วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบดีซีเป็นดีซีที่มีการเพิ่มแรงดันสูงยิ่งสำหรับระบบขับเคลื่อนมอเตอร์สามเฟส

นางสาวโสภิดา วัชระสุขโพธิ์

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี
ปีการศึกษา 2557

A HIGH STEP-UP DC-DC CONVERTER FOR A THREE-PHASE MOTOR DRIVE SYSTEM

Sopida Vatcharasukpo

A Thesis Submitted in Partial Fulfillment of the Requirements for the

Degree of Master of Engineering in Electrical Engineering

Suranaree University of Technology

Academic Year 2014

วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบดีซีเป็นดีซีที่มีการเพิ่มแรงดันสูงยิ่ง
สำหรับระบบขับเคลื่อนมอเตอร์สามเฟส

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี อนุมัติให้นับวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญามหาบัณฑิต

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์

_____
(ผศ. ดร.กองพล อารีรักษ์)
ประธานกรรมการ

_____
(อ. ดร.สุดารัตน์ ขวัญอ่อน)
กรรมการ (อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์)

_____
(ผศ. ดร.กองพัน อารีรักษ์)
กรรมการ

_____
(ศ. ดร.ชูกิจ ลิมปิจำนงค์)
รองอธิการบดีฝ่ายวิชาการและนวัตกรรม

_____
(รศ. ร.อ. ดร.กนต์ธร ชำนิประศาสน์)
คณบดีสำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

โสภิดา วัชระสุขโพธิ์ : วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบดีซีเป็นดีซีที่มีการเพิ่มแรงดันสูงยิ่งสำหรับระบบขับเคลื่อนมอเตอร์สามเฟส (A HIGH STEP-UP DC-DC CONVERTER FOR A THREE-PHASE MOTOR DRIVE SYSTEM) อาจารย์ที่ปรึกษา : อาจารย์ ดร.สุดารัตน์ ขวัญอ่อน, 202 หน้า

งานวิจัยนี้จะนำเสนอโครงสร้างใหม่ของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสตรงเป็นกระแสตรงแบบเพิ่มค่าแรงดันสูงยิ่งประมาณ 30 เท่า สำหรับระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าสามเฟส ซึ่งประกอบด้วย วงจรอินเวอร์เตอร์สามเฟส และมอเตอร์ไฟฟ้าสามเฟสซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวร โดยที่วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นจะทำหน้าที่เป็นเสมือนแหล่งจ่ายแรงดันคงที่ ที่ 600 V_{dc} ให้กับวงจรอินเวอร์เตอร์สามเฟส วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นได้รับการพัฒนาวงจรให้ใช้สวิตช์กำลังเพียงตัวเดียวแทนการใช้สวิตช์กำลังหลายตัว ซึ่งจะส่งผลต่อประสิทธิภาพของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้า รวมถึงสามารถควบคุมแรงดันเอาต์พุตของวงจรได้โดยง่าย ทั้งนี้วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นสามารถเพิ่มระดับแรงดันอินพุตค่อนข้างต่ำในช่วง 20-50 V_{dc} ให้ระดับแรงดันเอาต์พุตสูงถึง 600 V_{dc} โดยที่แรงดันเอาต์พุตจะถูกควบคุมระดับแรงดันให้คงที่ ที่ 600 V_{dc} ด้วยตัวควบคุมชนิดพีไอ จากโครงสร้างของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นจึงได้นำเสนอหลักการทำงานของวงจร การประเมินประสิทธิภาพ การออกแบบค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสม หลักการออกแบบควบคุมการทำงานของวงจรแปลงผันดังกล่าว โดยพิจารณาที่วงจรทำงานภายใต้โหมดการนำกระแสต่อเนื่อง (CCM) จากนั้นจึงเป็นการประยุกต์วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นสำหรับระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าสามเฟส โดยผลการจำลองสถานการณ์แสดงถึงสมรรถนะของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นที่สามารถขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าสามเฟส นอกจากนี้ได้ทำการจำลองสถานการณ์วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นแบบฮาร์ดแวร์ในลูปที่ใช้ตัวควบคุมชนิดพีไอ ที่มีการประมวลผลด้วยบอร์ด eZdsp™F28335 เพื่อให้ระบบการจำลองสถานการณ์มีความสมจริงมากยิ่งขึ้น

สาขาวิชา วิศวกรรมไฟฟ้า ลายมือชื่อนักศึกษา _____

ปีการศึกษา 2557 ลายมือชื่ออาจารย์ที่ปรึกษา _____

SOPIDA VATCHARASUKPO : A HIGH STEP-UP DC-DC CONVERTER FOR A THREE-PHASE MOTOR DRIVE SYSTEM.

THESIS ADVISOR : SUDARAT KHWAN-ON, Ph.D., 202 PP.

RENEABLE ENERGY/ DC-DC CONVERTER/ HIGH STEP-UP RATIO/ SINGLE SWITCH/ MOTOR DRIVE SYSTEM

This thesis proposes a new topology of a high step-up DC-DC converter with a high voltage conversion ratio, approximately 30, for a three-phase motor drive system. The motor drive system includes a three-phase inverter and a three-phase permanent magnet synchronous motor (PMSM). A proposed high step-up DC-DC converter acts as a 600 V_{dc} power supply for the three-phase inverter. The proposed converter employs only a single power switch instead of using several switches, resulting in the satisfactory efficiency and simple control technique to regulate the output voltage. The proposed converter can step up the low input voltage (20-50 V_{dc}) generated from the photovoltaic modules to the high output voltage level approximately 600 V_{dc}. The PI controller is used to regulate the output voltage at the level of 600 V_{dc}. In this thesis, the proposed converter configuration is presented and the operation principle of the proposed converter is analyzed. The proposed converter is designed and the control strategy of the proposed converter under the continuous conduction mode (CCM) is described. In addition, the proposed converter is employed to step up the low input voltage to the output level for a three-phase motor drive system. The simulation results show the effectiveness of proposed converter.

Moreover, the hardware in loop (HIL) simulation using eZdsp^{TM}F28335 is applied to implement the PI controller for the real system.

School of Electrical Engineering Student's Signature _____

Academic Year 2014 Advisor's Signature _____

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์นี้สำเร็จลุล่วงด้วยดีเนื่องจากได้รับความช่วยเหลืออย่างดียิ่ง ทั้งด้านวิชาการและด้านการดำเนินงานวิจัยจากบุคคล และกลุ่มบุคคลต่าง ๆ ได้แก่

อาจารย์ ดร.สุดารัตน์ ขวัญอ่อน อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ที่ได้ให้คำปรึกษา แนะนำ และแนะแนวทางอันเป็นประโยชน์อย่างยิ่งต่องานวิจัย รวมถึงได้ช่วยตรวจทาน และแก้ไขรายงานวิทยานิพนธ์เล่มนี้ จนทำให้มีความสมบูรณ์ยิ่งขึ้น อีกทั้งเป็นกำลังใจ เป็นแบบอย่างที่ดีในการดำเนินชีวิตให้แก่ผู้วิจัยเสมอมา

ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.กองพล อารีรักษ์ ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.กองพัน อารีรักษ์ และอาจารย์ประจำสาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารีทุกท่าน ที่กรุณาให้คำปรึกษาด้านวิชาการอย่างดียิ่งมาโดยตลอด

ขอขอบคุณบุคลากร ศูนย์เครื่องมือ และเทคโนโลยี มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารีทุกท่าน ที่ช่วยอำนวยความสะดวกในการทำงาน ขอขอบคุณพี่น้องบัณฑิตทุกท่านในกลุ่มวิจัยอิเล็กทรอนิกส์กำลัง พลังงาน เครื่องจักรกล และการควบคุม (PEMC) โดยเฉพาะอย่างยิ่ง กฤตกานต์ เรือนมะกอก พลสิทธิ์ ศานติประพันธ์ และ กิตติวงศ์ สุธรรมโน ที่ให้คำปรึกษาด้านวิชาการ และให้กำลังใจมาโดยตลอด

สุดท้ายนี้ ผู้วิจัยขอขอบคุณอาจารย์ผู้สอนทุกท่านที่ประสิทธิ์ประสาทความรู้ทางด้านต่าง ๆ ทั้งในอดีตและปัจจุบัน สำหรับคุณงามความดีอันใดที่เกิดจากวิทยานิพนธ์เล่มนี้ ผู้วิจัยขอมอบให้บิดา มารดา รวมถึงญาติพี่น้องของผู้วิจัยทุกท่าน ที่ให้ความรัก กำลังใจ การอบรมเลี้ยงดู และให้การสนับสนุนทางด้านการศึกษาอย่างดียิ่งมาโดยตลอด จนทำให้ผู้วิจัยประสบความสำเร็จในชีวิตเรื่อยมา

โสภิดา วัชระสุขโพธิ์

สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อ (ภาษาไทย) ..... ก
บทคัดย่อ (ภาษาอังกฤษ) ..... ข
กิตติกรรมประกาศ ..... ง
สารบัญ ..... จ
สารบัญตาราง ..... ฌ
สารบัญรูป ..... ญ

บทที่

1 บทนำ 1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา 1
1.2 วัตถุประสงค์ของงานวิจัย 2
1.3 ข้อตกลงเบื้องต้น 2
1.4 ขอบเขตของงานวิจัย 3
1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ 3
1.6 การจัดรูปเล่มวิทยานิพนธ์ 4

2 ปริทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง 6
2.1 บทนำ 6
2.2 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบกระแสตรงเป็นกระแสตรงแบบเพิ่มค่าแรงดันสูง 6
2.3 วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสตรงเป็นกระแสตรงแบบเพิ่มค่าแรงดันสูง 10
2.4 สรุป 18

3 โครงสร้างวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสตรงเป็นกระแสตรงที่มีอัตราขยายแรงดันสูงยิ่งที่พัฒนา 19
3.1 บทนำ 19

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

3.2 โครงสร้างวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสตรงเป็นกระแสตรง ที่มีการเพิ่มค่าแรงดันสูงยิ่งที่พัฒนาขึ้น 19

3.3 หลักการทำงานของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสตรง เป็นกระแสตรงที่พัฒนาขึ้น 20

3.3.1 วงจรทบระดับแรงดันกำลังสอง 21

3.3.2 วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบชุก 28

3.3.3 วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสตรงเป็นกระแสตรง ที่มีอัตราขยายแรงดันสูงยิ่งที่พัฒนาขึ้น 33

3.4 ประสิทธิภาพของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น 45

3.4.1 กำลังไฟฟ้าสูญเสียการนำกระแส (*conduction loss* : P_{cond}) 45

3.4.2 กำลังไฟฟ้าสูญเสียการสวิตช์ (*switching loss* : P_{sw}) 47

3.5 การออกแบบค่าพารามิเตอร์ของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้า ที่พัฒนาขึ้น 53

3.5.1 การออกแบบพารามิเตอร์ของตัวเหนี่ยวนำ 54

3.5.2 การออกแบบพารามิเตอร์ของตัวเก็บประจุ 56

3.6 ผลการจำลองสถานการณ์ 60

3.7 สรุป 68

4 การควบคุมแรงดันเอาต์พุตของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น 69

4.1 บทนำ 69

4.2 การออกแบบตัวควบคุมชนิดพีไอสำหรับวงจรแปลงผัน กำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น 69

4.2.1 ลูปการควบคุมแรงดัน 70

4.2.2 ลูปการควบคุมกระแส 73

4.3 ผลการจำลองสถานการณ์ 76

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

4.4 สรุป 80

5 วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสตรงเป็นกระแสตรงที่มีการเพิ่มค่าแรงดันสูงยิ่งสำหรับระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าสามเฟส 81

5.1 บทนำ 81

5.2 มอเตอร์ไฟฟ้าซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวร (Permanent Magnet Synchronous Motor : PMSM) 81

5.3 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์ไฟฟ้าสามเฟสซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวร 83

5.4 อินเวอร์เตอร์สามเฟส 88

5.5 การออกแบบตัวควบคุมชนิดพีไอสำหรับมอเตอร์ไฟฟ้าสามเฟสซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวร 90

5.5.1 การออกแบบตัวควบคุมชนิดพีไอสำหรับควบคุมกระแส 90

5.5.2 การออกแบบตัวควบคุมชนิดพีไอสำหรับควบคุมความเร็วรอบ 92

5.6 ผลการจำลองสถานการณ์ 93

5.7 สรุป 114

6 การจำลองสถานการณ์วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นแบบฮาร์ดแวร์ในลูปที่ใช้ตัวควบคุมชนิดพีไอ 115

6.1 บทนำ 115

6.2 เทคนิคการจำลองสถานการณ์แบบฮาร์ดแวร์ในลูป (Hardware In Loop : HIL) 116

6.2.1 การเชื่อมโยงซอฟต์แวร์ MATLAB กับบอร์ด eZdsp^{TM}F28335 116

6.2.2 การเชื่อมโปรแกรม Simulink กับบอร์ด eZdsp^{TM}F28335 118

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

6.3 การประยุกต์เทคนิคการจำลองสถานการณ์แบบฮาร์ดแวร์ในลูปที่ใช้ตัวควบคุมชนิดพีไอ 121

6.4 ผลการจำลองสถานการณ์ 123

6.5 สรุป 125

7 สรุปและข้อเสนอแนะ 126

7.1 สรุป 126

7.2 ข้อเสนอแนะเพื่อพัฒนางานวิจัยในอนาคต 127

รายการอ้างอิง 128

ภาคผนวก

ภาคผนวก ก. วงจรทบระดับแรงดันแบบดั้งเดิม 132

ภาคผนวก ข. การประเมินประสิทธิภาพ และการออกแบบเลือกค่าพารามิเตอร์ของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้า 146

ภาคผนวก ค. Data Sheet ของสวิตช์กำลัง MOSFET และไดโอด 163

ภาคผนวก ง. บล็อกการตั้งค่าอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังในโปรแกรม Simulink 165

ภาคผนวก จ. โปรแกรมภาษาซีสำหรับตัวควบคุมชนิดพีไอที่ใช้ในการจำลองสถานการณ์แบบฮาร์ดแวร์ในลูป 179

ภาคผนวก ฉ. บทความวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์และเผยแพร่ในระหว่างศึกษา 185

ประวัติผู้เขียน 202

สารบัญตาราง

ตารางที่ **หน้า**

2.1 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบกระแสตรง เป็นกระแสตรงแบบเพิ่มค่าแรงดันสูง 6

3.1 ความเครียดแรงดันที่ตกคร่อมอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลัง ของวงจรทบระดับแรงดันกำลังสอง 27

3.2 ความเครียดแรงดันที่ตกคร่อมอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลัง ในวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบชุก 32

3.3 ความเครียดแรงดัน และพิกัดกระแสของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลัง ภายในวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น 42

3.4 อัตราขยายแรงดัน และความเครียดทางไฟฟ้าที่ตกคร่อมตัวอุปกรณ์ต่างๆ 43

3.5 พารามิเตอร์ของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่ใช้ในการประเมินประสิทธิภาพ 49

3.6 ความเครียดแรงดัน และกระแสตกคร่อมอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลัง 61

3.7 ผลการเปรียบเทียบค่าการกระเพื่อมของกระแส และแรงดัน ของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น 65

4.1 ค่าพารามิเตอร์ของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น 76

4.2 ค่าพารามิเตอร์ตัวควบคุมชนิดพีไอสำหรับวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น 76

5.1 พารามิเตอร์มอเตอร์ไฟฟ้าสามเฟสซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรขนาด 1.1 kW 94

5.2 พารามิเตอร์ของตัวควบคุมชนิดพีไอสำหรับมอเตอร์ไฟฟ้าสามเฟส 94

5.3 พารามิเตอร์ของตัวควบคุมพีไอสำหรับวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้า ที่พัฒนาขึ้นชุดใหม่ 99

สารบัญรูป

รูปที่ **หน้า**

2.1 วงจรทบระดับแรงดันแบบดั้งเดิม 10
2.2 วงจรทบระดับแรงดันอินเทอร์ลีฟแบบสองเฟส 11
2.3 วงจรทบระดับแรงดันแบบสามระดับ..... 11
2.4 วงจรทบระดับแรงดันแบบแคสเคดสองขั้น 12
2.5 วงจรทบระดับแรงดันกำลังสอง 12
2.6 วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบใช้ตัวเหนี่ยวนำคู่ควบ 13
2.7 วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบฟลายแบคร่วมกับตัวเหนี่ยวนำคู่ควบ 13
2.8 วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่ใช้ตัวเก็บประจุสวิตช์ 14
2.9 วงจรทบระดับแรงดันแบบหลายระดับร่วมกับตัวเก็บประจุสวิตช์ 14
2.10 วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบใช้ตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุสวิตช์ 15
2.11 วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบใช้ตัวเหนี่ยวนำตัวคู่ควบและตัวเก็บประจุสวิตช์ 15
2.12 วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบอินเทอร์ลีฟที่ใช้ตัวเก็บประจุคู่ควบ 16
2.13 โครงสร้างของ SC cell 16
2.14 วงจรทบระดับแรงดันแบบเซต้า 17
2.15 วงจรทบระดับแรงดันแบบอินเวอร์ติ้งเซปิค 17
2.16 วงจรทบระดับแรงดันแบบอินเวอร์ติ้งเซต้า 17
2.17 วงจรทบระดับแรงดันแบบเซปิค 18
2.18 วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบชุก 18
3.1 โครงสร้างวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสตรงเป็นกระแสตรงที่พัฒนาขึ้น 20
3.2 วงจรทบระดับแรงดันแบบดั้งเดิมสองขั้น 21
3.3 วงจรทบระดับแรงดันกำลังสอง 21
3.4 วงจรทบระดับแรงดันกำลังสองในช่วงที่สวิตช์กำลัง *S* นำกระแส 22
3.5 KVL : loop 1 ของวงจรทบระดับแรงดันกำลังสอง
ในช่วงที่สวิตช์กำลัง *S* นำกระแส 22

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่ **หน้า**

3.6 KVL : loop 2 ของวงจรทบระดับแรงดันกำลังสอง ในช่วงที่สวิตช์กำลัง *S* นำกระแส 23

3.7 วงจรทบระดับแรงดันกำลังสองในช่วงที่สวิตช์กำลัง *S* ไม่นำกระแส 24

3.8 KVL : loop 1 ของวงจรทบระดับแรงดันกำลังสอง ในช่วงที่สวิตช์กำลัง *S* ไม่นำกระแส 24

3.9 KVL : loop 2 ของวงจรทบระดับแรงดันกำลังสอง ในช่วงที่สวิตช์กำลัง *S* ไม่นำกระแส 25

3.10 กระแส และแรงดันที่ตัวเหนี่ยวนำของวงจรทบระดับแรงดันกำลังสอง 26

3.11 วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบชุก 28

3.12 วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบชุก ในช่วงที่สวิตช์กำลัง *S* นำกระแส 28

3.13 KVL : loop 1 ของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบชุก ในช่วงที่สวิตช์กำลัง *S* นำกระแส 29

3.14 KVL : loop 2 ของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบชุก ในช่วงที่สวิตช์กำลัง *S* นำกระแส 29

3.15 วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบชุกในช่วงที่สวิตช์กำลัง *S* ไม่นำกระแส 30

3.16 รูปที่ 3.16 KVL : loop 1 ของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบชุก ในช่วงที่สวิตช์กำลัง *S* ไม่นำกระแส 30

3.17 กระแส และแรงดันที่ตัวเหนี่ยวนำของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบชุก 31

3.18 วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น 33

3.19 วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นในขณะที่สวิตช์กำลัง *S* นำกระแส 34

3.20 KVL วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น ในขณะที่สวิตช์กำลัง *S* นำกระแส 34

3.21 KCL วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น ในขณะที่สวิตช์กำลัง *S* นำกระแส 35

3.22 วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น ในขณะที่สวิตช์กำลัง *S* ไม่นำกระแส 36

3.23 KVL วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น ในขณะที่สวิตช์กำลัง *S* ไม่นำกระแส 37

3.24 KCL วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น ในขณะที่สวิตช์กำลัง *S* ไม่นำกระแส 38

3.25 รูปคลื่นสัญญาณกระแส และแรงดันของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น 40

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่ **หน้า**

3.26 อัตราขยายแรงดันของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พิจารณา 44
3.27 ประสิทธิภาพของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พิจารณา 44
3.28 โครงสร้างของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น 50
3.29 โครงสร้างของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากำลังสองด้วยซีแอลดีเซลล์ 51
3.30 กราฟเปรียบเทียบประสิทธิภาพของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้า 52
3.31 กราฟเปรียบเทียบอัตราขยายของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้า 53
3.32 วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น ขณะที่สวิตช์กำลัง S นำกระแส 54
3.33 วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น ขณะที่สวิตช์กำลัง S ไม่นำกระแส 54
3.34 กระแส i_{L1} ของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น 55
3.35 กระแส i_{L2} ของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น 55
3.36 พารามิเตอร์ของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น 60
3.37 ความเครียดแรงดันที่ตกคร่อมอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลัง
ของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น 62
3.38 ความเครียดแรงดันตกที่คร่อมไดโอดของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น 63
3.39 กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ และแรงดันเอาต์พุต
ของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น 64
3.40 การกระเพื่อมของกระแส และแรงดันที่ตัวอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์
ที่ผ่านการออกแบบเลือกค่าพารามิเตอร์ของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น 66
4.1 โครงสร้างการควบคุมของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น
ด้วยตัวควบคุมชนิดพีไอ 70
4.2 โครงสร้างวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นเทียบเคียงวงจร
ทบระดับแรงดันแบบดั้งเดิม สำหรับออกแบบตัวควบคุมชนิดพีไอ
ในลูปการควบคุมแรงดัน 70
4.3 แผนภาพการควบคุมลูปแรงดันด้วยตัวควบคุมชนิดพีไอ 71

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่ **หน้า**

4.4 โครงสร้างวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นเทียบเคียงวงจร ทบระดับแรงดันแบบดั้งเดิม สำหรับออกแบบตัวควบคุมชนิดพีไอ ในลูปการควบคุมกระแส 73

4.5 แผนภาพการควบคุมลูปกระแสด้วยตัวควบคุมชนิดพีไอ 74

4.6 โครงสร้างการจำลองสถานการณ์การควบคุมวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น 75

4.7 ผลการจำลองสถานการณ์วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น เมื่อแรงดันอินพุต 20 V_{dc} 77

4.8 ผลการจำลองสถานการณ์วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น เมื่อเปลี่ยนแปลงแรงดันอินพุต 78

4.9 ผลการจำลองสถานการณ์วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น เมื่อเปลี่ยนแปลงโหลดความต้านทาน 79

5.1 โครงสร้างของมอเตอร์ไฟฟ้าสามเฟสซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวร มีขั้วแม่เหล็ก 4 ขั้ว 82

5.2 แบบจำลองของมอเตอร์ไฟฟ้าสามเฟสซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวร 83

5.3 วงจรสมมูลของมอเตอร์ไฟฟ้าสามเฟสซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวร ที่เทียบกับแกนอ้างอิงโรเตอร์ 83

5.4 ความสัมพันธ์ระหว่างแกน qd และ abc 85

5.5 วงจรอินเวอร์เตอร์สามเฟส 88

5.6 เทคนิคการสร้างสัญญาณพัลส์แบบพีดับเบิลยูเอ็ม 89

5.7 แหล่งจ่ายไฟแบบอินเวอร์เตอร์สามเฟสด้วยเทคนิคพีดับเบิลยูเอ็ม 89

5.8 แผนภาพการควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์ไฟฟ้าสามเฟส ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวร 90

5.9 แผนภาพการควบคุมกระแสด้วยตัวควบคุมชนิดพีไอ 90

5.10 แผนภาพการควบคุมความเร็วรอบด้วยตัวควบคุมชนิดพีไอ 92

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่ **หน้า**

5.11 โครงสร้างการขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าสามเฟสด้วยวงจรอินเวอร์เตอร์ที่ควบคุมด้วยตัวควบคุมชนิดพีไอ 93

5.12 การขับเคลื่อนมอเตอ์ไฟฟ้าสามเฟสด้วยวงจรอินเวอร์เตอร์เมื่อความเร็วคงที่ที่ 500 rad/s 96

5.13 การขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าสามเฟสด้วยวงจรอินเวอร์เตอร์เมื่อมีความเปลี่ยนแปลงความเร็วรอบ 97

5.14 การขับเคลื่อนมอเตอ์ไฟฟ้าสามเฟสด้วยวงจรอินเวอร์เตอร์เมื่อมีความเปลี่ยนแปลงโหลดแรงบิด 98

5.15 พารามิเตอร์ของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นที่ทำการออกแบบใหม่ 99

5.16 วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นกับโหลดความต้านทาน 100

5.17 ผลตอบสนองของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นเมื่อโหลดความต้านทาน 360 Ω 101

5.18 ผลตอบสนองของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นเมื่อโหลดความต้านทาน 1500 Ω 102

5.19 โครงสร้างวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นสำหรับระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าสามเฟส 103

5.20 การขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าสามเฟสด้วยวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นเมื่อความเร็วรอบคงที่ที่ 500 rad/s 105

5.21 การขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าสามเฟสด้วยวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงความเร็วรอบ 106

5.22 การขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าสามเฟสด้วยวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงโหลดแรงบิด 107

5.23 โครงสร้างวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นสำหรับระบบขับเคลื่อนโหลดแบบขนาน 108

5.24 การขับเคลื่อนโหลดแบบขนานด้วยวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นเมื่อความเร็วรอบคงที่ที่ 500 rad/s 111

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่ **หน้า**

5.25 การขับเคลื่อนโหลดแบบขนานด้วยวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงความเร็วรอบ และโหลดความต้านทาน 112

5.26 การขับเคลื่อนโหลดแบบขนานด้วยวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงโหลดแรงบิด และโหลดความต้านทาน 113

6.1 แผนภาพการเชื่อมโยงโปรแกรม Simulink กับบอร์ด eZdsp™F28335 116

6.2 ไอคอนการเข้าใช้ซอฟแวร์ MATLAB และโปรแกรม CCStudio v3.3 117

6.3 การเชื่อมโยงซอฟต์แวร์ MATLAB กับบอร์ด eZdsp™F28335 117

6.4 หน้าต่างโปรแกรม CCStudio v3.3 118

6.5 การกำหนดค่าบล็อก RTDX Write 119

6.6 การกำหนดค่าบล็อก RTDX Read 119

6.7 โครงสร้างการจำลองสถานการณ์แบบฮาร์ดแวร์ในลูปที่ใช้ตัวควบคุมชนิดพีไอ 121

6.8 แผนภาพระบบ RTDX การรับส่งข้อมูลบนโปรแกรม Simulink 122

6.9 โปรเจกต์ตัวควบคุมชนิดพีไอ ที่สร้างบนโปรแกรม CCStudio v3.3 122

6.10 การเชื่อมต่อฮาร์ดแวร์ระหว่างโปรแกรม Simulink กับบอร์ด eZdsp™F28335 123

6.11 ผลตอบสนองของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น แบบฮาร์ดแวร์ในลูปที่ใช้ตัวควบคุมชนิดพีไอ 124

6.12 ผลตอบสนองของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นแบบฮาร์ดแวร์ในลูป ที่ใช้ตัวควบคุมชนิดพีไอ เมื่อแรงดันอินพุตมีการเปลี่ยนแปลง 125

บทที่ 1
บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ปัจจุบันความต้องการใช้พลังงานเพื่อการพัฒนาประเทศไทยมีแนวโน้มเพิ่มสูงขึ้น ในขณะที่ทรัพยากรธรรมชาติในประเทศที่สามารถนำมาผลิตเป็นพลังงาน เช่น น้ำมัน ก๊าซธรรมชาติ และถ่านหิน มีแนวโน้มที่ลดลงซึ่งอาจหมดสิ้นในที่สุด ทำให้ต้องมีการนำเข้าพลังงานจากต่างประเทศจำนวนมากเพื่อให้เพียงพอกับความต้องการใช้พลังงานที่เพิ่มสูงขึ้น ซึ่งส่งผลโดยตรงต่อสภาวะเศรษฐกิจของชาติ และคุณภาพชีวิตของประชาชน ดังนั้นจึงมีความจำเป็นอย่างยิ่งในการแสวงหาแนวทางเพื่อแก้ปัญหาการขาดแคลนพลังงานในอนาคต ซึ่งอาจทำได้โดยส่งเสริมให้มีการพัฒนาด้านพลังงานทดแทน (Renewable Energy) เช่น พลังงานแสงอาทิตย์ (Solar Energy) พลังงานลม (Wind Energy) พลังงานเซลล์เชื้อเพลิง (Fuel Cell Energy) และพลังงานชีวมวล (Biomass Energy) เป็นต้น เพื่อสามารถนำพลังงานดังกล่าวมาใช้ได้อย่างมีประสิทธิภาพ นอกจากนี้ยังคงจำเป็นต้องรณรงค์ให้ประชาชนร่วมใจใช้พลังงานที่เหลืออยู่อย่างประหยัดควบคู่กันด้วย

เนื่องจากประเทศไทยตั้งอยู่บริเวณเส้นศูนย์สูตรกรอปกับลักษณะทางภูมิประเทศ และภูมิอากาศ ทำให้ได้รับพลังงานแสงอาทิตย์ในแต่ละวันอยู่ในเกณฑ์ค่อนข้างสูง รวมทั้งพลังงานแสงอาทิตย์เป็นพลังงานที่สะอาด (Clean Energy) ไม่สร้างมลภาวะให้กับสภาพแวดล้อม อีกทั้งเป็นพลังงานทดแทนประเภทหมุนเวียนที่ใช้แล้วเกิดขึ้นใหม่ได้ตามธรรมชาติ ดังนั้นการพัฒนาเทคโนโลยีด้านพลังงานแสงอาทิตย์จึงเป็นอีกแนวทางหนึ่งที่เหมาะสมเพื่อใช้เป็นพลังงานทดแทนในการผลิตกระแสไฟฟ้าสำหรับใช้ในประเทศอย่างยั่งยืน

ในงานวิจัยนี้จะทำการพัฒนาวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบกระแสตรงเป็นกระแสตรงที่มีอัตราขยายสูงยิ่งสำหรับประยุกต์ในระบบพลังงานแสงอาทิตย์ในประเทศไทย โดยจะศึกษาวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าในรูปแบบต่าง ๆ เพื่อประมวลข้อดีข้อด้อยของวงจร จากนั้นจึงทำการพัฒนาโครงสร้างวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบกระแสตรงเป็นกระแสตรงที่มีอัตราขยายแรงดันสูงยิ่งโดยไม่ต้องการให้สวิตช์ในวงจรดังกล่าวทำงานที่ค่าวัฏจักรหน้าที่ที่สูงจนเกินไป ทำการวิเคราะห์การทำงานของวงจรที่ออกแบบขึ้น รวมถึงหาแนวทางในการควบคุมการทำงานของวงจรดังกล่าวเพื่อให้สามารถสร้างแรงดันเอาต์พุตกระแสตรงที่มีค่าสูงจากแรงดันอินพุตที่มีค่าต่ำได้ โดยในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้จะทำการเพิ่มระดับแรงดันจากช่วง 20-50 V_{dc} เป็น 600 V_{dc} หรือมีอัตราขยาย

แรงดันประมาณ 30 เท่า ทั้งนี้จะทำการจำลองสถานการณ์ของระบบด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์เพื่อพิจารณาผลตอบสนองของระบบเมื่อใช้วงจรที่ได้พัฒนาขึ้นในการเพิ่มระดับแรงดัน รวมถึงประเมินประสิทธิภาพของวงจร โดยคำนึงถึงค่ากำลังไฟฟ้าสูญเสียที่เกิดจากอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังในวงจร ได้แก่ สวิตช์กำลัง และไดโอด โดยพิจารณากำลังไฟฟ้าสูญเสียในช่วงการนำกระแส (conduction loss) และการสวิตช์ (switching loss) จากนั้นจะนำวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสตรงเป็นกระแสตรงแบบเพิ่มค่าแรงดันได้สูงยิ่งที่พัฒนาขึ้นนี้ไปใช้งานร่วมกับวงจรอินเวอร์เตอร์ เพื่อขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าสามเฟสให้ทำงานที่ความเร็วรอบตามต้องการ

1.2 วัตถุประสงค์ของงานวิจัย

1.2.1 เพื่อศึกษาเกี่ยวกับวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสตรงเป็นกระแสตรงสำหรับระบบพลังงานแสงอาทิตย์

1.2.2 เพื่อศึกษาเกี่ยวกับวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสตรงเป็นกระแสตรงที่มีอัตราขยายแรงดันสูงยิ่ง

1.2.3 เพื่อพัฒนาวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสตรงเป็นกระแสตรงที่มีอัตราขยายแรงดันสูงยิ่งสำหรับประยุกต์ในระบบพลังงานแสงอาทิตย์

1.2.4 เพื่อควบคุมแรงดันเอาต์พุตของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น

1.2.5 เพื่อประเมินประสิทธิภาพของวงจร โดยพิจารณาจากกำลังไฟฟ้าสูญเสียที่เกิดขึ้นในวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น

1.2.6 เพื่อประเมินประสิทธิผลของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นร่วมกับวงจรอินเวอร์เตอร์สามเฟสเพื่อขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าสามเฟสที่ความเร็วรอบตามต้องการ

1.2.7 เพื่อศึกษาค้นคว้าองค์ความรู้เกี่ยวกับเทคนิคฮาร์ดแวร์ในลูป (Hardware In Loop : HIL) สำหรับตัวควบคุมชนิดพีไอที่ควบคุมแรงดันเอาต์พุตของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น

1.3 ข้อตกลงเบื้องต้น

1.3.1 แรงดันเอาต์พุตที่ได้จาก PV arrays มีค่าประมาณ 20 - 50 V_{dc} โดยแทนด้วยแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่ปรับค่าได้ เพื่อใช้เป็นอินพุตให้กับวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น โดยมีการเปลี่ยนแปลงแบบค่อยเป็นค่อยไป

1.3.2 แรงดันเอาต์พุตที่ได้จากวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นถูกควบคุมให้คงที่ ที่ระดับ 600 V_{dc}

1.3.3 การจำลองสถานการณ์ด้วยคอมพิวเตอร์พึ่งพาโปรแกรม Simulink ร่วมกับโปรแกรม MATLAB ผ่านชุดบล็อก SimPowerSystems

1.3.4 ค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ที่ใช้ในงานวิจัยอ้างอิงมาจากงานวิจัยในอดีต และได้จากการออกแบบเพื่อให้เหมาะสมกับการประยุกต์ในงานขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าสามเฟส

1.3.5 ประสิทธิผลของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นแสดงด้วยผลการจำลองสถานการณ์

1.3.6 กำลังไฟฟ้าที่ได้จากแผง PV arrays เพียงพอต่อการขับโหลดมอเตอร์ไฟฟ้าสามเฟสพิกัด 1.1 kW

1.3.7 อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ทางด้านอินพุตของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นสามารถทนกระแสไฟฟ้าได้สูง

1.3.8 มอเตอร์ที่ใช้ในการจำลองสถานการณ์เป็นมอเตอร์ไฟฟ้าสามเฟสซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวร (Three–Phase Permanent Magnet Synchronous Motor : PMSM)

1.4 ขอบเขตของงานวิจัย

1.4.1 วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น พิจารณาเฉพาะโหมดการทำงานต่อเนื่อง (Continuous Conduction Mode : CCM) เท่านั้น

1.4.2 ประสิทธิผลของวงจรที่พัฒนาขึ้นมุ่งเน้นที่อัตราขยายแรงดันของวงจรเป็นสำคัญ

1.4.3 ประสิทธิผลของวงจรที่พัฒนาขึ้นพิจารณาจากผลการจำลองสถานการณ์

1.4.4 มุ่งเน้นพัฒนาวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสตรงเป็นกระแสตรงที่มีอัตราขยายแรงดันสูงยิ่ง เพื่อประยุกต์กับระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าสามเฟสซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวร

1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

1.5.1 ได้องค์ความรู้เกี่ยวกับวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสตรงเป็นกระแสตรงที่มีอัตราขยายแรงดันสูง

1.5.2 ได้องค์ความรู้ใหม่ในการพัฒนาวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสตรงเป็นกระแสตรงที่มีอัตราขยายแรงดันประมาณ 30 เท่า

1.5.3 ได้องค์ความรู้เกี่ยวกับการออกแบบพารามิเตอร์ของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสตรงเป็นกระแสตรง

1.5.4 ได้องค์ความรู้เกี่ยวกับการออกแบบตัวควบคุม สำหรับควบคุมแรงดันเอาต์พุตของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสตรงเป็นกระแสตรง

1.5.5 ได้องค์ความรู้เกี่ยวกับการควบคุมการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์สามเฟส

1.5.6 ได้องค์ความรู้เกี่ยวกับการออกแบบตัวควบคุม สำหรับควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์ไฟฟ้าสามเฟสซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวร

1.5.7 ได้บทความวิจัยเผยแพร่ระดับชาติ และระดับนานาชาติ

1.6 การจัดรูปเล่มวิทยานิพนธ์

วิทยานิพนธ์นี้ประกอบไปด้วย 6 บท ซึ่งในแต่ละบทได้มีการนำเสนอเนื้อหาดังต่อไปนี้

บทที่ 1 บทนำ กล่าวถึงความเป็นมา และความสำคัญของปัญหา วัตถุประสงค์ ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ รวมทั้งขอบเขตของงานวิจัยวิทยานิพนธ์

บทที่ 2 ปริทัศน์วรรณกรรม และงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสตรงเป็นกระแสตรงที่มีอัตราขยายแรงดันสูง

บทที่ 3 นำเสนอโครงสร้างของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นรวมถึงวิเคราะห์หลักการทำงานของวงจร แสดงการเปรียบเทียบอัตราขยายแรงดันที่ได้จากวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นกับวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าโครงสร้างอื่น ๆ ที่ปรากฏในงานวิจัยในอดีต จากนั้นดำเนินการประเมินประสิทธิภาพ และออกแบบเลือกค่าพารามิเตอร์ของอุปกรณ์ที่ใช้ในวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น

บทที่ 4 อธิบายหลักการออกแบบตัวควบคุมสำหรับควบคุมแรงดันเอาต์พุตของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น เพื่อให้สามารถควบคุมแรงดันเอาต์พุตที่ระดับ 600 V_{dc} ภายใต้การทำงานในสภาวะต่าง ๆ

บทที่ 5 นำเสนอการประยุกต์วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นสำหรับระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าสามเฟสที่ใช้อินเวอร์เตอร์สามเฟสด้วยเทคนิค (Pulse Wide Modulation : PWM) โดยการขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าสามเฟสซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรใช้ตัวควบคุมพีไอในการควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์ไฟฟ้าสามเฟส

บทที่ 6 นำเสนอการจำลองสถานการณ์แบบฮาร์ดแวร์ในลูปที่ใช้ตัวควบคุมชนิดพีไอ ในการควบคุมแรงดันเอาต์พุตของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น ซึ่งการจำลองสถานการณ์จะใช้โปรแกรม Simulink ร่วมกับบอร์ด DSP รุ่น eZdsp^{TM}F28335

บทที่ 7 บทสรุป และข้อเสนอแนะ

ภาคผนวกมีอยู่ด้วยกัน 6 ส่วน คือ ภาคผนวก ก. แสดงรายละเอียดของวงจรทบระดับแรงดันแบบดั้งเดิม ภาคผนวก ข. แสดงผลการจำลองสถานการณ์ที่ใช้ในการประเมินประสิทธิภาพและการออกแบบค่าพารามิเตอร์ของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น ภาคผนวก ค. Data Sheet ของสวิตช์กำลัง Mosfet และไดโอด ภาคผนวก ง. แสดงบล็อกการตั้งค่าอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังและโมเดลการจำลองสถานการณ์บนโปรแกรม Simulink ภาคผนวก จ. โปรแกรมภาษาซีสำหรับตัวควบคุมชนิดพีไอในการจำลองสถานการณ์แบบฮาร์ดแวร์ในลูป และภาคผนวก ฉ. นำเสนอบทความที่ได้รับการตีพิมพ์ และเผยแพร่ผลงาน

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

บทที่ 2
ปริทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

2.1 บทนำ

การนำเสนอปริทัศน์วรรณกรรมสำรวจงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสตรงเป็นกระแสตรงแบบเพิ่มค่าแรงดันสูง เพื่อเป็นพื้นฐานของการพัฒนาวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าในงานวิจัยวิทยานิพนธ์ จากการสำรวจพบว่ามีการพัฒนาวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสตรงเป็นกระแสตรงจากงานในอดีตอย่างต่อเนื่องจนถึงปัจจุบัน ในบทนี้ผู้วิจัยจึงได้นำเสนอปีที่ตีพิมพ์งานวิจัยตั้งแต่อดีตจนถึงปัจจุบัน คณะผู้วิจัย รวมถึงอธิบายสาระสำคัญที่ได้ในแต่ละงานวิจัยไว้พอสังเขป นอกจากนี้ยังได้นำเสนอโครงสร้างของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสตรงเป็นกระแสตรงแบบเพิ่มค่าแรงดันสูงจากงานวิจัยในอดีต ที่มีความน่าสนใจไว้ในบทนี้ด้วย

2.2 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสตรงเป็นกระแสตรงแบบเพิ่มค่าแรงดันสูง

ผู้วิจัยได้ดำเนินการค้นคว้างานวิจัยในอดีต เกี่ยวกับวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสตรงเป็นกระแสตรงแบบเพิ่มค่าแรงดันสูง ซึ่งมีรายละเอียดดังตารางที่ 2.1 ดังนี้

ตารางที่ 2.1 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบกระแสตรงเป็นกระแสตรงแบบเพิ่มค่าแรงดันสูง

ปีที่พิมพ์	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
2002	G. R. Walker and P. C. Sernia	บทความนี้นำเสนอโครงสร้างของวงจรทบระดับแรงดันแบบดั้งเดิมต่ออนุกรมกัน เพื่อเพิ่มค่าแรงดันเอาต์พุตที่ได้จากแผงพีวีให้สูงขึ้น
2003	L. C. Franco, L. L. Pfitcher and R. Gules	บทความนี้นำเสนอโครงสร้างของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบเพิ่มค่าแรงดันสูง โดยนำวงจรทวีแรงดันแบบหลายเฟส (Multiphase Voltage Multiplier) มาต่อขนานกันเพื่อเพิ่มค่าแรงดันเอาต์พุตให้สูงขึ้น

