงกันมากที่สุดเพื่อลดค่าการสูญเสียของสวิตช์ซึ่ง ในวงจรฮาร์ดแวร์ดิจิทัล พีซี/พีซี เรโซแนนซ์ คอนเวอร์เตอร์ แบบอนุกรมนี้ มีคอนเวอร์เตอร์ซึ่งทำหน้าที่ในการแปลงกำลังไฟฟ้าจากไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสสลับซึ่งแสดงในรูปแบบที่ 6 จากนั้นจะทำการเรียงกระแสด้านเอาต์พุตโดยมีตัวเก็บประจุและตัวเหนี่ยวนำทำหน้าที่กรองให้ได้แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงทางด้านเอาต์พุต สำหรับจ่ายโหลดตัวต้านทาน RL ตัวเก็บประจุขนาดค่อนข้างใหญ่สองตัวทางด้านอินพุตทำหน้าที่แบ่งครึ่งแรงดันด้วยอินพุตและไม่นับเป็นส่วนหนึ่งของวงจรเรโซแนนซ์



รูปที่ 6 วงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรม

เนื่องจากความต้านทานภายในแบบเตอร์ (Ri) มีค่าน้อยมากเมื่อเทียบกับความต้านทานป้อนกันกระแสเส้น

(Ri) ดังนั้นจึงไม่นำความต้านทานภายในแบบเตอร์มาพิจารณา

ค่าอัตราขยายแรงดันมีค่าเป็น

$$M = \frac{2nV_c}{\pi} \left| \frac{\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right) \frac{k}{\omega_0^2 k+1}}{j\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right) \left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}\right) Q \left(\frac{k+1}{2k+1}\right) + \left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}\right)} \right| \quad (1)$$

เมื่อ

$$\omega_0 = \frac{1}{L_p C_p} \cdot \omega_p = \frac{1}{L_p C_p} \cdot k = \frac{L_m}{L_{sp}} \cdot R_{sc} = \frac{8\pi^2}{\pi^2 R_o}$$

$$\text{และ } Q = \frac{\sqrt{L_p / C_p}}{R_{sc}}$$

ค่าตัวเหนี่ยวนำเรโซแนนซ์ที่คำนวณได้ดังนี้

$$L_r = L_{sp} + L_m / L_{sc} \quad (2)$$

ค่าตัวเหนี่ยวนำตัวประกอบที่มีเท่ากับ

$$L_p = L_{sp} + L_m \quad (3)$$

ตารางที่ 1 ค่าตัวแปรในการออกแบบตัวแปร

ตัวแปร	ค่าจากผลการออกแบบ
f_s (ความถี่สวิตช์)	52 kHz
f_0 (ความถี่เรโซแนนซ์)	55 kHz
L_p (L ตัวเหนี่ยวนำ)	57.80 μ H
C_p (C ตัวเหนี่ยวนำ)	1.15 nF
L_{sp} (L ตัวเหนี่ยวนำปฐมภูมิ)	26.01 μ H
L_m (L ตัวเหนี่ยวนำทุติยภูมิ)	156.09 μ H
L_{sp} (L ตัวเหนี่ยวนำทุติยภูมิ)	0.11 μ H
n (อัตราส่วนรอบต่อแปลง)	10

4. ผลการทดลอง

แรงดันอินพุตของวงจรฮาร์ดแวร์ดิจิทัล พีซี/พีซี เรโซแนนซ์ คอนเวอร์เตอร์สำหรับงานวิจัยนี้ถูกกำหนดให้เป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง มีค่าประมาณ 310 v วงจรคอนเวอร์เตอร์นี้ถูกออกแบบมาเพื่อประยุกต์ใช้สำหรับการชาร์จแบตเตอรี่ตะกั่วกรด 12 V 7.2 Ah โดยจะใช้สัญญาณชับเกต 2 แบบคือ PWM และ PFM ซึ่งทำการออกแบบโดยมีรายละเอียดดังนี้ ความถี่การสวิตช์ ($f_s = 52$ kHz, ความถี่เรโซแนนซ์ ($f_0 = 55$ kHz) กระแสใน