ตารางที่ 2.1 ผลงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบกระแสตรงเป็นกระแสตรงแบบเพิ่มค่าแรงดันสูง (ต่อ)

ปีที่พิมพ์	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
2005	S.V. G. Oliveira and I. Barbi	บทความนี้นำเสนอวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสตรงเป็นกระแสตรงโดยใช้หม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงแบบสามเฟสเข้าร่วม เพื่อเพิ่มระดับแรงดันเอาต์พุต และลดการกระเพื่อมของกระแส
2006	H. Broeck and I. Tezcan	บทความนี้นำเสนอโครงสร้างวงจรทบระดับแรงดันแบบดูอัลอินเทอร์ลีฟ (Dual Interleaved Boost Converter) เพื่อใช้ในระบบที่มีแรงดันอินพุตต่ำ
2006	M. Saldana, G. Quirino, L. Ramos, C. Gutierrez and O. Lopez	บทความนี้นำเสนอการออกแบบตัวควบคุมของวงจรแปลงผันเพิ่มค่าแรงดันแบบแคสเคดที่ใช้สวิตช์ตัวเดียว โดยพิจารณาประสิทธิภาพของระบบ และใช้เทคนิคการออกแบบค่าที่เหมาะที่สุดสำหรับออกแบบค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมกระแส
2007	S.V. Araujo, P. Zacharia, B. Sahan, R. P. Torrico and F. Antunes	บทความนี้ทำการวิเคราะห์วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบกระแสตรงเป็นกระแสตรงในรูปแบบต่าง ๆ ทั้งแบบแยกกราวด์ และไม่แยกกราวด์เพื่อใช้เชื่อมต่อกับแผง PV Modules
2008	R-J. Wai, W-H. Wang and C-Y. Lin	บทความนี้ใช้วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบที่ใช้ตัวเหนี่ยวนำคู่ควบ เพื่อเพิ่มค่าแรงดันเอาต์พุตให้สูงขึ้น เป็นการช่วยลดจำนวนการใช้แผง PV Modules ที่ต้องนำมาต่ออนุกรมกันเป็นจำนวนมาก
2008	L. Ramos, O. Lopez, M. Saldana and D. Saldierna	บทความนี้นำเสนอวิธีเพิ่มค่าอัตราขยายแรงดันของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้า โดยการเพิ่มจำนวนขั้นที่ต่อแบบแคสเคด และใช้สวิตช์ตัวเดียวช่วยลดกำลังสูญเสียที่เกิดจากการสวิตช์ และมีการออกแบบตัวควบคุมแรงดันเอาต์พุตของระบบด้วย

ตารางที่ 2.1 ผลงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบกระแสตรงเป็นกระแสตรงแบบเพิ่มค่าแรงดันสูง (ต่อ)

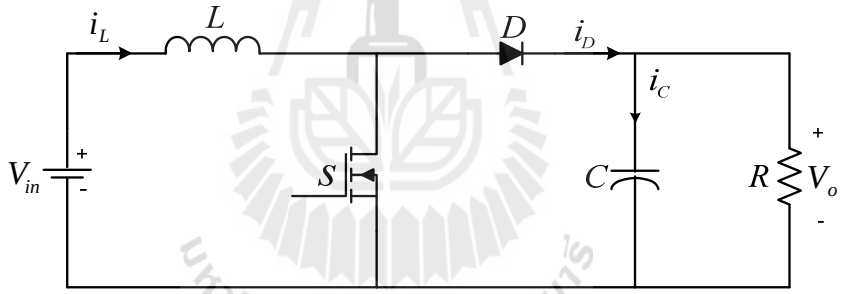
ปีที่พิมพ์	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
2008	E.H. Ismail, M.A. Saffar, Sabzali and A.J. Fardoun	บทความนี้นำเสนอการใช้สวิตช์ตัวเดียวกับวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบเพิ่มค่าแรงดันสูง โดยเทคนิค PWM เพื่อช่วยเพิ่มอัตราขยายแรงดัน ลดการกระเพื่อมของแรงดันเอาต์พุต และลดความเครียดของแรงดันที่ตกคร่อมสวิตช์
2009	J-M. Kwon, B-H. Kwon and K-H Nam	บทความนี้นำเสนอโครงสร้างวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสตรงเป็นกระแสตรงแบบเพิ่มค่าแรงดันสูง โดยใช้การทำงานร่วมกันของวงจรเรียงกระแสรีโซแนนซ์อนุกรมแบบดูอัล(Dual Series Resonant Rectifier Circuit) และวงจรแคลมพ์แบบแอกทีฟ (Active Clamp Circuit)
2011	J-H. Lee, J-H. Park and J. H. Jeon	บทความนี้นำเสนอวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าชนิดฟอร์เวิร์ดฟลายแบคแบบต่ออนุกรม (Series-Connected Forward-Flyback Converter) เพื่อเพิ่มค่าแรงดันให้สูงขึ้น
2011	G. Siazzi, P. Mattavelli and A. Costabeber	บทความนี้นำเสนอวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบฟลายแบคร่วมกับวงจรแอกทีฟแคลมพ์ และวงจรทวีแรงดันเพื่อเพิ่มค่าแรงดันเอาต์พุตให้สูงขึ้นมาก ๆ
2012	K-J. Lee, B-G. Park, R-Y. Kim and D-S. Hyun	บทความนี้นำเสนอวงจรทบระดับแรงดันที่ใช้ตัวเหนี่ยวนำสองตัวร่วมกับตัวเหนี่ยวนำรีโซแนนซ์ เพื่อเพิ่มค่าแรงดันเอาต์พุต
2012	Y. Park, B. Jung and S. Choi	บทความนี้นำเสนอวิธีการสวิตช์ในช่วงแรงดัน และกระแสเป็นศูนย์ สำหรับวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบรีโซแนนซ์ที่มีอัตราขยายแรงดันสูง เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพของวงจรดังกล่าว

ตารางที่ 2.1 ผลงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบกระแสตรงเป็นกระแสตรงแบบเพิ่มค่าแรงดันสูง (ต่อ)

ปีที่พิมพ์	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
2012	P. Yang, J. Xu, G. Zhou and S. Zhang	บทความนี้นำเสนอการใช้วงจรแปลงผันกำลังแบบเพิ่มค่าแรงดันกำลังสอง โดยใช้ CLD Cell เข้าช่วยในการเพิ่มอัตราขยายแรงดัน อีกทั้งยังช่วยลดความเครียดแรงดันในการสวิตช์
2012	T. Sik Hwang and S. Yeul Park	บทความนี้นำเสนอการทำงานของวงจรแปลงผันกำลังแบบเพิ่มค่าแรงดัน โดยวิเคราะห์การทำงานของวงจรทั้งในโหมดกระแสต่อเนื่อง (CCM) และโหมดกระแสไม่ต่อเนื่อง (DCM) และเปรียบเทียบประสิทธิภาพของวงจร
2012	Dmitri Vinnikov, Indrek Roasto, Ryszard Strzelecki and Marek Adamowicz	บทความนี้นำเสนอวงจรแปลงผันแบบเพิ่มค่าแรงดันโดยใช้เครือข่าย qZS แบบแคสเคด ปรับลดค่าวัฏจักรหน้าที่ของสวิตช์ ซึ่งช่วยลดกำลังสูญเสียที่เกิดจากสวิตช์
2013	Yan Zhang and Jinjun Liu	บทความนี้นำเสนอวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้า **X**-shape ที่เพิ่มระดับแรงดันไฟฟ้า และความเครียดแรงดันไฟฟ้าของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังลดลงอย่างมาก
2013	Tsai-Jie Lin, Jiann-Fuh Chen and Vi-Ping Hsieh	บทความนี้นำเสนอวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าด้วยตัวเหนี่ยวนำคู่ควบ เพื่อระดับแรงดันจาก 24 V เป็น 400 V และลดความเครียดแรงดันไฟฟ้าของสวิตช์กำลัง
2014	Liping Zhou, Dongyuan Qiu, Wenxun Xiao and Bo Zhang	บทความนี้นำเสนอการพัฒนาวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าด้วยที่ใช้สวิตช์ภายในวงจรตัวเดียวร่วมกับพลังงานแสงอาทิตย์ ที่มีอัตราขยายแรงดัน และประสิทธิภาพสูง

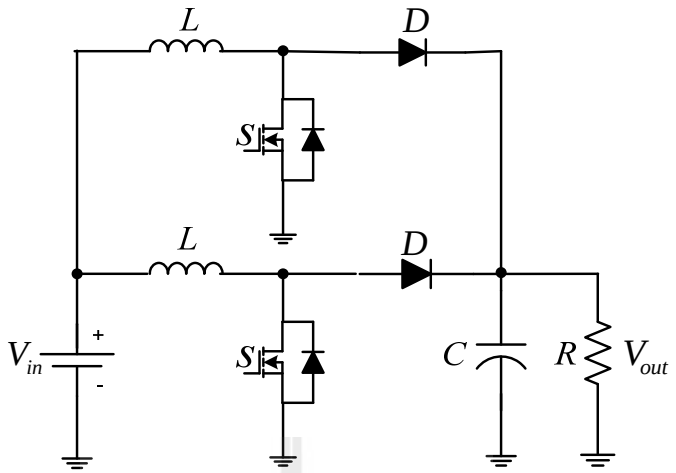
2.3 วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสตรงเป็นกระแสตรงแบบเพิ่มค่าแรงดันสูง

โครงสร้างของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบกระแสตรงเป็นกระแสตรง สามารถแบ่งได้เป็น 2 ประเภท คือ แบบแยกกราวด์ (isolated type) และแบบไม่แยกกราวด์ (non-isolated type) โดยแบบแรกจำเป็นต้องใช้หม้อแปลงกัลป์วานิก (galvanic transformer) เพื่อแยกกราวด์ระหว่างด้านแรงดันต่ำ และแรงดันสูง โดยหม้อแปลงดังกล่าวจะมีอัตราส่วนการพันขดลวดสูง (large turn ratio) ซึ่งความเหนี่ยวนำรั่วไหล (leakage inductance) และตัวเก็บประจุแอบแฝง (parasitic capacitance) ที่เกิดขึ้นในขดลวดทุติยภูมิของหม้อแปลงจะส่งผลให้เกิดการพุ่งเกิน (spike) ของแรงดัน และกระแสในวงจร ทำให้สมรรถนะ และประสิทธิภาพของระบบลดลง รวมทั้งอาจทำให้วงจรได้รับความเสียหาย (L-W. Zhou, B-X.Zhu and Q-M.Luo, 2012) ในขณะที่แบบไม่แยกกราวด์ไม่ต้องใช้หม้อแปลง ทำให้มีประสิทธิภาพการทำงานสูงกว่าแบบแยกกราวด์ (J-P. Lee, B-D.Min and J-Y. Yoo, 2007) ดังนั้นในการทบทวนปริทัศน์วรรณกรรมจะมุ่งเน้นเพียงวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสตรงเป็นกระแสตรงแบบไม่แยกกราวด์ (non-isolated step-up DC-DC converter) เท่านั้น



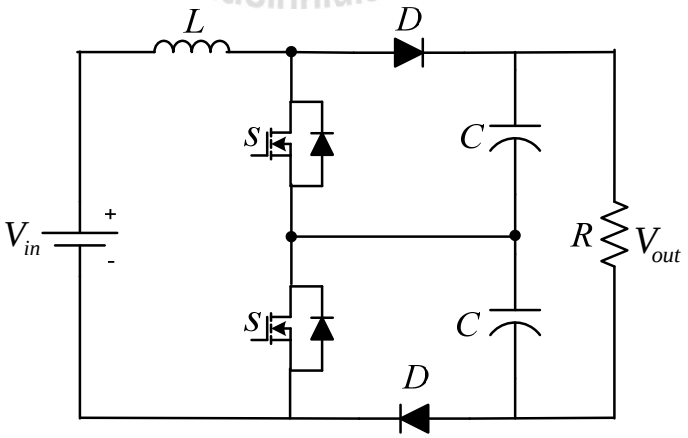
รูปที่ 2.1 วงจรทบระดับแรงดันแบบดั้งเดิม

รูปที่ 2.1 แสดงโครงสร้างของวงจรทบระดับแรงดันแบบดั้งเดิม (conventional boost converter) ซึ่งประกอบด้วยตัวเหนี่ยวนำ ตัวเก็บประจุ ไดโอด และสวิตช์กำลัง การวิเคราะห์หลักการทำงานของวงจรทบระดับแรงดันแบบดั้งเดิมแสดงในภาคผนวก ก. จากข้อจำกัดด้านอัตราขยายแรงดันของวงจรทบระดับแรงดันแบบดั้งเดิม ได้มีงานวิจัยในอดีตนำเสนอการพัฒนาโครงสร้างของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสตรงเป็นกระแสตรง เพื่อให้สามารถเพิ่มระดับของแรงดันเอาต์พุตได้สูงขึ้น โดยรูปที่ 2.2 แสดงโครงสร้างของวงจรทบระดับแรงดัน อินเทอร์ลีฟแบบสองเฟส (two-phase interleaved boost converter) เป็นการนำวงจรทบระดับแรงดันแบบดั้งเดิมสองวงจรมาต่อขนานกัน ซึ่งช่วยเพิ่มระดับกำลังไฟฟ้า ลดการกระเพื่อมของกระแส และลดขนาดของตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุ (K. I. Hwu and Y. T. Yau, 2009)

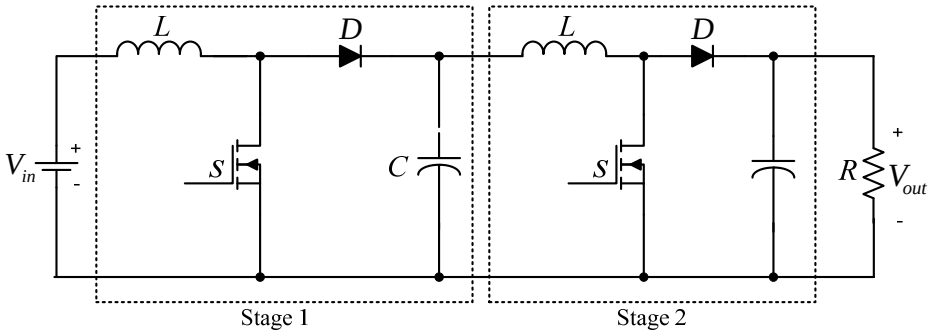


รูปที่ 2.2 วงจรทบระดับแรงดันอินเทอร์ลีฟแบบสองเฟส

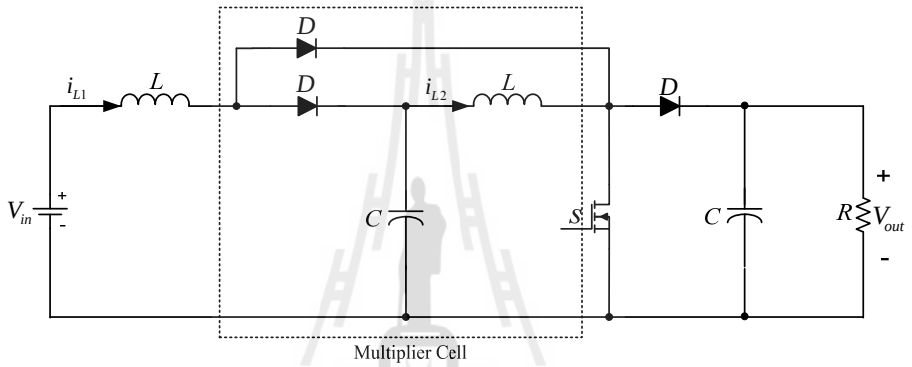
รูปที่ 2.3 แสดงวงจรทบระดับแรงดันแบบสามระดับ (three-level boost converter) (B. R. Lin, H. H. Lu and Y. L. Hou, 1999) ซึ่งสามารถเพิ่มอัตราขยายแรงดันได้สองเท่า นอกจากนี้การนำวงจรทบระดับแรงดันแบบดั้งเดิมหลาย ๆ วงจรมาต่ออนุกรมกัน ซึ่งเรียกว่าวงจรทบระดับแรงดันแบบแคสเคด (cascade boost converter) ยังสามารถช่วยเพิ่มอัตราขยายแรงดันให้สูงขึ้นได้ รวมทั้งช่วยลดการกระเพื่อมของกระแสที่ไหลผ่านอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ต่าง ๆ (S. Vighetti, J-P.Ferrieux and Y. Lembeye, 2014) โดยรูปที่ 2.4 แสดงวงจรทบระดับแรงดันแบบแคสเคดสองขั้น ทั้งนี้สามารถบูรณาการวงจรดังกล่าวโดยใช้สวิตช์เพียงตัวเดียว เรียกว่า วงจรทบระดับแรงดันกำลังสอง (conventional quadratic boost converter) ดังแสดงในรูปที่ 2.5



รูปที่ 2.3 วงจรทบระดับแรงดันแบบสามระดับ



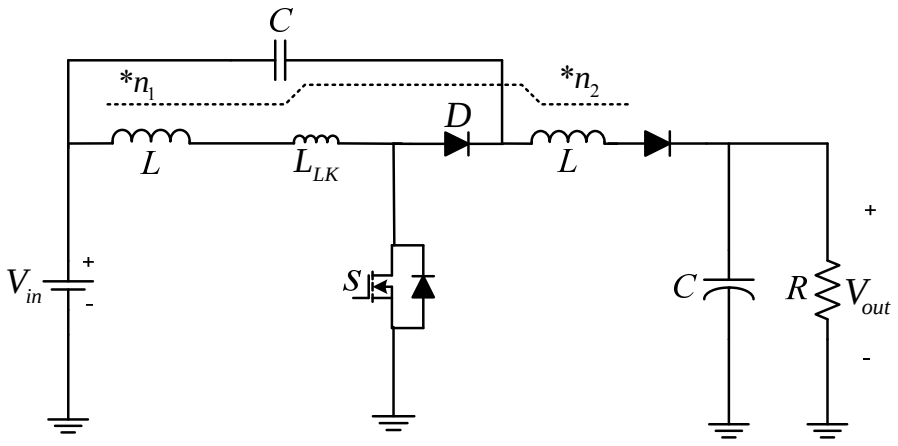
รูปที่ 2.4 วงจรทบระดับแรงดันแบบแคสเคดสองขั้น



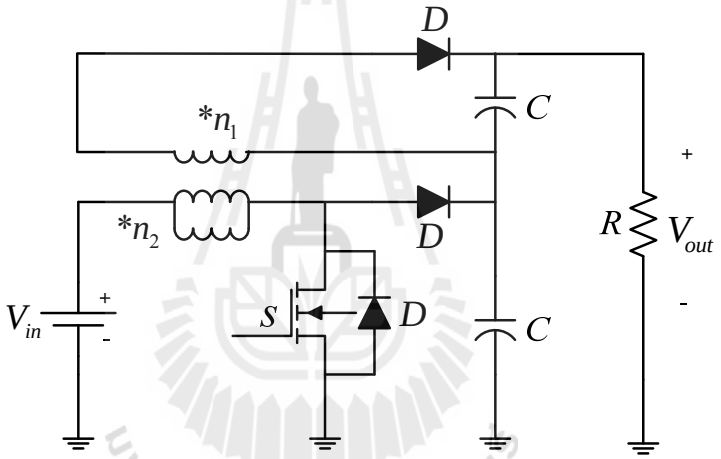
รูปที่ 2.5 วงจรทบระดับแรงดันกำลังสอง

เนื่องจากวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสตรงเป็นกระแสตรงแบบไม่แยกกราวด์ มีประสิทธิภาพสูงกว่าแบบแยกกราวด์ จึงพิจารณาโครงสร้างของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสตรงเป็นกระแสตรงที่มีอัตราขยายแรงดันสูงแบบไม่แยกกราวด์ได้หลากหลายรูปแบบดังต่อไปนี้

1. วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบใช้ตัวเหนี่ยวนำคู่ควบ (coupled inductor) (Q. Zhao and F. C. Lee, 2003) โดยตัวเหนี่ยวนำคู่ควบจะทำหน้าที่เสมือนหม้อแปลงไฟฟ้าเพื่อเพิ่มอัตราขยายแรงดันให้สูงขึ้น ทั้งนี้ตัวเหนี่ยวนำคู่ควบประกอบด้วยขดลวดสองชุด ซึ่งการขยายแรงดันจะขึ้นอยู่กับจำนวนรอบของขดลวดที่ออกแบบอย่างเหมาะสม รูปที่ 2.6 แสดงโครงสร้างของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่ใช้ตัวเหนี่ยวนำคู่ควบ รูปที่ 2.7 เป็นการนำวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบฟลายแบค (flyback converter) มาใช้งานร่วมกับตัวเหนี่ยวนำคู่ควบเพื่อเพิ่มระดับแรงดันเอาต์พุตกระแสตรงให้สูงขึ้น (T. Shimizu, K. Wada and N. Nakamura, 2006)

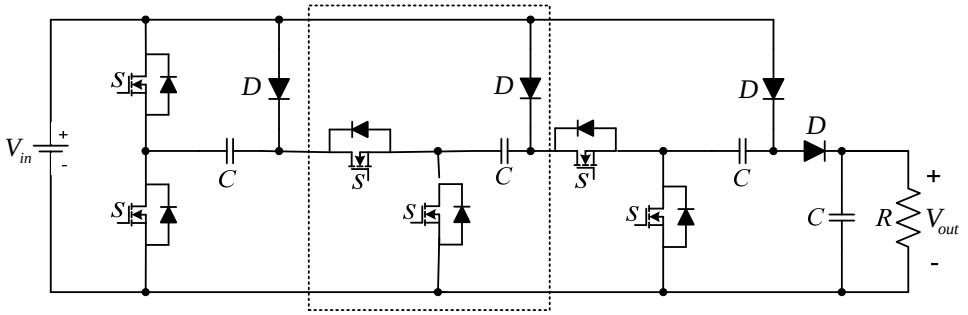


รูปที่ 2.6 วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบใช้ตัวเหนี่ยวนำคู่ควบ



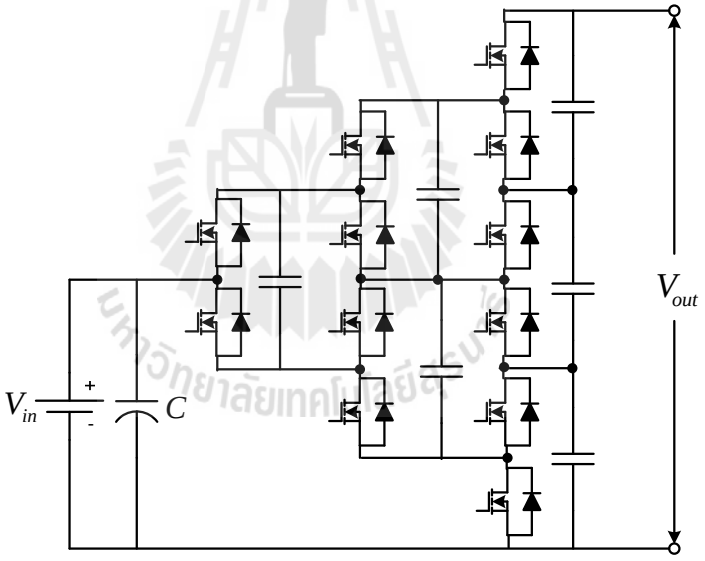
รูปที่ 2.7 วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบฟลายแบคร่วมกับตัวเหนี่ยวนำคู่ควบ

2. วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบใช้ตัวเก็บประจุสวิตช์ (switched capacitor) (H. S. Chung, A. Ioinovice and W. L. Cheung, 2003) ตัวเก็บประจุจะทำหน้าที่เป็นเสมือนอีกหนึ่งแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้า เพื่อเพิ่มระดับแรงดันเอาต์พุตให้สูงขึ้น รูปที่ 2.8 แสดงโครงสร้างของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่ใช้ตัวเก็บประจุสวิตช์ ซึ่งต่ออนุกรมกัน n ชุด เพื่อเพิ่มอัตราขยายแรงดันเอาต์พุต โดยตัวเก็บประจุสวิตช์ในแต่ละชุดประกอบด้วย ตัวเก็บประจุ ไดโอด และอุปกรณ์สวิตช์กำลังสองตัว จะเห็นได้ว่าไม่มีตัวเหนี่ยวนำหรือหม้อแปลงไฟฟ้าต่อร่วมในวงจรดังกล่าว ทำให้ขนาด และน้ำหนักของวงจรลดลง



รูปที่ 2.8 วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่ใช้ตัวเก็บประจุสวิตช์

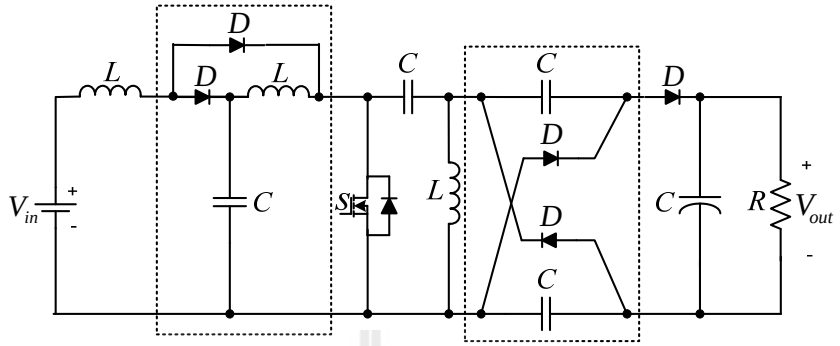
นอกจากนี้วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบที่ใช้ตัวเก็บประจุสวิตช์ยังสามารถเพิ่มระดับแรงดันเอาต์พุต โดยการนำตัวเก็บประจุสวิตช์แต่ละชุดมาต่ออนุกรมร่วมกับการต่อขนานกัน ดังแสดงในรูปที่ 2.9 ซึ่งเป็นโครงสร้างของวงจรทบระดับแรงดันแบบหลายระดับ (multi-level boost converter)



รูปที่ 2.9 วงจรทบระดับแรงดันแบบหลายระดับร่วมกับตัวเก็บประจุสวิตช์

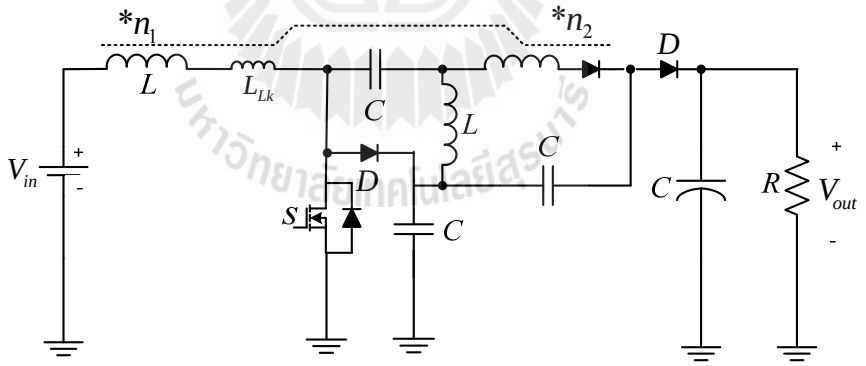
3. วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบใช้ตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุสวิตช์ (inductor and switched capacitor) (R. D. Middlebrook, 1988) เป็นการผสมผสานระหว่างวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบใช้ตัวเก็บประจุสวิตช์ร่วมกับวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบชุก (Cuk converter) เพื่อทำให้อัตราขยายสูงขึ้น ดังแสดงโครงสร้างวงจรในรูปที่ 2.10 ซึ่งประกอบด้วยตัวเหนี่ยวสองตัว

เพื่อลดการกระเพื่อมของกระแสทางด้านอินพุต และทางด้านเอาต์พุต โดยตัวเก็บประจุสวิตช์ n ชุด จะแทรกอยู่ในวงจรชุก เพื่อเพิ่มระดับแรงดันเอาต์พุต



รูปที่ 2.10 วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบใช้ตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุสวิตช์

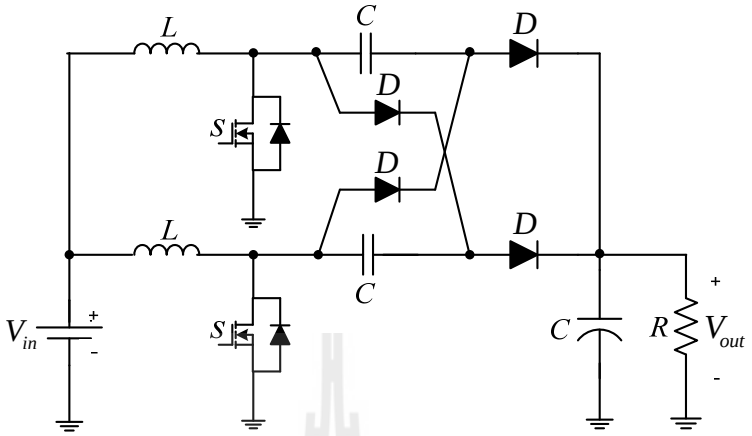
4. *วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบใช้ตัวเหนี่ยวนำคู่ควบและตัวเก็บประจุสวิตช์ (coupled inductor and switched capacitor)* (R. J. Wai and R. Y. Duan, 2005) เป็นการผสมผสานระหว่างวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบที่ใช้ตัวเหนี่ยวนำคู่ควบ และแบบใช้ตัวเก็บประจุสวิตช์ เพื่อเพิ่มอัตราขยายแรงดัน และประสิทธิภาพของวงจร โครงสร้างของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบนี้แสดงได้ดังรูปที่ 2.11



รูปที่ 2.11 วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบใช้ตัวเหนี่ยวนำตัวคู่ควบและตัวเก็บประจุสวิตช์

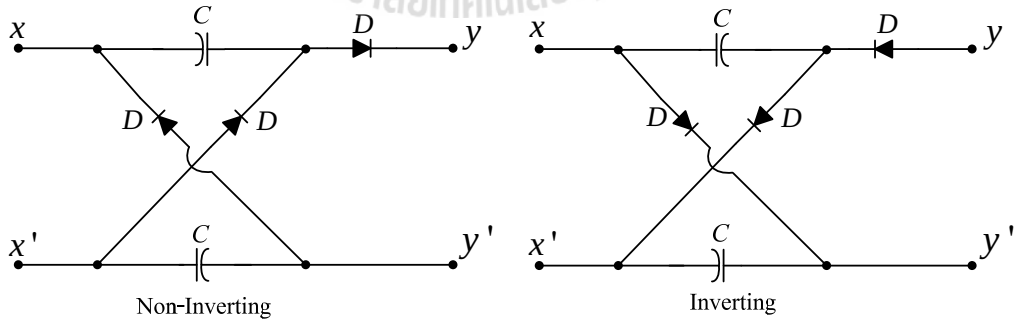
5. *วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบอินเทอร์ลีฟ (interleaved boost converter)* (R. Gules, L. L. Pfitscher and L. C. Franco, 2003) เป็นการนำวงจรทบระดับแรงดันอินเทอร์ลีฟแบบดั้งเดิม (conventional interleaved boost DC-DC converter) มาต่อร่วมกับอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์อื่น ๆ เพื่อทำให้อัตราขยายแรงดันของวงจรเพิ่มสูงขึ้นได้ ช่วยลดการกระเพื่อมของกระแส รวมทั้งลดขนาด

ของอุปกรณ์พาสซีฟ (passive components) โครงสร้างของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบอินเทอร์ลีฟที่ใช้ตัวเก็บประจุคู่ควบแสดงได้ดังรูปที่ 2.12



รูปที่ 2.12 วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบอินเทอร์ลีฟที่ใช้ตัวเก็บประจุคู่ควบ

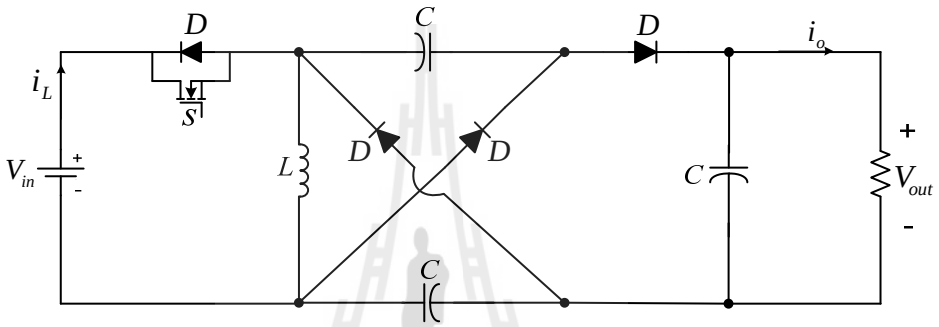
6. วงจรทบระดับแรงดันแบบเพิ่มค่าแรงดันสูงที่ใช้สวิตช์ตัวเดียว (high-step-up boost converter with a single switch) โดยอาศัยวงจรเสริมที่เรียกว่า SC cell ซึ่งประกอบด้วยตัวเก็บประจุสองตัว และไดโอดสามตัว เข้าช่วยในการเพิ่มค่าระดับแรงดันเอาต์พุต ทั้งนี้โครงสร้างของ SC cell จะปรากฏในรูปแบบไม่ผกผัน (non-inverting) และแบบผกผัน (inverting) ดังแสดงในรูปที่ 2.13 วงจรทั้งสองรูปแบบมีโครงสร้างที่คล้ายคลึงกัน แต่แตกต่างกันที่ทิศทางของไดโอดทั้งสามตัว ซึ่งทำให้ลักษณะการทำงานของวงจรทั้งสองรูปแบบมีความแตกต่างกันด้วย โดยที่โครงสร้างของ SC cell แบบผกผันสามารถป้องกันกระแสย้อนกลับในวงจรได้



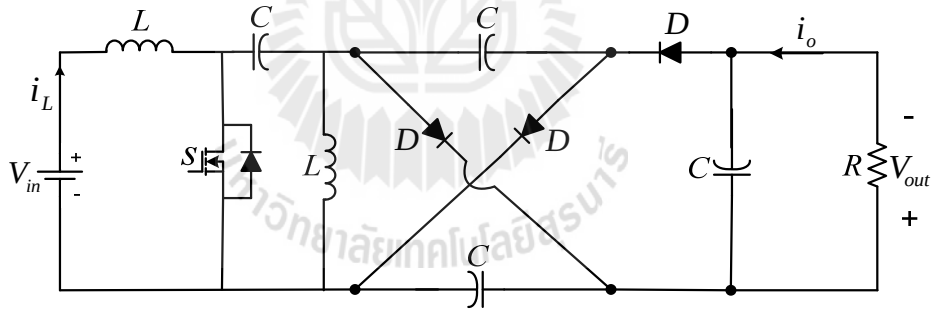
รูปที่ 2.13 โครงสร้างของ SC cell

เมื่อนำโครงสร้างของ SC cell มาประยุกต์กับวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสตรงเป็นกระแสตรงในรูปแบบต่าง ๆ (E.H. Ismail, M.A. Saffar, Sabzali and A.J. Fardoun, 2008) จะได้วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสตรงที่สามารถเพิ่มค่าระดับแรงดันเอาต์พุตได้สูง ช่วยลด

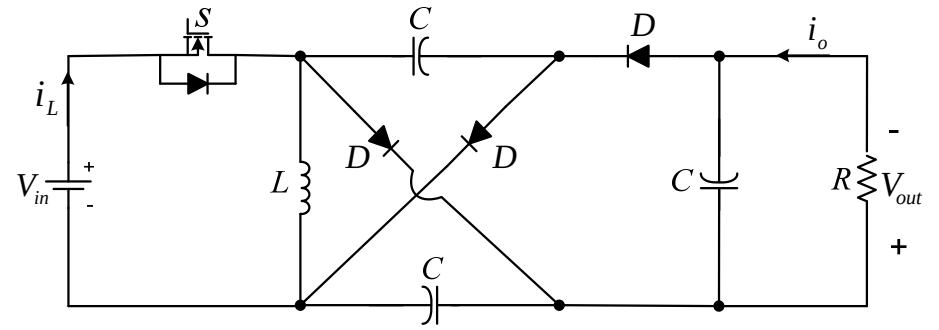
ความเครียดแรงดันที่เกิดกับอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ ลดความซับซ้อนในการควบคุมการทำงานของวงจร รวมทั้งช่วยลดการกระเพื่อมของแรงดันเอาต์พุต ตัวอย่างโครงสร้างของวงจรทบระดับแรงดันที่ประกอบด้วย SC cell และใช้สวิตช์กำลังเพียงตัวเดียวเท่านั้น ได้แก่ วงจรทบระดับแรงดันแบบเซต้า (Zeta-derived boost converter) วงจรทบระดับแรงดันแบบอินเวอร์ติ้งเซปิค (inverting Sepic-derived boost converter) วงจรทบระดับแรงดันแบบอินเวอร์ติ้งเซต้า (inverting Zeta-derived boost converter) วงจรทบระดับแรงดันแบบซีปิค (Sepic-derived boost converter) และวงจรทบระดับแรงดันแบบชุก (Cuk-derived boost converter) แสดงดังรูปที่ 2.14 ถึงรูปที่ 2.18 ตามลำดับ



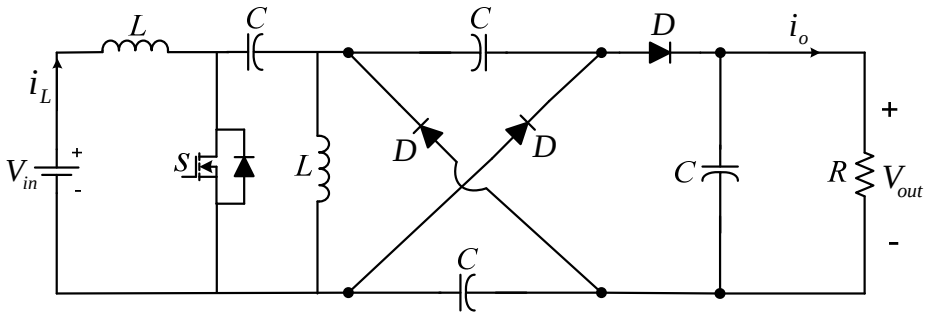
รูปที่ 2.14 วงจรทบระดับแรงดันแบบเซต้า



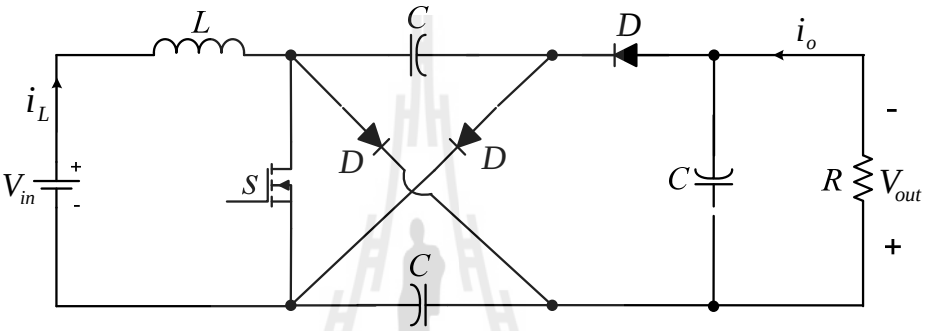
รูปที่ 2.15 วงจรทบระดับแรงดันแบบอินเวอร์ติ้งเซปิค



รูปที่ 2.16 วงจรทบระดับแรงดันแบบอินเวอร์ติ้งเซต้า



รูปที่ 2.17 วงจรทบระดับแรงดันแบบเซปิค



รูปที่ 2.18 วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบชุก

2.4 สรุป

จากการศึกษางานวิจัยในอดีตเกี่ยวกับวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสตรงเป็นกระแสตรงในรูปแบบต่าง ๆ ดังที่ได้กล่าวไว้ข้างต้น นำไปสู่แนวทางในการพัฒนาโครงสร้างวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบกระแสตรงเป็นกระแสตรงที่มีอัตราขยายแรงดันสูงยิ่ง เพื่อประยุกต์ในระบบพลังงานทดแทนในรูปแบบต่าง ๆ ซึ่งงานวิจัยนี้จะประยุกต์วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบกระแสตรงเป็นกระแสตรงที่มีอัตราขยายสูงยิ่งสำหรับระบบพลังงานแสงอาทิตย์ เพื่อเพิ่มระดับแรงดันอินพุตจากช่วง 20-50 V_{dc} เป็น 600 V_{dc} เพื่อขับเคลื่อนระบบมอเตอร์ไฟฟ้าสามเฟส ดังนั้นจึงจำเป็นต้องพัฒนาวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่มีอัตราขยายแรงดันประมาณ 30 เท่า โดยในบทที่ 3 จะกล่าวถึงโครงสร้างของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น การจำลองสถานการณ์ของระบบพึ่งพาโปรแกรม Simulink ร่วมกับโปรแกรม MATLAB ผ่านชุดบล็อก SimPowerSyst พิจารณาผลการตอบสนองของระบบรวมถึงประเมินประสิทธิภาพของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น

บทที่ 3
โครงสร้างวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสตรงเป็นกระแสตรง ที่มีอัตราขยายแรงดันสูงยิ่งที่พัฒนา