รหัสบทความ:
ENETT-218

การประชุมวิชาการเครือข่ายพลังงานแห่งประเทศไทย ครั้งที่ 9
8-10 พฤษภาคม 2556 จังหวัดนครนายก

การชาร์จ (Io) ไม่เกิน 1 A, แรงดันในการชาร์จ (VBA) ไม่เกิน 15V และ แรงดันตกคร่อมแบตเตอรี่ก่อนทำการชาร์จ Voc = 11.5 ซึ่งจะทำการชาร์จไปจนค่าแรงดันที่วัดคร่อมขั้ว แบตเตอรี่มีค่าอยู่ที่ประมาณ 15 v

สำหรับการวัดสัญญาณต่างๆจะวัดโดยใช้ ดิจิตอลออสซิลโลสโคป รูปที่ 7 แสดงรูปคลื่นกระแสและแรงดันด้านปฐมภูมิของหม้อแปลงความถี่สูงของ PWM ฮาร์ฟบริดจ์ ดิจี/ดิจี เรโซแนนท์ คอนเวอร์เตอร์ซึ่งจะสังเกตเห็นว่ากระแสและแรงดันมีเฟสที่ต่างกันเพียงเล็กน้อยเนื่องจากผลของวงจรเรโซแนนท์ที่เพิ่มเข้าไป, รูปที่ 8 แสดงแสดงรูปคลื่นกระแสและแรงดันด้าน ปฐมภูมิของหม้อแปลงความถี่สูงของ PFM ฮาร์ฟบริดจ์ ดิจี/ดิจี เรโซแนนท์ คอนเวอร์เตอร์ซึ่งจะสังเกตเห็นว่ากระแสและแรงดันมีเฟสที่ต่างกันเพียงเล็กน้อยเนื่องจากผลของความฟีดแบ็คที่สูงกว่าความถี่การสวิตซ์ ทำให้เกิดผลของกระแสสวิตซ์ล่าช้าหลังแรงดันที่สวิตซ์ ทำให้เกิดภาวะสวิตซ์แรงดันศูนย์ เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพการทำงานของวงจร เช่นเดียวกับ PWM ฮาร์ฟบริดจ์ ดิจี/ดิจี เรโซแนนท์ คอนเวอร์เตอร์ รูปที่ 9 แสดงรูปคลื่นกระแสและแรงดันด้านทุติยภูมิของหม้อแปลงความถี่สูงของ PWM ฮาร์ฟบริดจ์ ดิจี/ดิจี เรโซแนนท์ คอนเวอร์เตอร์ รูปที่ 10 แสดงรูปคลื่นกระแสและแรงดันด้าน ทุติยภูมิของหม้อแปลงความถี่สูงของ PFM ฮาร์ฟบริดจ์ ดิจี/ดิจี เรโซแนนท์ คอนเวอร์เตอร์ ทั้งรูปที่ 9 และ 10 เน้นการทำงานสวิตซ์แรงดันศูนย์ ที่วงจรเรโซแนนซ์ สังเกตจากรูปคลื่นกระแสล่าช้าหลังแรงดัน สำหรับอัตราส่วนกระแสและแรงดันของการขับเคลื่อนทั้งสองแบบนี้คล้ายกันคือ แรงดันไฟฟ้าจะลดลงจากด้านปฐมภูมิ ประมาณ 10 เท่าและกระแสจะเพิ่มขึ้นประมาณ 10 เท่า แต่จะสังเกตเห็นว่า spike แรงดันของการขับเคลื่อนแบบ PFM มีค่าที่ค่อนข้างมากกว่าแบบ PWM รูปที่ 11 แสดงรูปคลื่นกระแสและแรงดันเอาต์พุทของวงจร PWM ฮาร์ฟบริดจ์ ดิจี/ดิจี เรโซแนนท์ คอนเวอร์เตอร์ ขณะทำการชาร์จโดยการวัดที่ขั้วบวกของแบตเตอรี่เพื่อสังเกตอัตราการกระเพื่อมของกระแสและแรงดันเอาต์พุทซึ่งจะเห็นว่า อัตราการกระเพื่อมของกระแสและแรงดันเอาต์พุท ของวงจร PWM ฮาร์ฟบริดจ์ ดิจี/ดิจี เรโซแนนท์ คอนเวอร์เตอร์ มีค่า 33.87 mA และ 10.79 mV ตามลำดับ รูปที่ 12 แสดงกราฟ กระแสและแรงดันเอาต์พุท ของวงจร PFM ฮาร์ฟบริดจ์ ดิจี/ดิจี เรโซแนนท์ คอนเวอร์เตอร์ เมื่อวัดที่ขั้วแบตเตอรี่ ขณะชาร์จ

ซึ่งจะเห็นว่าอัตราการกระเพื่อมของกระแสและแรงดันเอาต์พุทของวงจร PFM ฮาร์ฟบริดจ์ ดิจี/ดิจี เรโซแนนท์ คอนเวอร์เตอร์ มีค่ามากกว่าแบบ PWM ฮาร์ฟบริดจ์ ดิจี/ดิจี เรโซแนนท์ คอนเวอร์เตอร์ โดยมีค่าอยู่ที่ 104.50 mA และ 23.13 mV รูปที่ 13 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างกระแสในการชาร์จแบตเตอรี่ ของ PWM ฮาร์ฟบริดจ์ ดิจี/ดิจี เรโซแนนท์ คอนเวอร์เตอร์และ PFM ฮาร์ฟบริดจ์ ดิจี/ดิจี เรโซแนนท์ คอนเวอร์เตอร์ ซึ่งจะเห็นว่าในช่วงแรกของการชาร์จกระแสจะสูงและจะลดลงเรื่อยๆเมื่อเวลาในการชาร์จผ่านไปตรงข้ามกับความต้านทานภายในที่เพิ่มมากขึ้น รูปที่ 14 แสดงความสัมพันธ์ระหว่าง แรงดันตกคร่อมแบตเตอรี่ ของ PWM ฮาร์ฟบริดจ์ ดิจี/ดิจี เรโซแนนท์ คอนเวอร์เตอร์และ PFM ฮาร์ฟบริดจ์ ดิจี/ดิจี เรโซแนนท์ คอนเวอร์เตอร์ เมื่อทำการวัดที่ขั้วแบตเตอรี่ ขณะ ทำการชาร์จ โดยแรงดันที่วัดที่ขั้วของแบตเตอรี่จะเพิ่มขึ้นจาก 12.5 v เป็น 15.0 v จะใช้เวลาประมาณ 660 วินาทีเมื่อใช้เทคนิค PWM และใช้เวลา 705 วินาทีเมื่อใช้เทคนิค PFM รูปที่ 15 แสดงความสัมพันธ์ระหว่าง ประสิทธิภาพต่อกระแสชาร์จ ของ PWM ฮาร์ฟบริดจ์ ดิจี/ดิจี เรโซแนนท์ คอนเวอร์เตอร์และ PFM ฮาร์ฟบริดจ์ ดิจี/ดิจี เรโซแนนท์ คอนเวอร์เตอร์ , จะเห็นว่าในช่วงแรกซึ่งเป็นสภาวะโหลดหนัก (Heavy Load) ค่าประสิทธิภาพโดยรวมของ PWM ฮาร์ฟบริดจ์ ดิจี/ดิจี เรโซแนนท์ คอนเวอร์เตอร์ จะมีค่าที่สูงกว่า PFM ฮาร์ฟบริดจ์ ดิจี/ดิจี เรโซแนนท์ คอนเวอร์เตอร์ แต่ทว่าในช่วงท้ายซึ่งเป็นสภาวะโหลดเบา (Light Load) ค่าประสิทธิภาพโดยรวมของ PWM ฮาร์ฟบริดจ์ ดิจี/ดิจี เรโซแนนท์ คอนเวอร์เตอร์ จะมีค่าที่ต่ำกว่า PFM ฮาร์ฟบริดจ์ ดิจี/ดิจี เรโซแนนท์ คอนเวอร์เตอร์