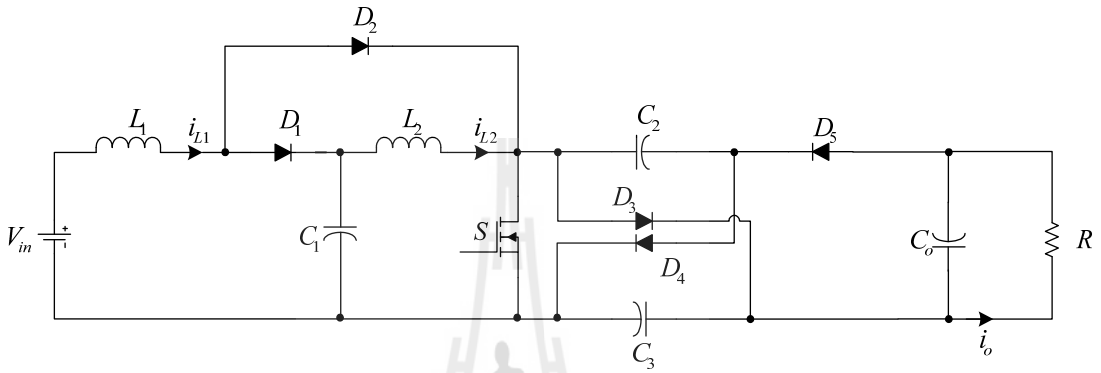
3.1 บทนำ

จากการศึกษางานวิจัยในอดีตที่เกี่ยวกับวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสตรงเป็นกระแสตรงที่มีการเพิ่มค่าแรงดันสูง ดังที่กล่าวไว้ในบทที่ 2 พบว่าวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสตรงเป็นกระแสตรงที่ใช้สวิตช์กำลังเพียงตัวเดียวเป็นทางเลือกที่น่าสนใจ เมื่อพิจารณาเปรียบเทียบวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่ประกอบด้วยสวิตช์กำลังหลายตัว เนื่องจากสามารถช่วยลดกำลังไฟฟ้าสูญเสียที่เกิดจากสวิตช์กำลัง ซึ่งการใช้สวิตช์กำลังตัวเดียวนั้นอาจจะส่งผลให้ประสิทธิภาพของวงจรสูงกว่าวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่ประกอบด้วยสวิตช์กำลังหลายตัว รวมทั้งช่วยลดความซับซ้อนในการควบคุมการทำงานของวงจรด้วย ดังนั้นเพื่อพัฒนาวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสตรงเป็นกระแสตรงซึ่งต้องการให้มีอัตราขยายแรงดันสูงยิ่งอยู่ที่ประมาณ 30 เท่า สำหรับประยุกต์ในระบบพลังงานแสงอาทิตย์ จะอาศัยโครงสร้างวงจรที่ประกอบด้วยการใช้สวิตช์เพียงตัวเดียวเท่านั้น โดยระบบมีแรงดันอินพุตคงที่ที่มีค่าค่อนข้างต่ำประมาณ 20-50 V_{dc} เนื้อหาในบทนี้จะกล่าวถึงโครงสร้างของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสตรงเป็นกระแสตรงที่อัตราขยายแรงดันสูงยิ่งที่ได้พัฒนาขึ้น การวิเคราะห์หลักการทำงาน การประเมินประสิทธิภาพ รวมถึงการออกแบบพารามิเตอร์ตัวเหนี่ยวนำ และตัวเก็บประจุของวงจรนี้ นอกจากนี้ยังได้นำเสนอผลการจำลองสถานการณ์ของวงจรที่พัฒนาขึ้น

3.2 โครงสร้างวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสตรงเป็นกระแสตรงที่มีการเพิ่มค่าแรงดันสูงยิ่งที่พัฒนาขึ้น

วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสตรงเป็นกระแสตรงโดยทั่วไป สามารถเพิ่มระดับแรงดันได้ระดับหนึ่ง เช่น วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบดั้งเดิม วงจรทบระดับแรงดันกำลังสอง วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบชุก เป็นต้น ดังนั้นการประยุกต์วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าร่วมกับพลังงานทดแทนในรูปแบบต่าง ๆ เช่น พลังงานแสงอาทิตย์ ซึ่งระดับแรงดันเอาต์พุตที่ได้ค่อนข้างต่ำ ดังนั้นจึงต้องพัฒนาโครงสร้างของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่มีอัตราขยายสูงมาก เพื่อเพิ่มระดับแรงดัน

อินพุตที่ได้จากแหล่งพลังงานทดแทนประมาณ 20-50 V_{dc} ให้สูงถึง 600 V_{dc} สำหรับนำไปใช้งานกับระบบที่ต้องการแรงดันสูง เช่น ระบบขับเคลื่อนมอเตอร์สามเฟส โดยในหัวข้อนี้จะนำเสนอโครงสร้างของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสตรงเป็นกระแสตรงที่มีการเพิ่มค่าแรงดันสูงยิ่งที่พัฒนาขึ้น ดังแสดงในรูปที่ 3.1 จะเห็นได้ว่าองค์ประกอบของโครงสร้างวงจรประกอบด้วย สวิตช์กำลัง (S), ตัวเหนี่ยวนำ (L_1, L_2), ตัวเก็บประจุ (C_1, C_2, C_3, C_4) และไดโอด (D_1, D_2, D_3, D_4, D_5)



รูปที่ 3.1 โครงสร้างวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสตรงเป็นกระแสตรงที่พัฒนาขึ้น

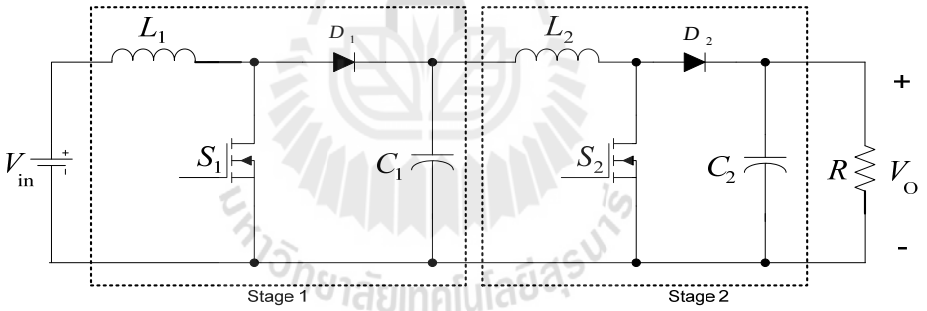
โครงสร้างของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสตรงเป็นกระแสตรงที่พัฒนาขึ้น เป็นการผสมผสานโครงสร้างของวงจรที่สำคัญ 2 วงจร คือ วงจรทบระดับแรงดันกำลังสอง (Conventional Quadratic Boost Converter) และวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบชุก (High-Voltage Cuk-Derived Converter) ซึ่งการผสมผสานโครงสร้างของวงจรทั้งสอง เป็นการเพิ่มความสามารถในการเพิ่มระดับแรงดันเอาต์พุตของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นให้สูงยิ่ง ภายใต้การทำงานของสวิตช์กำลังเพียงตัวเดียว หลักการทำงานของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นจะนำเสนอในหัวข้อถัดไป

3.3 หลักการทำงานของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสตรงเป็นกระแสตรงที่พัฒนาขึ้น

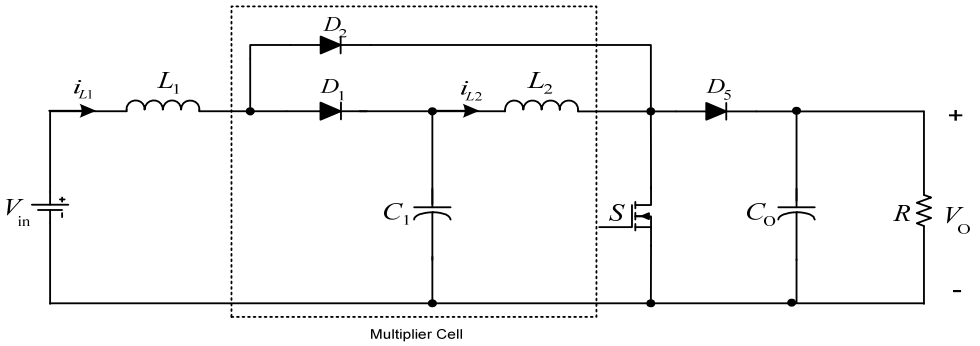
เพื่อให้เข้าใจถึงหลักการทำงานของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสตรงเป็นกระแสตรงที่มีอัตราขยายแรงดันสูงยิ่งที่พัฒนาขึ้นใหม่อย่างชัดเจน จำเป็นที่จะต้องเข้าใจหลักการทำงานของวงจรในแต่ละส่วน ที่ประกอบเป็นโครงสร้างของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสตรงเป็นกระแสตรงที่พัฒนาขึ้น คือ วงจรทบระดับแรงดันกำลังสอง และวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบชุก ดังนั้นในหัวข้อนี้จึงนำเสนอการวิเคราะห์หลักการทำงานของวงจรทั้งสองดังกล่าวพอสังเขป เพื่อเป็นแนวทางนำไปสู่การวิเคราะห์หลักการทำงานของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสตรงเป็นกระแสตรงที่พัฒนาขึ้นอย่างเข้าใจชัดเจนยิ่งขึ้น

3.3.1 วงจรทบระดับแรงดันกำลังสอง

การเพิ่มระดับแรงดันเอาต์พุตของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้า สามารถเพิ่มระดับแรงดันให้สูงขึ้นได้หลายรูปแบบ อาทิเช่น การนำวงจรทบระดับแรงดันแบบดั้งเดิมมาต่ออนุกรมกันหลาย ๆ ขั้นแสดงโครงสร้างดังรูปที่ 3.2 เพื่อต้องการเพิ่มระดับแรงดันเอาต์พุตให้สูงขึ้น ส่งผลให้จำนวนสวิตช์กำลัง และอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังอื่น ๆ ภายในวงจรเพิ่มขึ้นตามจำนวนขั้น (n) ที่นำมาต่ออนุกรมกัน ส่งผลโดยตรงกับกำลังไฟฟ้าสูญเสีย (power loss : P_{loss}) ที่เพิ่มขึ้น และพิกัดของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังของวงจรจะสูงขึ้นด้วย รวมถึงผลกระทบของความเครียดแรงดัน (voltage stress : V_{stress}) ที่ตกคร่อมตัวอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังแต่ละตัว ดังนั้นจึงได้มีการพัฒนาวงจรทบระดับแรงดันแบบดั้งเดิม n ขั้น โดยใช้เพียงสวิตช์กำลังตัวเดียวเพื่อลดกำลังไฟฟ้าสูญเสียในวงจร และเพิ่มไดโอดกำลังหนึ่งตัวเกิดเป็นโครงสร้างวงจรเซลล์ตัวคูณ (Multiplier Cell) ดังที่แสดงโครงสร้างในรูปที่ 3.3 เรียกวงจรที่ปรากฏว่าวงจรทบระดับแรงดันกำลังสอง ซึ่งอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังภายในวงจรประกอบด้วย สวิตช์กำลัง (S), ตัวเหนี่ยวนำ (L_1, L_2), ตัวเก็บประจุ (C_1, C_O) และไดโอด (D_1, D_2, D_5)



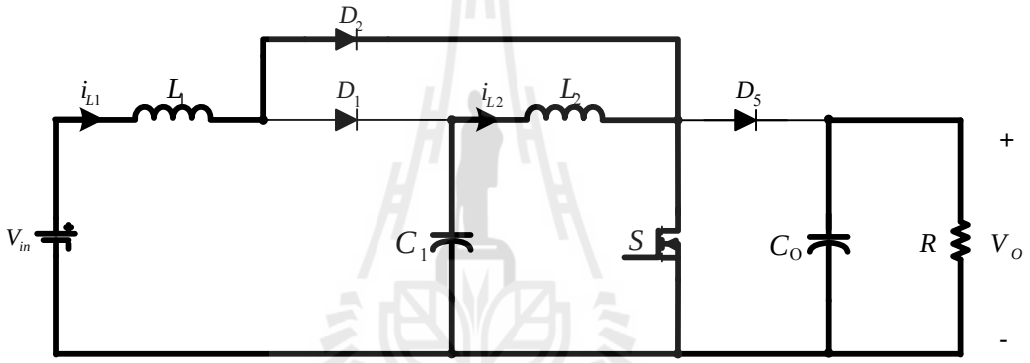
รูปที่ 3.2 วงจรทบระดับแรงดันแบบดั้งเดิมสองขั้น



รูปที่ 3.3 วงจรทบระดับแรงดันกำลังสอง

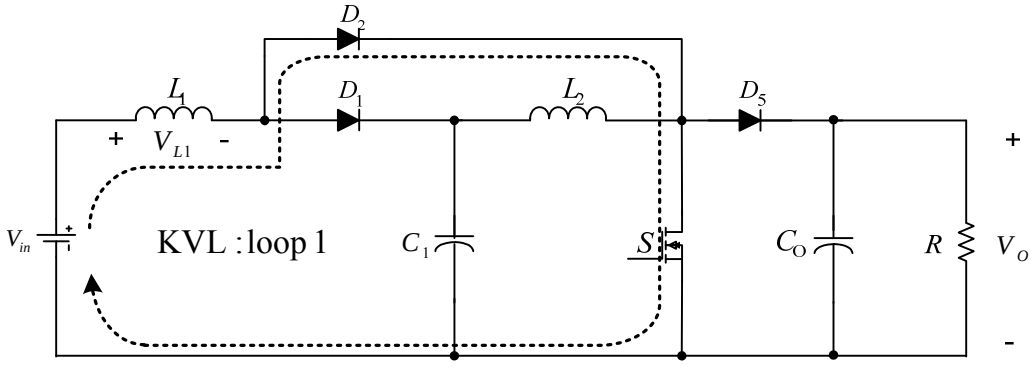
การวิเคราะห์หลักการทำงานของวงจรทบระดับแรงดันกำลังสอง สามารถพิจารณาการทำงานของวงจรได้เป็น 2 ช่วง คือ ในช่วงที่สวิตช์กำลัง S นำกระแส และไม่นำกระแส

ในช่วงที่สวิตช์กำลัง S_1 นำกระแส ; การทำงานของวงจรทบระดับแรงดันกำลังสองสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 3.4 จะพบว่าไดโอด D_2 สามารถนำกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_1 ได้ เนื่องจากไดโอดได้รับการไบอัสตรง ดังนั้นกระแส i_{L1} ในวงจรจึงไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_1 ไดโอด D_2 สวิตช์กำลัง S ตัวเก็บประจุ C_O และโหลดความต้านทาน R ในขณะเดียวกันไดโอด D_1 และ D_5 ไม่สามารถนำกระแสได้ เนื่องจากไดโอดได้รับการไบอัสย้อนกลับจากตัวเก็บประจุ C_1 และ C_O ตามลำดับ ดังนั้นตัวเก็บประจุ C_1 จึงเปรียบเสมือนแหล่งจ่ายแรงดันอีกแหล่งจ่ายหนึ่งของวงจรทบระดับแรงดันกำลังสอง



รูปที่ 3.4 วงจรทบระดับแรงดันกำลังสอง ในช่วงที่สวิตช์กำลัง S นำกระแส

พิจารณาการทำงานของวงจรทบระดับแรงดันกำลังสอง ในช่วงที่สวิตช์กำลัง S นำกระแส โดยใช้กฎแรงดันของเคอร์ชอฟฟ์ (KVL) แสดงได้ดังนี้



รูปที่ 3.5 KVL : loop 1 ของวงจรทบระดับแรงดันกำลังสอง ในช่วงที่สวิตช์กำลัง S นำกระแส

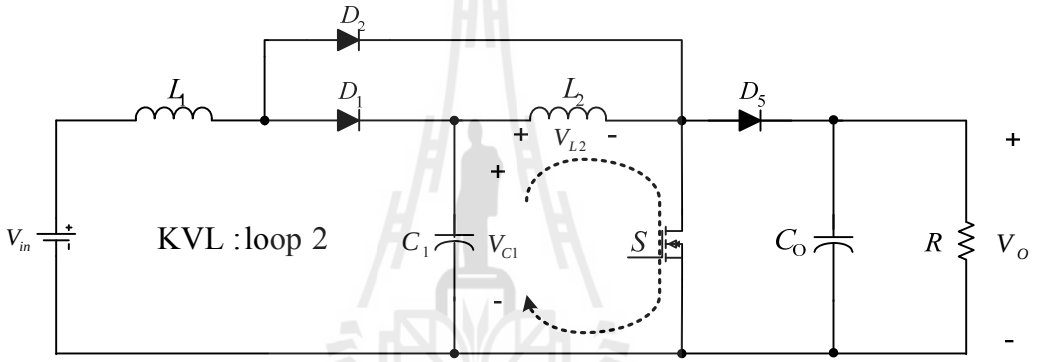
พิจารณาการทำงานของวงจรทบระดับแรงดันกำลังสองใน loop 1 ดังรูปที่ 3.5 สามารถแสดงความสัมพันธ์แรงดันที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำ L_1 ในช่วงที่สวิตช์ S นำกระแสได้ดังนี้

$$-V_{in} + V_{L1} = 0$$

$$V_{L1} = V_{in}$$

$$L_1 \frac{di_{L1}}{dt} = V_{in}$$

$$\therefore i_{L1} = \frac{V_{in}}{L_1} \tag{3.1}$$



รูปที่ 3.6 KVL : loop 2 ของวงจรทบระดับแรงดันกำลังสอง ในช่วงที่สวิตช์กำลัง S นำกระแส

พิจารณาการทำงานของวงจรทบระดับแรงดันกำลังสองใน loop 2 ดังรูปที่ 3.6 สามารถแสดงความสัมพันธ์แรงดันที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำ L_1 ในช่วงที่สวิตช์ S นำกระแสได้ดังนี้

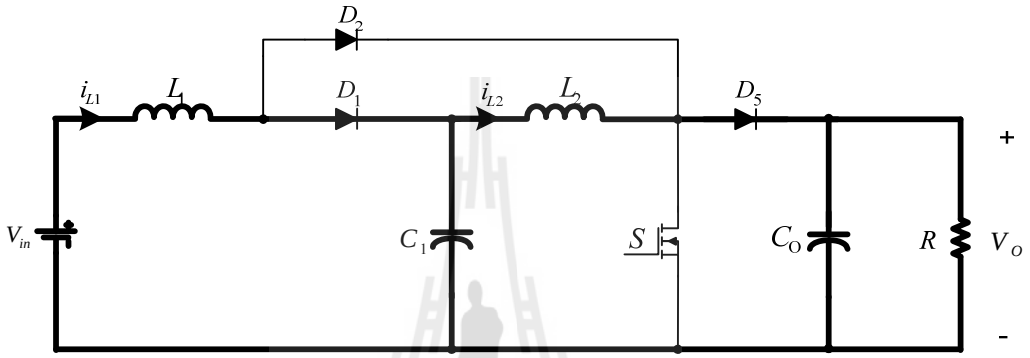
$$-V_{C1} + V_{L2} = 0$$

$$V_{L2} = V_{C1}$$

$$L_2 \frac{di_{L2}}{dt} = V_{C1}$$

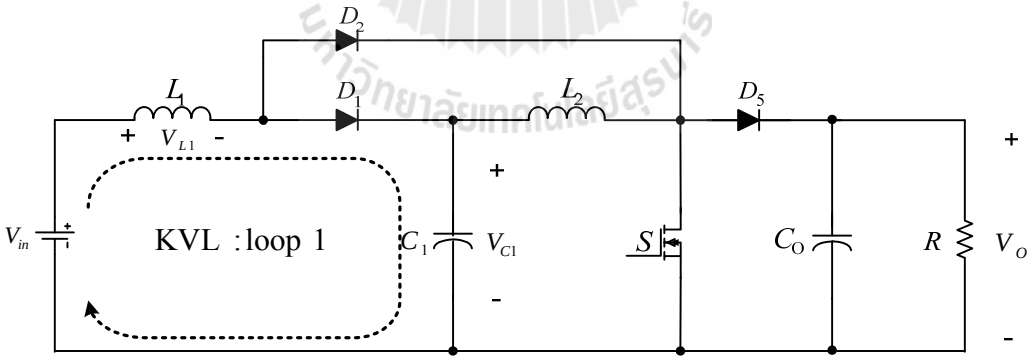
$$\therefore i_{L2} = \frac{V_{C1}}{L_2} \tag{3.2}$$

ในช่วงที่สวิตช์กำลัง S ไม่นำกระแส ; การทำงานของวงจรทบระดับแรงดันกำลังสอง ในช่วงเวลานี้สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 3.7 ซึ่งจะพบว่าไดโอด D_1 และ D_5 สามารถนำกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_1 และ L_2 ได้ เนื่องจากไดโอดทั้งสองได้รับการไบอัสตรง โดยที่กระแส i_{L1} ที่ไหลผ่านไดโอด D_1 นั้นจะแบ่งกระแสออกเป็น 2 ส่วน คือ ส่วนของกระแสที่แบ่งไหลไปยังตัวเก็บประจุ C_1 เพื่อทำการอัดประจุให้กับตัวเก็บประจุดังกล่าว และในส่วนของกระแสที่แบ่งไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_2 ไปยังไดโอด D_5 และโหลดความต้านทานตามลำดับ



รูปที่ 3.7 วงจรทบระดับแรงดันกำลังสอง ในช่วงที่สวิตช์กำลัง S ไม่นำกระแส

พิจารณาการทำงานของวงจรทบระดับแรงดันกำลังสอง ในช่วงที่สวิตช์กำลัง S ไม่นำกระแส โดยใช้กฎแรงดันของเคอร์ชอฟฟ์ (KVL) แสดงได้ดังนี้



รูปที่ 3.8 KVL : loop 1 ของวงจรทบระดับแรงดันกำลังสอง ในช่วงที่สวิตช์กำลัง S ไม่นำกระแส

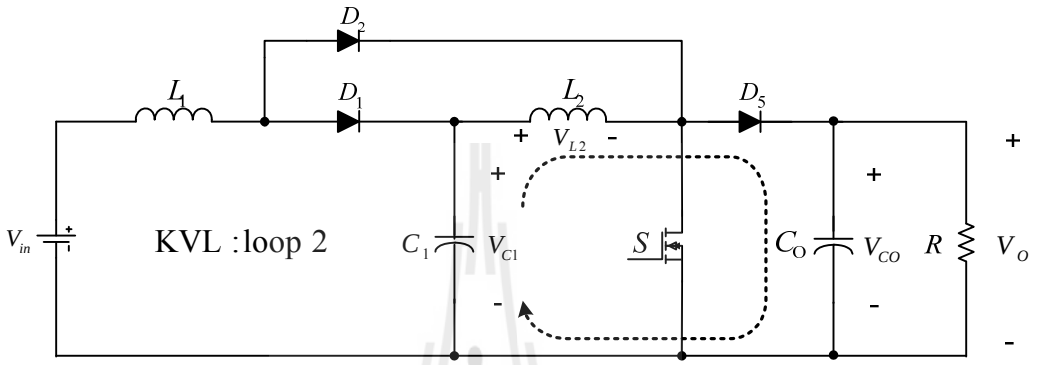
พิจารณาการทำงานของวงจรทบระดับแรงดันกำลังสองใน loop 1 ดังรูปที่ 3.8 สามารถแสดงความสัมพันธ์แรงดันที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำ L_1 ในช่วงที่สวิตช์ S ไม่นำกระแสได้ดังนี้

$$-V_{in} + V_{L1} + V_{C1} = 0$$

$$V_{L1} = V_{in} - V_{C1}$$

$$L_1 \frac{di_{L1}}{dt} = V_{in} - V_{C1}$$

$$\therefore i_{L1} = \frac{V_{in} - V_{C1}}{L_1} \tag{3.3}$$



รูปที่ 3.9 KVL : loop 2 ของวงจรทบระดับแรงดันกำลังสอง ในช่วงที่สวิตช์กำลัง S ไม่นำกระแส

พิจารณาการทำงานของวงจรทบระดับแรงดันกำลังสองใน loop 2 ดังรูปที่ 3.9 สามารถแสดงความสัมพันธ์แรงดันที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำ L_1 ในช่วงที่สวิตช์ S ไม่นำกระแสได้ดังนี้

$$-V_{C1} + V_{L2} + V_{CO} = 0$$

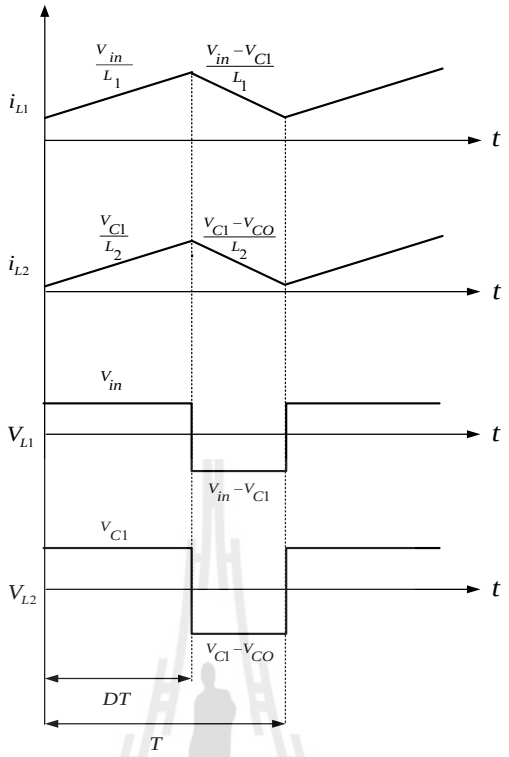
$$V_{L2} = V_{C1} - V_{CO}$$

$$L_2 \frac{di_{L2}}{dt} = V_{C1} - V_{CO}$$

โดยที่ $V_{CO} = V_O$

$$\therefore i_{L2} = \frac{V_{C1} - V_O}{L_2} \tag{3.4}$$

จากการพิจารณาการทำงานของวงจรทบระดับแรงดันกำลังสอง โดยใช้กฎแรงดันของเคอร์ชอฟฟ์ (KVL) ในช่วงที่สวิตช์กำลัง S นำกระแส และในช่วงที่สวิตช์กำลัง S ไม่นำกระแส ดังที่ได้กล่าวไว้ในข้างต้น จึงได้ความสัมพันธ์ของกระแส และแรงดันที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำ L_1 และ L_2 ของวงจรทบระดับแรงดันกำลังสอง ดังแสดงในรูปที่ 3.10



รูปที่ 3.10 กระแส และแรงดันที่ตัวเหนี่ยวนำของวงจรทบระดับแรงดันกำลังสอง

พิจารณาแรงดันที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำ L_1 และ L_2 ในสภาวะคงตัว ดังความสัมพันธ์ในรูปที่ 3.10 เพื่อหาอัตราขยายของวงจรทบระดับแรงดันกำลังสองดังนี้

$$L_1 \;;\; V_{in}(DT) + (V_{in} - V_{C1})(1-D)T = 0 \tag{3.5}$$

$$L_2 \;;\; V_{C1}(DT) + (V_{C1} - V_O)(1-D)T = 0 \tag{3.6}$$

จาก (3.5) จะได้ความสัมพันธ์ของแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_1 กับแรงดันอินพุต แสดงได้ดังนี้

$$V_{in}D + V_{in} - V_{in}D - V_{C1} + V_{C1}D = 0$$

$$V_{in} - (1-D)V_{C1} = 0$$

$$\therefore V_{C1} = \frac{V_{in}}{(1-D)} \tag{3.7}$$

และอัตราขยายแรงดัน (M) ของวงจรทบระดับแรงดันกำลังสอง แสดงได้ดังนี้

$$V_{in}D + V_{in} - V_{in}D - V_{C1} + V_{C1}D = 0$$

$$V_{C1} - (1-D)V_O = 0$$

$$\frac{V_{in}}{1-D} - (1-D)V_O = 0$$

$$\therefore M = \frac{V_O}{V_{in}} = \frac{1}{(1-D)^2} \tag{3.8}$$

เมื่อพิจารณาการทำงานของวงจรทบระดับแรงดันกำลังสอง ขณะสวิตช์กำลัง S ไม่นำกระแส จะได้ความเครียดแรงดัน (V_{stress}) ที่ตกคร่อมสวิตช์กำลัง S และไดโอด D_2 ดังนี้

$$V_S = V_O \tag{3.9}$$

$$V_{D2} = DV_O \tag{3.10}$$

และเมื่อทำการพิจารณาการทำงานของวงจรทบระดับแรงดันกำลังสอง ขณะสวิตช์กำลัง S นำกระแส จะได้ความเครียดแรงดัน (V_{stress}) ที่ตกคร่อมไดโอด D_1 และ D_5 ดังนี้

$$V_{D1} = (1-D)V_O \tag{3.11}$$

$$V_{D5} = (1-D)V_O \tag{3.12}$$

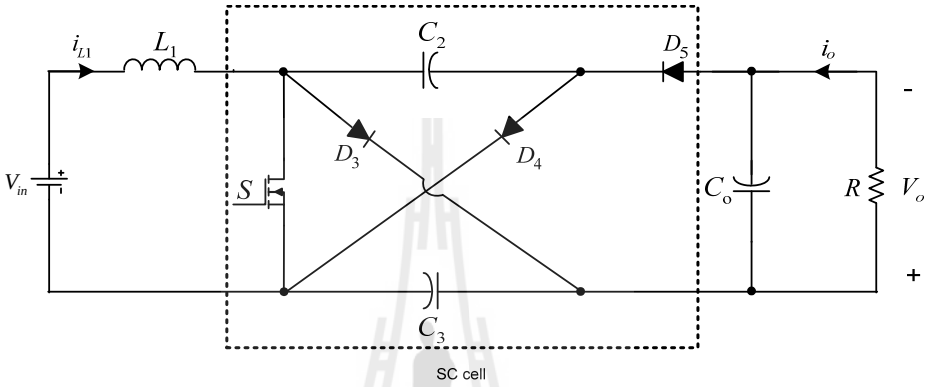
ความเครียดแรงดันที่ตกคร่อมอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังของวงจรทบระดับแรงดันกำลังสอง สามารถสรุปได้ดังตารางที่ 3.1

ตารางที่ 3.1 ความเครียดแรงดันที่ตกคร่อมอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังของวงจรทบระดับแรงดันกำลังสอง (Ping Yang and Jianping Xu, 2010)

อุปกรณ์	V_{stress}	ขนาด
S	V_S	V_O
D_1	V_{D1}	$(1-D)V_O$
D_2	V_{D2}	DV_O
D_5	V_{D5}	$(1-D)V_O$
C_1	V_{C1}	$\frac{V_{in}}{1-D}$
C_O	V_{CO}	V_O

3.3.2 วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบชุก

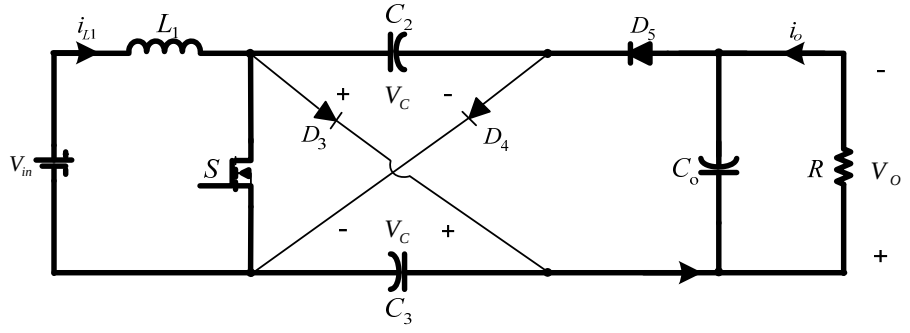
วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบชุก เป็นวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่ผสมผสานวงจร 2 วงจร คือ วงจรทบระดับแรงดันแบบดั้งเดิม และวงจรเพิ่มเติม ที่เรียกว่า SC cell สามารถแสดงโครงสร้างของวงจรได้ดังรูปที่ 3.11 ซึ่งโครงสร้างของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบชุกประกอบไปด้วย สวิตช์กำลัง (S), ตัวตัวเหนี่ยวนำ (L_1), ตัวเก็บประจุ (C_2, C_3, C_O) และไดโอด (D_3, D_4, D_5)



รูปที่ 3.11 วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบชุก

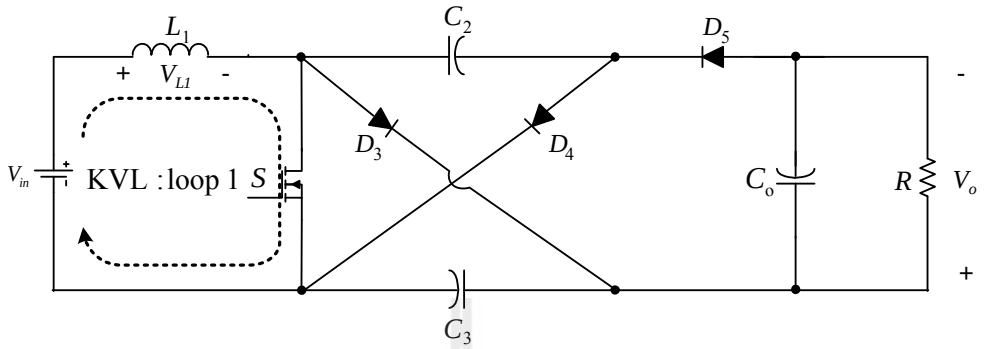
การวิเคราะห์การทำงานของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบชุก สามารถพิจารณาการทำงานของวงจรได้เป็น 2 ช่วง คือ ช่วงที่สวิตช์กำลัง S นำกระแส และไม่นำกระแส

ในช่วงที่สวิตช์กำลัง S นำกระแส ; การทำงานของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบชุก สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 3.12 จะพบว่าไดโอด D_5 สามารถนำกระแสได้เนื่องจากไดโอดได้รับการไบอัสตรง ในขณะที่ไดโอด D_3 และ D_4 ไม่สามารถนำกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_1 ได้ ดังนั้นในช่วงที่สวิตช์กำลัง S นำกระแส อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังที่มีกระแสไหลผ่าน คือ ตัวเหนี่ยวนำ L_1 ตัวเก็บประจุ C_2, C_3 และ C_O ไดโอด D_5 และโหลดความต้านทาน ซึ่งตัวเก็บประจุ C_2 และ C_3 จะคายพลังงานเพื่ออัดประจุให้กับตัวเก็บประจุ C_O



รูปที่ 3.12 วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบชุก ในช่วงที่สวิตช์กำลัง S นำกระแส

พิจารณาการทำงานของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบชุก ในช่วงที่สวิตช์กำลัง S นำกระแส โดยใช้กฎแรงดันของเคอร์ชอฟฟ์ (KVL) แสดงได้ดังนี้



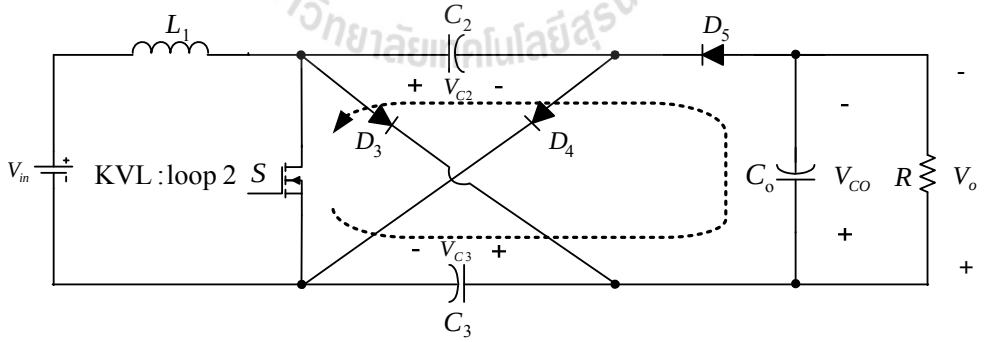
รูปที่ 3.13 KVL : loop 1 ของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบชุก ในช่วงที่สวิตช์กำลัง S นำกระแส

พิจารณาการทำงานของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบชุกใน loop 1 ดังรูปที่ 3.13 สามารถแสดงความสัมพันธ์แรงดันที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำ L_1 ในช่วงที่สวิตช์ S นำกระแสได้ดังนี้

$$-V_{in} + V_{L1} = 0$$

$$L_1 \frac{di_{L1}}{dt} = V_{in}$$

$$\therefore i_{L1} = \frac{V_{in}}{L_1} \tag{3.13}$$



รูปที่ 3.14 KVL : loop 2 ของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบชุก ในช่วงที่สวิตช์กำลัง S นำกระแส

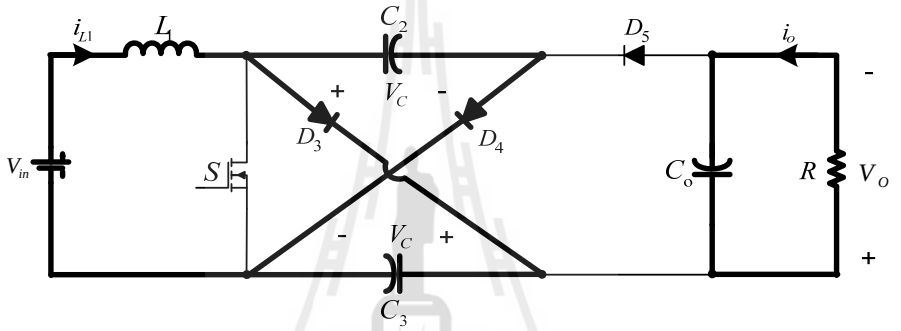
พิจารณาการทำงานของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบชุกใน loop 2 ดังรูปที่ 3.14 สามารถแสดงความสัมพันธ์แรงดันที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำ L_1 ในช่วงที่สวิตช์ S นำกระแสได้ดังนี้

$$-V_{C3} + V_{CO} - V_{C2} = 0$$

เนื่องจาก $V_{C2} = V_{C3}$ และ $V_{CO} = V_O$

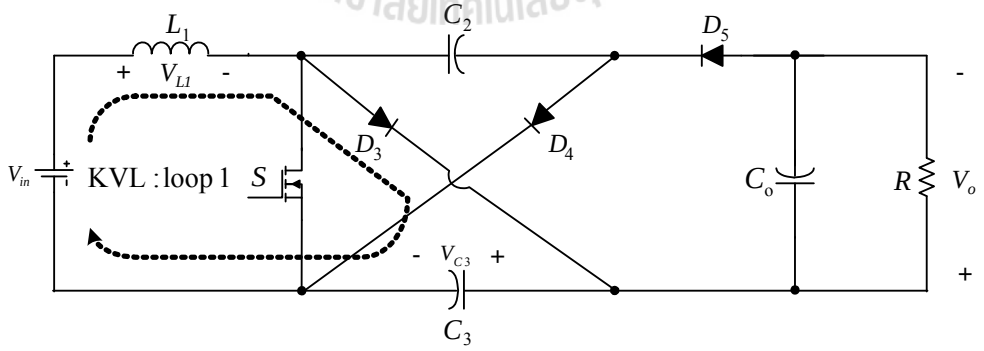
$$\therefore V_{C2,3} = \frac{V_O}{2} \tag{3.14}$$

ในช่วงที่สวิตช์กำลัง S ไม่นำกระแส ; การทำงานของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบชุก สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 3.15 พบว่าไดโอด D_3 และ D_4 สามารถนำกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_1 ได้ เนื่องจากไดโอดได้รับการไบอัสตรง โดยที่กระแส i_{L1} แบ่งออกเป็น 2 ส่วนเพื่ออัดประจุให้กับตัวเก็บประจุ C_2 และ C_3 ในขณะที่ไดโอด D_5 ได้รับการไบอัสย้อนกลับ ตัวเก็บประจุ C_O จึงคายพลังงานให้กับโหลดความต้านทาน



รูปที่ 3.15 วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบชุกในช่วงที่สวิตช์กำลัง S ไม่นำกระแส

พิจารณาการทำงานของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบชุก ในช่วงที่สวิตช์กำลัง S ไม่นำกระแส โดยใช้กฎแรงดันของเคอร์ชอฟฟ์ (KVL) แสดงได้ดังนี้



รูปที่ 3.16 KVL : loop 1 ของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบชุกในช่วงที่สวิตช์กำลัง S ไม่นำกระแส

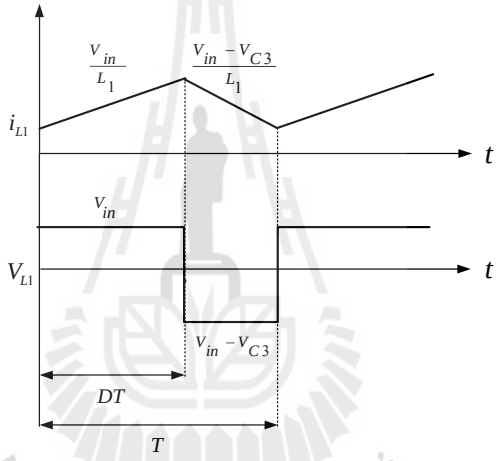
พิจารณาการทำงานของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบชุกใน loop 1 ดังรูปที่ 3.16 สามารถแสดงความสัมพันธ์แรงดันที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำ L_1 ในช่วงที่สวิตช์ S ไม่นำกระแสได้ดังนี้

$$-V_{in} + V_{L1} + V_{C3} = 0$$

$$L_1 \frac{di_{L1}}{dt} = V_{in} - V_{C3}$$

$$\therefore i_{L1} = \frac{V_{in} - V_{C3}}{L_1} \tag{3.15}$$

จากการพิจารณาการทำงานของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบชุก โดยใช้กฎแรงดันของเคอร์ชอฟฟ์ (KVL) ในช่วงที่สวิตช์กำลัง S นำกระแส และในช่วงที่สวิตช์กำลัง S ไม่นำกระแส ดังที่ได้กล่าวไว้ในข้างต้น จะได้ความสัมพันธ์ของกระแส และแรงดันที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำ L_1 ของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบชุก ดังแสดงในรูปที่ 3.17



รูปที่ 3.17 กระแส และแรงดันที่ตัวเหนี่ยวนำของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบชุก

พิจารณาแรงดันที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำ L_1 ในสภาวะคงตัว ดังความสัมพันธ์ในรูปที่ 3.17 เพื่อหาอัตราขยายของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบชุกได้ดังนี้

$$L_1 \; ; \; V_{in}(DT) + (V_{in} - V_{C3})(1 - D)T = 0 \tag{3.16}$$

จาก (3.16) จะได้ความสัมพันธ์ของแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_2 และ C_3 กับแรงดันอินพุต และอัตราขยายแรงดัน (M) ของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบชุก แสดงได้ดังนี้

$$V_{in}D + V_{in} - V_{in}D - V_{C3} + V_{C3}D = 0$$

$$V_{in} - (1 - D)V_{C3} = 0$$

$$\therefore V_{C2,3} = \frac{V_{in}}{(1 - D)} \tag{3.17}$$

โดยที่ $V_{C2,3} = \frac{V_O}{2}$

$$\therefore M = \frac{V_O}{V_{in}} = \frac{2}{1-D} \tag{3.18}$$

เมื่อพิจารณาการทำงานของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบชุก ขณะสวิตช์กำลัง S ไม่นำกระแส จะได้ความเครียดแรงดัน (V_{stress}) ที่ตกคร่อมสวิตช์กำลัง S และไดโอด D_5 ดังนี้

$$V_S = \frac{V_O}{2} \tag{3.19}$$

$$V_{D5} = \frac{V_O}{2} \tag{3.20}$$

และเมื่อทำการพิจารณาการทำงานของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบชุก ขณะสวิตช์กำลัง S นำกระแส จะได้ความเครียดแรงดัน (V_{stress}) ที่ตกคร่อมไดโอด D_3 และ D_4 ดังนี้

$$V_{D3} = V_{D4} = \frac{V_O}{2} \tag{3.21}$$

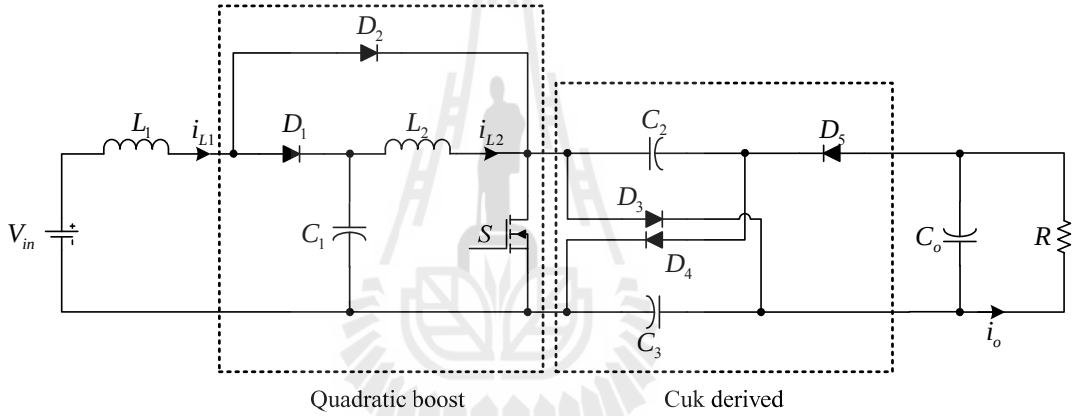
ความเครียดแรงดันที่ตกคร่อมอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบชุก สามารถสรุปเป็นตารางได้ดังตารางที่ 3.2