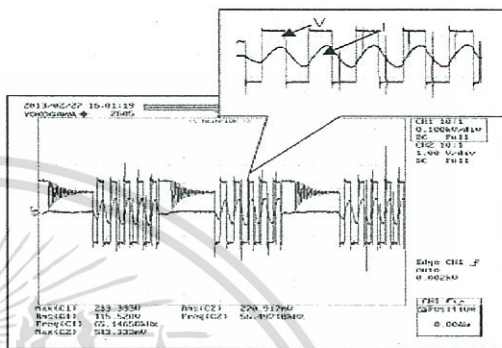
5.สรุป

งานวิจัยนี้ได้ทำการออกแบบ PWM ฮาร์ฟบริดจ์ ดิจี/ดิจี เรโซแนนท์ คอนเวอร์เตอร์และ PFM ฮาร์ฟบริดจ์ ดิจี/ดิจี เรโซแนนท์ คอนเวอร์เตอร์ สำหรับเครื่องชาร์จแบตเตอรี่ โดยทำการเปรียบเทียบประสิทธิภาพต่างๆระหว่าง 2 วงจรซึ่งผลปรากฏว่า คอนเวอร์เตอร์ แบบแรกนั้น มีข้อดีที่มากกว่าแบบที่สอง อยู่หลายประการ เช่น อัตราการเพิ่มของค่าแรงดันไฟฟ้าที่เร็วกว่า ความราบเรียบของกระแสและแรงดันไฟฟ้าทางด้าน เอาต์พุทขณะชาร์จค่าประสิทธิภาพของการชาร์จในช่วงแรกซึ่งเป็นสภาวะโหลด

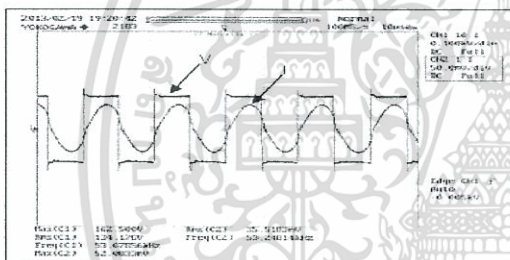
รหัสบทความ:
ENETT-218

การประชุมวิชาการเครือข่ายพลังงานแห่งประเทศไทยครั้งที่ 9
8-10 พฤษภาคม 2556 จังหวัดนครนายก

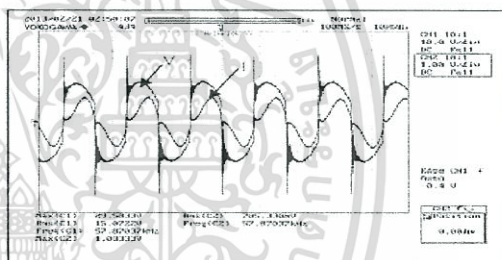
หนัก (Heavy Load) ซึ่งมีความมากที่สุดที่ 95.596มีค่าเฉลี่ยอยู่ที่ 87.4 96 ส่วนแบบที่สองนั้นมีมากที่สุดที่ 87.9% มีค่าเฉลี่ยอยู่ที่ 82.1% แต่ทว่าก็มีข้อเสียบางประการที่แบบแรกดีต่อกว่าแบบที่สองเช่นค่าประสิทธิภาพของการชาร์จในช่วงท้ายซึ่งเป็นสภาวะโหลดเบา (Light Load) ซึ่งแบบแรกมีค่ามากที่สุดที่ 72.39%และมีค่าเฉลี่ยที่ 69.19% และแบบที่สองมีค่ามากที่สุดที่ 86.2% และมีค่าเฉลี่ยที่ 79.4% จากผลการทดลองทำให้สามารถสรุปได้ว่า PWM สาร์ฟบริดจ์ ดีซี/ดีซี เรโซแนนท์ คอนเวอร์เตอร์นั้นเหมาะสมกับการใช้งานโหลดหนักมากกว่า PFM สาร์ฟบริดจ์ ดีซี/ดีซี เรโซแนนท์ คอนเวอร์เตอร์นั้นเหมาะสมกับการใช้งานกับ โหลดเบา ซึ่งน่าจะเป็นเหตุผลสำคัญที่ PWM ถูกเลือกมาใช้งานมากกว่า PFM ในระบบที่ต้องการกำลังไฟที่สูงๆ