ตารางที่ 3.2 ความเครียดแรงดันที่ตกคร่อมอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังในวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบชุก (Ping Yang and Jianping Xu, 2010)

อุปกรณ์	V_{stress}	ขนาด
S	V_S	$\frac{V_O}{2}$
D_3	V_{D3}	$\frac{V_O}{2}$
D_4	V_{D4}	$\frac{V_O}{2}$
D_5	V_{D5}	$\frac{V_O}{2}$
C_2	V_{C2}	$\frac{V_O}{2}$
C_3	V_{C3}	$\frac{V_O}{2}$
C_O	V_{CO}	V_O

3.3.3 วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสตรงเป็นกระแสตรงที่มีอัตราขยายแรงดันสูงยิ่งที่พัฒนาขึ้น

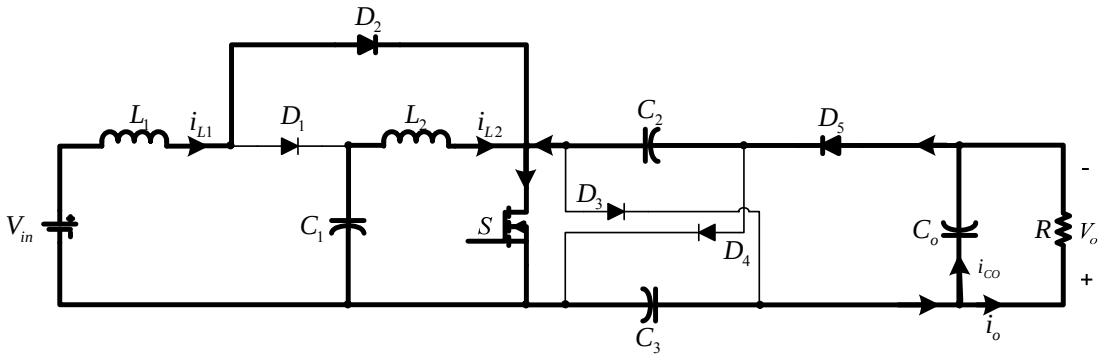
เนื่องจากโครงสร้างของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสตรงเป็นกระแสตรงที่มีอัตราขยายแรงดันสูงยิ่งที่พัฒนาขึ้นดังแสดงโครงสร้างในรูปที่ 3.18 เป็นการผสมผสานวงจร 2 วงจร ประกอบด้วย วงจรทบระดับแรงดันกำลังสอง (Conventional Quadratic Boost Converter) และวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบชุก (High-Voltage Cuk-Derived Converter) ดังนั้นการวิเคราะห์การทำงานของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสตรงเป็นกระแสตรงที่มีอัตราขยายแรงดันสูงยิ่งที่พัฒนาขึ้น จะอาศัยแนวทางพิจารณาการทำงานของวงจรทั้งสองที่ได้กล่าวไว้ในหัวข้อ 3.3.1 และ 3.3.2 โดยพิจารณาการทำงานของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นได้ดังนี้



รูปที่ 3.18 วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น

การวิเคราะห์การทำงานของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น สามารถพิจารณาการทำงานของวงจรได้เป็น 2 ช่วง คือ ช่วงที่สวิตช์กำลัง S นำกระแส และไม่นำกระแส

ในช่วงที่สวิตช์กำลัง S นำกระแส ; ลักษณะการทำงานของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นในช่วงที่สวิตช์กำลัง S นำกระแสแสดงได้ดังรูปที่ 3.19 พิจารณาการทำงานของไดโอดจากแรงดันที่ขั้วแอโนด (anode) และแคโทด (cathode) จะพบว่าไดโอด D_2 และ D_5 สามารถนำกระแสได้ เนื่องจากไดโอดทั้งสองได้รับการไบอัสตรง ในขณะที่ไดโอด D_1, D_3 และ D_4 ไม่สามารถนำกระแส โดยที่ไดโอด D_1 ได้รับการไบอัสย้อนกลับจากตัวเก็บประจุ C_1 ที่ทำหน้าที่เสมือนแหล่งจ่ายแรงดันอีกหนึ่งแหล่งจ่ายในวงจร ดังนั้นในช่วงที่สวิตช์กำลัง S นำกระแสจึงมีกระแสไหลผ่านอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังดังนี้ ตัวเหนี่ยวนำ L_1 และ L_2 ไดโอด D_2 และ D_5 สวิตช์กำลัง S ตัวเก็บประจุ C_1, C_2, C_3 และ C_O และโหลดความต้านทาน ซึ่งในช่วงเวลานี้ตัวเก็บประจุ C_2 และ C_3 จะคายพลังงานที่กักเก็บไว้ออกมาเพื่อช่วยอัดประจุให้กับตัวเก็บประจุ C_O

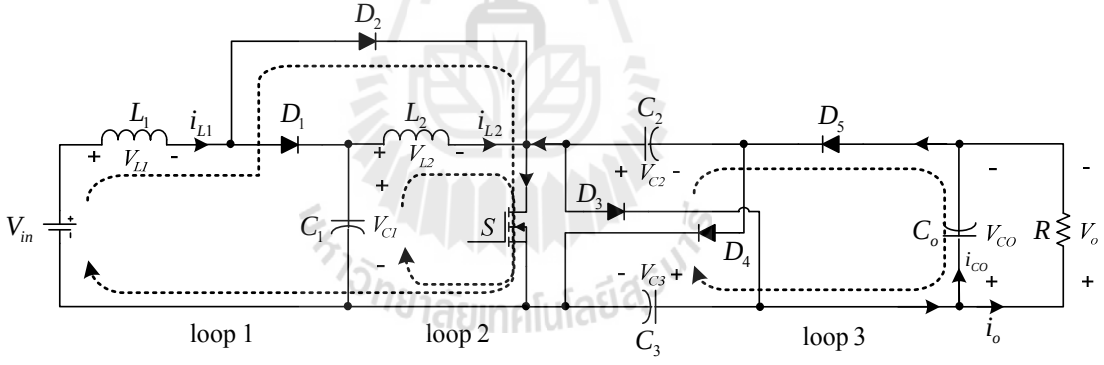


รูปที่ 3.19 วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น ในขณะที่สวิตช์กำลัง *S* นำกระแส

พิจารณาการทำงานของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น ในช่วงที่สวิตช์กำลัง *S* นำกระแส โดยใช้กฎแรงดัน (KVL) และกระแสของเคอร์ชอฟฟ์ (KCL) ตามลำดับดังนี้

กฎแรงดันของเคอร์ชอฟฟ์ (KVL) :

ในขณะที่สวิตช์กำลัง *S* นำกระแส สามารถพิจารณากฎแรงดันเคอร์ชอฟฟ์ของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นออกเป็น 3 ลูปการทำงาน ดังแสดงในรูปที่ 3.20



รูปที่ 3.20 KVL วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น ในขณะที่สวิตช์กำลัง *S* นำกระแส

พิจารณาการทำงานของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นดังรูปที่ 3.20 ใน loop 1 และ loop 2 สามารถแสดงความสัมพันธ์แรงดันที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำ L_1 และ L_2 ในช่วงที่สวิตช์ *S* นำกระแสตามลำดับ ได้ดังนี้

loop 1 ; $-V_{in} + V_{L1} = 0$

$$L_1 \frac{di_{L1}}{dt} = V_{in}$$

$$\therefore i_{L1} = \frac{V_{in}}{L_1} \qquad (3.22)$$

loop 2 ; $-V_{C1} + V_{L2} = 0$

$$L_2 \frac{di_{L2}}{dt} = V_{C1}$$

$$\therefore i_{L2} = \frac{V_{C1}}{L_2} \tag{3.23}$$

พิจารณาการทำงานของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นดังรูปที่ 3.20 ใน loop 3 สามารถแสดงความสัมพันธ์ของแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_2 และ C_3 กับแรงดันเอาต์พุตในช่วงที่สวิตช์ S นำกระแส ได้ดังนี้

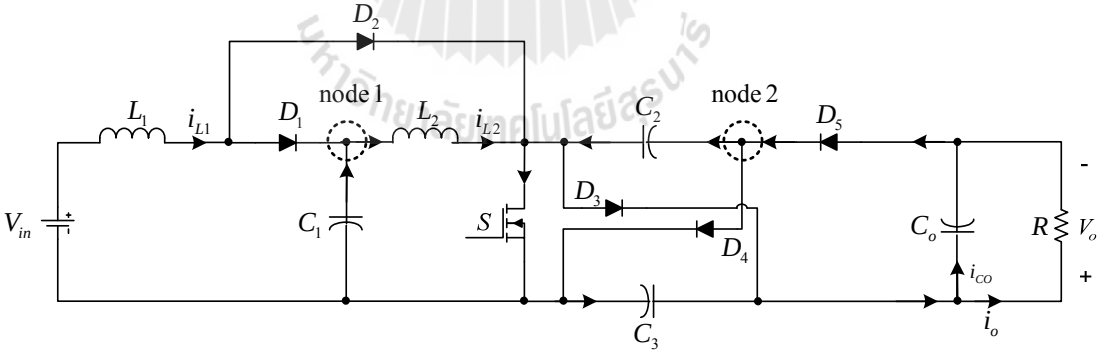
loop 3 ; $V_{C2} + V_{C3} - V_{CO} = 0$

โดยที่ $V_{C2} = V_{C3}$ และ $V_{CO} = V_O$

$$\therefore V_{C2,3} = \frac{V_O}{2} \tag{3.24}$$

กฎกระแสของเคอร์ชอฟฟ์ (KCL) :

ในขณะที่สวิตช์กำลัง S นำกระแส สามารถพิจารณากฎกระแสเคอร์ชอฟฟ์ของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นออกเป็น 2 จุดการทำงาน ดังแสดงในรูปที่ 3.21



รูปที่ 3.21 KCL วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น ในขณะที่สวิตช์กำลัง S นำกระแส

พิจารณาการทำงานของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นดังรูปที่ 3.21 ณ node 1 และ node 2 สามารถแสดงความสัมพันธ์กระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุ C_1, C_2 และ C_3 ในช่วงที่สวิตช์ S นำกระแสตามลำดับ ได้ดังนี้

node 1 ; $i_{C1} = i_{L2}$

$$C_1 \frac{dv_{C1}}{dt} = i_{L2}$$

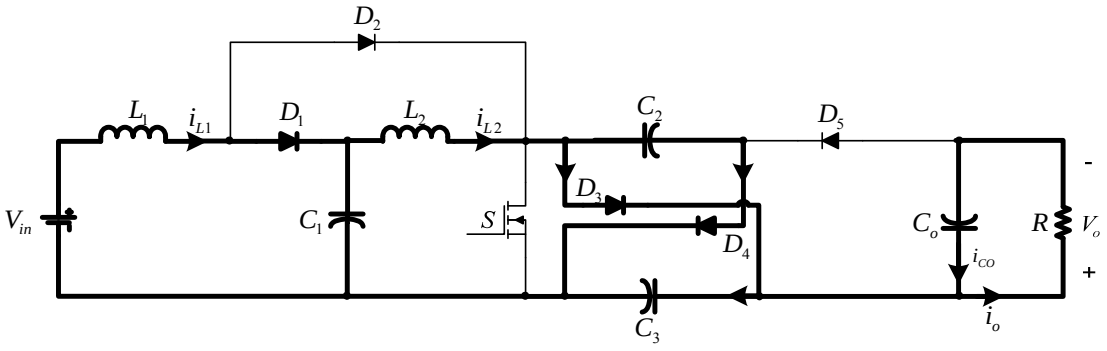
$$\therefore V_{C1} = \frac{i_{L2}}{C_1} \tag{3.25}$$

node 2 ; $i_{C2,3} = i_{CO} + i_O$

$$C_{2,3} \frac{dv_{C2}}{dt} = i_{CO} + i_O$$

$$\therefore V_{C2,3} = \frac{i_{CO} + i_O}{C_{2,3}} \tag{3.26}$$

ในช่วงที่สวิตช์กำลัง S ไม่นำกระแส ; ลักษณะการทำงานของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น ในช่วงที่สวิตช์กำลัง S ไม่นำกระแสแสดงได้ดังรูปที่ 3.22 พิจารณาการทำงานของไดโอดจากแรงดันที่ขั้วแอโนด และแคโทด พบว่าไดโอด D_1, D_3 และ D_4 สามารถนำกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_1 และ L_2 ได้ เนื่องจากไดโอดทั้งสามได้รับการไบอัสตรง โดยที่กระแส i_{L1} ที่ไหลผ่านไดโอด D_1 นั้นถูกแบ่งกระแสออกเป็น 2 ส่วน คือ ส่วนของกระแสที่แบ่งไหลไปยังตัวเก็บประจุ C_1 เพื่อทำการอัดประจุให้กับตัวเก็บประจุ และส่วนของกระแสที่แบ่งไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_2 กระแส i_{L2} แบ่งออกเป็น 2 ส่วนเช่นกันเพื่ออัดประจุให้กับตัวเก็บประจุ C_2 และ C_3 ในขณะที่ไดโอด D_2 และ D_5 ได้รับการไบอัสย้อนกลับจึงไม่สามารถนำกระแสได้ ช่วงเวลานี้ตัวเก็บประจุ C_O จึงคายพลังงานให้กับโหลดความต้านทาน

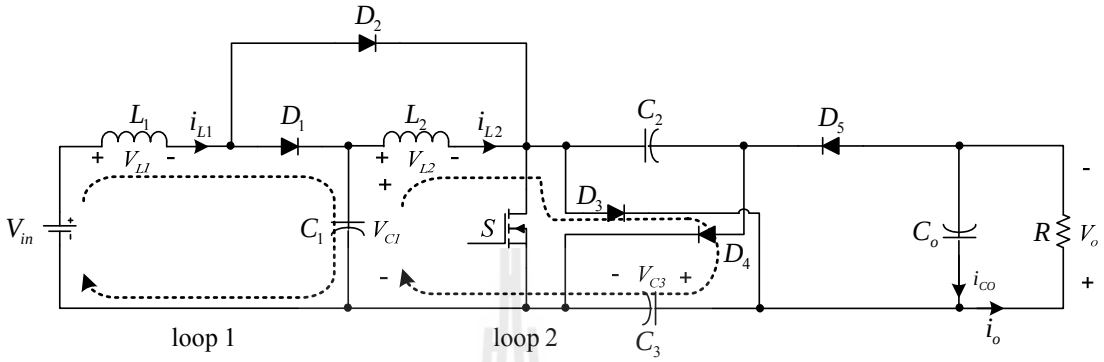


รูปที่ 3.22 วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น ในขณะที่สวิตช์กำลัง S ไม่นำกระแส

พิจารณาการทำงานของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น ในช่วงที่สวิตช์กำลัง S ไม่นำกระแส โดยใช้กฎแรงดัน (KVL) และกระแสของเคอร์ชอฟฟ์ (KCL) ตามลำดับดังนี้

กฎแรงดันของเคอร์ชอฟฟ์ (KVL) :

ในขณะที่สวิตช์กำลัง S ไม่นำกระแส สามารถพิจารณากฎแรงดันเคอร์ชอฟฟ์ของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นออกเป็น 2 ลูปการทำงาน ดังแสดงในรูปที่ 3.23



รูปที่ 3.23 KVL วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น ในขณะที่สวิตช์กำลัง S ไม่นำกระแส

พิจารณาการทำงานของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นดังรูปที่ 3.23 ใน loop 1 และ loop 2 สามารถแสดงความสัมพันธ์แรงดันที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำ L_1 และ L_2 ในช่วงที่สวิตช์ S ไม่นำกระแสตามลำดับ ได้ดังนี้

loop 1 ; $-V_{in} + V_{L1} + V_{C1} = 0$

$$V_{L1} = V_{in} - V_{C1}$$

$$L_1 \frac{di_{L1}}{dt} = V_{in} - V_{C1}$$

$$\therefore i_{L1} = \frac{V_{in} - V_{C1}}{L_1} \qquad (3.27)$$

loop 2 ; $-V_{C1} + V_{L2} + V_{C3} = 0$

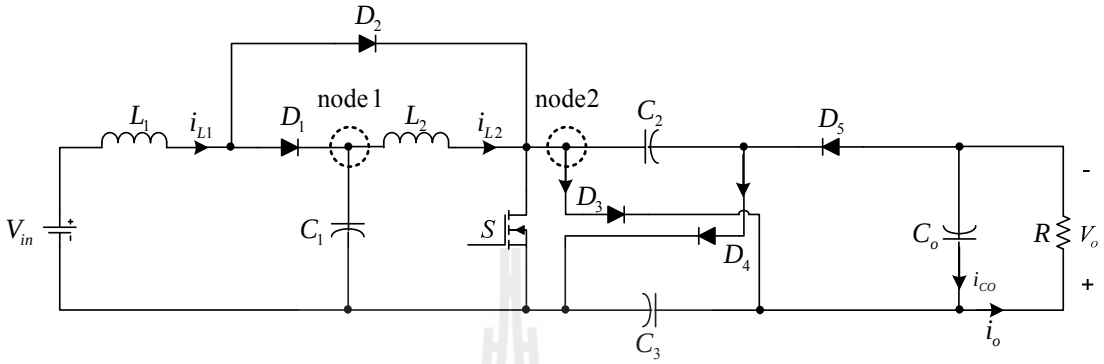
$$V_{L2} = V_{C1} - V_{C3}$$

$$L_2 \frac{di_{L2}}{dt} = V_{C1} - V_{C3}$$

$$\therefore i_{L2} = \frac{V_{C1} - V_{C3}}{L_2} \qquad (3.28)$$

กฎกระแสของเคอร์ชอฟฟ์ (KCL) :

ในขณะที่สวิตช์กำลัง S ไม่นำกระแส สามารถพิจารณากฎกระแสเคอร์ชอฟฟ์ของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นออกเป็น 2 จุดการทำงาน ดังแสดงในรูปที่ 3.24



รูปที่ 3.24 KCL วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น ในขณะที่สวิตช์กำลัง S ไม่นำกระแส

พิจารณาการทำงานของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นดังรูปที่ 3.24 ณ node 1 และ node 2 สามารถแสดงความสัมพันธ์กระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุ C_1, C_2 และ C_3 ในช่วงที่สวิตช์ S ไม่นำกระแสตามลำดับ ได้ดังนี้

node 1 ; $$-i_{C1} + i_{L1} - i_{L2} = 0$$

$$C_1 \frac{dv_{C1}}{dt} = i_{L1} - i_{L2}$$

$$\therefore V_{C1} = \frac{i_{L1} - i_{L2}}{C_1} \qquad (3.29)$$

node 2 ; $$-i_{C2,3} + i_{L2} - i_{CO} = 0$$ โดยที่ $i_{CO} = i_O$

$$C_{2,3} \frac{dv_{C2,3}}{dt} = i_{L2} - i_{CO}$$

$$\therefore V_{C2,3} = \frac{i_{L2} - i_{CO}}{C_{2,3}} \qquad (3.30)$$

เมื่อพิจารณาลักษณะการทำงานของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นในช่วงสวิตช์กำลัง S นำกระแส และไม่นำกระแสดังรูปที่ 3.19 และ 3.22 ตามลำดับ โดยไม่พิจารณากำลังไฟฟ้าสูญเสียจะได้ความสัมพันธ์ของกระแสอินพุต และเอาต์พุตของวงจรดังนี้

$$P_{in} = P_{out}$$

$$i_{L1}V_{in} = i_O V_{out}$$

$$i_O = \frac{V_{in}}{V_O} i_{L1} = \frac{i_{L1}}{M}$$

ดังนั้น จึงสามารถพิจารณาหาค่าพิกัดกระแสสูงสุดของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นได้ดังสมการ โดยกำหนดให้กระแสอินพุตของวงจร (i_{in}) เท่ากับกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_1 ($i_{in} = i_{L1}$)

$$i_{D1} = i_{in} \tag{3.31}$$

$$i_{D2} = i_{in} \tag{3.32}$$

$$i_{D3,D4} = \frac{i_{in}}{M} \tag{3.33}$$

$$i_{D5} = \frac{i_{in}}{M} \tag{3.34}$$

$$i_S = i_{in} + \frac{i_{in}}{M} \tag{3.35}$$

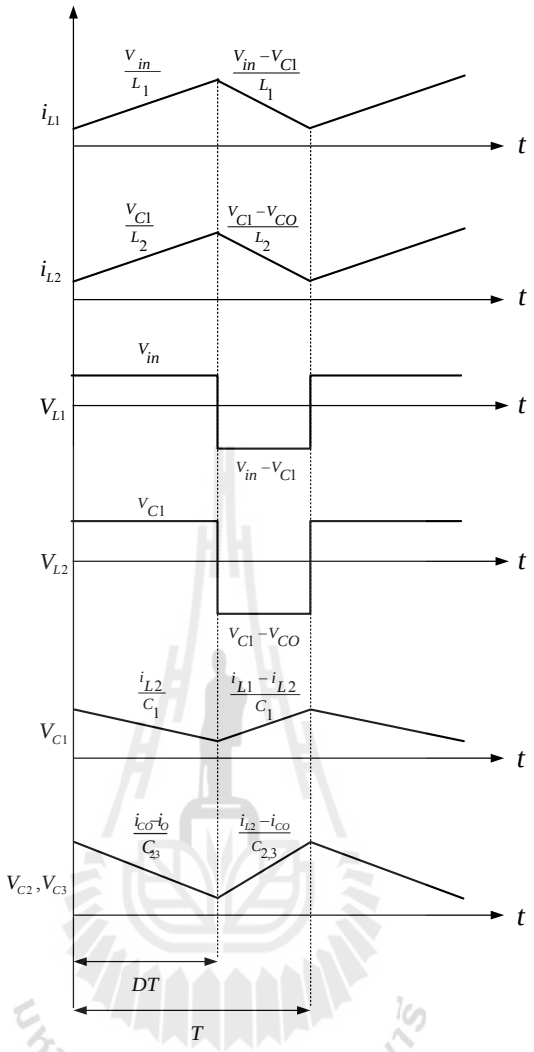
$$i_{C1} = i_{in} \tag{3.36}$$

$$i_{C2,C3} = \frac{i_{in}}{M} \tag{3.37}$$

$$i_{CO} = \frac{i_{in}}{M} \tag{3.38}$$

จากการพิจารณาการทำงานของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น โดยใช้กฎแรงดันของเคอร์ชอฟฟ์ และกฎกระแสของเคอร์ชอฟฟ์ ในช่วงที่สวิตช์กำลัง S นำกระแส และไม่นำกระแสดังที่ได้กล่าวไว้ในข้างต้น สามารถแสดงความสัมพันธ์ของแรงดันที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำ L_1 และ L_2 กระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุ C_1, C_2 และ C_3 ของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นดังรูป

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี



รูปที่ 3.25 รูปคลื่นสัญญาณกระแส และแรงดันของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น

พิจารณาแรงดันที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำ L_1 และ L_2 ในสภาวะคงตัว ดังความสัมพันธ์ในรูปที่ 3.25 เพื่อหาอัตราขยายของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นได้ดังนี้

$$L_1 \;;\; V_{in}(DT) + (V_{in} - V_{C1})(1-D)T = 0 \tag{3.39}$$

$$L_2 \;;\; V_{C1}(DT) + (V_{C1} - V_{C3})(1-D)T = 0 \tag{3.40}$$

จาก (3.39) จะได้ความสัมพันธ์ของแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_1 กับแรงดันอินพุต ของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น แสดงได้ดังนี้

$$V_{in}D + V_{in} - V_{in}D - V_{C1} + V_{C1}D = 0$$

$$V_{in} - (1-D)V_{C1} = 0$$

$$\therefore V_{C1} = \frac{V_{in}}{(1-D)} \tag{3.41}$$

สามารถหาอัตราขยายแรงดัน (M) ของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น ได้จาก (3.40)

$$V_{C1}D + V_{C1} - V_{C1}D - V_{C3} + V_{C3}D = 0$$

$$V_{C1} - (1-D)V_{C3} = 0$$

โดยที่ $V_{C1} = \frac{V_{in}}{(1-D)}$ และ $V_{C2,3} = \frac{V_O}{2}$

$$\frac{V_{in}}{(1-D)} - (1-D)\frac{V_O}{2} = 0$$

$$\therefore M = \frac{V_O}{V_{in}} = \frac{2}{(1-D)^2} \tag{3.42}$$

จากการพิจารณาความเครียดแรงดัน (V_{stress}) ของ (Ping Yang and Jianping Xu, 2010) นำมาสู่การวิเคราะห์การทำงานของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น ขณะสวิตช์กำลัง S ไม่นำกระแส จะได้ความเครียดแรงดัน (V_{stress}) ที่ตกคร่อมสวิตช์กำลัง S ไดโอด D_2 และ D_5 ดังนี้

$$V_S = \frac{V_O}{2} \tag{3.43}$$

$$V_{D2} = D\frac{V_O}{2} \tag{3.44}$$

$$V_{D5} = \frac{V_O}{2} \tag{3.45}$$

และเมื่อทำการพิจารณาการทำงานของวงจรทบระดับแรงดันกำลังสอง ขณะสวิตช์กำลัง S นำกระแส จะได้ความเครียดแรงดัน (V_{stress}) ที่ตกคร่อมไดโอด D_1, D_3 และ D_4 ดังนี้

$$V_{D1} = (1-D)\frac{V_O}{2} \tag{3.46}$$

$$V_{D3,4} = \frac{V_O}{2} \tag{3.47}$$

ดังนั้น จึงสามารถสรุปความสัมพันธ์ของความเครียดแรงดัน และพิกัดกระแสของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังภายในวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น ได้ดังตารางที่ 3.3

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

ตารางที่ 3.3 ความเครียดแรงดัน และพิกัดกระแสของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังภายในวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น

อุปกรณ์	V_{stress}	ขนาด	i	ขนาด
S	V_S	$\frac{V_O}{2}$	i_S	$i_{in}+\frac{i_{in}}{M}$
D_1	V_{D1}	$(1-D)\frac{V_O}{2}$	i_{D1}	i_{in}
D_2	V_{D2}	$D\frac{V_O}{2}$	i_{D2}	i_{in}
D_3	V_{D3}	$\frac{V_O}{2}$	i_{D3}	$\frac{i_{in}}{M}$
D_4	V_{D4}	$\frac{V_O}{2}$	i_{D4}	$\frac{i_{in}}{M}$
D_5	V_{D5}	$\frac{V_O}{2}$	i_{D5}	$\frac{i_{in}}{M}$
C_1	V_{C1}	$(1-D)\frac{V_O}{2}$	i_{C1}	i_{in}
C_2	V_{C2}	$\frac{V_O}{2}$	i_{C2}	$\frac{i_{in}}{M}$
C_3	V_{C3}	$\frac{V_O}{2}$	i_{C3}	$\frac{i_{in}}{M}$
C_O	V_{CO}	V_O	i_{CO}	$\frac{i_{in}}{M}$

จากการวิเคราะห์การทำงานของวงจรทบระดับแรงดันแบบดั้งเดิม วงจรทบระดับแรงดันกำลังสอง วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบชุก และวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น เพื่อพิจารณาหาค่าความเครียดแรงดันที่ตกคร่อมตัวอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลัง และอัตราขยายแรงดันของแต่ละวงจร สามารถสรุปแสดงได้ดังตารางที่ 3.4 ซึ่งตารางดังกล่าวทำการเปรียบเทียบคุณสมบัติของวงจรที่สามารถเพิ่มระดับแรงดันเอาต์พุตทั้งหมด 4 วงจร พบว่าวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นมีอัตราขยายแรงดันสูงกว่าวงจรอื่น ๆ ความเครียดแรงดันที่เกิดขึ้นที่ตัวสวิตช์กำลัง S ของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น มีค่าเท่ากับความเครียดแรงดันที่เกิดขึ้นที่ตัวสวิตช์กำลัง S ของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบชุก แต่น้อยกว่าความเครียดแรงดันที่เกิดขึ้นที่ตัวสวิตช์กำลัง S ของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบดั้งเดิม และวงจรทบระดับแรงดันกำลังสอง เนื่องจากวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นเป็นวงจรที่ผสมผสานวงจรทบระดับแรงดันกำลังสอง และวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบชุก ดังนั้นความเครียดแรงดันที่เกิดขึ้นกับตัวอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังอื่น ๆ ภายในวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น คือ ไดโอด และตัวเก็บประจุ จึงมีค่าเท่ากับความเครียดแรงดันที่เกิดขึ้นที่ตัวอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังอื่น ๆ ของวงจรที่นำมาผสมผสานทั้ง

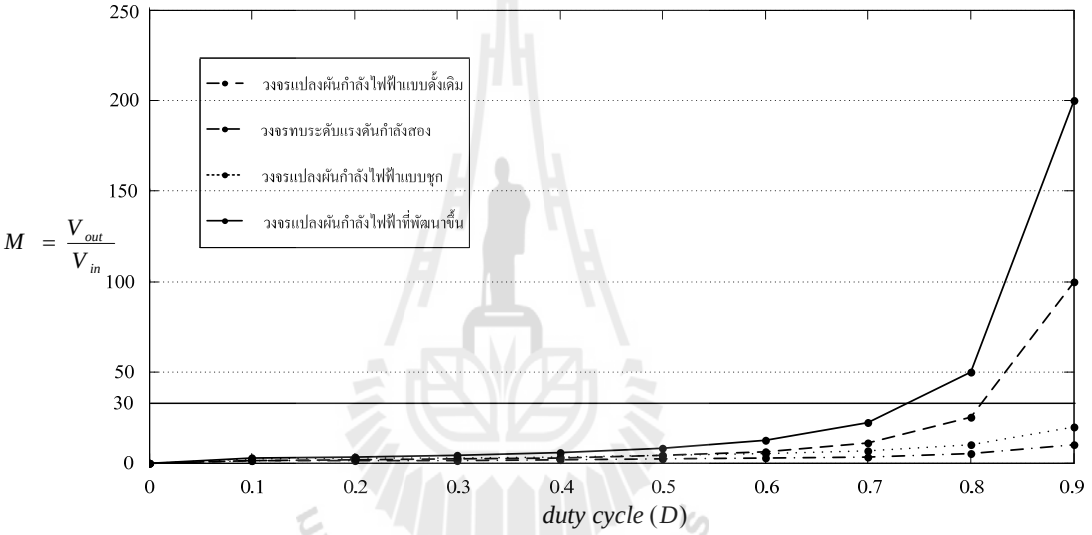
สองวงจร ส่งผลให้วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นมีความน่าสนใจที่จะนำวงจรประยุกต์ใช้งานต่อไป

ตารางที่ 3.4 อัตราขยายแรงดัน และความเครียดทางไฟฟ้าที่ตกคร่อมตัวอุปกรณ์ต่าง ๆ

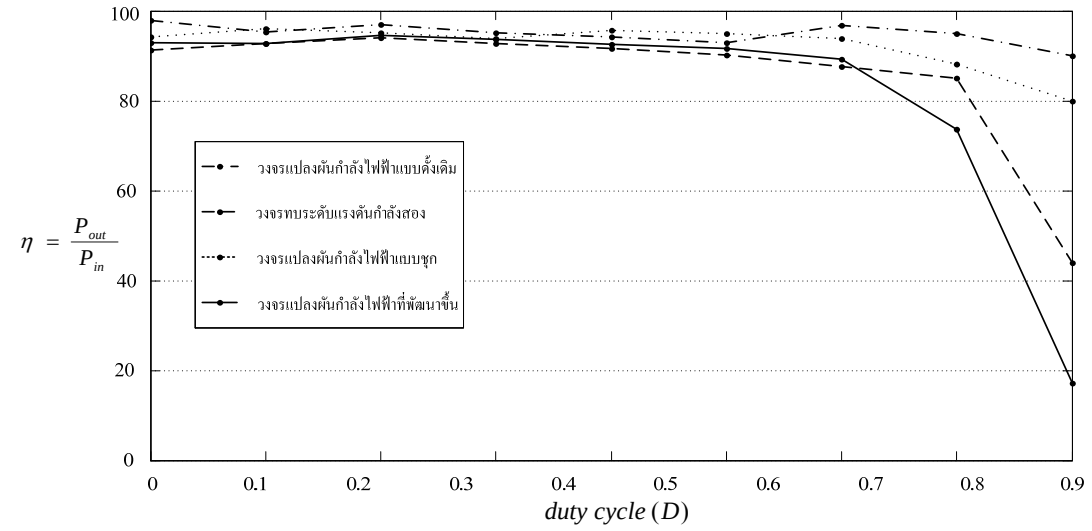
พารามิเตอร์	วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น	วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบชุก	วงจรทบระดับแรงดันกำลังสอง	วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบดั้งเดิม
M	$\frac{2}{(1-D)^2}$	$\frac{2}{1-D}$	$\frac{1}{(1-D)^2}$	$\frac{1}{1-D}$
V_S	$\frac{V_O}{2}$	$\frac{V_O}{2}$	V_O	V_O
V_{D1}	$(1-D)\frac{V_O}{2}$	-	$(1-D)V_O$	-
V_{D2}	$D\frac{V_O}{2}$	-	DV_O	-
V_{D3}	$\frac{V_O}{2}$	$\frac{V_O}{2}$	-	-
V_{D4}	$\frac{V_O}{2}$	$\frac{V_O}{2}$	-	-
V_{D5}	$\frac{V_O}{2}$	$\frac{V_O}{2}$	$(1-D)V_O$	V_O
V_{C1}	$(1-D)\frac{V_O}{2}$	-	$(1-D)V_O$	-
V_{C2}	$\frac{V_O}{2}$	$\frac{V_O}{2}$	-	-
V_{C3}	$\frac{V_O}{2}$	$\frac{V_O}{2}$	-	-
V_{CO}	V_O	V_O	V_O	V_O

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

พิจารณาอัตราขยายแรงดันดังแสดงในรูปที่ 3.26 เมื่ออัตราขยายแรงดันเป็น 30 เท่า พบว่าวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นจะทำงานที่ค่าวัฏจักรหน้าที่ประมาณ 0.74 ในขณะที่วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบดั้งเดิม วงจรทบระดับแรงดันกำลังสอง วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบชุกจะทำงานที่ค่าวัฏจักรหน้าที่ที่สูงกว่า ดังนั้นวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นสามารถเพิ่มระดับแรงดันได้สูงมาก โดยไม่จำเป็นต้องทำงานที่ค่าวัฏจักรหน้าที่สูง ๆ แต่เมื่อพิจารณาประสิทธิภาพของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น ที่ค่าวัฏจักรหน้าที่ 0.74 พบว่าประสิทธิภาพของวงจรจะต่ำกว่าวงจรอื่น ๆ อาจเกิดจากวงจรที่พัฒนาขึ้นมีจำนวนอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังที่มากกว่าวงจรอื่น ๆ ซึ่งจะส่งผลต่อกำลังไฟฟ้าสูญเสียในวงจร แสดงความสัมพันธ์ของประสิทธิภาพดังรูปที่ 3.27



รูปที่ 3.26 อัตราขยายแรงดันของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พิจารณา



รูปที่ 3.27 ประสิทธิภาพของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พิจารณา

3.4 ประสิทธิภาพของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น

การประเมินประสิทธิภาพของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น สามารถพิจารณาประสิทธิภาพได้ดังนี้

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} \times 100\% = \frac{P_{in} - P_{loss}}{P_{in}} \times 100\% \tag{3.48}$$

โดยที่ P_{in} คือ กำลังไฟฟ้าทางด้านอินพุตของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้า

P_{out} คือ กำลังไฟฟ้าทางด้านเอาต์พุตของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้า

P_{loss} คือ กำลังไฟฟ้าสูญเสียในวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้า

จากโครงสร้างของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น จะพิจารณากำลังไฟฟ้าสูญเสียของตัวอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังที่ส่งผลต่อประสิทธิภาพของวงจร คือ สวิตช์กำลัง MOSFET และไดโอด ทั้งนี้จะพิจารณาว่าไม่มีกำลังไฟฟ้าสูญเสียที่เกิดขึ้นที่ตัวเหนี่ยวนำ และตัวเก็บประจุ ซึ่งกำลังไฟฟ้าสูญเสียของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ามีหลายองค์ประกอบแบ่งออกเป็น 3 ส่วน ได้ดังนี้

1. กำลังไฟฟ้าสูญเสียการนำกระแส (conduction loss : P_{cond})
2. กำลังไฟฟ้าสูญเสียการสวิตช์ (switching loss : P_{sw})
3. กำลังไฟฟ้าสูญเสียการรั่วไหล (leakage loss : P_b)

ซึ่งปกติจะละเว้นการพิจารณากำลังไฟฟ้าสูญเสียการรั่วไหล (P_b) ดังนั้นกำลังไฟฟ้าสูญเสียในวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้า สามารถแสดงได้ดังนี้ (Zeljko Ivanovic, Branko Blanusa and Mladen Knezic, 2011)

$$P_{loss} = P_{cond} + P_{sw} + P_b \approx P_{cond} + P_{sw} \tag{3.49}$$

3.4.1 กำลังไฟฟ้าสูญเสียการนำกระแส (*conduction loss : P_{cond}*)

กำลังไฟฟ้าสูญเสียการนำกระแส จะพิจารณาให้วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าทำงานในโหมดต่อเนื่อง (CCM) และกำลังไฟฟ้าสูญเสียการนำกระแสของวงจรเกิดจากสวิตช์กำลัง MOSFET และไดโอด พิจารณาดังนี้

กำลังไฟฟ้าสูญเสียการนำกระแสในสวิตช์กำลัง MOSFET (P_{Mcond}) :

สามารถคำนวณกำลังไฟฟ้าสูญเสียได้จากการประมาณค่าแรงดันที่ตกคร่อมสวิตช์กำลัง ในรูปของโหลดความต้านทานของสวิตช์กำลัง (R_{DSon})

$$u_{DS} \cdot i_D = R_{DSon} \cdot i_D \cdot i_D \tag{3.50}$$

โดยที่ u_{DS} คือ แรงดันตกคร่อมสวิตช์กำลัง

i_D คือ กระแสอินพุตสวิตช์กำลัง

ดังนั้นกำลังไฟฟ้าสูญเสียการนำกระแสแบบเชิงเส้นของสวิตช์กำลัง MOSFET แสดงได้ดังนี้

$$p_{Mcond}(t) = u_{DS}(t) \cdot i_D(t) = R_{DSon} \cdot i_D^2(t) \tag{3.51}$$

ทำการอินทิเกรทสมการเชิงเส้นของกำลังไฟฟ้าสูญเสียการนำกระแส จึงได้ค่าเฉลี่ยกำลังไฟฟ้าสูญเสียดังนี้

$$P_{Mcond} = R_{DSon} \cdot I_{Srms}^2 \tag{3.52}$$

โดยที่ I_{Srms} คือ กระแส rms ของสวิตช์กำลัง

กำลังไฟฟ้าสูญเสียการนำกระแสในไดโอด (P_{Dcond}) :

พิจารณากำลังไฟฟ้าสูญเสียจากสมการ

$$u_D \cdot i_D = u_{D0} + R_D \cdot i_F \tag{3.53}$$

โดยที่ u_{D0} คือ แรงดันตกคร่อมไดโอดขณะที่กระแสเป็นศูนย์

R_D คือ ความต้านทานไดโอด

u_D คือ แรงดันตกคร่อมไดโอด

i_F คือ กระแสที่ไหลผ่านไดโอด

ดังนั้นกำลังไฟฟ้าสูญเสียการนำกระแสแบบเชิงเส้นของไดโอด แสดงได้ดังนี้

$$p_{Dcond}(t) = u_D(t) \cdot i_F(t) = u_{D0} \cdot i_F(t) + R_D \cdot i_F^2(t) \tag{3.54}$$

ทำการอินทิเกรทสมการเชิงเส้นของกำลังไฟฟ้าสูญเสียการนำกระแส จึงได้กำลังไฟฟ้าเฉลี่ยดังนี้

$$P_{Dcond} = u_{D0} \cdot I_{Fav} + R_D \cdot I_{Frms}^2 \tag{3.55}$$

โดยที่ I_{Fav} คือ กระแสไดโอดเฉลี่ย

I_{Frms} คือ กระแสไดโอดเฉลี่ยกำลังสอง

ผลรวมเฉลี่ยของกำลังไฟฟ้าสูญเสียการนำกระแส (P_{cond}) ของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าเมื่อวงจรทำงานในโหมดต่อเนื่อง แสดงได้ดังนี้

$$P_{cond} = P_{Mcond} + P_{Dcond}$$

$$= R_{DSon} \cdot I_{Srms}^2 + u_{D0} \cdot I_{Fav} + R_D \cdot I_{Frms}^2 \quad (3.56)$$

3.4.2 กำลังไฟฟ้าสูญเสียการสวิตช์ (*switching loss : P_{sw}*)

กำลังไฟฟ้าสูญเสียการสวิตช์จะพิจารณากำลังไฟฟ้าสูญเสียเกิดขึ้นในสวิตช์กำลัง MOSFET และไดโอด เช่นเดียวกับการพิจารณากำลังไฟฟ้าสูญเสียการนำกระแส พิจารณาดังนี้

กำลังไฟฟ้าสูญเสียการสวิตช์ในสวิตช์กำลัง MOSFET (P_{Msw}):

โดยที่กำลังไฟฟ้าสูญเสียการสวิตช์ในสวิตช์กำลัง MOSFET ประกอบด้วย 3 ส่วน คือ กำลังไฟฟ้าสูญเสียที่ขาเกทของสวิตช์กำลัง MOSFET (P_{iss}) กำลังไฟฟ้าสูญเสียความจุเอาต์พุตของสวิตช์กำลัง MOSFET (P_{oss}) และกำลังไฟฟ้าสูญเสียจากการทำงานของสวิตช์กำลัง MOSFET (P_{sw}) แสดงได้ดังนี้

กำลังไฟฟ้าสูญเสียที่ขาเกทของสวิตช์กำลัง MOSFET กำหนดได้ดังต่อไปนี้

$$P_{iss} = C_{iss} \cdot V_{cg}^2 \cdot f_{sw} \quad (3.57)$$

โดยที่ C_{iss} คือ ความจุอินพุตของสวิตช์กำลัง

V_{cg} คือ แหล่งจ่ายแรงดันที่ขาเกทของสวิตช์กำลัง

f_{sw} คือ ความถี่สวิตช์

กำลังไฟฟ้าสูญเสียความจุเอาต์พุตของสวิตช์กำลัง MOSFET เกิดขึ้นในช่วงเวลาที่ตัวเก็บประจุเอาต์พุต (C_{oss}) ของสวิตช์กำลังคายพลังงาน เมื่อสวิตช์กำลังนำกระแส กำลังไฟฟ้าสูญเสียแสดงได้ดังนี้

$$P_{oss} = \frac{1}{2} C_{oss} \cdot V_{Sav}^2 \cdot f_{sw} \quad (3.58)$$

โดยที่ V_{Sav} คือ แรงดันตกคร่อมสวิตช์กำลังเฉลี่ย

สำหรับกำลังไฟฟ้าสูญเสียในส่วนสุดท้าย เกิดขึ้นในการทำงานของสวิตช์กำลัง MOSFET ค่าเฉลี่ยกำลังไฟฟ้าสูญเสียแสดงได้ดังนี้

$$P_{sw} = k \cdot (t_{vr} + t_{vf}) \cdot I_{Sav} \cdot V_{Sav} \cdot f_{sw} \tag{3.59}$$

โดยที่ t_{vr} คือ ช่วงเวลาที่แรงดันเพิ่มขึ้น

t_{vf} คือ ช่วงเวลาที่แรงดันลดลง

k คือ ค่าคงที่ช่วงระหว่าง $\frac{1}{6}$ ถึง $\frac{1}{2}$ (Wilson Eberle, 2008)

กำลังไฟฟ้าสูญเสียการสวิตช์ในไดโอด (P_{Dsw}):

กำลังไฟฟ้าสูญเสียการสวิตช์ในไดโอดเกิดจากเวลาการฟื้นตัวย้อนกลับของไดโอด กำลังไฟฟ้าสูญเสียชนิดนี้จะเกิดขึ้นเมื่อวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าทำงานในโหมดต่อเนื่อง (CCM) แสดงได้ดังนี้

$$P_{Dsw} = V_D \cdot (I_{D\min} \cdot t_{rr} + Q_r) \cdot f_{sw} \tag{3.60}$$

โดยที่ V_D คือ แรงดันตกคร่อมไดโอด

I_{Dmin} คือ กระแสไหลผ่านไดโอดต่ำสุด

t_{rr} คือ เวลาการฟื้นตัวย้อนกลับของไดโอด

Q_r คือ ค่าความจุสะสม

ผลรวมเฉลี่ยของกำลังไฟฟ้าสูญเสียการสวิตช์ ของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าเมื่อวงจรทำงานในโหมดต่อเนื่อง แสดงได้ดังนี้

$$\begin{aligned} P_{sw} &= P_{Msw} + P_{Dsw} \\ &= C_{iss} \cdot V_{cg}^2 \cdot f_{sw} + \frac{1}{2} C_{oss} \cdot V_{Sav}^2 \cdot f_{sw} + k \cdot (t_{vr} + t_{vf}) \cdot I_{Sav} \cdot V_{Sav} \cdot f_{sw} \\ &\quad + V_D \cdot (I_{D\min} \cdot t_{rr} + Q_r) \cdot f_{sw} \end{aligned} \tag{3.61}$$

การประเมินประสิทธิภาพของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้า จะทำการประเมินประสิทธิภาพของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น เปรียบเทียบกับวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากำลังสองด้วยซีแอลดีเซลล์ (The quadratic boost converter with CLD cell) (Ping Yang and Jianping Xu, 2012) เนื่องจากโครงสร้างของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากำลังสองด้วยซีแอลดีเซลล์คล้ายกับวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น แต่มีอุปกรณ์เพียงตัวเดียวที่แตกต่างกัน คือ วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่

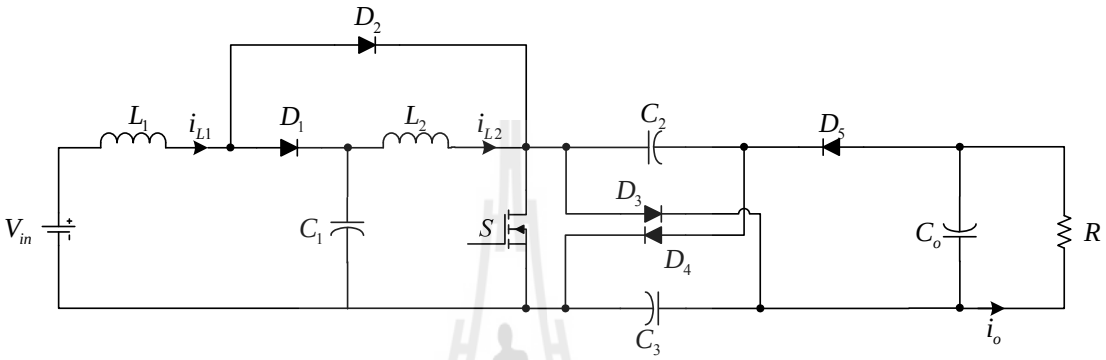
พัฒนาขึ้นจะใช้ไดโอด D_5 แทนตัวเหนี่ยวนำ L_3 ในวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากำลังสองด้วยซีแอลดีเซลล์ จึงดำเนินการประเมินประสิทธิภาพของวงจรทั้งสองภายใต้ขอบเขตการจำลองสถานการณ์เดียวกัน รวมทั้งใช้พารามิเตอร์ชุดเดียวกันในการจำลองสถานการณ์ โดยค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ภายในวงจรอ้างอิงมาจากงานวิจัยในอดีต (Esam H. Ismail and Mustafa A. Al-Saffar, 2008) ดังแสดงในตารางที่ 3.5 การประเมินประสิทธิภาพของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าทั้งสอง จะทำการประเมินประสิทธิภาพ 2 แบบด้วยกัน คือ ประเมินประสิทธิภาพจากภาพรวมของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าทั้งสองโดยอาศัยกำลังไฟฟ้าอินพุต (P_{in}) และกำลังไฟฟ้าเอาต์พุต (P_{out}) ของวงจร เทียบกับการประเมินประสิทธิภาพของวงจรแปลงกำลังไฟฟ้าทั้งสองจากกำลังสูญเสียภายในวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้า (P_{loss}) อันเนื่องมาจากอุปกรณ์สวิตช์กำลัง และไดโอด เพื่อเปรียบเทียบพร้อมกับยืนยันผลการประเมินประสิทธิภาพของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าทั้งสอง ดังจะนำเสนอดังต่อไปนี้

ตารางที่ 3.5 พารามิเตอร์ของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่ใช้ในการประเมินประสิทธิภาพ

สัญลักษณ์	พารามิเตอร์	ขนาด	
		วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าพัฒนาขึ้น	วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากำลังสองด้วยซีแอลดีเซลล์
V_{in}	แรงดันอินพุต	20 V	20 V
D	ค่าวัฏจักรหน้าที่	0.65	0.65
L_1	ตัวเหนี่ยวนำ	220 µH	220 µH
L_2	ตัวเหนี่ยวนำ	100 µH	100 µH
L_3	ตัวเหนี่ยวนำ	-	60 µH
C_1	ตัวเก็บประจุ	180 µF	180 µF
C_2	ตัวเก็บประจุ	180 µF	180 µF
C_3	ตัวเก็บประจุ	180 µF	180 µF
C_O	ตัวเก็บประจุ	220 µF	220 µF
R	โหลดความต้านทาน	100 Ω	100 Ω
f_s	ความถี่สวิตช์	20 kHz	20 kHz

ประเมินประสิทธิภาพของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น :

ทำการประเมินประสิทธิภาพของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น พิจารณาจากโครงสร้างของวงจรดังรูปที่ 3.28 โดยที่ค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองสถานการณ์แสดงไว้ในตารางที่ 3.5 และผลการจำลองสถานการณ์ของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นที่ใช้ในการประเมินประสิทธิภาพของวงจร แสดงไว้ในภาคผนวก ข.



รูปที่ 3.28 โครงสร้างของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น

จากผลการจำลองสถานการณ์ของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นในภาคผนวก ข. สามารถประเมินประสิทธิภาพจากภาพรวมของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าได้ดังนี้

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} \times 100\% = \frac{I_o V_{out}}{I_{L1} V_{in}} \times 100\% = \frac{3.3 \times 328.7}{59.7 \times 20} \times 100\% = 90.8\%$$

เทียบกับการประเมินประสิทธิภาพจากกำลังสูญเสียภายในวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น อันเนื่องมาจากอุปกรณ์สวิตช์กำลัง และไดโอด ดังแสดงการคำนวณหาค่ากำลังไฟฟ้าสูญเสียภายในวงจรไว้ในภาคผนวก ข. สามารถประเมินประสิทธิภาพของวงจรได้ดังนี้

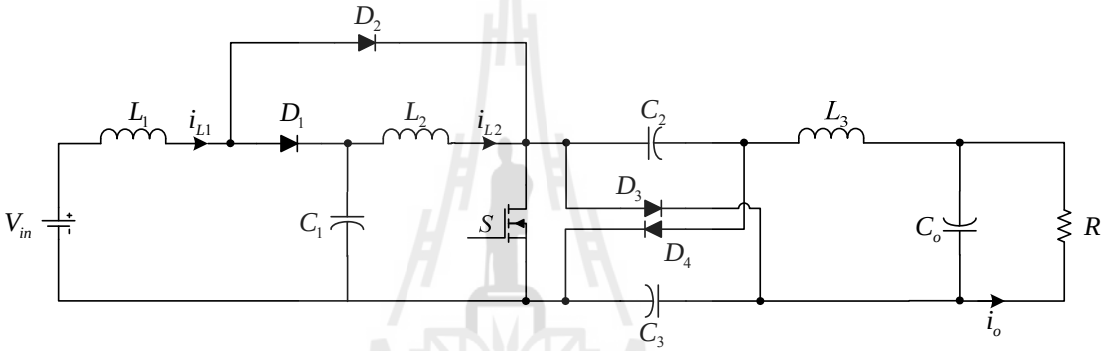
$$\eta = \frac{P_{in} - P_{loss}}{P_{in}} \times 100\% = \frac{(59.7 \times 20) - 88.14}{59.7 \times 20} \times 100\% = 92.6\%$$

การประเมินประสิทธิภาพจากการพิจารณากำลังไฟฟ้าอินพุตต่อกำลังไฟฟ้าเอาต์พุต และการประเมินประสิทธิภาพจากการพิจารณากำลังสูญเสียในอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังภายในวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น พบว่าประสิทธิภาพของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นทั้งสองวิธีมีความใกล้เคียงกัน ซึ่งการประเมินประสิทธิภาพจากภาพรวมของวงจรจะต่ำกว่าการประเมินประสิทธิภาพจากกำลังไฟฟ้าสูญเสียภายในวงจรเล็กน้อย เนื่องจากประสิทธิภาพที่ประเมินจากภาพรวมของวงจรจะทำการพิจารณากำลังไฟฟ้าสูญเสียที่เกิดจากตัวอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์อื่น ๆ เช่น ตัวเหนี่ยวนำ และตัวเก็บประจุร่วมด้วย ซึ่งเมื่อทำการพิจารณาแล้ว พบว่าความแตกต่างของค่า

ประสิทธิภาพดังกล่าวไม่มีนัยสำคัญต่อการพิจารณา ดังนั้นจึงเป็นเหตุผลในการคำนวณประสิทธิภาพจากกำลังไฟฟ้าสูญเสียไม่พิจารณากำลังไฟฟ้าสูญเสียที่เกิดขึ้นกับตัวเหนี่ยวนำ และตัวเก็บประจุที่ได้กล่าวไว้ในหัวข้อที่ 3.4

ประเมินประสิทธิภาพของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากำลังสองด้วยซีแอลดีเซลล์ :

การประเมินประสิทธิภาพของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากำลังสองด้วยซีแอลดีเซลล์พิจารณาจากโครงสร้างของวงจรดังรูปที่ 3.29 ค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองสถานการณ์แสดงไว้ในตารางที่ 3.5 และผลการจำลองสถานการณ์ของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากำลังสองด้วยซีแอลดีเซลล์ที่ใช้ในการประเมินประสิทธิภาพของวงจร แสดงไว้ในภาคผนวก ข.



รูปที่ 3.29 โครงสร้างของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากำลังสองด้วยซีแอลดีเซลล์

จากผลการจำลองสถานการณ์ของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากำลังสองด้วยซีแอลดีเซลล์ในภาคผนวก ข. สามารถประเมินประสิทธิภาพจากภาพรวมของวงจรได้ดังนี้

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} \times 100\% = \frac{I_o V_{out}}{I_{L1} V_{in}} \times 100\% = \frac{3.2 \times 322.3}{56.9 \times 20} \times 100\% = 90.6\%$$

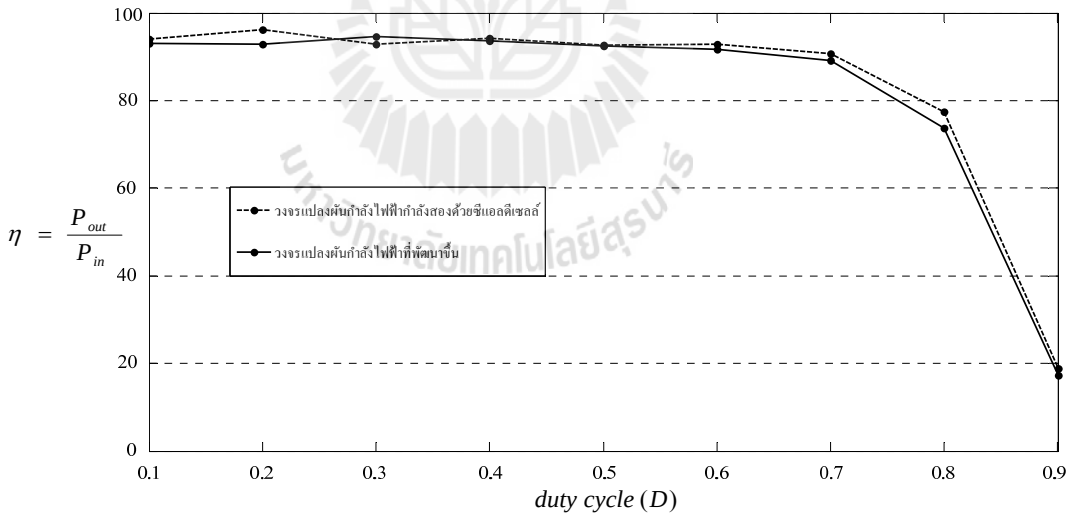
ประเมินประสิทธิภาพจากกำลังสูญเสียภายในวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากำลังสองด้วยซีแอลดีเซลล์อันเนื่องมาจากอุปกรณ์สวิตช์กำลัง และไดโอด ดังแสดงการคำนวณหาค่ากำลังไฟฟ้าสูญเสียภายในวงจรไว้ในภาคผนวก ข. สามารถประเมินประสิทธิภาพของวงจรได้ดังนี้

$$\eta = \frac{P_{in} - P_{loss}}{P_{in}} \times 100\% = \frac{(56.9 \times 20) - 77.72}{56.9 \times 20} \times 100\% = 93\%$$

โดยการประเมินประสิทธิภาพของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากำลังสองด้วยซีแอลดีเซลล์พิจารณาเช่นเดียวกับการประเมินประสิทธิภาพของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น พบว่าการประเมินประสิทธิภาพจากภาพรวมของวงจรจะต่ำกว่าการประเมินประสิทธิภาพจากกำลังไฟฟ้า

สูญเสียภายในวงจรเล็กน้อย เช่นเดียวกับกรณีการประเมินประสิทธิภาพของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น

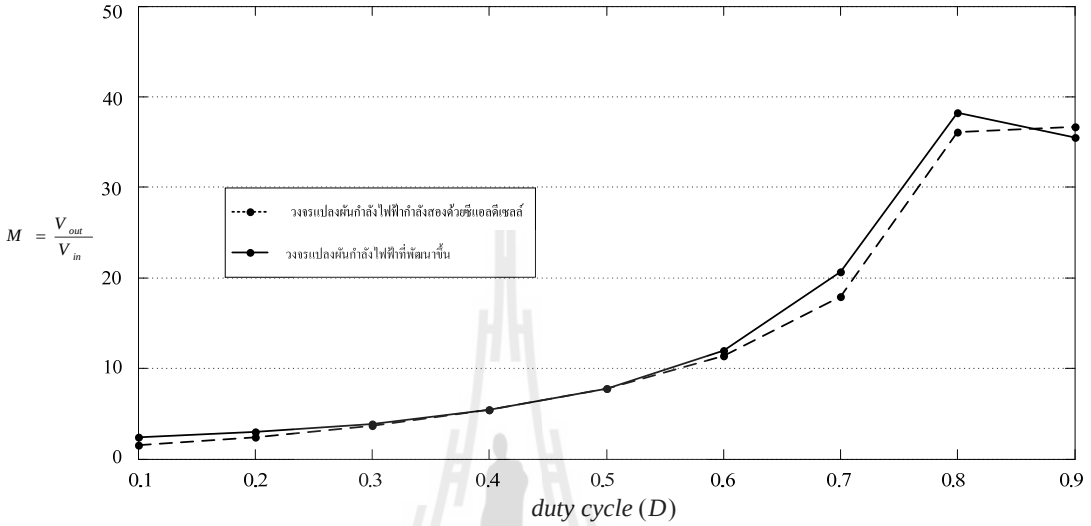
เมื่อทำการเปรียบเทียบประสิทธิภาพของวงจรทั้งสองดังที่ได้พิจารณาไว้ในข้างต้น พบว่าประสิทธิภาพของวงจรทั้ง 2 ที่ทำการประเมินมีค่าใกล้เคียงกัน โดยสามารถแสดงการเปรียบเทียบประสิทธิภาพจากภาพรวมของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าทั้งสองวงจรที่ค่าวัฏจักรหน้าที่ต่าง ๆ ได้ดังตารางในภาคผนวก ข. จากการพิจารณาประสิทธิภาพจากภาพรวมของวงจรทั้งสองสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 3.30 พบว่าวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าทั้งสองมีประสิทธิภาพที่ใกล้เคียงกันมาก แต่แตกต่างกันในส่วนของโครงสร้าง และการทำงานของวงจรทั้งสอง ซึ่งวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นมีข้อดีกว่าวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากำลังสองด้วยซีแอลดีเซลล์ตรงที่ โครงสร้างของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นมีขนาดเล็กกว่าวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากำลังสองด้วยซีแอลดีเซลล์ เนื่องจากวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นใช้ไดโอด D_5 แทนตำแหน่งการใช้ตัวเหนี่ยวนำ L_3 ของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากำลังสองด้วยซีแอลดีเซลล์ และจากการเปลี่ยนตัวเหนี่ยวนำ L_3 ของวงจรแอลดีเซลล์เป็นไดโอด D_5 นี้ ทำให้วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นมีประสิทธิภาพในการป้องกันกระแสย้อนกลับทางฝั่งเอาต์พุตของวงจรได้



รูปที่ 3.30 กราฟเปรียบเทียบประสิทธิภาพของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้า

เนื่องจากผลการประเมินประสิทธิภาพของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าทั้งสองมีความใกล้เคียงกันมากดังแสดงในรูปที่ 3.30 ดังนั้นจึงทำการพิจารณาที่อัตราขยายแรงดันของวงจรทั้งสองดังรูปที่ 3.31 พบว่าเมื่อวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าทั้งสองวงจรทำงานที่ค่าวัฏจักรหน้าที่เดียวกัน วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นจะมีอัตราขยายแรงดันสูงกว่าวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากำลังสองด้วยซีแอลดีเซลล์ และในขณะที่วงจรทั้งสองทำงานที่ค่าวัฏจักรหน้าที่ที่ค่าสูง ๆ อัตราขยาย

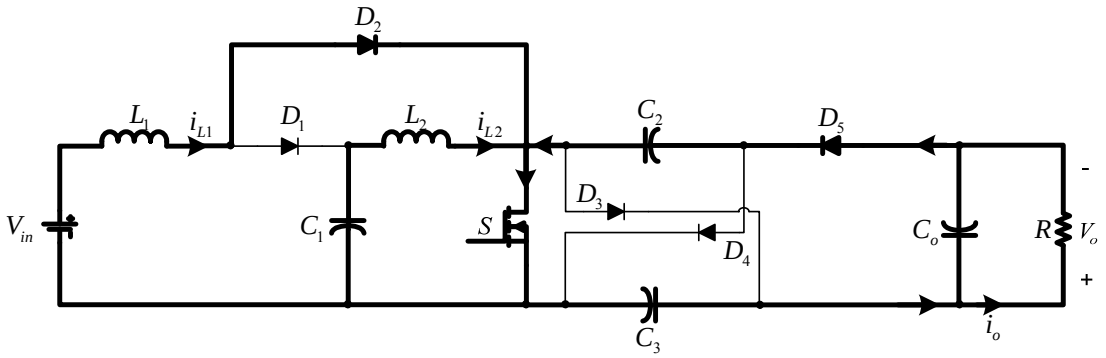
แรงดันของวงจรทั้งสองจะลดลงเนื่องการทำงานของวงจรมีประสิทธิภาพค่อนข้างต่ำ ซึ่งเมื่อพิจารณาจุดเด่นโดยรวมของทั้งสองวงจร ทำให้วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นมีความน่าสนใจที่จะนำไปประยุกต์ใช้งานต่อไป



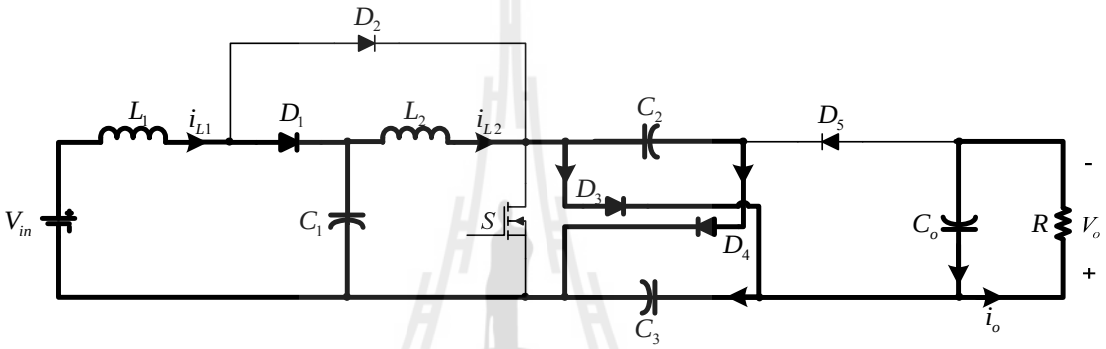
รูปที่ 3.31 กราฟเปรียบเทียบอัตราขยายของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้า

3.5 การออกแบบค่าพารามิเตอร์ของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น

การออกแบบค่าพารามิเตอร์สำหรับวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น เพื่อหาขนาดของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังภายในวงจรที่เหมาะสม ประกอบด้วย ตัวเหนี่ยวนำ L_1, L_2 และตัวเก็บประจุ C_1, C_2, C_3, C_O การออกแบบค่าพารามิเตอร์ของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ดังกล่าวนั้น เพื่อช่วยลดการกระเพื่อมของกระแสอินพุต และการกระเพื่อมของแรงดันในวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น เนื่องจากการกระเพื่อมของกระแส และแรงดันจะส่งผลถึงประสิทธิภาพของวงจร ดังนั้นจึงนำเสนอการออกแบบพารามิเตอร์ของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นเป็น 2 ส่วน คือ การออกแบบเลือกค่าพารามิเตอร์ตัวเหนี่ยวนำ L_1, L_2 และการออกแบบเลือกค่าพารามิเตอร์ของตัวเก็บประจุ C_1, C_2, C_3, C_O โดยพิจารณาการออกแบบค่าพารามิเตอร์จากลักษณะการทำงานของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นในช่วงเวลาที่สวิตช์กำลัง S นำกระแส และช่วงเวลาที่สวิตช์กำลัง S ไม่นำกระแส แสดงลักษณะการทำงานของวงจรดังรูปที่ 3.32 และ 3.33 ตามลำดับ เพื่อออกแบบเลือกค่าพารามิเตอร์ของตัวเหนี่ยวนำ และค่าพารามิเตอร์ตัวเก็บประจุที่เหมาะสมสำหรับวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น ภายใต้ข้อกำหนดขอบเขตการกระเพื่อมของกระแสอินพุต และการกระเพื่อมของแรงดัน การออกแบบค่าพารามิเตอร์แสดงได้ตามลำดับดังนี้



รูปที่ 3.32 วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น ขณะที่สวิตช์กำลัง S นำกระแส



รูปที่ 3.33 วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น ขณะที่สวิตช์กำลัง S ไม่นำกระแส

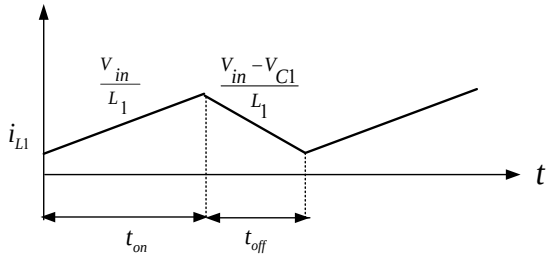
3.5.1 การออกแบบพารามิเตอร์ของตัวเหนี่ยวนำ

ตัวเหนี่ยวนำภายในวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น มีผลต่อการกระเพื่อมของกระแสภายในวงจรอย่างมาก ดังนั้นการเลือกค่าพารามิเตอร์ของตัวเหนี่ยวนำในวงจรจึงส่งผลถึงประสิทธิภาพของวงจรด้วย การออกแบบพารามิเตอร์ของตัวเหนี่ยวนำของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น ซึ่งประกอบด้วยตัวเหนี่ยวนำ L_1 และ L_2 พิจารณาจากลักษณะโครงสร้างการทำงานของวงจรในช่วงที่สวิตช์กำลัง S นำกระแส และไม่นำกระแส ดังรูปที่ 3.32 และ 3.33 ตามลำดับ เพื่อการออกแบบเลือกค่าตัวเหนี่ยวนำที่เหมาะสมดังกล่าว ได้ดังนี้

การออกแบบเลือกค่าพารามิเตอร์ของตัวเหนี่ยวนำ L_1 :

ในการออกแบบตัวเหนี่ยวนำ L_1 พิจารณาจากกระแส i_{L1} ที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_1 ของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น ในช่วงเวลาที่สวิตช์กำลัง S นำกระแสดังแสดงในรูปที่ 3.34 จะได้สมการความสัมพันธ์ของช่วงเวลาการทำงาน และค่าตัวเหนี่ยวนำ L_1 ดังนี้

$$t_{on} = L_1 \frac{\Delta i_{L1}}{V_{in}} \tag{3.62}$$



รูปที่ 3.34 กระแส i_{L1} ของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น

ดังนั้นจะได้ค่าพารามิเตอร์ตัวเหนี่ยวนำ L_1 ของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นดังนี้ (Marcos Prudente and Luciano L. Pfitscher, 2008)

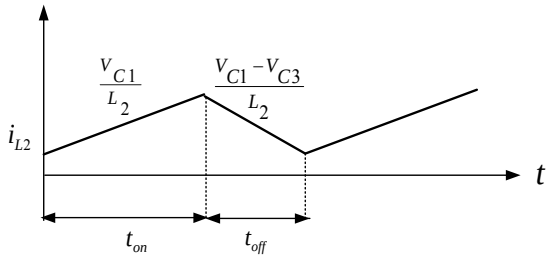
$$L_1 = \frac{V_{in}D}{f_{sw}\Delta i_{L1}} \tag{3.63}$$

โดยที่ Δi_{L1} คือ ค่าการกระเพื่อมของกระแส i_{L1} ที่เหมาะสม

การออกแบบเลือกค่าพารามิเตอร์ของตัวเหนี่ยวนำ L_2 :

การออกแบบค่าพารามิเตอร์ตัวเหนี่ยวนำ L_2 พิจารณาการออกแบบเช่นเดียวกับการออกแบบค่าพารามิเตอร์ตัวเหนี่ยวนำ L_1 ที่พิจารณากระแส i_{L2} ที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_2 ของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นเมื่อสวิตช์กำลัง S นำกระแสแสดงดังรูปที่ 3.35 จะได้สมการความสัมพันธ์ของช่วงเวลาการทำงาน และค่าตัวเหนี่ยวนำ L_2 ดังนี้

$$t_{on} = L_2 \frac{\Delta i_{L2}}{V_{C1}} \tag{3.64}$$



รูปที่ 3.35 กระแส i_{L2} ของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น

ดังนั้นจะได้ค่าพารามิเตอร์ตัวเหนี่ยวนำ L_2 ของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นดังนี้ (Marcos Prudente and Luciano L. Pfitscher, 2008)

$$L_2 = \frac{V_{C1}D}{f_{sw}\Delta i_{L2}} \tag{3.65}$$

โดยที่ Δi_{L2} คือ ค่าการกระเพื่อมของกระแส i_{L2} ที่เหมาะสม

3.5.2 การออกแบบพารามิเตอร์ของตัวเก็บประจุ

ตัวเก็บประจุภายในวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น มีผลต่อการกระเพื่อมของแรงดันภายในวงจรที่พิจารณา โดยที่วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นประกอบไปด้วยตัวเก็บประจุ C_1, C_2, C_3 และ C_O ซึ่งการออกแบบพารามิเตอร์ดังกล่าวพิจารณาจากลักษณะโครงสร้างการทำงานของวงจรในช่วงที่สวิตช์กำลัง S นำกระแส และไม่นำกระแส มีวิธีการออกแบบดังต่อไปนี้

การออกแบบเลือกค่าพารามิเตอร์ของตัวเหนี่ยวนำ C_1 :

การออกแบบค่าพารามิเตอร์ตัวเก็บประจุ C_1 ของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น พิจารณาการออกแบบตัวเก็บประจุของวงจรทบระดับแรงดันกำลังสอง (M. Prudente and L. L. Pfitscher, 2005) ซึ่งออกแบบจากกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตสูงสุด ($P_{O,max}$) ค่าพารามิเตอร์ตัวเก็บประจุ C_1 น้อยสุดแสดงการออกแบบได้ดังนี้

$$C_1 \geq \frac{P_{O,\max}}{V_{C1}^2 f_{sw}} \tag{3.66}$$

การออกแบบเลือกค่าพารามิเตอร์ของตัวเก็บประจุ C_2 และ C_3 :

การออกแบบเลือกค่าพารามิเตอร์ตัวเก็บประจุ C_2 และ C_3 พิจารณาในช่วงที่ตัวเก็บประจุทั้งสองได้รับการอัดประจุ คือ ในช่วงที่สวิตช์กำลัง S ไม่นำกระแส โดยสมมติให้การทำงานของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นไม่มีกำลังไฟฟ้าสูญเสีย จะได้ความสัมพันธ์ของกระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุ C_2 และ C_3 ($i_{C2,3}$) กับกระแสเอาต์พุตของวงจร (i_O) ได้ดังนี้

$$P_{in} = P_{out} \tag{3.67}$$

$$V_{in} i_{L1} = \frac{V_O}{2} i_{C2,3} = V_O i_O \tag{3.68}$$

$$\therefore i_{C2,3} = 2i_O \tag{3.69}$$

พิจารณากระแส i_C ที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุทั้งสองในช่วงสวิตช์กำลัง S ไม่นำกระแส จะได้ความสัมพันธ์ของช่วงเวลาการทำงาน และค่าตัวเก็บประจุ C_2 และ C_3 ดังนี้

$$t_{off} = C_{2,3} \frac{\Delta v_{C2,3}}{2 i_O} \tag{3.70}$$

จึงได้ขอบเขตต่ำสุดของค่าพารามิเตอร์ตัวเก็บประจุ C_2 และ C_3 ของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นดังนี้ (Marcos Prudente and Luciano L. Pfitscher, 2008)

$$C_{2,3} \geq \frac{2 i_O (1-D)}{f_{sw} \Delta v_{C2,3}} \tag{3.71}$$

โดยที่ $\Delta v_{C2,3}$ คือ ค่าการกระเพื่อมของแรงดัน $V_{C2,3}$ ที่เหมาะสม

การออกแบบเลือกค่าพารามิเตอร์ของตัวเก็บประจุ C_O :

การออกแบบค่าพารามิเตอร์ตัวเก็บประจุ C_O จะพิจารณาช่วงเวลาการทำงานในช่วงที่ตัวเก็บประจุได้รับการอัดประจุ เช่นเดียวกับการออกแบบค่าพารามิเตอร์ตัวเก็บประจุ C_2 และ C_3 โดยพิจารณาในช่วงเวลาที่สวิตช์กำลัง S นำกระแส แสดงความสัมพันธ์ได้ดังนี้

$$t_{on} = C_O \frac{\Delta v_{CO}}{i_O} \tag{3.72}$$

ดังนั้นจึงได้ค่าพารามิเตอร์ตัวเก็บประจุ C_O น้อยสุดของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นดังนี้ (Ramos N.C.B. and Escoto M.T., 2012)

$$C_O \geq \frac{i_O D}{f_{sw} \Delta v_{CO}} \tag{3.73}$$

โดยที่ Δv_{CO} คือ ค่าการกระเพื่อมของแรงดัน V_{CO} ที่เหมาะสม

จากการวิเคราะห์การทำงานของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น จำเป็นต้องทำการจำลองสถานการณ์ในเบื้องต้นเพื่อให้ได้ค่าพารามิเตอร์สำหรับนำมาใช้ในการออกแบบเลือกค่าพารามิเตอร์ของตัวเหนี่ยวนำ และตัวเก็บประจุให้เหมาะสมกับวงจร โดยใช้พารามิเตอร์จากตารางที่ 3.5 ในการจำลองสถานการณ์การทำงานของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น ซึ่งกำหนดให้ใช้ค่าวัฏจักรหน้าที่ ที่ 0.74 เนื่องจากการออกแบบเลือกค่าพารามิเตอร์ตัวเหนี่ยวนำ และตัวเก็บประจุ ต้องการออกแบบให้เหมาะสมกับวงจรแปลงแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นที่สามารถเพิ่มระดับแรงดันเอาต์พุตได้สูงถึง 600 V_{dc} เมื่อรับแรงดันอินพุตคงที่ ที่ 20 V_{dc} ซึ่งค่าวัฏจักร

หน้าที่ที่ทำให้วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นสามารถทำงานได้ตามวัตถุประสงค์ คือ 0.74 ตามความสัมพันธ์ของอัตราขยายแรงดันดัง (3.34) ผลการจำลองสถานการณ์แสดงไว้ในภาคผนวก ข. ซึ่งจะถูกนำมาใช้ในการออกแบบเลือกค่าพารามิเตอร์ชุดใหม่ของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นนำเสนอได้ต่อไปนี้

การออกแบบเลือกค่าพารามิเตอร์ตัวเหนี่ยวนำ L_1 และ L_2 :

การออกแบบเลือกค่าพารามิเตอร์ตัวเหนี่ยวนำ L_1 และ L_2 ของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น มีความสำคัญต่อการทำงานของวงจรโดยที่การกำหนดค่าการกระเพื่อมของกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำทั้งสองให้มีความเหมาะสม จะทำให้วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นทำงานในโหมดการทำงานอย่างต่อเนื่อง (CCM) เมื่อพิจารณาโครงสร้างของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นจะพบว่าพารามิเตอร์ตัวเหนี่ยวนำ L_1 ของวงจรมีผลสำคัญต่อการทำงาน และประสิทธิภาพโดยรวมของวงจรมากกว่าพารามิเตอร์ตัวเหนี่ยวนำ L_2 จึงกำหนดค่าการกระเพื่อมของกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_1 น้อยกว่า L_2 อยู่ที่ 1% และ 20% ตามลำดับ โดยการกำหนดค่าการกระเพื่อมของกระแสจะขึ้นอยู่กับความเหมาะสมกับลักษณะการทำงานของวงจรแต่ละวงจร ซึ่งค่าการกระเพื่อมของกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_1 อยู่ที่ 1% เนื่องจากตัวเหนี่ยวนำ L_1 ต้องรองรับกระแสอินพุตที่มีค่าสูง ดังนั้นการกำหนดการกระเพื่อมของกระแสจึงต้องมีค่าน้อย สำหรับค่าการกระเพื่อมของกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_2 กำหนดที่ 20% เนื่องจากปริมาณกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_2 มีค่าน้อยเมื่อเทียบกับปริมาณกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_1 และจากผลการจำลองสถานการณ์พบว่าขนาดของตัวเหนี่ยวนำ L_2 ไม่ใช่อุปกรณ์หลักที่มีผลต่อแรงดันเอาต์พุตของวงจร ดังนั้นการกำหนดค่าการกระเพื่อมของตัวเหนี่ยวนำ L_2 จึงไม่จำเป็นต้องมีค่าน้อย เพื่อลดขนาดของตัวเหนี่ยวนำดังกล่าวที่จะส่งผลต่อขนาด และน้ำหนักโดยรวมของวงจร (Robert W. Erickson, 2000) การออกแบบเลือกค่าตัวเหนี่ยวนำ L_1 และ L_2 แสดงได้ต่อไปนี้ดังนี้

การออกแบบเลือกค่าตัวเหนี่ยวนำ L_1 พิจารณาได้จาก (3.63) ดังนี้

$$L_1 = \frac{V_{in}D}{f_{sw}\Delta i_{L1}}$$

$$= \frac{20 \times 0.7418}{20 \times 10^3 \left(\frac{217.7}{100}\right)}$$

$$\therefore L_1 = 340.7\,\mu\text{H}$$

และการออกแบบเลือกค่าตัวเหนี่ยวนำ L_2 พิจารณาได้จาก (3.65) ดังนี้

$$L_2 = \frac{V_{C1} D}{f_{sw} \Delta i_{L2}}$$

$$= \frac{72.6 \times 0.7418}{20 \times 10^3 \left(\frac{53.3 \times 20}{100} \right)}$$

$$\therefore L_2 = 252.6 \mu H$$

การออกแบบเลือกค่าพารามิเตอร์ตัวเก็บประจุ C_1, C_2, C_3 และ C_O :

การออกแบบเลือกค่าพารามิเตอร์ของตัวเก็บประจุให้กับวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น ส่งผลต่อประสิทธิภาพของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น การออกแบบเลือกค่าตัวเก็บประจุ C_1, C_2, C_3 และ C_O แสดงได้ตามลำดับดังนี้

การออกแบบเลือกค่าตัวเก็บประจุ C_1 พิจารณาได้จาก (3.66) ดังนี้

$$C_1 \geq \frac{P_{O,\max}}{V_{C1}^2 f_{sw}}$$

$$\geq \frac{\left(\frac{V_O^2}{R} \right)}{V_{C1}^2 f_{sw}} \geq \frac{\left(\frac{600^2}{100} \right)}{72.6^2 \times 20 \times 10^3}$$

$$\therefore C_1 \geq 34.1 \mu F$$

การออกแบบค่าพารามิเตอร์ของตัวเก็บประจุ C_2, C_3 และ C_O โดยการกำหนดค่าการกระเพื่อมของแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุเป็น 1 V ซึ่งคิดเป็น 0.16% ยังคงอยู่ในขอบเขตไม่เกิน 1% ของค่าแรงดันใช้งานสูงสุด (Robert W. Erickson, 2000) แสดงได้ดังนี้

การออกแบบเลือกค่าตัวเก็บประจุ $C_{2,3}$ พิจารณาได้จาก (3.71) ดังนี้

$$C_{2,3} \geq \frac{2 i_O (1 - D)}{f_{sw} \Delta v_{C2,3}}$$

$$\geq \frac{2 \times 6 \times (1 - 0.7418)}{20 \times 10^3 \times 1}$$

$$\therefore C_{2,3} \geq 154.9 \mu F$$

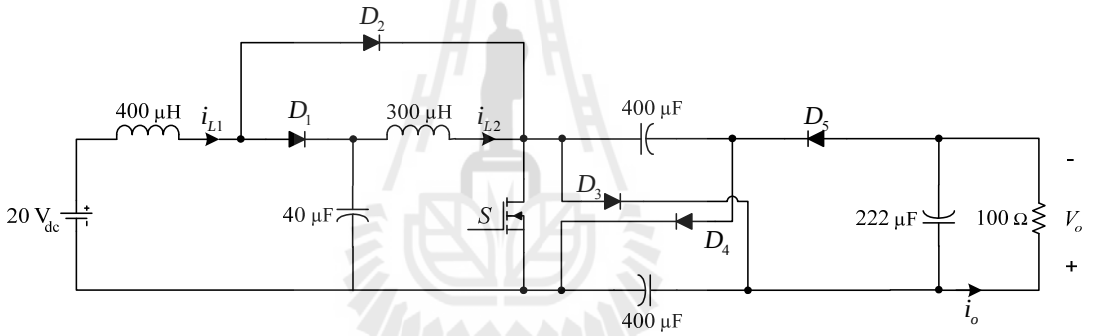
การออกแบบเลือกค่าตัวเก็บประจุ C_O พิจารณาได้จาก (3.73) ดังนี้

$$C_O \geq \frac{i_O D}{f_{sw}\Delta v_{CO}}$$

$$\geq \frac{6\times 0.7418}{20\times 10^3\times 1}$$

$$\therefore C_O \geq 222\mu\text{F}$$

จากการออกแบบเลือกค่าพารามิเตอร์ของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นในข้างต้น เป็นการออกแบบค่าต่ำสุดของพารามิเตอร์ ดังนั้นจึงสามารถเลือกค่าพารามิเตอร์ของตัวเหนี่ยวนำ L_1, L_2 และตัวเก็บประจุ C_1, C_2, C_3, C_O ให้เหมาะสมกับการทำงานของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น แสดงค่าพารามิเตอร์ที่เลือกใช้ดังรูปที่ 3.36