รูปที่ 8 กระแสและแรงดันไฟฟ้าด้านปฐมภูมิห้อยแปลงไฟฟ้ของ PFM โหลด



รูปที่ 7 กระแสและแรงดันไฟฟ้าด้านปฐมภูมิห้อยแปลงไฟฟ้ของ PWM โหลด

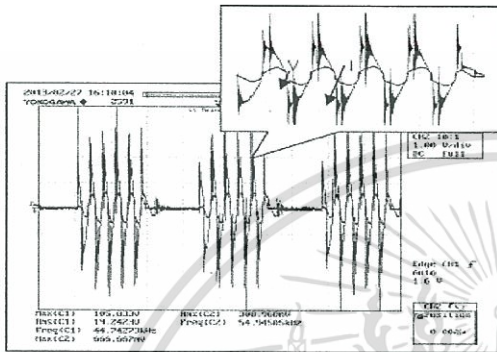


รูปที่ 9 กระแสและแรงดันไฟฟ้าด้านทุติยภูมิห้อยแปลงไฟฟ้ของ PWM โหลด

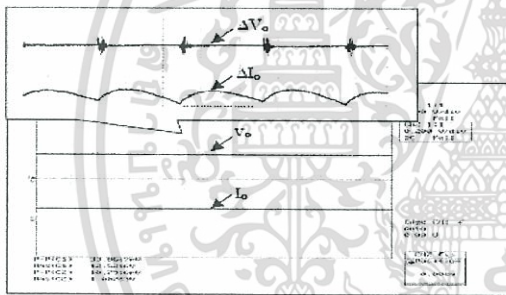
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รหัสบทความ:
ENETT-218

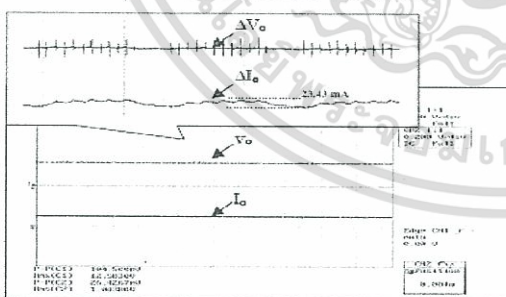
การประชุมวิชาการระดับชาตินายพลิงงานแห่งประเทศไทยครั้งที่ ๑
8-10 พฤษภาคม 2556 จังหวัดนครนายก



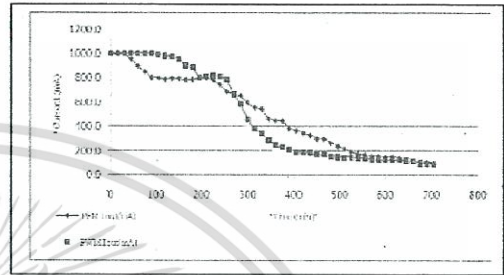
รูปที่ 10 กระแสและแรงดันไฟฟ้าด้านทุติยภูมิหรือแปลงไฟฟ้าของ PWM โหมด



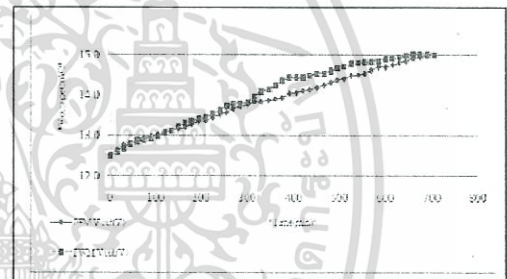
รูปที่ 11 การกระเพื่อมของกระแสและแรงดันไฟฟ้าด้านเอาต์พุตที่โหลดแบบเดือรี่ของ PWM โหมด



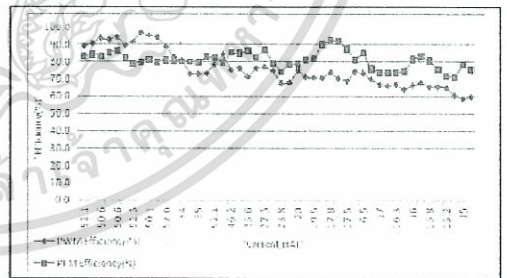
รูปที่ 12 การกระเพื่อมของกระแสและแรงดันไฟฟ้าด้านเอาต์พุตที่โหลดแบบเดือรี่ของ PFM โหมด



รูปที่ 13 กระแสไฟฟ้าขณะชาร์จต่อเวลาของ PWM โหมดและ PFM โหมด



รูปที่ 14 แรงดันไฟฟ้าขณะชาร์จต่อเวลาของ PWM โหมดและ PFM โหมด

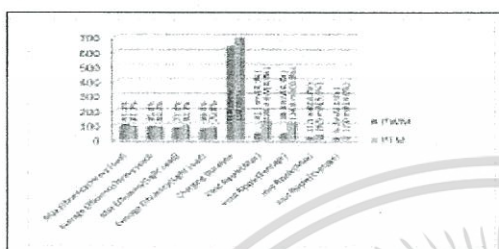


รูปที่ 15 ประสิทธิภาพการชาร์จต่อกระแสเอาต์พุตของ PWM โหมดและ PFM โหมด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รหัสบทความ:
ENETT-218

การประชุมวิชาการเครือข่ายพลังงานแห่งประเทศไทย ครั้งที่ 9
8-10 พฤษภาคม 2556 จังหวัดนครนายก



รูปที่ 16 สรุปผลการทดลอง

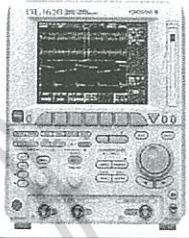
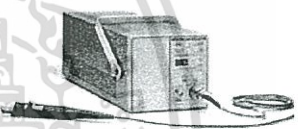

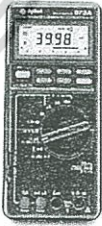
6.เอกสารอ้างอิง

- [1] C.C.Ying, L.K. Yu, Y.C. Shun, " Highly-efficient battery chargers with parallel-loaded resonant converters ,"IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, 2009. IAS 2009,pp. 1-10, 4-8 Oct. 2009.
- [2] Z.M.Salameh, M.A. Casacca, W.A. Lynch, "A mathematical model for lead-acid batteries, "IEEE Trans. Energy Conversion, vol. 7, pp. 93-98,Mar 1992.
- [3] Roasto, and DVinnikov, "Control system simulation of a 40 kW half-bridge isolated DC/DC converter," IEEE Power Electronics and Applications, 2007 European Conf., pp. 1-10 , 2-5 Sept. 2007.
- [4] H.B. Ertan, N.B. Simsir, "Comparison of PWM and PFM induction drives regarding audible noise and vibration" for household applications," IEEE Trans. Industry Applications, Vol. 40, pp 1621-1628, Nov-Dec. 2004.
- [5] R. Frank, H. Wiechmann, "Two-stage PFM control ," IEEE Trans. Automatic Control,Vol.29,pp.1025-1029, Nov 1984.
- [6] J. Sun,X. Ding,M. Nakajima,H. Takano, " Series resonant ZCS-PFM DC-DC converter with multistage rectified voltage multiplier and dual-mode PFM control scheme for medical-use high-voltage X-ray power generator ," IEEE Proc. Electric Power Applications, Vol 147, pp.527-534, Nov 2000.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ข.
เครื่องมือที่ใช้ในงานวิจัย