รูปที่ 3.36 พารามิเตอร์ของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น

3.6 ผลการจำลองสถานการณ์

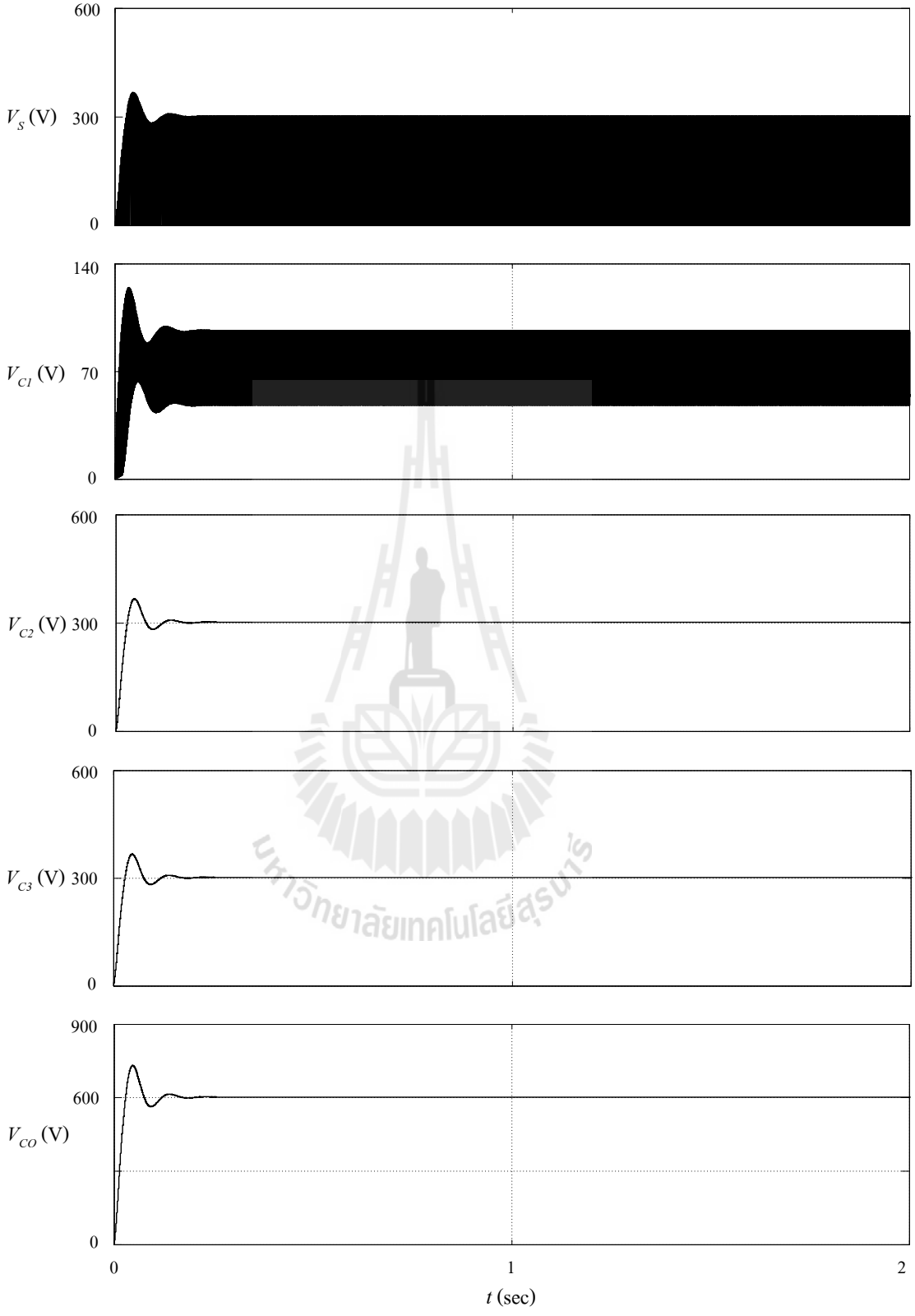
จากการวิเคราะห์หลักการทำงานจากโครงสร้างของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น เพื่อนำไปสู่การออกแบบเลือกค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมกับการทำงานของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นดังแสดงโครงสร้าง และค่าพารามิเตอร์ที่เลือกใช้ไว้ในรูปที่ 3.36 ทำการจำลองสถานการณ์ด้วยโครงสร้างดังกล่าว เพื่อแสดงความถูกต้องในการออกแบบเลือกค่าพารามิเตอร์ของตัวเนี่ยวนำ L_1 และ L_2 ตัวเก็บประจุ C_1, C_2, C_3 และ C_O ของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น โดยทำการตรวจสอบความถูกต้องจากความเครียดแรงดันที่ตกคร่อมอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังของวงจร จากผลการจำลองสถานการณ์ของวงจรที่ใช้ค่าพารามิเตอร์ที่ออกแบบเปรียบเทียบกับผลการวิเคราะห์หลักการทำงานของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น

สามารถสรุปผลการเปรียบเทียบความเครียดแรงดัน และกระแสที่ตกคร่อมอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลัง เพื่อใช้ในการพิจารณาเลือกพิกัดอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลัง แสดงได้ดังตารางที่ 3.6

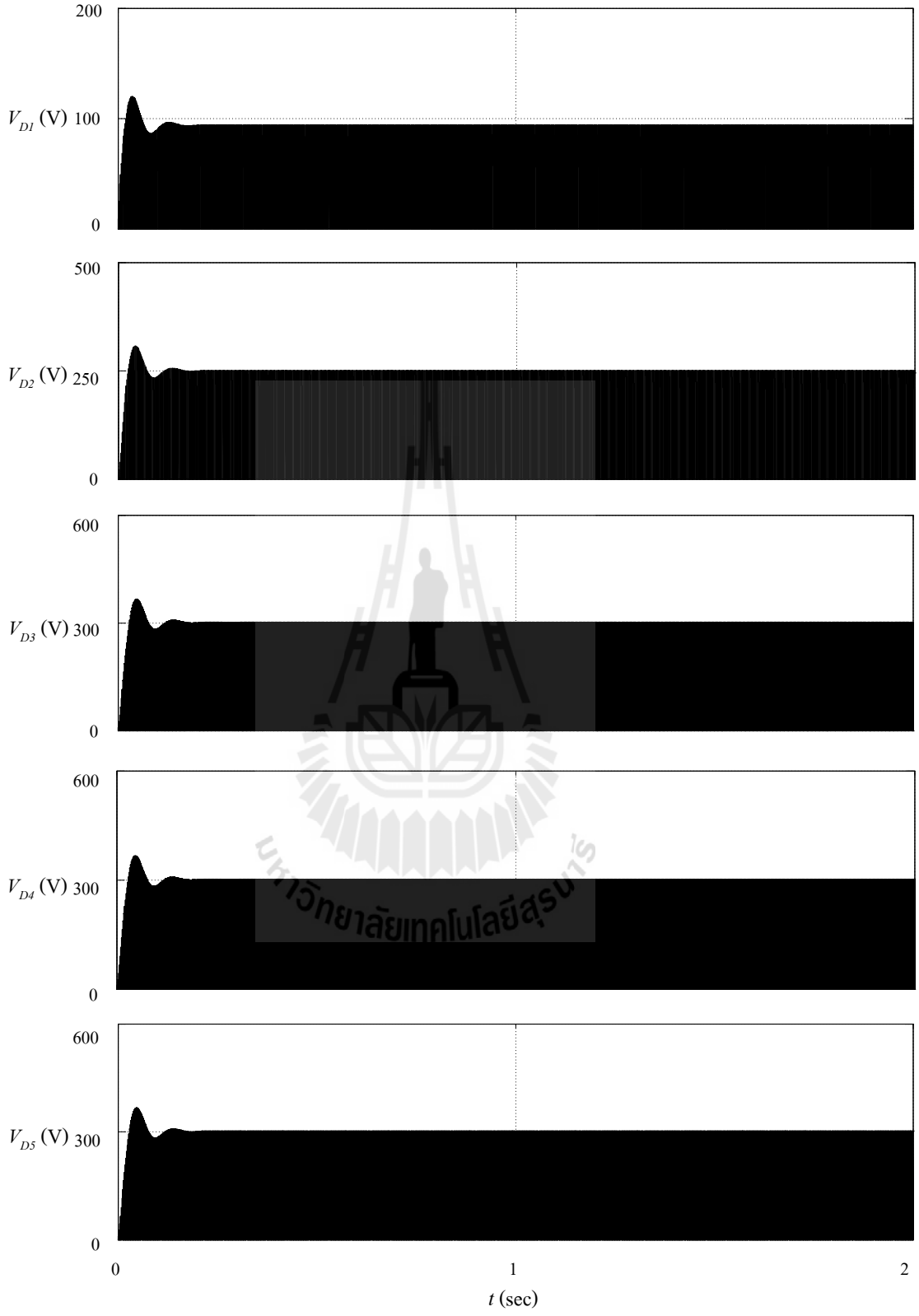
ตารางที่ 3.6 ความเครียดแรงดัน และกระแสที่ตกคร่อมอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลัง

พารามิเตอร์	จากการคำนวณจากตารางที่ 3.4	จากผลการจำลองสถานการณ์	พารามิเตอร์	จากผลการจำลองสถานการณ์ (av)
V_S	300 V	300 V	i_S	213.1 A
V_{C1}	77.5 V	73 V	i_{C1}	0.0007 A
V_{C2}	300 V	300 V	i_{C2}	0.02 A
V_{C3}	300 V	300 V	i_{C3}	0.02 A
V_{CO}	600 V	600 V	i_{CO}	0.03 A
V_{D1}	77.5 V	93.8 V	i_{D1}	52.75 A
V_{D2}	222.5 V	250 V	i_{D2}	166.44 A
V_{D3}	300 V	300 V	i_{D3}	6.06 A
V_{D4}	300 V	300 V	i_{D4}	6.06 A
V_{D5}	300 V	300 V	i_{D5}	6.04 A
M	30			

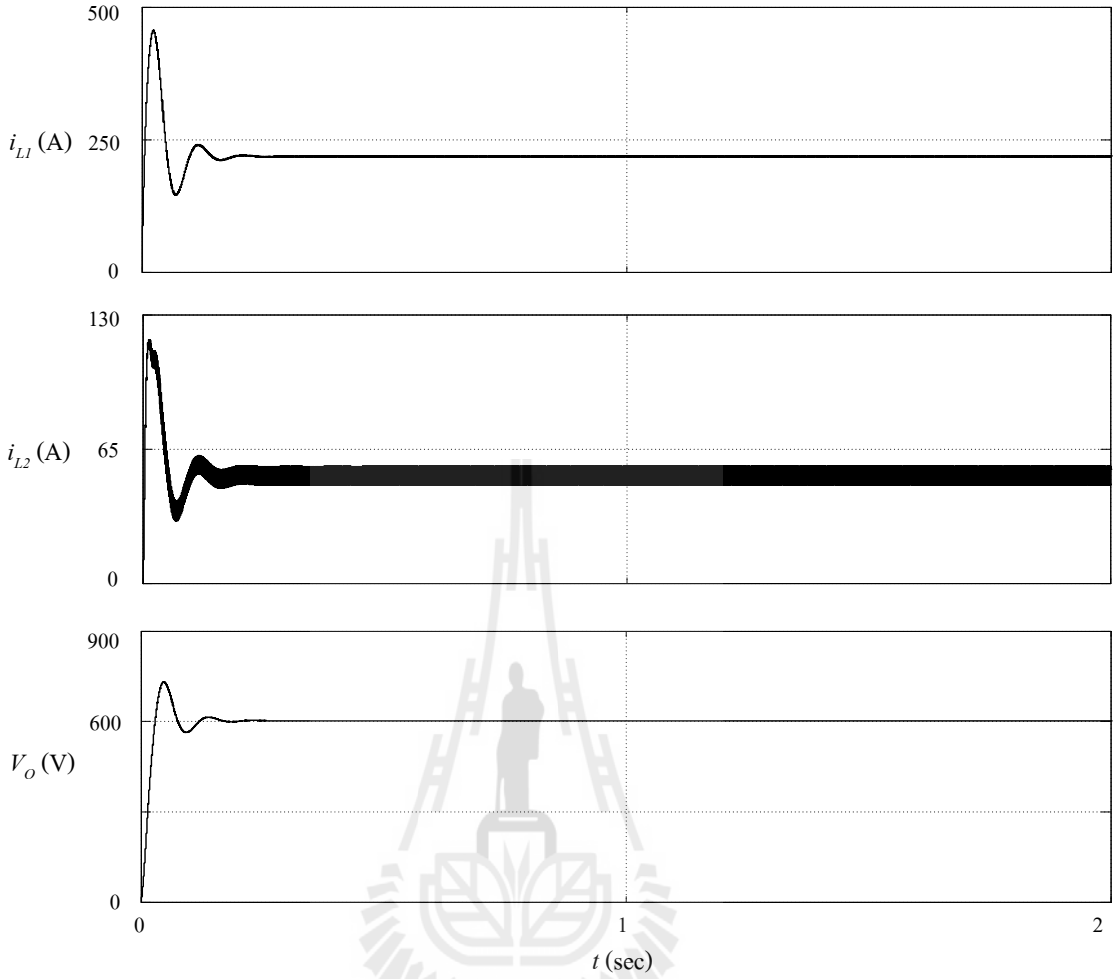
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี



รูปที่ 3.37 ความเครียดแรงดันที่ตกคร่อมอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น



รูปที่ 3.38 ความเครียดแรงดันตกที่คร่อมไดโอดของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น



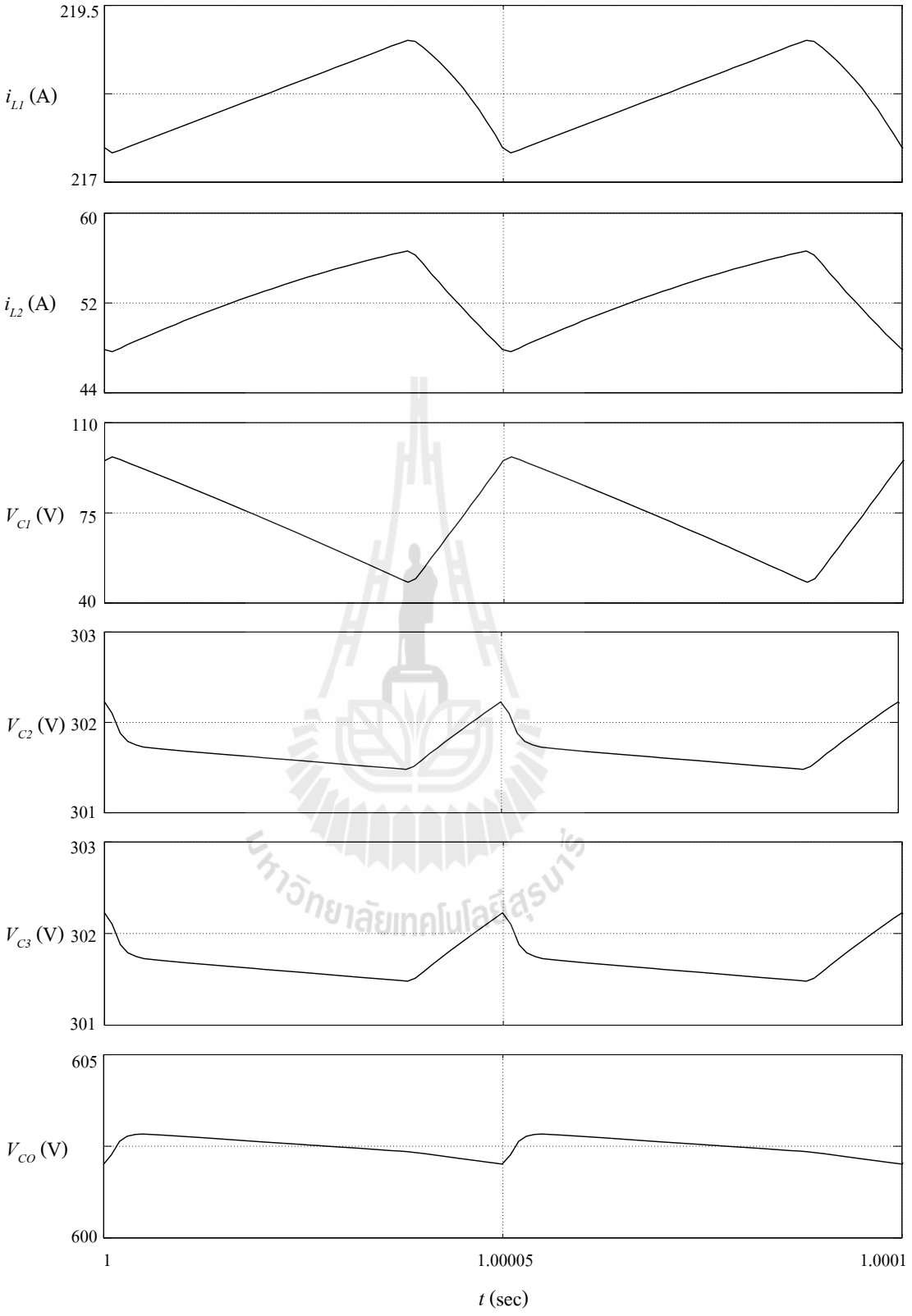
รูปที่ 3.39 กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ และแรงดันเอาต์พุตของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น

พิจารณาผลการจำลองสถานการณ์แรงดันที่ตกคร่อมที่อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น พบว่าค่าแรงดันที่ตกคร่อมอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ต่าง ๆ ภายในวงจรที่ทำการจำลองสถานการณ์ มีค่าสอดคล้องกับทางทฤษฎีที่ได้วิเคราะห์หลักการทำงานของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นในข้างต้น เพื่อวิเคราะห์หาค่าแรงดันตกคร่อมหรือความเครียดแรงดันไฟฟ้าที่อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลัง สำหรับนำไปใช้ประโยชน์ในการเลือกใช้อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังที่จะนำไปสร้างการทดสอบจริง ซึ่งจากผลการจำลองสถานะการณ์ดังที่ได้แสดงไว้ในข้างต้น แสดงให้เห็นหลักการทำงาน และสมรรถนะของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น ที่มีความสามารถเพิ่มระดับแรงดันเอาต์พุตได้สูงถึง 30 เท่า

จากผลการจำลองสถานการณ์ของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นที่ใช้ค่าพารามิเตอร์จากการออกแบบเลือกค่าดังรูปที่ 3.36 พิจารณาที่ค่าการกระเพื่อมของกระแส และการกระเพื่อมของแรงดันที่ได้จากผลการจำลองสถานการณ์ในข้างต้น เปรียบเทียบกับค่าการกระเพื่อมที่กำหนดใช้ในการออกแบบเลือกค่าพารามิเตอร์ในหัวข้อที่ 3.5 เพื่อตรวจสอบผลการจำลองสถานการ์ที่ได้อยู่ภายใต้ข้อกำหนดที่ใช้ในการออกแบบเลือกค่าพารามิเตอร์หรือไม่ โดยจะพิจารณาการกระเพื่อมที่กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_1 กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_2 และแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_1, C_2, C_3 และ C_O สามารถสรุปผลการตรวจสอบการกระเพื่อมได้ดังตารางที่ 3.7 พร้อมกับแสดงผลการจำลองสถานการณ์ได้ดังต่อไปนี้

ตารางที่ 3.7 ผลการเปรียบเทียบค่าการกระเพื่อมของกระแส และแรงดันของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น

พารามิเตอร์	ค่าเฉลี่ย (av)	ค่าการกระเพื่อมที่กำหนดใช้ในการออกแบบ	ค่าการกระเพื่อมจากการจำลองถานการณ์ (max-min)
i_{L1}	219	1% = 2.19 A	219-217.4 = 1.6 A
i_{L2}	52.7	20% = 10.54 A	56.6-47.6 = 9 A
V_{C1}	72.6	-	96.7-48 = 48.7 V
V_{C2}	301	1 V	302.2-301.5 = 0.7 V
V_{C3}	301	1 V	302.2-301.5 = 0.7 V
V_O	601.3	1 V	602.8-602 = 0.8 V



รูปที่ 3.40 การกระเพื่อมของกระแส และแรงดันที่ตัวอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ ที่ผ่านการออกแบบเลือกค่าพารามิเตอร์ของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น

จากผลการจำลองสถานการณ์ในข้างต้น พบว่าค่ากระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ และแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ มีความสอดคล้องกับเงื่อนไขในการออกแบบค่าพารามิเตอร์ คือ

ตัวเหนี่ยวนำ L_1 : การออกแบบเลือกค่าตัวเหนี่ยวนำกำหนดการกระเพื่อมของกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_1 ต้องไม่เกิน 1% ผลการจำลองสถานการณ์พบว่าค่ากระแส i_{L1} ที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_1 มีการกระเพื่อมอยู่ที่ 1.6 A คิดเป็น 0.7% ของกระแส i_{L1}

ตัวเหนี่ยวนำ L_2 : การออกแบบเลือกค่าตัวเหนี่ยวนำกำหนดการกระเพื่อมของกระแสที่ไหลผ่านตัวตัวเหนี่ยวนำ L_2 ไม่เกิน 20% ผลการจำลองสถานการณ์พบว่าค่ากระแส i_{L2} ที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_2 มีการกระเพื่อมอยู่ที่ 9 A คิดเป็น 17% ของกระแส i_{L2}

ตัวเก็บประจุ C_1 : การออกแบบเลือกค่าตัวเก็บประจุจาก (3.58) พิจารณาที่แรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_1 ที่เลือกใช้ค่าขนาด 40 μF ผลการจำลองสถานการณ์แสดงได้ดังรูปที่ 3.37 พบว่าแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_1 ที่เลือกใช้ เกิดการกระเพื่อมอยู่ที่ 48.7 V ซึ่งเป็นผลที่ยอมรับได้จากการทดสอบจำลองสถานการณ์ด้วยตัวเก็บประจุ C_1 ที่ขนาดต่าง ๆ กัน

ตัวเก็บประจุ C_2, C_3 และ C_O : การออกแบบเลือกค่าตัวเก็บประจุ C_2, C_3 และ C_O กำหนดให้การกระเพื่อมของแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุดังกล่าวอยู่ที่ 1 V แสดงผลการจำลองสถานการณ์ได้ดังรูปที่ 3.37 พบว่าค่าการกระเพื่อมของแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุทั้งสามไม่เกิน 1 V ตามข้อกำหนดของการออกแบบตัวเก็บประจุ

จากผลการจำลองสถานการณ์การกระเพื่อมของกระแส และแรงดันของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น สามารถยืนยันได้ว่าค่าพารามิเตอร์ที่ได้รับการออกแบบ และเลือกใช้ในวงจรมีความเหมาะสมกับโครงสร้าง และลักษณะการทำงานของวงจร ซึ่งพารามิเตอร์ที่ทำการออกแบบให้ผลการตอบสนองที่สอดคล้องกับเงื่อนไขในการพิจารณา โดยพารามิเตอร์ของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าดังกล่าว จะถูกนำไปใช้ในการจำลองสถานการณ์ในบทถัดไป

3.7 สรุป

จากการศึกษาพื้นฐานวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสตรงเป็นกระแสตรงโดยทั่วไป นำมาสู่การพัฒนาวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสตรงเป็นกระแสตรงเพื่อเพิ่มระดับแรงดันได้สูงยิ่ง ซึ่งในบทนี้ได้กล่าวถึงวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นที่มีอัตราขยายแรงดันสูงถึง 30 เท่า โดยนำเสนอโครงสร้าง การวิเคราะห์หลักการทำงาน และการออกแบบค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ภายในวงจร รวมไปถึงการประเมินประสิทธิภาพ และความเครียดแรงดันที่ตกคร่อมอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังในวงจร เพื่อออกแบบเลือกค่าพารามิเตอร์ให้เหมาะสมกับลักษณะการทำงาน จากผลการจำลองสถานการณ์ของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น แสดงถึงสมรรถนะของวงจรที่สามารถเพิ่มระดับแรงดันได้สูงถึง 600 V_{dc} โดยที่ความเครียดแรงดันที่อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังมีค่าสอดคล้องตามหลักทฤษฎีที่ทำการวิเคราะห์ ซึ่งการที่จะนำวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นไปประยุกต์เพื่อให้เกิดประโยชน์ในอนาคตนั้น จำเป็นต้องทำการควบคุมแรงดันเอาต์พุตของวงจรให้คงที่ จึงจะนำเสนอการออกแบบตัวควบคุมของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นในบทถัดไป

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

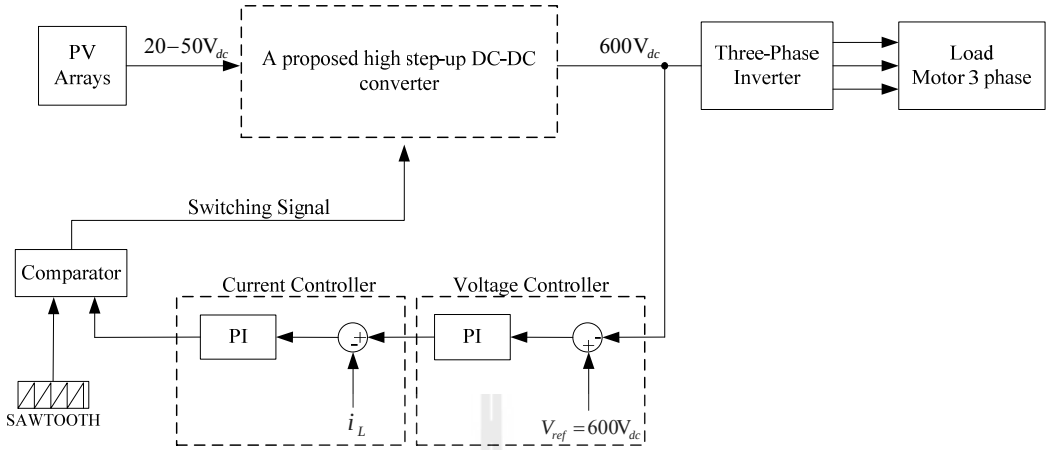
บทที่ 4
การควบคุมแรงดันเอาต์พุตของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น

4.1 บทนำ

เนื่องจากงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้มีจุดประสงค์ที่มุ่งเน้นในการพัฒนาวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่มีอัตราขยายแรงดันสูงยิ่งประมาณ 30 เท่า สำหรับประยุกต์ในวงจรที่แรงดันอินพุตมีค่าค่อนข้างต่ำประมาณ 20-50 V_{dc} ทั้งนี้วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นต้องสามารถเพิ่มระดับแรงดันเอาต์พุตได้สูงถึง 600 V_{dc} เพื่อทำหน้าที่เสมือนแรงดันกระแสตรงเชื่อมต่อ (DC-link voltage) ให้กับวงจรอินเวอร์เตอร์สามเฟสที่ต้องการแรงดันกระแสตรงที่มีค่าคงที่ ดังนั้นในบทนี้จึงนำเสนอการออกแบบตัวควบคุมชนิดพีไอสำหรับควบคุมการทำงานของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น เพื่อให้แรงดันเอาต์พุตคงที่ ที่ 600 V_{dc} โดยเนื้อหาภายในบทนี้ประกอบไปด้วย หลักการออกแบบค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมชนิดพีไอ ผลการจำลองสถานการณ์การทำงานของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น ในสภาวะการเปลี่ยนแปลงแรงดันอินพุต และสภาวะการเปลี่ยนแปลงโหลดความต้านทาน เพื่อพิจารณาสมรรถนะของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นร่วมกับตัวควบคุมชนิดพีไอที่ทำการออกแบบ รายละเอียดจะนำเสนอดังต่อไปนี้

4.2 การออกแบบตัวควบคุมชนิดพีไอสำหรับวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น

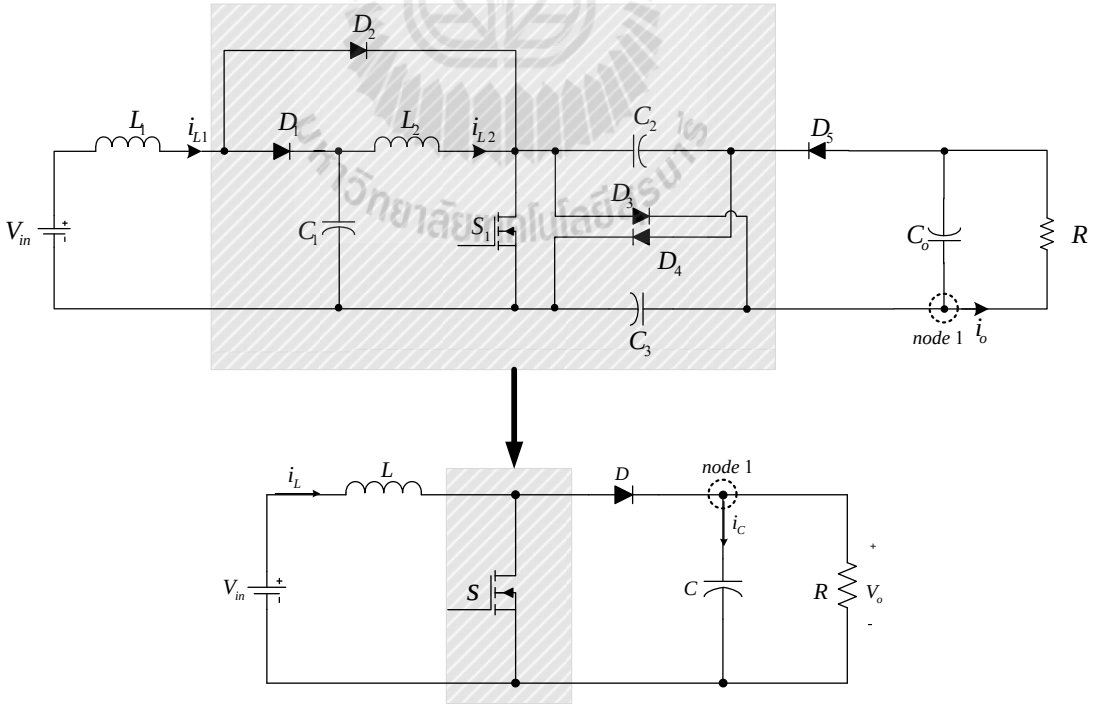
โครงสร้างการควบคุมการทำงานของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นด้วยตัวควบคุมชนิดพีไอ แสดงได้ดังรูปที่ 4.1 โดยควบคุมการทำงานของวงจรให้สามารถคงค่าแรงดันเอาต์พุตให้คงที่ ที่ระดับ 600 V_{dc} เมื่อรับแรงดันอินพุตอยู่ในช่วง 20-50 V_{dc} การออกแบบค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมชนิดพีไอสำหรับวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น อาศัยพื้นฐานการออกแบบตัวควบคุมชนิดพีไอสำหรับวงจรทบระดับแรงดันแบบดั้งเดิมดังที่แสดงในภาคผนวก ก. เนื่องจากวงจรทั้งสองทำหน้าที่ในการเพิ่มระดับแรงดันเอาต์พุต อีกทั้งโครงสร้างหลักภายในของวงจรทั้งสองมีความคล้ายคลึงกัน และใช้สวิตช์กำลังเพียงตัวเดียวซึ่งถูกควบคุมให้ทำงานด้วยค่าวัฏจักรหน้าที่ (D) ที่เหมาะสม เพื่อควบคุมแรงดันเอาต์พุตให้คงที่ ที่ 600 V_{dc} ดังนั้นในหัวข้อนี้ จึงจะนำเสนอการออกแบบตัวควบคุมชนิดพีไอจากโครงสร้างของวงจรทบระดับแรงดันแบบดั้งเดิม ซึ่งพิจารณาได้เป็น 2 ส่วน คือ ลูปการควบคุมแรงดัน และลูปการควบคุมกระแส สามารถแสดงได้ดังต่อไปนี้



รูปที่ 4.1 โครงสร้างการควบคุมของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นด้วยตัวควบคุมชนิดพีไอ

4.2.1 ลูปการควบคุมแรงดัน (Voltage Controller Loop)

การออกแบบตัวควบคุมชนิดพีไอในลูปการควบคุมแรงดันของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น พิจารณาจากโครงสร้างของวงจรทบระดับแรงดันแบบดั้งเดิมดังแสดงในรูปที่ 4.2



รูปที่ 4.2 โครงสร้างวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นเทียบเคียงวงจรทบระดับแรงดันแบบดั้งเดิม สำหรับออกแบบตัวควบคุมชนิดพีไอในลูปการควบคุมแรงดัน

พิจารณาโครงสร้างของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นเทียบเคียงกับวงจรทบระดับแรงดันแบบดั้งเดิมในขณะที่สวิตช์กำลัง S ไม่นำกระแส โดยใช้กฎกระแสของเคอร์ชอฟฟ์ (KCL) จะได้ความสัมพันธ์ดังนี้

$$C_O \frac{dv_o(t)}{dt} = i_{L1}(t) - \frac{V_o(t)}{R} \tag{4.1}$$

จาก (4.1) ทำการแปลงลาปลาซได้ดังนี้

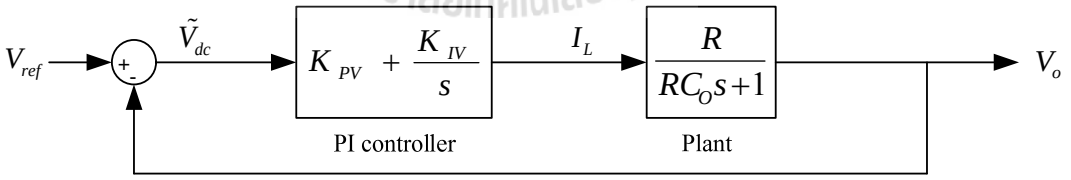
$$C_O s V_O(s) = I_{L1}(s) - \frac{V_O(s)}{R} \tag{4.2}$$

จาก (4.2) ดำเนินการหาฟังก์ชันถ่ายโอน จะได้พลานต์ของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น ในส่วนของการควบคุมแรงดันแสดงดัง (4.3) ทั้งนี้จะพิจารณาว่าตัวเก็บประจุ C_O และโหลดความต้านทาน R เป็นพารามิเตอร์ที่มีนัยสำคัญต่อการควบคุมแรงดันเอาต์พุตของวงจร

$$\frac{V_O(s)}{I_L(s)} = \frac{R}{RC_O s + 1} \tag{4.3}$$

จากสมการตัวควบคุมชนิดพีไอที่อยู่ในรูปฟังก์ชันถ่ายโอนดัง (4.4) จึงได้แผนภาพการควบคุมแรงดันด้วยตัวควบคุมชนิดพีไอแสดงได้ดังรูปที่ 4.3

$$G_{CV}(s) = K_{PV} + \frac{K_{IV}}{s} \tag{4.4}$$



รูปที่ 4.3 แผนภาพการควบคุมลูปแรงดันด้วยตัวควบคุมชนิดพีไอ

จากแผนภาพการควบคุมแรงดันด้วยตัวควบคุมชนิดพีไอดังแสดงในรูปที่ 4.3 ทำการหาฟังก์ชันถ่ายโอนวงปิด เพื่อนำไปออกแบบค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมชนิดพีไอ

$$\frac{V_o}{V_{ref}} = \frac{\left(\frac{K_{PV}s + K_{IV}}{s}\right)\left(\frac{R}{RC_o s + 1}\right)}{1 + \left(\frac{K_{PV}s + K_{IV}}{s}\right)\left(\frac{R}{RC_o s + 1}\right)} \tag{4.5}$$

$$\frac{V_o}{V_{ref}} = \frac{K_{PV}Rs + K_{IV}R}{s^2 + \left(\frac{K_{PV}R + 1}{RC_o}\right)s + \frac{K_{IV}R}{RC_o}} \tag{4.6}$$

การออกแบบค่าพารามิเตอร์ K_{PV} และ K_{IV} ของตัวควบคุมชนิดพีไอ ทำได้โดยเทียบสัมประสิทธิ์ระหว่างพจน์ฟังก์ชันถ่ายโอนวงปิดจาก (4.6) กับพจน์พหุนามลักษณะเฉพาะของฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรอันดับสองมาตรฐาน (4.7)

$$G(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \tag{4.7}$$

จึงได้ค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมชนิดพีไอสำหรับลูปแรงดันดัง (4.8) และ (4.9) โดยที่ ω_n คือ ความถี่ธรรมชาติ กำหนดให้มีค่าเท่ากับ $\frac{1}{RC}$ rad/s (K.M. Tsang and W.L. Chan, 2005) , ζ คือ อัตราการหน่วง (damping ratio) กำหนดให้มีค่าเท่ากับ 1 เพื่อให้ผลการตอบสนองของวงจรเป็นแบบหน่วงวิกฤต (critically damped response) (Jorge Alberto Morales-Saldaña and Roberto Galarza-Quirino, 2006)

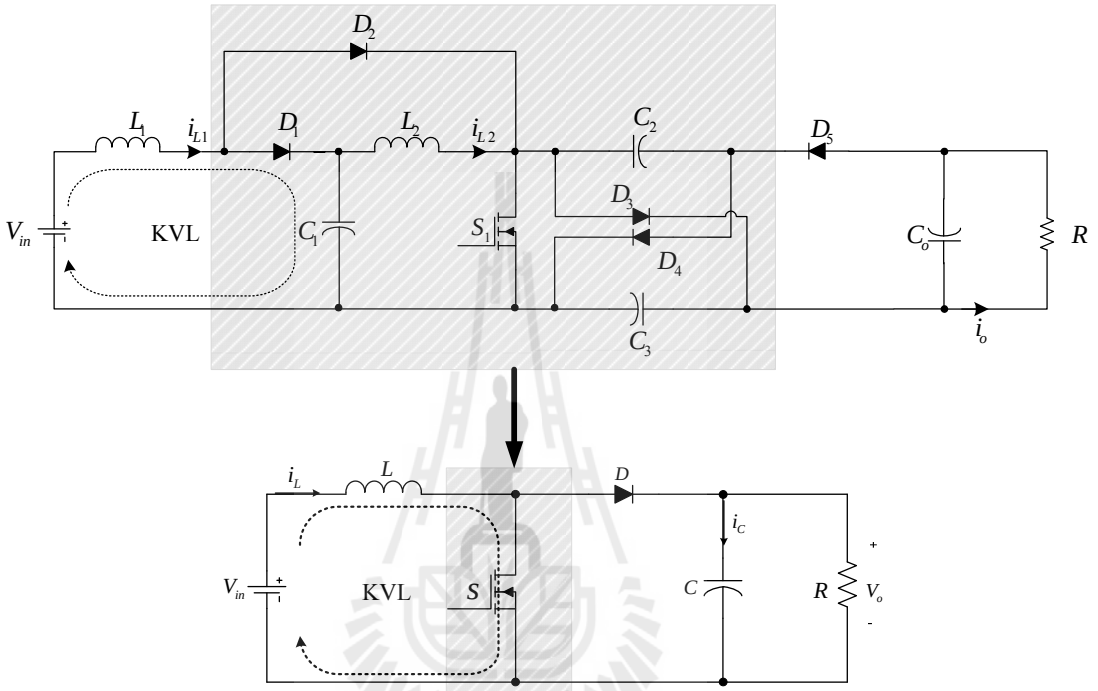
$$K_{PV} = 2\zeta\omega_n C_o - \frac{1}{R} \tag{4.8}$$

$$K_{IV} = \omega_n^2 C_o \tag{4.9}$$

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

4.2.2 ลูปการควบคุมกระแส (Current Controller Loop)

การออกแบบตัวควบคุมชนิดพีไอในลูปการควบคุมกระแสของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น พิจารณาเทียบเคียงกับโครงสร้างของวงจรทบระดับแรงดันแบบดั้งเดิมดังแสดงในรูปที่ 4.4



รูปที่ 4.4 โครงสร้างวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นเทียบเคียงวงจรทบระดับแรงดันแบบดั้งเดิม สำหรับออกแบบตัวควบคุมชนิดพีไอในลูปการควบคุมกระแส

พิจารณาโครงสร้างของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นดังรูปที่ 4.4 ในขณะที่สวิตช์กำลังนำกระแส เพื่อหาความสัมพันธ์ของแรงดันไฟฟ้าโดยใช้กฎแรงดันของเคอร์ชอฟฟ์ (KVL) แสดงได้ดังนี้

$$L_1 \frac{di_L(t)}{dt} + (1-D)v_o(t) = v_{in}(t) \tag{4.10}$$

$$L_1 I_L s + (1-D)V_o = V_{in} \tag{4.11}$$

พิจารณาค่าวัฏจักรหน้าที่เป็นศูนย์ จะได้ดัง (4.12)

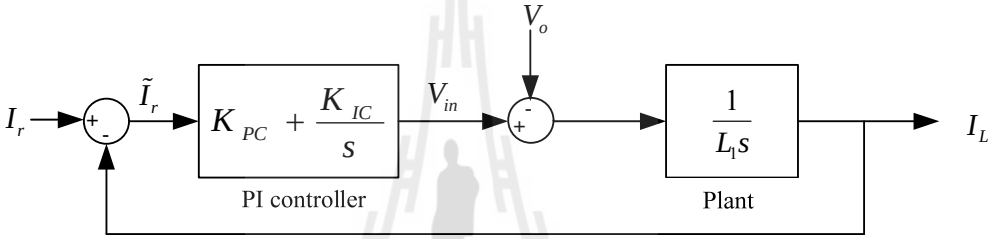
$$L_1 I_L s = V_{in} - V_o \tag{4.12}$$

ทำการหาฟังก์ชันการถ่ายโอน จะได้พลานต์ของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นในส่วนของการควบคุมลูปกระแสดัง (4.13)

$$\frac{I_L}{V_{in}-V_o}=\frac{1}{L_1 s} \tag{4.13}$$

จากสมการตัวควบคุมชนิดพีไอที่อยู่ในรูปฟังก์ชันถ่ายโอนดัง (4.14) สามารถแสดงแผนภาพการควบคุมกระแสด้วยตัวควบคุมชนิดพีไอแสดงได้ดังรูปที่ 4.5

$$G_{CC}(s)=K_{PC}+\frac{K_{IC}}{s} \tag{4.14}$$



รูปที่ 4.5 แผนภาพการควบคุมลูปกระแสด้วยตัวควบคุมชนิดพีไอ

จากแผนภาพการควบคุมกระแสด้วยตัวควบคุมชนิดพีไอดังแสดงในรูปที่ 4.5 ทำการหาฟังก์ชันถ่ายโอนวงปิด เพื่อนำไปออกแบบค่าพารามิเตอร์ K_{PC} และ K_{IC} สำหรับตัวควบคุมชนิดพีไอในลูปการควบคุมกระแส ดังนี้

$$\frac{I_L}{I_r}=\frac{K_{PC}V_{in}s+K_{IC}V_{in}}{s^2+\left(K_{PC}\frac{V_{in}}{L_1}\right)s+K_{IC}\frac{V_{in}}{L_1}} \tag{4.17}$$