ตารางที่ ค.1 เครื่องมือที่ใช้ในงานวิจัย

ลำดับ	รายการ	รูปภาพ
1	Digital Oscilloscope: YOKOGAWA DL 1620	
2	Current Probe: TEXTRONIX TM 502	
3	Analog Panel Meter: YOKOGAWA	
4	Digital Multi Meter: HP 973A	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ค.

ข้อมูลทางเทคนิคของแบตเตอรี่

NP SERIES - NP7-12

Reliability is your Security

Utilizing the latest advance design Oxygen Recombination Technology, Yuasa have applied their 80 years of experience in the lead acid battery field to produce the optimum design of Sealed Lead Acid batteries.

FEATURES

- Superb recovery from deep discharge.
- Electrolyte suspension system.
- Gas Recombination.
- Multipurpose: Float or Cyclic use.
- Usable in any orientation
- Superior energy density.
- Lead calcium grids for extended life.
- Manufactured World wide.
- Application specific designs.

Technical Features

Sealed Construction

Yuasa's unique construction and sealing technique ensures no electrolyte leakage from case or terminals.

Electrolyte Suspension System

All NP batteries utilize Yuasa's unique electrolyte suspension system incorporating a microfine glass mat to retain the maximum amount of electrolyte in the cells. The electrolyte is retained in the separator material and there is no free electrolyte to escape from the cells. No gels or other contaminants are added.

Control of Gas Generation

The design of Yuasa's NP batteries incorporates the very latest oxygen recombination technology to effectively control the generation of gas during normal use.

Low Maintenance Operation


Due to the perfectly sealed construction and the recombination of gasses within the cell, the battery is almost maintenance free.

Terminals

Faston tab: 167 A

Faston tab: 250 D

Data Sheet



Terminals

NP batteries are manufactured using a range of terminals which vary in size and type. Please refer to details as shown.

Operation in any Orientation

The combination of sealed construction and Yuasa's unique electrolyte suspension system allows operation in any orientation, with no loss of performance or fear of electrolyte leakage.

Valve Regulated Design

The batteries are equipped with a simple, safe low pressure venting system which releases excess gas and automatically reseals should there be a build up of gas within the battery due to severe overcharge. Note. On no account should the battery be charged in a sealed container.

General Specifications

Nominal Capacity (Ah)	NP7-12
20hr to 1.75vpc 30°C	7
1.0hr to 1.75vpc 20°C	6.4
5hr to 1.70vpc 20°C	5.9
1 hr to 1.60vpc 20°C	4.2
Voltage	12
Energy Density (Wh/L 20hr)	91
Specific Energy (Wh/kg 20hr)	32
Int. Resistance (m. Ohms)	25
Maximum discharge (A)	40/75
Short Circuit current (A)	210
Dimensions (mm)	
Length	151
Width	65
Height overall	97.5
Weight (Kg)	2.65
Terminal	A/D
Layout	4
Terminal Torque Nm	-

www.yuasabatteries.com

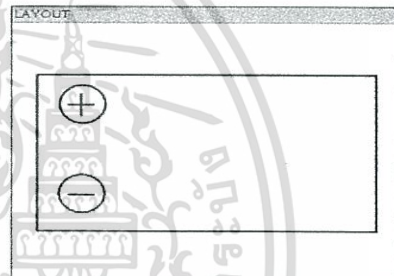
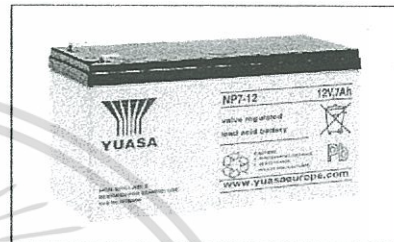
NP

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

NP-Series - Valve Regulated Lead Acid Battery
NP7-12

Data Sheet

SPECIFICATIONS		
Nominal voltage	12	V
20-hr rate Capacity to 1.75VPC at 20°C	7	Ah
10-hr rate Capacity to 1.75VPC at 20°C	6.4	Ah
DIMENSIONS		
Length	151 (±1)	mm
Width	65 (±1)	mm
Height		mm
(height over terminals)	97.5 (±2)	mm
Mass (typical)	2.2	kg
TERMINAL TYPE		
FASTON (Quickfit / release)	4.75	mm
OPERATING TEMPERATURE RANGE		
Storage	-20°C to +60°C	
Charge	-15°C to +50°C	
Discharge	-20°C to +60°C	
STORAGE		
Capacity loss per month at 20°C (approx)	3	%
CASE MATERIAL		
Standard Option	ABS (UL 94 HB)	
Flame retardant option (FR)	ABS (UL94 V0)	
CHARGE VOLTAGE		
Float charge voltage at 20°C	13.05 (±1%)	V
	2.275 (±1%)	V/cell
Float Charge voltage temperature correction factor (for variations from the standard 20°C)	-3	mV/cell/°C
Cyclic (or Boost) charge at 20°C	14.5 (±3%)	V
	2.42 (±3%)	V/cell
Cyclic Charge voltage temperature correction factor (for variations from the standard 20°C)	-4	mV/cell/°C
CHARGE CURRENT		
Float charge current limit	No limit	A
Cyclic (or Boost) charge current limit	1.75	A
MAXIMUM DISCHARGE CURRENT		
1 second	210	A
1 minute	48	A
SHORT-CIRCUIT CURRENT & INTERNAL RESISTANCE (according to EN IEC 60896-21)		
Internal resistance	N/A	mΩ
Short-Circuit current	N/A	A
IMPEDANCE		
Measured at 1 kHz	45	mΩ
PERFORMANCE & CHARACTERISTICS		
Refer to the technical manual	NP	
DESIGN LIFE		
EUROBAT Classification, Standard Commercial	3 to 5	years
Yuasa design life @ 20°C	up to 5	years
SAFETY		
Installation		
Can be installed and operated in any orientation except permanently inverted		
Handles		
Batteries must not be suspended by their handles (where fitted)		
Vent valves		
Each cell is fitted with a low pressure release valve to allow gasses to escape and then reseal		
Gas Release		
VRLA Batteries release hydrogen gas which can form explosive mixtures in air. Do not place inside a sealed container		
Recycling		
YUASA's VRLA batteries must be recycled at the end of life in accordance with local and national laws and regulations.		



3RD PARTY CERTIFICATIONS
 ISO 9001 - Quality Management Systems
 ISO 14001 - Environmental Management Systems
 EN 18001 - OHSAS Management Systems
 UNDERWRITERS LABORATORIES Inc.
 VdS (Germany) - VdS No. G189009

STANDARDS
 IEC 61058



ALL DATA IS SUBJECT TO CHANGE WITHOUT NOTICE
 Issue No. V.3 / Issue Date: March 2013



YUASA BATTERY SALES UK LTD
 Unit 13, Hunts Rise
 South Marston Industrial Estate
 Swindon
 SN3 4TG
 UK

www.yuasaeurope.com

NP

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ประวัติผู้เขียน

ชื่อ-นามสกุล

นายกฤษดา หมุ่มพัยค์ม์

ภูมิลำเนา

จังหวัดนครสวรรค์

ประวัติการศึกษา

วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ความชำนาญเฉพาะด้าน

อิเล็กทรอนิกส์กำลัง การประยุกต์ใช้งานวงจรคอนเวอร์เตอร์
และสวิตช์โหมดเพาเวอร์ซัพพลาย

ประสบการณ์ทำงาน

วิศวกร บริษัทไทยยาซากิกรุ๊ป



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้