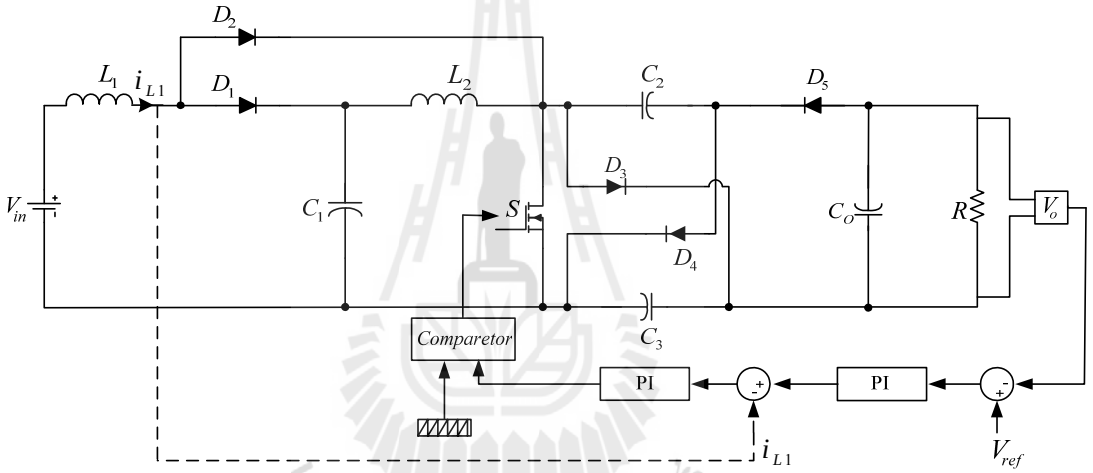
การออกแบบค่าพารามิเตอร์ K_{PC} และ K_{IC} ของตัวควบคุมชนิดพีไอสำหรับลูปการควบคุมกระแส จะใช้วิธีการเทียบสัมประสิทธิ์ระหว่างพจน์ฟังก์ชันถ่ายโอนวงปิดจาก (4.17) กับพจน์พหุนามลักษณะเฉพาะของฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรอันดับสองมาตรฐานดัง (4.18) จะได้ค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมชนิดพีไอสำหรับลูปกระแสดัง (4.19) และ (4.20) โดยที่ ω_{ni} คือ ความถี่ธรรมชาติของลูปกระแส มีค่าเท่ากับ $N\omega_n$ rad/s โดยที่ N คือ จำนวนเท่าของความถี่ธรรมชาติที่ลูปกระแสมีการทำงานต่างจากลูปแรงดัน กำหนดให้มีค่าเท่ากับ 100 , ζ คือ อัตราหน่วง กำหนดให้มีค่าเท่ากับ 1

$$G(s)=\frac{\omega_{ni}^2}{s^2+2\zeta\omega_{ni}s+\omega_{ni}^2} \tag{4.18}$$

$$K_{PV} = \frac{2\zeta\omega_{ni}L_1}{V_{in}} \tag{4.19}$$

$$K_{IC} = \frac{\omega_{ni}^2 L_1}{V_{in}} \tag{4.20}$$

จากการออกแบบค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมชนิดพีไอทั้งลูปแรงดัน และลูปกระแสของวงจรทบระดับแรงดับแบบดั้งเดิม สามารถนำตัวควบคุมชนิดพีไอที่ทำการออกแบบมาประยุกต์กับวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น ดังแสดงโครงสร้างภาพรวมในการจำลองสถานการณ์ของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น เมื่อมีตัวควบคุมชนิดพีไอควบคุมแรงดันเอาต์พุตของวงจรดังรูปที่ 4.6



รูปที่ 4.6 โครงสร้างการจำลองสถานการณ์การควบคุมวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น

โดยค่าพารามิเตอร์ของตัวเหนี่ยวนำ และตัวเก็บประจุ ของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นได้นำเสนอวิธีการออกแบบไว้ในบทที่ 3 แสดงค่าพารามิเตอร์ดังกล่าวในตารางที่ 4.1 จากพารามิเตอร์ของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น สามารถคำนวณหาค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมชนิดพีไอสำหรับลูปการควบคุมแรงดัน และลูปการควบคุมกระแสที่ได้นำเสนอวิธีการออกแบบไว้แล้วในข้างต้น จะได้ค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมชนิดพีไอสำหรับวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น แสดงดังตารางที่ 4.2

ตารางที่ 4.1 ค่าพารามิเตอร์ของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น

สัญลักษณ์	พารามิเตอร์	ขนาด
L_1	ตัวเหนี่ยวนำอินพุต	400 μH
L_2	ตัวเหนี่ยวนำ	300 μH
C_1	ตัวเก็บประจุ	40 μF
C_2	ตัวเก็บประจุ	400 μF
C_3	ตัวเก็บประจุ	400 μF
C_O	ตัวเก็บประจุเอาต์พุต	222 μF
R	ความต้านทาน	100 Ω
f_s	ความถี่สวิตช์	20 kHz

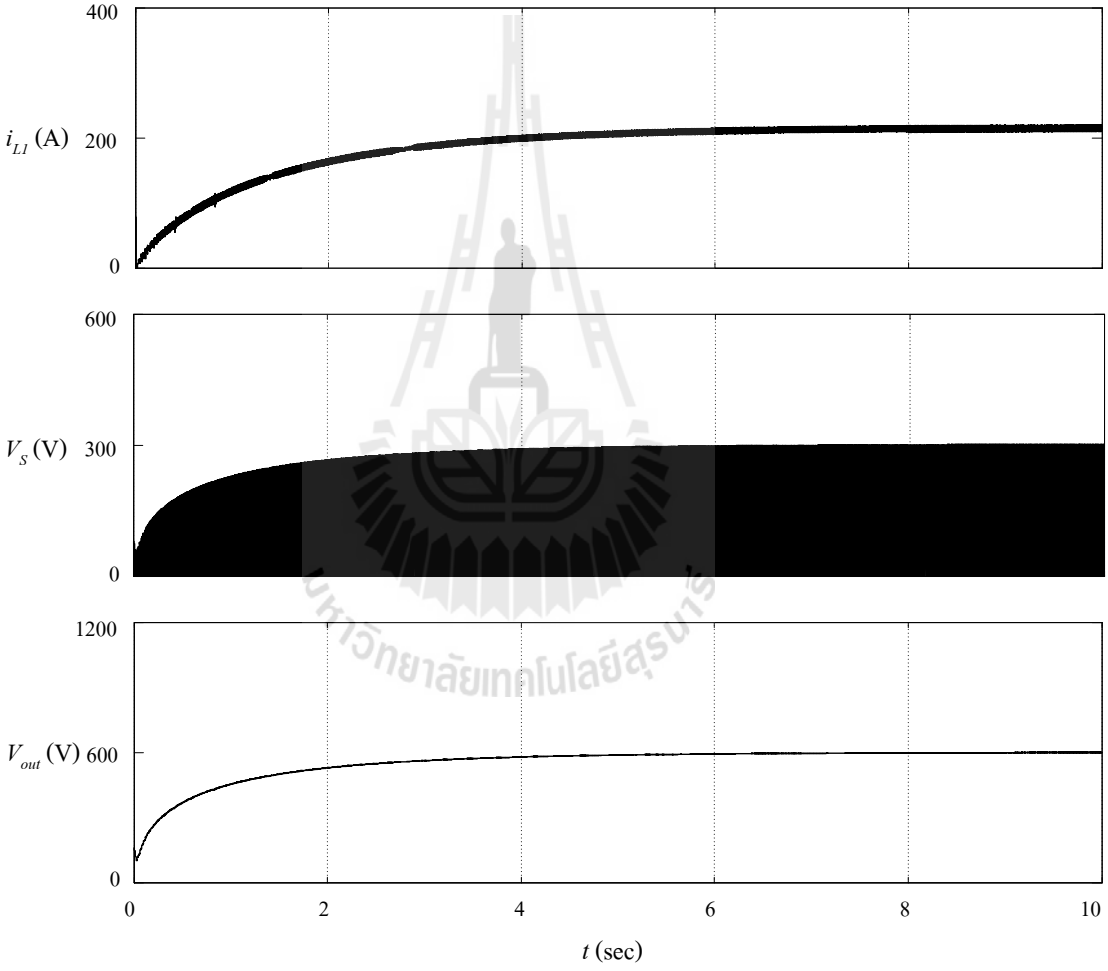
ตารางที่ 4.2 ค่าพารามิเตอร์ตัวควบคุมชนิดพีไอสำหรับวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น

สัญลักษณ์	ค่าพารามิเตอร์
K_{PV}	0.01
K_{IV}	0.45
K_{PC}	0.19
K_{IC}	417.99
ω_n	45.05
ω_{ni}	4504.5

4.3 ผลการจำลองสถานการณ์

เพื่อพิจารณาถึงสมรรถนะของวงจรการทำงานของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นร่วมกับตัวควบคุมชนิดพีไอ ดังโครงสร้างในรูปที่ 4.6 ทำการจำลองสถานการณ์ให้วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นรับแรงดันอินพุตขอบเขตต่ำสุดที่ 20 V_{dc} สำหรับทดสอบสมรรถนะของวงจรในกรณีที่รับค่าแรงดันอินพุตค่อนข้างต่ำ เพื่อรองรับการเปลี่ยนแปลงขนาดแรงดันอินพุตของวงจร โดยที่วงจรยังคงสามารถเพิ่มระดับแรงดันเอาต์พุตได้สูงถึง 600 V_{dc} และถูกควบคุมให้มีค่าคงที่ ที่ 600 V_{dc} ด้วยตัวควบคุมชนิดพีไอได้แล้วนั้น สามารถกล่าวได้ว่าเมื่อวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่รับแรงดันอินพุตค่าอื่น ๆ ที่สูงกว่าขอบเขตต่ำสุดที่ทำการทดสอบ วงจรสามารถทำงาน และเพิ่มระดับแรงดันเอาต์พุตได้สูงถึง 600 V_{dc} ได้เช่นกัน ทั้งนี้ค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองสถานการณ์ของ

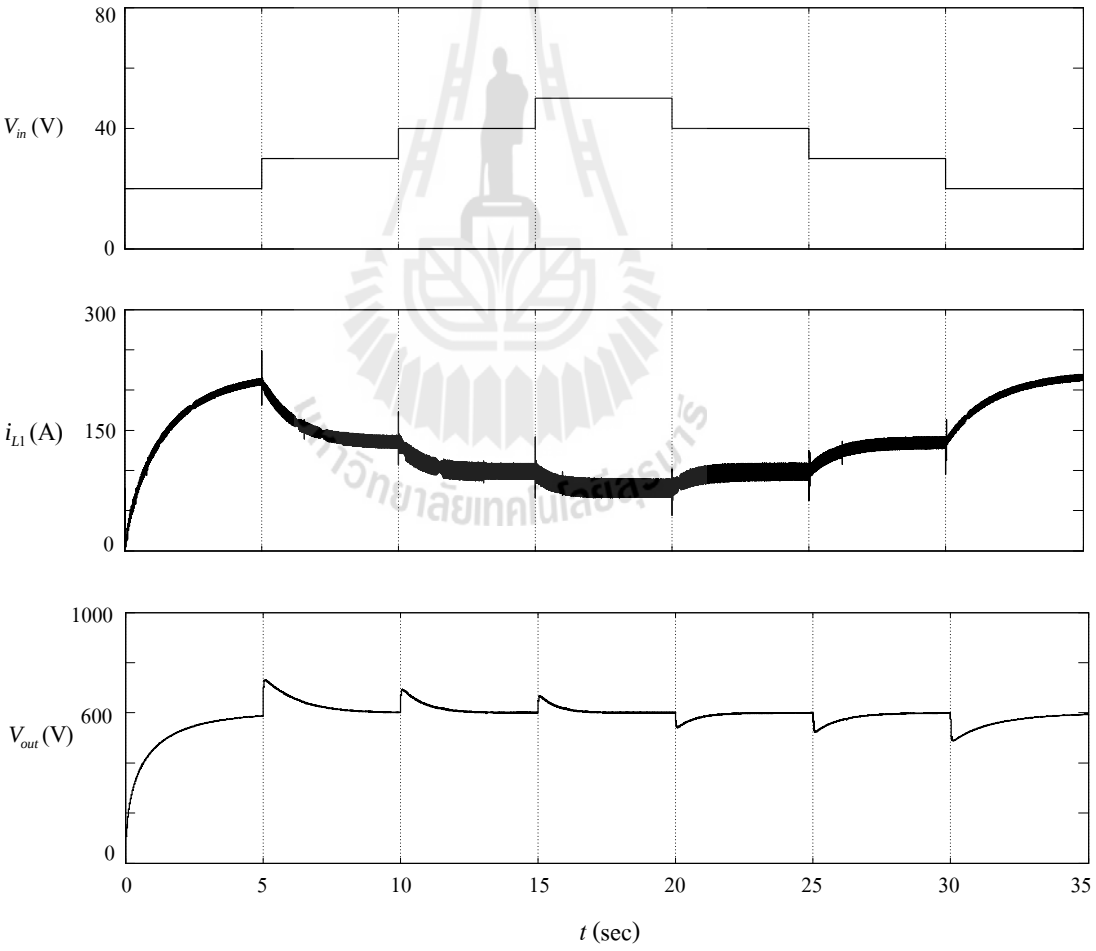
วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น และค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมชนิดพีไอ แสดงดังตารางที่ 4.1 และ 4.2 ตามลำดับ ผลการจำลองสถานการณ์แสดงได้ดังรูปที่ 4.7 จากผลการจำลองสถานการณ์พบว่าเมื่อวงจรได้รับแรงดันอินพุตคงที่ ที่ 20 V_{dc} วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นสามารถเพิ่มระดับแรงดันเอาต์พุตได้สูงถึง 600 V_{dc} และถูกควบคุมให้คงที่ด้วยตัวควบคุมชนิดพีไอ ณ วินาทีที่ 6 โดยมีขนาดของกระแสอินพุต (i_{L1}) ของวงจรอยู่ที่ประมาณ 200 A แรงดันสูงสุดที่ตกคร่อมสวิตช์กำลัง (V_s) อยู่ที่ประมาณ 300 V_{dc} ตรงตามความสัมพันธ์ที่วิเคราะห์ไว้ในบทที่ 3 นั่นคือแรงดันที่ตกคร่อมสวิตช์กำลังจะเท่ากับ $\frac{V_{out}}{2}$



รูปที่ 4.7 ผลการจำลองสถานการณ์วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น เมื่อแรงดันอินพุต 20 V_{dc}

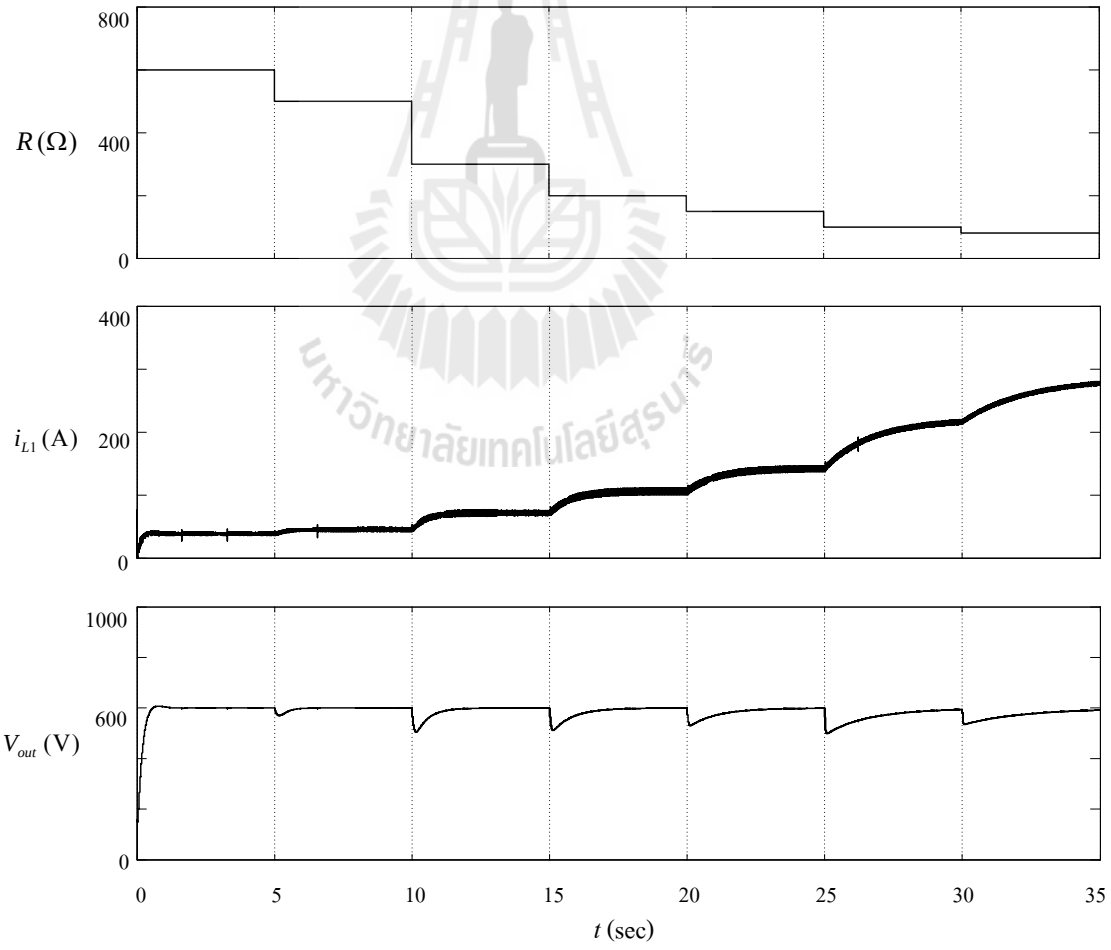
จากการจำลองสถานการณ์ของวงจรที่ได้รับแรงดันอินพุตประมาณ 20 V_{dc} นำมาสู่การจำลองสถานการณ์เมื่อวงจรมีการเปลี่ยนแปลงแรงดันอินพุตในช่วง 20-50 V_{dc} เพื่อยืนยันความสามารถของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น และตัวควบคุมชนิดพีไอ โดยกำหนดให้ค่าแรงดันอินพุตเริ่มต้นของวงจรอยู่ที่ 20 V_{dc} และมีความเปลี่ยนแปลงเพิ่มขึ้นครั้งละ 10 V_{dc} ณ วินาทีที่

5, 10 และ 15 จากนั้นกำหนดให้แรงดันอินพุตลดลงครั้งละ 10 V_{dc} ณ วินาทีที่ 20, 25 และ 30 ตามลำดับ ผลการจำลองสถานการณ์แสดงได้ดังรูปที่ 4.8 พบว่าเมื่อวงจรได้รับแรงดันอินพุตในแนวโน้มที่เพิ่มขึ้น และลดลง วงจรสามารถทำงานได้ตามปกติ คือ วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นสามารถเพิ่มระดับแรงดันเอาต์พุตได้สูงถึง 600 V_{dc} และถูกควบคุมให้คงที่ ที่ 600 V_{dc} ซึ่งจะเกิดแรงดันตก และแรงดันพุ่งเกินในช่วงเวลาที่มีความเปลี่ยนแปลงแรงดันอินพุต จากนั้นตัวควบคุมชนิดพีไอจะควบคุมให้แรงดันคงที่ตามต้องการ และในส่วนของกระแสอินพุต (i_{L1}) ที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_1 ของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น จะเปลี่ยนแปลงตามแรงดันอินพุต กล่าวคือ เมื่อแรงดันอินพุตของวงจรมีค่าน้อย กระแสอินพุตของวงจรจะมีค่าสูง และเมื่อแรงดันอินพุตของวงจรมีค่าสูง กระแสอินพุตของวงจรจะมีค่าต่ำตามความสัมพันธ์ของกำลังไฟฟ้าอินพุตกับกำลังไฟฟ้าเอาต์พุต ทั้งนี้กำลังไฟฟ้าเอาต์พุตของวงจรเท่ากับ 3.6 kW



รูปที่ 4.8 ผลการจำลองสถานการณ์วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น เมื่อเปลี่ยนแปลงแรงดันอินพุต

นอกจากการจำลองสถานการณ์เพื่อทดสอบสมรรถนะของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นร่วมกับตัวควบคุมชนิดพีไอ โดยการเปลี่ยนแปลงแรงดันอินพุตให้กับวงจร ยังสามารถทดสอบสมรรถนะการทำงาน และสะท้อนกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตที่เปลี่ยนไปตามโหลดของวงจรได้อีกด้วย โดยการจำลองสถานการณ์ให้แรงดันอินพุตของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นคงที่ 20 V_{dc} โหลดความต้านทานเริ่มต้นอยู่ที่ 600 Ω จากนั้นทำการเปลี่ยนแปลงโหลดความต้านทานลดลงเป็น 500, 300, 200, 150, 100 และ 80 Ω ในทุก ๆ 5 วินาที ตามลำดับ ผลการจำลองสถานการณ์ของวงจรเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงโหลดความต้านทานแสดงได้ดังรูปที่ 4.9 วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นทำงานร่วมกับตัวควบคุมชนิดพีไอ สามารถควบคุมแรงดันเอาต์พุตของวงจรให้คงที่ ที่ 600 V_{dc} ได้ โดยจะเกิดแรงดันตกในช่วงเวลาที่มีการเปลี่ยนแปลงโหลดความต้านทาน จากนั้นแรงดันเอาต์พุตจะเพิ่มขึ้นจนถึงระดับ 600 V_{dc} และกระแสอินพุต (i_{L1}) ของวงจรจะเปลี่ยนแปลงตามการเปลี่ยนโหลดความต้านทาน ตามความสัมพันธ์ของกำลังไฟฟ้าอินพุต และกำลังไฟฟ้าเอาต์พุต



รูปที่ 4.9 ผลการจำลองสถานการณ์วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น เมื่อเปลี่ยนแปลงโหลดความต้านทาน

4.4 สรุป

บทนี้ได้นำเสนอการออกแบบตัวควบคุมชนิดพีไอสำหรับวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น โดยอาศัยแนวทางการออกแบบค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมชนิดพีไอจากวงจรทบระดับแรงดันแบบดั้งเดิม เพื่อให้เห็นถึงสมรรถนะการทำงานของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นร่วมกับตัวควบคุมชนิดพีไอที่ทำการออกแบบ จึงทำการจำลองสถานการณ์ให้วงจรมีการเปลี่ยนแปลงในสภาวะต่าง ๆ คือ วงจรมีการเปลี่ยนแปลงแรงดันอินพุต และวงจรมีการเปลี่ยนแปลงโหลดความต้านทาน ซึ่งจากผลการจำลองสถานการณ์แสดงถึงสมรรถนะของวงจรวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นทำงานร่วมกับตัวควบคุมชนิดพีไอ สามารถเพิ่มระดับแรงดันเอาต์พุตได้สูงถึง 600 V_{dc} และตัวควบคุมชนิดพีไอที่สามารถควบคุมการทำงานของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นให้แรงดันเอาต์พุตของวงจรคงที่ ที่ 600 V_{dc} ได้ ถึงแม้วงจรมีการเปลี่ยนแปลงสภาวะการทำงานเงื่อนไขต่าง ๆ

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

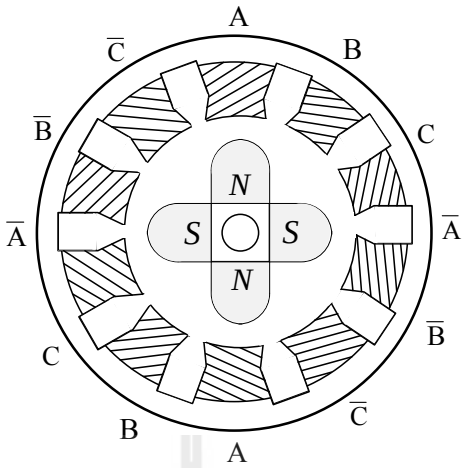
บทที่ 5
วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสตรงเป็นกระแสตรงที่มีการเพิ่มค่าแรงดันสูงยิ่ง สำหรับระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าสามเฟส

5.1 บทนำ

จากการพัฒนาวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสตรงเป็นกระแสตรงที่มีการเพิ่มค่าแรงดันสูงยิ่ง รวมถึงการออกแบบตัวควบคุมชนิดพีไอสำหรับวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นดังที่ได้กล่าวไว้ในบทที่ 3และบทที่ 4 ตามลำดับแล้วนั้นนำมาสู่การประยุกต์วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นกับโหลดชนิดต่าง ๆ ในบทนี้จึงมุ่งเน้นที่การประยุกต์วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นสำหรับระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าสามเฟสซึ่งเนื้อหาภายในบทจะกล่าวถึงความรู้พื้นฐานของมอเตอร์ไฟฟ้าสามเฟสซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวร หลักการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์สามเฟส การออกแบบตัวควบคุมพีไอสำหรับควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์ไฟฟ้าสามเฟสรวมไปถึงการจำลองสถานการณ์ของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นในสถานการณ์ต่าง ๆ กัน

5.2 มอเตอร์ไฟฟ้าสามเฟสซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวร (Permanent Magnet Synchronous Motor : PMSM)

โครงสร้างของมอเตอร์ไฟฟ้าสามเฟสซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรแสดงดังรูปที่ 5.1 เป็นมอเตอร์ไฟฟ้าสามเฟสมีที่ขั้วแม่เหล็ก 4 ขั้วหรือ 2 คู่ขั้วประกอบด้วยขดลวดที่อยู่กับที่เรียกว่าขดลวดสเตเตอร์ (Stator Winding) และส่วนที่เคลื่อนที่เรียกว่าโรเตอร์ (Rotor) ซึ่งเป็นแม่เหล็กถาวรโดยมีช่องอากาศ (Air gap) คั่นกลางระหว่างทั้งสองส่วนซึ่งโครงสร้างสเตเตอร์ของมอเตอร์ไฟฟ้าสามเฟสซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรเหมือนกับมอเตอร์ไฟฟ้าสามเฟสซิงโครนัสทั่วๆไปคือมีขดลวดสเตเตอร์สามเฟสพันอยู่ในร่องสล็อต (Slot) โดยที่ขดลวดมีการวางให้มีการกระจายเป็นไซน์ (Sinusoidal Distribution) เพื่อสร้างแรงเคลื่อนแม่เหล็กไฟฟ้าให้หมุนเป็นวงกลม ขณะที่ขดสวดโรเตอร์ถูกแทนด้วยแม่เหล็กถาวร



รูปที่ 5.1 โครงสร้างของมอเตอร์ไฟฟ้าสามเฟสซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวร มีขั้วแม่เหล็ก 4 ขั้ว

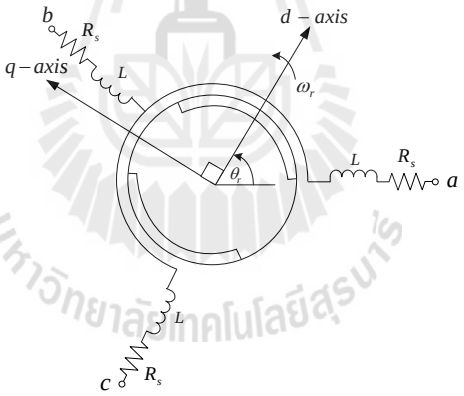
มอเตอร์ไฟฟ้าสามเฟสซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรจะมีตัวโรเตอร์แบบขั้วยื่น (Salient Pole Rotor) ซึ่งมีช่องว่างอากาศไม่สม่ำเสมอฟลักซ์แม่เหล็กในช่องอากาศณตำแหน่งต่างๆจะมีการกระจายตัวไม่เท่ากันเนื่องจากความไม่สมมาตรของช่องอากาศใน 2 แกนหลักคือแกนแม่เหล็กของโรเตอร์ (Direct Axis) และแกนที่ตั้งฉากกัน (Quadrature Axis) ดังนั้นแรงดันที่ขั้วจึงถูกเหนี่ยวนำขึ้นใน 2 แกนหลักคือ V_dและ V_qมอเตอร์ไฟฟ้าสามเฟสซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรมีข้อดีกว่ามอเตอร์ชนิดอื่นคือในมอเตอร์ไฟฟ้าสามเฟสเหนี่ยวนำ กระแสสเตเตอร์จะประกอบด้วยกระแสสนามแม่เหล็กในแกนซึ่งเป็นองค์ประกอบในการสร้างสนามแม่เหล็กแต่ในมอเตอร์ไฟฟ้าสามเฟสซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรไม่จำเป็นต้องมีกระแสสนามแม่เหล็กในแกนให้กับสเตเตอร์

จากลักษณะดังกล่าวมอเตอร์ไฟฟ้าสามเฟสที่กำลังงานเท่าๆกันมอเตอร์ไฟฟ้าสามเฟสซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรจะทำงานที่เพาเวอร์แฟกเตอร์ (Power Factor) สูงกว่าทำให้ประสิทธิภาพสูงกว่าด้วยเมื่อเปรียบเทียบกับมอเตอร์ไฟฟ้าสามเฟสซิงโครนัสทั่วๆไปที่จะต้องจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงให้กับโรเตอร์เพื่อสร้างสนามแม่เหล็กให้กับโรเตอร์ดังนั้นในมอเตอร์ไฟฟ้าสามเฟสซิงโครนัสชนิดธรรมดาจึงต้องมีแปรงถ่านกับสลิปริงซึ่งนั่นทำให้มีการสูญเสียที่โรเตอร์และต้องการการบำรุงรักษาแปรงถ่านจากเหตุผลดังกล่าวจึงทำให้มีการพัฒนามาเป็นแบบมอเตอร์ไฟฟ้าสามเฟสซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรที่ไม่ต้องมีขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก (Field Coil) แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงและวงแหวนสลิปริงเพราะถูกแทนที่ด้วยแม่เหล็กถาวรมอเตอร์ไฟฟ้าสามเฟสซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรมีแรงดันไฟฟ้าเหนี่ยวนำต้านกลับ (Back EMF) ที่เป็นสัญญาณไซน์ (Sinusoidal) ดังนั้นจึงต้องการกระแสสเตเตอร์เป็นสัญญาณไซน์เพื่อสร้างแรงบิดให้คงที่เช่นเดียวกับมอเตอร์ไฟฟ้าสามเฟสซิงโครนัสทั่ว ๆ ไปนอกจากนั้นมอเตอร์ไฟฟ้าสามเฟสซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรยังมีน้ำหนักเบาขนาดเล็กและแรงเฉื่อยต่ำกว่าเมื่อเทียบกับมอเตอร์

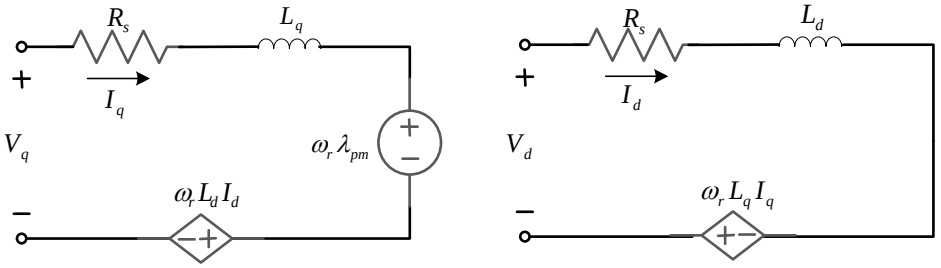
ไฟฟ้าสามเฟสที่ค่าพิกัดเดียวกันแต่มีราคาแพงเนื่องจากราคาของแม่เหล็กถาวรและคุณสมบัติของแม่เหล็กที่แปรผันตามอุณหภูมิและเปลี่ยนแปลงตามเวลา (ภัทรากุลเดชชัยชาญ และเฉลิมภัณฑ์ฟองสมุทร, 2551)

5.3 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์ไฟฟ้าสามเฟสซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวร

แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์ไฟฟ้าสามเฟสซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรในรูปที่5.2แสดงขดลวดสเตเตอร์สามเฟส (abc) ที่วางห่างกัน 120 องศาทางไฟฟ้าและจุดต่อแต่ละเฟสของ a, b และ c จะมีความต้านทานต่ออนุกรมกับความเหนี่ยวนำโดยเทียบกับแกนอ้างอิงโรเตอร์ (dq-axis) ที่หมุนด้วยความเร็วเชิงมุม(ω_r) ที่ตำแหน่งเชิงมุม(θ_r)ระหว่างขดลวดสเตอร์ของแกนเอ (a-axis) และขดลวดโรเตอร์ของแกนดี (d-axis) ส่วนรูปที่ 5.3แสดงวงจรสมมูลของมอเตอร์ไฟฟ้าสามเฟสซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรที่เขียนบนแกนอ้างอิงโรเตอร์โดยที่ R_s คือ ความต้านทานขดลวดสเตเตอร์ในแต่ละเฟส λ_{pm} คือ ฟลักซ์แม่เหล็กที่เกิดจากขดลวดสเตเตอร์นำกระแสไฟฟ้า



รูปที่5.2 แบบจำลองของมอเตอร์ไฟฟ้าสามเฟสซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวร



รูปที่5.3 วงจรสมมูลของมอเตอร์ไฟฟ้าสามเฟสซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรที่เทียบกับแกนอ้างอิงโรเตอร์

จากแบบจำลองของมอเตอร์ไฟฟ้าสามเฟสซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรในรูปที่5.2สามารถเขียนให้อยู่ในรูปของสมการแรงดันสามเฟส (5.1)

$$V_{abc} = R_s i_{abc} + \frac{d}{dt}\left(L i_{abc} + \lambda_{pm}(\theta)\right) \tag{5.1}$$

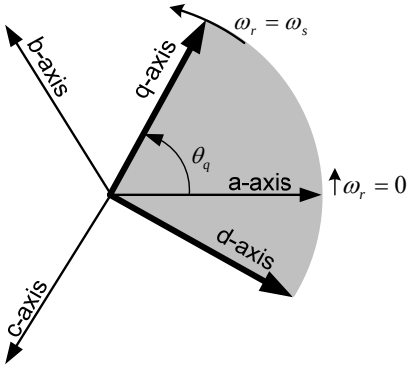
โดยที่ $\frac{d\lambda_{pm}(\theta)}{dt}$ คือ แรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำ หรือค่า Back EMFสามารถเขียนให้อยู่ในรูปสมการได้ดังนี้

$$\frac{d\lambda_{pm}(\theta)}{dt} = -\omega_r \lambda_{pm} \begin{bmatrix} \sin(\theta_r) \\ \sin(\theta_r - 2\pi/3) \\ \sin(\theta_r + 2\pi/3) \end{bmatrix} \tag{5.2}$$

ทำการแทน (5.2) ลงใน (5.1) และจัดรูปสมการใหม่ จะได้สมการแรงดันไฟฟ้าที่อยู่บนปริมาณสามเฟส ดังนี้

$$\begin{aligned} V_a &= R_s i_a + L\frac{d}{dt} i_a - \omega_r \lambda_{pm} \sin(\theta_r) \\ V_b &= R_s i_b + L\frac{d}{dt} i_b - \omega_r \lambda_{pm} \sin(\theta_r - 2\pi/3) \\ V_c &= R_s i_c + L\frac{d}{dt} i_c - \omega_r \lambda_{pm} \sin(\theta_r + 2\pi/3) \end{aligned} \tag{5.3}$$

การควบคุมมอเตอร์ไฟฟ้าสามเฟสมีการควบคุมค่อนข้างซับซ้อน ดังนั้นเพื่อให้การควบคุมมอเตอร์ไฟฟ้าสามเฟสเป็นไปอย่างมีประสิทธิภาพมากขึ้น จึงเกิดแนวความคิดที่จะแปลงมอเตอร์ไฟฟ้าสามเฟสให้เป็นมอเตอร์ไฟฟ้าหนึ่งเฟสเพื่อให้ง่ายต่อการควบคุม และวิธีดังกล่าวสามารถทำได้โดยการโอนย้ายตัวแปรต่าง ๆ ของมอเตอร์ไฟฟ้าสามเฟสให้มาอยู่บนแกนอ้างอิงโรเตอร์(dq-axis) ของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง ในรูปที่ 5.4 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างแกน qd และแกน abc



รูปที่5.4 ความสัมพันธ์ระหว่างแกน qdและabc

แกนอ้างอิงของโรเตอร์ (dq-axis)ยังสามารถพิจารณาให้เป็นแกนที่อยู่กับที่หรือเป็นแกนที่หมุนได้ด้วยความเร็วเชิงมุมซึ่งจะเป็นประโยชน์อย่างมากในการพิจารณาสนามแม่เหล็กหมุนของมอเตอร์ไฟฟ้าสามเฟสให้อยู่ในรูปสนามแม่เหล็กของมอเตอร์ไฟฟ้าหนึ่งเฟสที่หยุดนิ่งอยู่กับที่ สัญญาณแรงดันของมอเตอร์ไฟฟ้าสามเฟสซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรจึงถูกอธิบายในมุมมองของกรอบอ้างอิงโรเตอร์ (dqFrame)โดยใช้สมการการแปลงจากปริมาณสามเฟสเป็นปริมาณสองเฟส (Park's Transformation) แสดงดัง(5.4) และ (5.5) กรณีสามเฟสแบบสมดุลปริมาณv_0, i_0จะมีค่าเป็นศูนย์

สมการการแปลงค่าปริมาณจากสามเฟสเป็นปริมาณสองเฟสที่เขียนบนแกนอ้างอิงคิวดี

$$[i_{abc}] = [T_{qd0}(\theta_q)]\,[i_{qd0}] \tag{5.4}$$

โดยที่ $[T_{qd0}(\theta_q)]$ ในรูปของเมตริกซ์ มีค่าเท่ากับ

$$[T_{qd0}(\theta_q)] = \frac{2}{3}\begin{bmatrix} \cos(\theta_q) & \cos\left(\theta_q - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_q + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin(\theta_q) & \sin\left(\theta_q - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta_q + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \tag{5.5}$$

จาก (5.4) และ (5.5) จะได้สมการแรงดันของการแปลงค่าจากปริมาณสามเฟสเป็นปริมาณสองเฟสดังนี้

$$\begin{bmatrix} v_q \\ v_d \\ v_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3}\begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r - 120^\circ) & \cos(\theta_r + 120^\circ) \\ \sin(\theta_r) & \sin(\theta_r - 120^\circ) & \sin(\theta_r + 120^\circ) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \tag{5.6}$$

การควบคุมกระแสจะทำการเปรียบเทียบสัญญาณกระแสอ้างอิงกับสัญญาณกระแสจริงในแต่ละเฟสเนื่องจากสัญญาณแรงดันของมอเตอร์ไฟฟ้าสามเฟสซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรอธิบายในมุมมองของกรอบอ้างอิงโรเตอร์ (v_q, v_d) ทำให้สัญญาณกระแสจริงที่ได้จะอยู่ในมุมมองของกรอบอ้างอิงโรเตอร์ด้วย (i_q, i_d) จึงต้องทำการแปลงค่าสัญญาณกระแสจริงสองเฟสเป็นสัญญาณกระแสจริงสามเฟสเพื่อนำไปเปรียบเทียบกับสัญญาณอ้างอิงในแต่ละเฟสต่อไปโดยใช้สมการการแปลงจากปริมาณสองเฟสเป็นปริมาณสามเฟส (Inverse Park's Transformation) ดัง (5.7) และ (5.8)

สมการของการแปลงค่าปริมาณจากสองเฟสเป็นปริมาณสามเฟสที่เขียนบนแกนอ้างอิง qd

$$[i_{abc}] = [T_{qd0}(\theta_q)]^{-1}[i_{qd0}] \tag{5.7}$$

โดยที่ $[T_{qd0}(\theta_q)]^{-1}$ ในรูปของเมตริกซ์ มีค่าเท่ากับ

$$[T_{qd0}(\theta_q)]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_q) & \sin(\theta_q) & 1 \\ \cos\left(\theta_q - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta_q - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(\theta_q + \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta_q + \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \end{bmatrix} \tag{5.8}$$

จาก (5.7) และ (5.8) จะได้สมการกระแสของการแปลงค่าจากปริมาณสองเฟสเป็นปริมาณสามเฟสดังนี้

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \sin(\theta_r) & 1 \\ \cos(\theta_r - 120^\circ) & \sin(\theta_r - 120^\circ) & 1 \\ \cos(\theta_r + 120^\circ) & \sin(\theta_r + 120^\circ) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_q \\ i_d \\ i_0 \end{bmatrix} \tag{5.9}$$

จากวงจรสมมูลของมอเตอร์ไฟฟ้าสามเฟสซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรที่เทียบกับแกนอ้างอิงของโรเตอร์ในรูปที่5.3สามารถเขียนให้อยู่ในรูปสมการแรงดันของมอเตอร์ไฟฟ้าสามเฟสซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรบนแกนอ้างอิงคิว(q-axis)และแกนอ้างอิงดี(d-axis)ได้ดังนี้

$$v_q = R_s i_q + \omega_r \lambda_d + \frac{d}{dt}\lambda_q \tag{5.10}$$

$$v_d = R_s i_d + \omega_r \lambda_q + \frac{d}{dt}\lambda_d \tag{5.11}$$

ค่าฟลักซ์คล้องในแกนอ้างอิงบนแกนคิว(q-axis) และแกนอ้างอิงบนแกนดี(d-axis)แสดงดัง (5.12) และ (5.13)

$$\lambda_q = L_q i_q \tag{5.12}$$

$$\lambda_d = L_d i_d + \lambda_{pm} \tag{5.13}$$

ทำการแทน (5.12) และ (5.13) จัดรูปสมการใหม่ จะได้สมการแรงดันในแกนอ้างอิงบนแกนคิว (q-axis) และในแกนอ้างอิงบนแกนดี (d-axis) ดังสมการ

$$v_q = R_s i_q + L_q \frac{d}{dt} i_q + \omega_r \left(L_d i_d + \lambda_{pm} \right) \tag{5.14}$$

$$v_d = R_s i_d + L_d \frac{d}{dt} i_d + \omega_r L_q i_q \tag{5.15}$$

นอกจากสมการแรงดันของมอเตอร์ไฟฟ้าสามเฟสชิงโครนัสแบบแม่เหล็กถาวรทำการพิจารณาสมการแรงบิดทางไฟฟ้าของมอเตอร์ไฟฟ้าสามเฟสที่นำมาใช้วิเคราะห์ผลต่างๆของมอเตอร์

สมการแรงบิดทางไฟฟ้าของมอเตอร์ไฟฟ้าสามเฟสแสดงดัง (5.16)

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \left[\lambda_d i_q - \lambda_q i_d \right] \tag{5.16}$$

แทน (5.12) และ (5.13) ในสมการที่ (5.16) จะได้

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \left[\lambda_{pm} i_q - \left(L_d - L_q \right) i_d i_q \right] \tag{5.17}$$

สมการความสัมพันธ์ระหว่างแรงบิดทางไฟฟ้าของมอเตอร์ (T_e)ความเร็วเชิงมุมทางกลของโรเตอร์ (ω_m)และตำแหน่งเชิงมุมทางกลของโรเตอร์ (θ_m)แสดงดัง (5.18) ถึง (5.22)

$$T_e = T_L + B\omega_m + J \frac{d}{dt} \omega_m \tag{5.18}$$

$$\omega_m = \int \left(\frac{T_e - T_L - B\omega_m}{J} \right) dt \tag{5.19}$$

$$\omega_r = \frac{d}{dt} \theta_r \tag{5.20}$$

$$\omega_m = \omega_r \left(\frac{2}{P} \right) \tag{5.21}$$

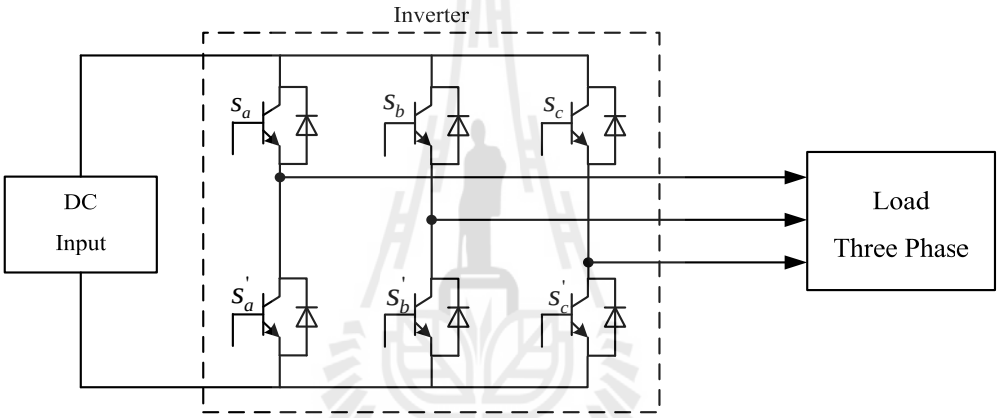
$$\theta_m = \theta_r \left(\frac{2}{P} \right) \tag{5.22}$$

โดยที่ P คือ จำนวนขั้วแม่เหล็ก T_L คือ แรงบิดของโหลด B คือ ค่าสัมประสิทธิ์ของความเสียดทานและ J คือ ค่าโมเมนต์ความเฉื่อยของโรเตอร์และโหลด

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

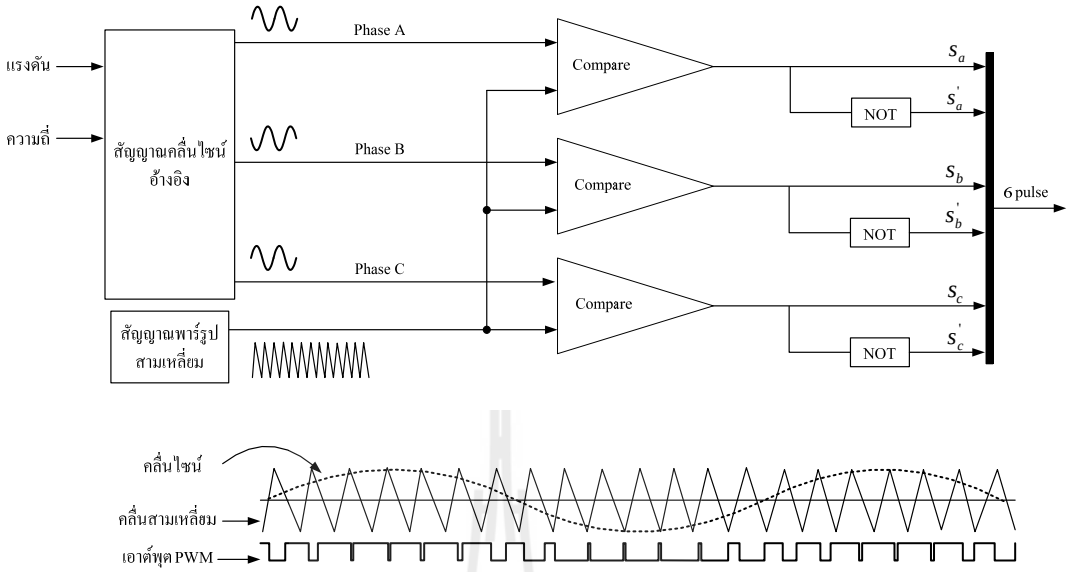
5.4 อินเวอร์เตอร์สามเฟส

อินเวอร์เตอร์สามเฟส ทำหน้าในการที่แปลงผันแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่มีค่าคงที่ให้เป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับให้กับโหลดสามเฟส โดยองค์ประกอบภายในวงจรประกอบด้วยสวิตช์กำลัง 6 ตัว ดังแสดงในรูปที่ 5.5 สวิตช์ของวงจรอินเวอร์เตอร์สามเฟสที่อยู่ในกิ่งเดียวกันต้องไม่ปิดวงจรพร้อมกัน เพื่อป้องกันการเกิดการลัดวงจร คือ ถ้าสวิตช์กำลัง S_a ทำงาน สวิตช์ $S_a^{'}$ จะไม่ทำงาน และถ้าสวิตช์ S_a ไม่ทำงาน สวิตช์ $S_a^{'}$จะทำงาน ดังนั้นสวิตช์กำลัง 2 ตัวในกิ่งเดียวกันจะทำให้เกิดสองสถานะ คือ สถานะเปิดวงจร และปิดวงจร ซึ่งสวิตช์กำลังจะทำให้เกิดทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์ จะเกิดการมอดูเลตความกว้างของพัลส์ด้วยเทคนิคพีดับเบิลยูเอ็ม



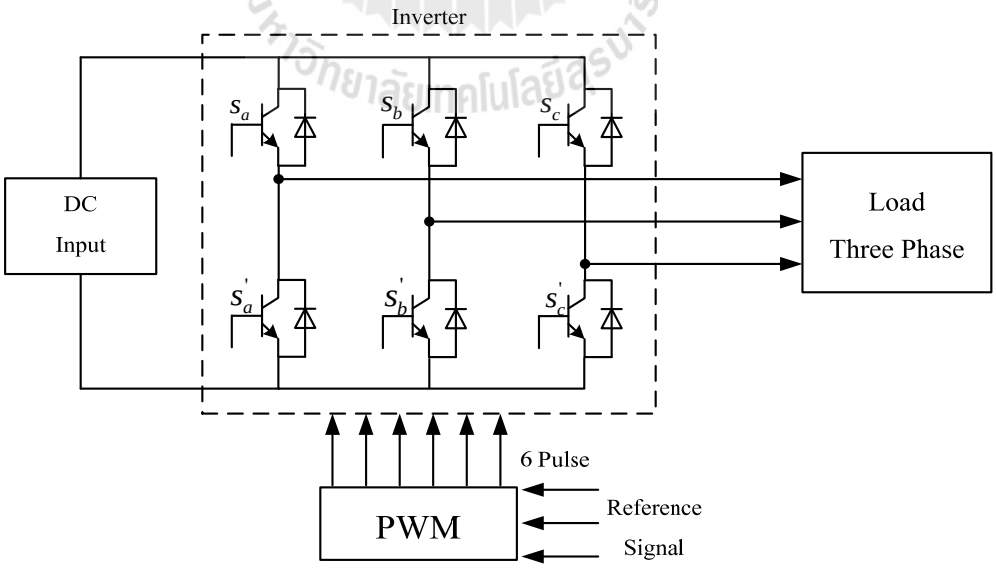
รูปที่ 5.5 วงจรอินเวอร์เตอร์สามเฟส

เทคนิคการสร้างสัญญาณพัลส์แบบพีดับเบิลยูเอ็ม(Pulse Width Modulation : PWM)ใช้หลักการ คือ นำสัญญาณคลื่นไซน์มาเปรียบเทียบกับสัญญาณคลื่นสามเหลี่ยมผ่านวงจรเปรียบเทียบแสดงได้ดังรูปที่ 5.6เอาต์พุตที่ได้จะเป็นรูปสัญญาณสี่เหลี่ยมหรือสัญญาณพัลส์ที่มีความกว้างไม่เท่ากันพัลส์ดังกล่าวจะถูกส่งไปจุดชนวนขาเกตสวิตช์ในวงจรอินเวอร์เตอร์สามเฟสโดยสวิตช์กำลังชุดบน S_a , S_b ,S_cจะทำงานด้วยสัญญาณพีดับเบิลยูเอ็ม และสวิตช์กำลังชุดล่าง $S_a^{'}$, $S_b^{'}$, $S_c^{'}$จะทำงานเฟสตรงกันข้ามกับสัญญาณพีดับเบิลยูเอ็มของสวิตช์กำลังชุดบน



รูปที่ 5.6เทคนิคการสร้างสัญญาณพัลส์แบบพีดับเบิลยูเอ็ม

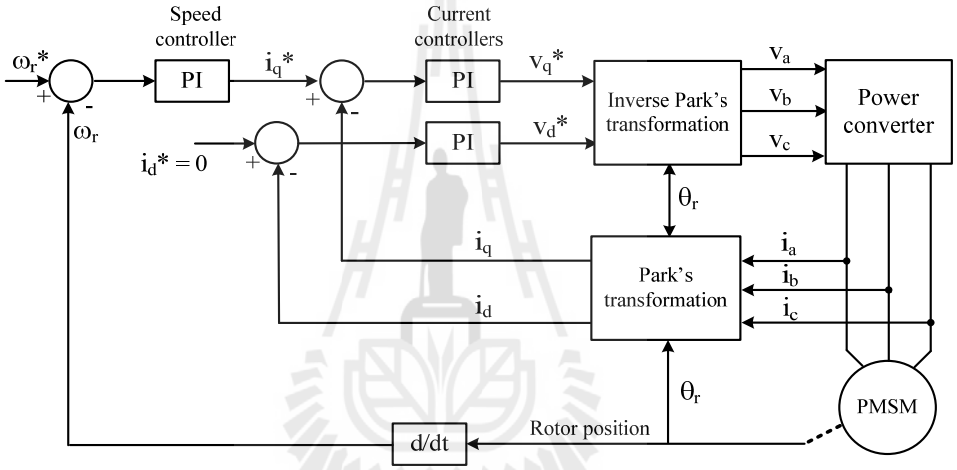
ระบบแหล่งจ่ายไฟแบบอินเวอร์เตอร์สามเฟสด้วยเทคนิคพีดับเบิลยูเอ็ม ใช้สำหรับกำเนิดแรงดันสามเฟสจ่ายให้กับขดลวดสเตเตอร์แต่ละเฟส ทำได้โดยกำหนดรูปแบบการสวิตช์อินเวอร์เตอร์สามเฟส ซึ่งอุปกรณ์ที่ทำหน้าที่เป็นสวิตช์เป็นอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลัง รูปแบบแหล่งจ่ายไฟแบบอินเวอร์เตอร์สามเฟสด้วยเทคนิคพีดับเบิลยูเอ็ม แสดงได้ดังรูปที่ 5.7



รูปที่ 5.7 แหล่งจ่ายไฟแบบอินเวอร์เตอร์สามเฟสด้วยเทคนิคพีดับเบิลยูเอ็ม

5.5 การออกแบบตัวควบคุมชนิดพีไอสำหรับมอเตอร์ไฟฟ้าสามเฟสซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวร

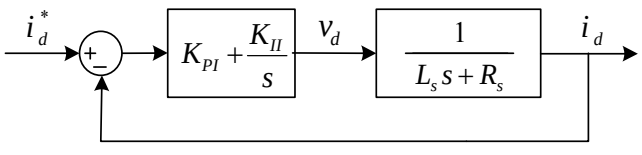
การออกแบบตัวควบคุมชนิดพีไอสำหรับควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์ไฟฟ้าสามเฟสซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรมีโครงสร้างการออกแบบและการควบคุมระบบแสดงดังรูปที่ 5.8จากรูปจะพบว่าการควบคุมมอเตอร์ไฟฟ้าสามเฟสซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรประกอบด้วยการควบคุม2ลูป คือ การควบคุมลูปของกระแส และการควบคุมลูปของความเร็วรอบ ดังนั้นในกระบวนการการออกแบบตัวควบคุมชนิดพีไอจึงแยกพิจารณาออกเป็น 2 ส่วน มีการนำเสนอดังต่อไปนี้



รูปที่ 5.8แผนภาพการควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์ไฟฟ้าสามเฟสซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวร

5.5.1 การออกแบบตัวควบคุมชนิดพีไอสำหรับควบคุมกระแส

ในการออกแบบตัวควบคุมชนิดพีไอสำหรับควบคุมกระแส จากพารามิเตอร์ของแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์ไฟฟ้าสามเฟสซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรที่กล่าวไว้ในข้างต้น โดยมีแผนภาพในการควบคุมกระแสแสดงดังรูปที่ 5.9ซึ่งในที่นี้พิจารณาการควบคุมกระแสที่แกนอ้างอิงดี (d-axis) โดยมีพารามิเตอร์ทางไฟฟ้าที่ใช้ คือ ค่าความต้านทานขดลวด และค่าความเหนี่ยวนำบนแกนดี จะถูกนำมาใช้ในการออกแบบตัวควบคุมชนิดพีไอ



รูปที่ 5.9 แผนภาพการควบคุมกระแสด้วยตัวควบคุมชนิดพีไอ

จากแผนภาพสามารถเขียนสมการความสัมพันธ์ในระบบควบคุม โดยกำหนดให้ฟังก์ชันตัวควบคุมชนิดพีไอ $G_c(s) = K_{PI} + K_{II}/s$ และฟังก์ชันมอเตอร์ไฟฟ้าสามเฟส $G_p(s) = 1/(L_S s + R_S)$ สามารถเขียนให้อยู่ในรูประบบควบคุมวงปิดได้ดังนี้

$$\begin{aligned}\frac{G_c(s)G_p(s)}{1+G_c(s)G_p(s)} &= \frac{\left(K_{PI}+\frac{K_{II}}{s}\right)\left(\frac{1}{L_s s+R_s}\right)}{1+\left(K_{PI}+\frac{K_{II}}{s}\right)\left(\frac{1}{L_s s+R_s}\right)} \\ &= \frac{(L_s s+R_s)s}{L_s s^2+(R_s+K_{PI})s+K_{II}} \\ &= \frac{(s+\frac{R_s}{L_s})s}{s^2+\left(\frac{R_s+K_{PI}}{L_s}\right)s+\frac{K_{II}}{L_s}}\end{aligned} \tag{5.23}$$

พิจารณาสัมประสิทธิ์ของระบบฟังก์ชันถ่ายโอนวงปิดเทียบกับพจน์พหุนามลักษณะเฉพาะของฟังก์ชันถ่ายโอนอันดับสองมาตรฐาน ดังสมการ (5.24)

$$G(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2+2\zeta\omega_n s+\omega_n^2} \tag{5.24}$$

ดังนั้นจะได้สมการค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมชนิดพีไอสำหรับควบคุมกระแส ได้ดัง (5.25) และ(5.26)โดยกำหนดให้ค่า $\omega_n \geq 200$ Hz และ $\zeta = 0.8$

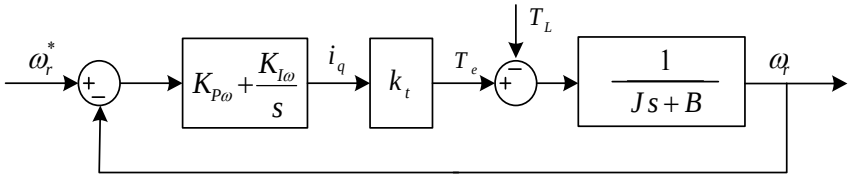
$$K_{PI} = 2\zeta\omega_n L_s - R_s \tag{5.25}$$

$$K_{II} = L_s\omega_n^2 \tag{5.26}$$

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

5.5.2 การออกแบบตัวควบคุมชนิดพีไอสำหรับควบคุมความเร็วรอบ

การออกแบบตัวควบคุมชนิดพีไอสำหรับควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์ไฟฟ้าสามเฟสซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวร มีแผนภาพการควบคุมความเร็วรอบแสดงดังรูปที่ 5.10



รูปที่ 5.10แผนภาพการควบคุมความเร็วรอบด้วยตัวควบคุมชนิดพีไอ

การออกแบบตัวควบคุมชนิดพีไอสำหรับควบคุมความเร็วรอบดำเนินการเช่นเดียวกับการออกแบบตัวควบคุมชนิดพีไอสำหรับการควบคุมกระแส โดยกำหนดให้ $G_p(s)=k_t/(Js+B)$ สามารถเขียนสมการความสัมพันธ์ในรูประบบควบคุมวงปิดได้ดัง(5.27)

$$\frac{G_c(s)G_p(s)}{1+G_c(s)G_p(s)}=\frac{\left(K_{P\omega}+\frac{K_{\omega I}}{s}\right)\left(\frac{k_t}{Js+B}\right)}{1+\left(K_{P\omega}+\frac{K_{\omega I}}{s}\right)\left(\frac{k_t}{Js+B}\right)}$$

$$=\frac{(s+\frac{B}{J})s}{s^2+\left(\frac{B+k_tK_{P\omega}}{J}\right)s+\frac{k_tK_{I\omega}}{J}} \qquad (5.27)$$

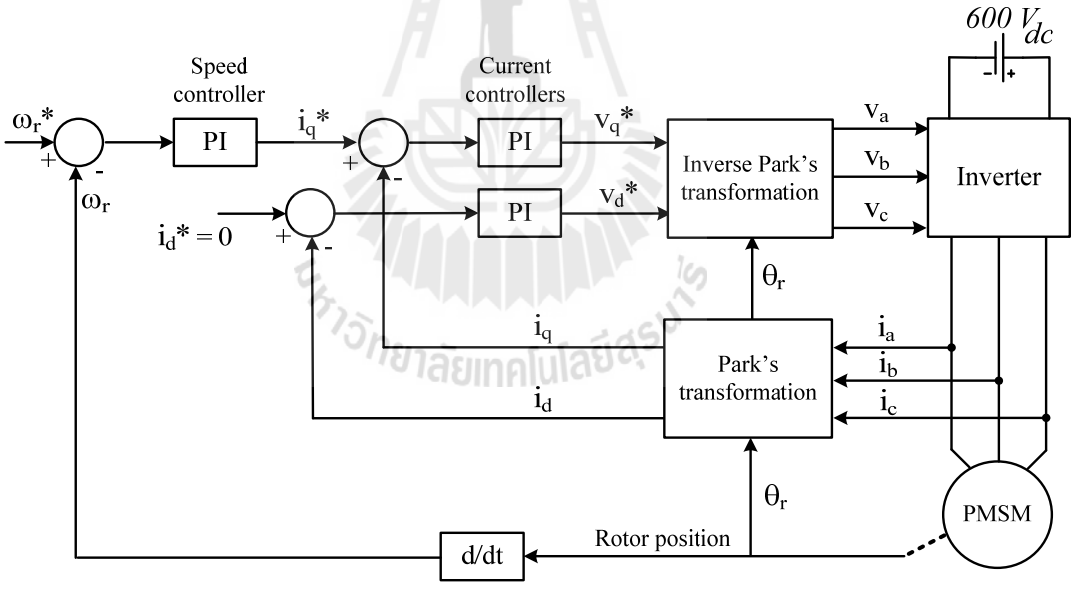
พิจารณาสัมประสิทธิ์ของระบบฟังก์ชันถ่ายโอนวงปิดเทียบสัมประสิทธิ์กับ (5.24) สามารถหาค่าพารามิเตอร์ $K_{P\omega}$ และ $K_{I\omega}$ ของตัวควบคุมชนิดพีไอสำหรับลูปควบคุมความเร็วรอบได้ดัง (5.28) และ (5.29) ตามลำดับ โดยกำหนดให้ $\omega_n \le 20$ Hz, $k_t=\frac{3}{2}\frac{p}{2}\lambda_{pm}$ และ $\zeta=0.8$

$$K_{P\omega}=\left(2\zeta\omega_n-\frac{B}{J}\right)\frac{J}{k_t} \qquad (5.28)$$

$$K_{I\omega}=\frac{J}{k_t}\omega_n^2 \qquad (5.29)$$

5.6 ผลการจำลองสถานการณ์

จากการพัฒนาวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นเพื่อเพิ่มระดับแรงดันเอาต์พุตได้สูงถึง 30 เท่า เมื่อวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นรับแรงดันอินพุตค่อนข้างต่ำประมาณ 20-50 V_{dc} นำมาสู่การประยุกต์วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นเพื่อขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าสามเฟส เพื่อให้เข้าใจพื้นฐานการทำงานของมอเตอร์ไฟฟ้าสามเฟสซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวร จะทำการจำลองสถานการณ์การขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าสามเฟสซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรด้วยวงจรอินเวอร์เตอร์สามเฟส ดังแสดงโครงสร้างดังรูปที่ 5.11 โดยที่วงจรอินเวอร์เตอร์สามเฟสมีแหล่งจ่ายแรงดันคงที่ 600 V_{dc} สำหรับมอเตอร์ไฟฟ้าสามเฟสซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรที่ใช้มีขนาด 1.1kW ค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์ไฟฟ้าสามเฟสดังกล่าวแสดงไว้ในตารางที่ 5.1ซึ่งการขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าสามเฟสด้วยวงจรอินเวอร์เตอร์จะถูกควบคุมการทำงานของระบบด้วยตัวควบคุมชนิดพีไอ ที่ได้ทำการออกแบบค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมในหัวข้อที่ 5.5ค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมดังกล่าวแสดงไว้ในตารางที่ 5.2



รูปที่ 5.11 โครงสร้างการขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าสามเฟสด้วยวงจรอินเวอร์เตอร์ที่ควบคุมด้วยตัวควบคุมชนิดพีไอ

ตารางที่ 5.1 พารามิเตอร์มอเตอร์ไฟฟ้าสามเฟสซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรขนาด 1.1 kW

สัญลักษณ์	พารามิเตอร์	ขนาด
N	พิกัดความเร็วรอบ	3000 rpm
R_s	ความต้านทานสเตเตอร์	2.875 Ω
L_d	ตัวเหนี่ยวนำบนแกนดี	0.0085 H
L_q	ตัวเหนี่ยวนำบนแกนคิว	0.0085 H
λ_{pm}	ฟลักซ์แม่เหล็ก	0.175 Wb
J	โมเมนแรงเฉื่อย	0.0008 $kg.m^2$
P	จำนวนขั้ว	4

ตารางที่ 5.2 พารามิเตอร์ของตัวควบคุมชนิดพีไอสำหรับมอเตอร์ไฟฟ้าสามเฟส

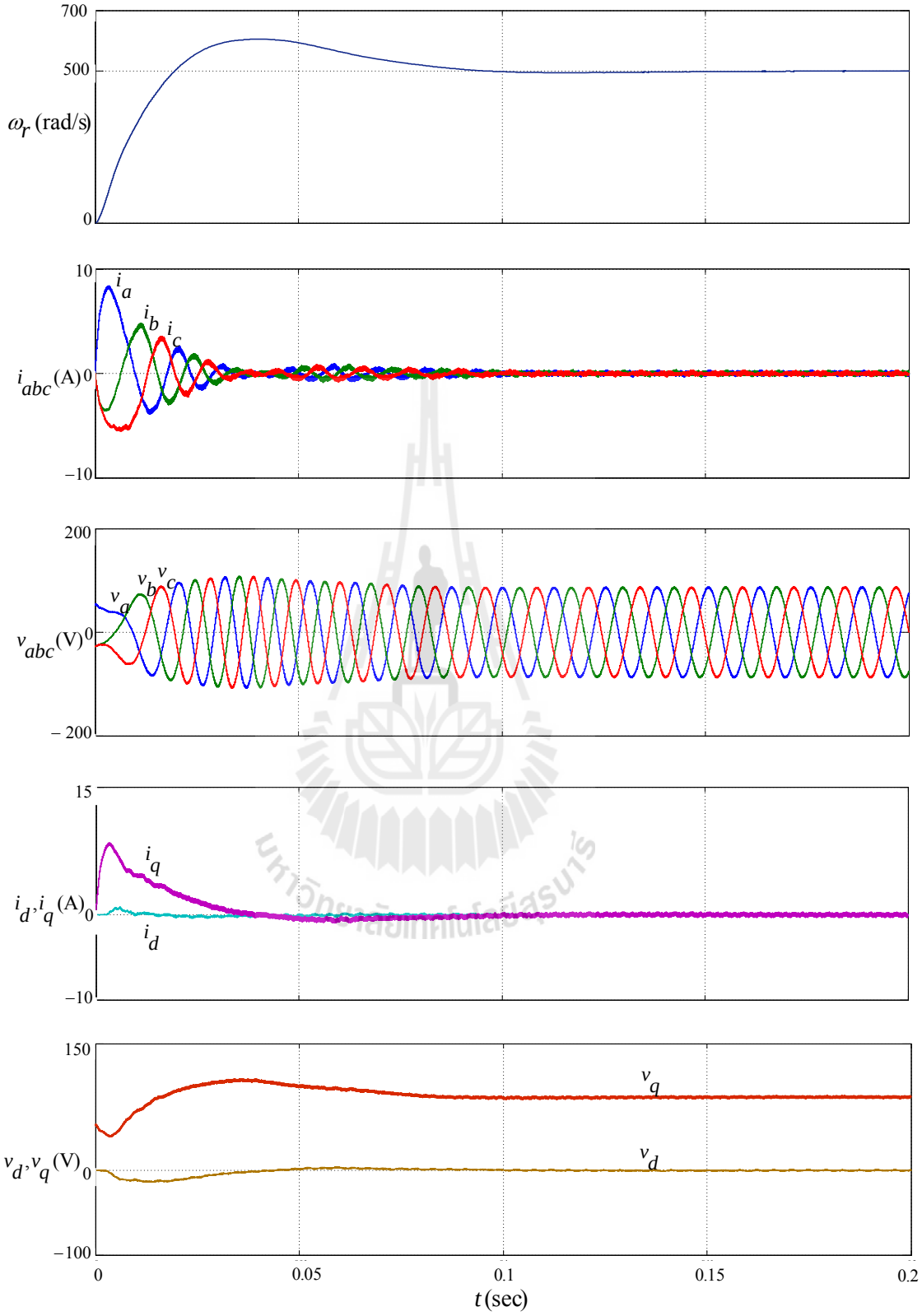
สัญลักษณ์	ค่าพารามิเตอร์
$K_{P\omega}$	0.019
$K_{I\omega}$	0.75
K_{PI}	5.67
K_{II}	3354.4
ω_n	62.82
ω_{ni}	628.2

จำลองสถานการณ์การขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าสามเฟสซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรด้วยวงจรอินเวอร์เตอร์สามเฟสที่มีแหล่งจ่ายแรงดันคงที่ที่ 600 V_{dc}เพื่อศึกษาพฤติกรรมของมอเตอร์ไฟฟ้าสามเฟส สำหรับเป็นพื้นฐานในการพิจารณาระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ โดยทำการจำลองสถานการณ์การขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าสามเฟสด้วยวงจรอินเวอร์เตอร์ที่รับแรงดันอินพุตจากแหล่งจ่ายแรงดันคงที่ที่ 600 V_{dc}ทำการควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์ให้คงที่ที่ 500 rad/s ด้วยตัวควบคุมชนิดพีไอ ผลการจำลองสถานการณ์แสดงได้ดังรูปที่ 5.12แสดงปริมาณทางไฟฟ้าของมอเตอร์ไฟฟ้าสามเฟสประกอบด้วย ความเร็วรอบของมอเตอร์ (ω_r)กระแสสามเฟส (i_{abc}) แรงดันสามเฟส (v_{abc}) กระแสบนแกนดีคิว (i_{qd}) และแรงดันบนแกนคิวดี (v_{qd}) พบว่าระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าสามเฟสด้วยวงจรอินเวอร์เตอร์สามเฟสที่มีแหล่งจ่ายแรงดันคงที่ ตัวควบคุมชนิดพีไอสามารถควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์ให้คงที่ที่ 500 rad/s โดยมีการพุ่งเกินในช่วงแรกของการจำลองสถานการณ์จนถึงวินาทีที่ 0.1ความเร็วรอบของมอเตอร์ไฟฟ้าสามเฟสจะคงที่ที่ 500 rad/s เมื่อพิจารณาปริมาณกระแสสามเฟส (i_{abc}) และปริมาณกระแสบนแกนคิว (i_q)จะมีค่ากระแสดังกล่าว

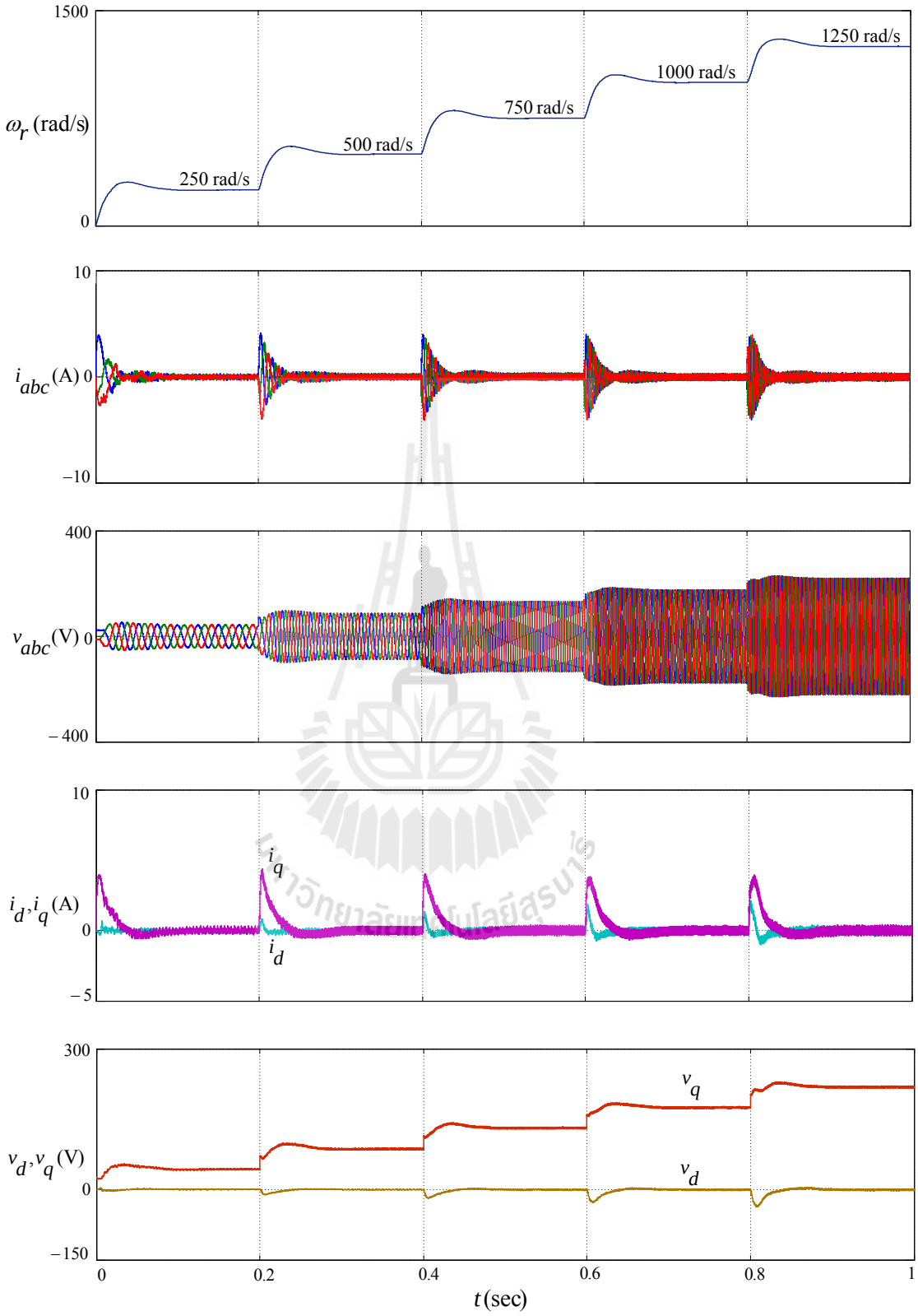
เกิดขึ้นในช่วงมอเตอร์เริ่มหมุนเพื่อสร้างแรงบิดเริ่มต้น จากนั้นเมื่อมอเตอร์ไฟฟ้าสามเฟสหมุนที่ความเร็วคงที่ที่ 500 rad/s กระแสดังกล่าวจะมีค่าประมาณศูนย์เนื่องจากมอเตอร์ไฟฟ้าสามเฟสไม่มีโหลดแรงบิดในระบบตามความสัมพันธ์ดัง (5.16) ในส่วนของปริมาณแรงดันสามเฟส (v_{abc}) และปริมาณแรงดันบนแกนคิว (v_q) มีค่าประมาณ 100 Vเป็นแรงดันในการขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าสามเฟส แต่ปริมาณแรงดันบนแกนดี (v_d) จะมีค่าประมาณศูนย์

จากนั้นพิจารณาพฤติกรรมของมอเตอร์ไฟฟ้าสามเฟส จากการจำลองสถานการณ์การขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าสามเฟสด้วยวงจรอินเวอร์เตอร์สามเฟส ที่มีการเปลี่ยนแปลงการควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์ ผลการจำลองสถานการณ์แสดงได้ดังรูปที่ 5.13 เมื่อทำการกำหนดความเร็วรอบของมอเตอร์ไฟฟ้าสามเฟสให้มีการเปลี่ยนแปลงจาก 250 rad/s เป็น 500, 750, 1000 และ 1250 rad/s ณ วินาทีที่ 0.2, 0.4, 0.6 และ 0.8 ตามลำดับ พบว่าตัวควบคุมชนิดพีไอสามารถควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์ไฟฟ้าสามเฟสที่ความเร็วรอบต่าง ๆ ได้ตามที่ต้องการ ซึ่งปริมาณกระแสสามเฟส (i_{abc}) และปริมาณกระแสบนแกนดีคิว (i_{dq}) จะมีค่าประมาณศูนย์ โดยจะเกิดการกระเพื่อมของกระแสในช่วงที่มีการเปลี่ยนแปลงความเร็วรอบของมอเตอร์ ส่วนของปริมาณแรงดันสามเฟส (v_{abc}) และปริมาณแรงดันบนแกนคิว (v_q) จะมีแนวโน้มเพิ่มขึ้นเมื่อความเร็วรอบเพิ่มขึ้น

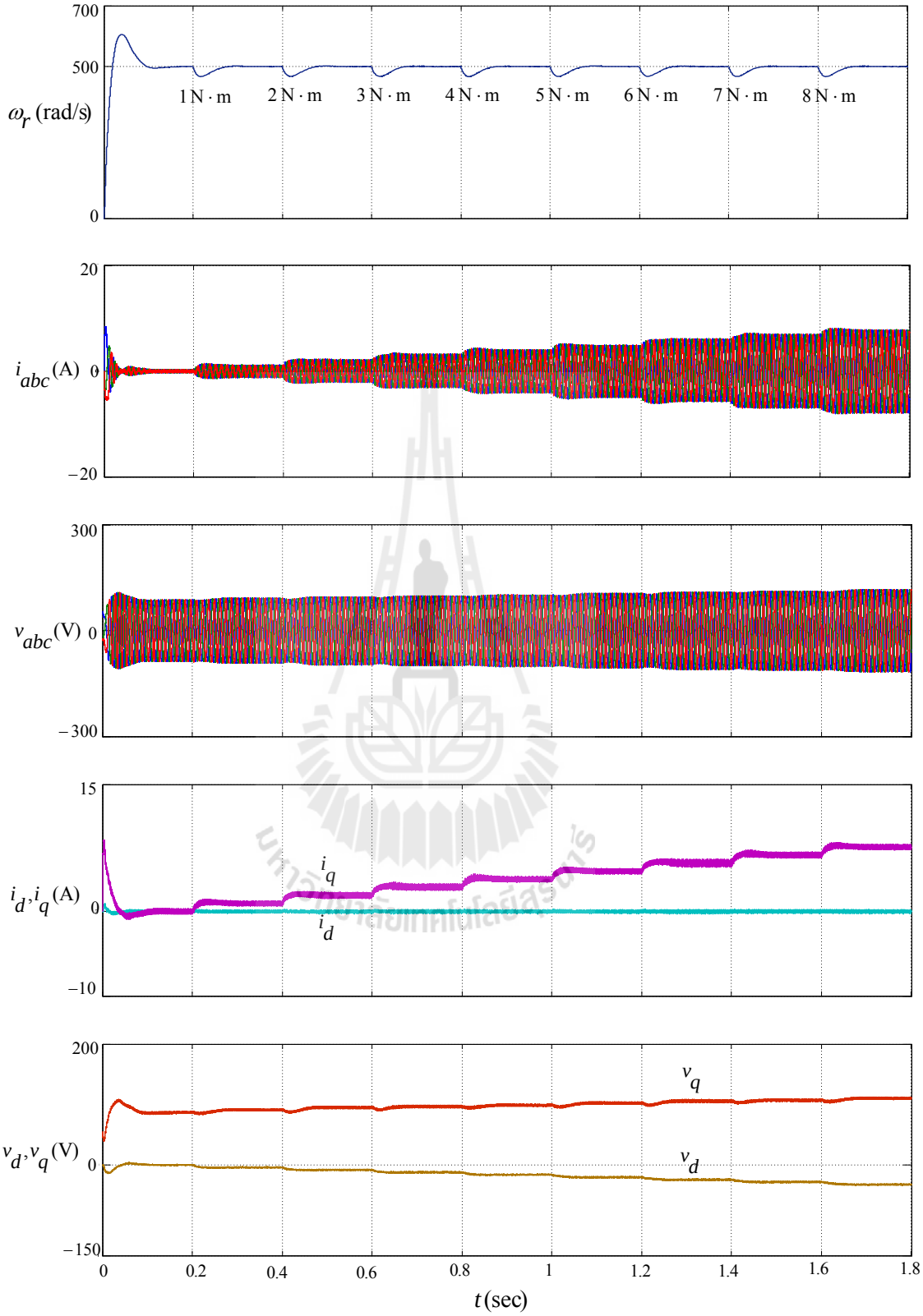
ทำการศึกษาพฤติกรรมของมอเตอร์ไฟฟ้าสามเฟส จากการจำลองสถานการณ์การขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าสามเฟสด้วยวงจรอินเวอร์เตอร์สามเฟส ที่มีการเปลี่ยนแปลงโหลดแรงบิดให้กับระบบขนาด 1 N·m ในวินาทีที่ 0.2 จากนั้นทำการเพิ่มโหลดแรงบิดครั้งละ 1 N·m ในทุก ๆ0.2 วินาทีจนถึง 8 N·m ในวินาทีที่ 1.6 โดยควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์ให้คงที่ที่ 500 rad/s ผลการจำลองสถานการณ์แสดงได้ดังรูปที่ 5.14 พบว่าเมื่อระบบมีการเปลี่ยนแปลงโหลดแรงบิด ตัวควบคุมชนิดพีไอสามารถควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์ให้คงที่ที่ 500 rad/s ได้ ซึ่งจะเกิดการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณความเร็วรอบเล็กน้อย ในช่วงเริ่มต้นที่ทำการควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์ให้คงที่ที่ 500 rad/s โดยที่ไม่มีโหลดแรงบิด ปริมาณกระแสสามเฟส (i_{abc})และปริมาณกระแสบนแกนดีคิว (i_{dq}) จะมีค่าประมาณศูนย์ จากนั้นเมื่อระบบมีการเปลี่ยนแปลงโหลดแรงบิดในวินาทีที่ 0.2 ปริมาณกระแสจะมีแนวโน้มเพิ่มขึ้นตามขนาดของโหลดแรงบิดในระบบส่วนปริมาณแรงดันสามเฟส (v_{abc}) และปริมาณแรงดันบนแกนดีคิว (v_{dq}) จะมีเปลี่ยนแปลงเพียงเล็กน้อยแปรผันตามขนาดของโหลดแรงบิด



รูปที่ 5.12 การขับเคลื่อนมอเตอ์ไฟฟ้าสามเฟสด้วยวงจรอินเวอร์เตอร์
เมื่อความเร็วคงที่ที่ 500 rad/s

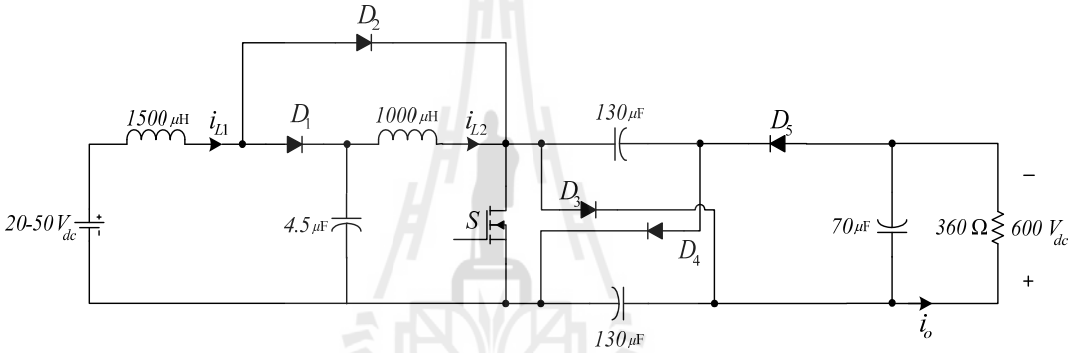


รูปที่ 5.13 การขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าสามเฟสด้วยวงจรอินเวอร์เตอร์
เมื่อมีความเปลี่ยนแปลงความเร็วรอบ



รูปที่ 5.14 การขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าสามเฟสด้วยวงจรอินเวอร์เตอร์
เมื่อมีความเปลี่ยนแปลงโหลดแรงบิด

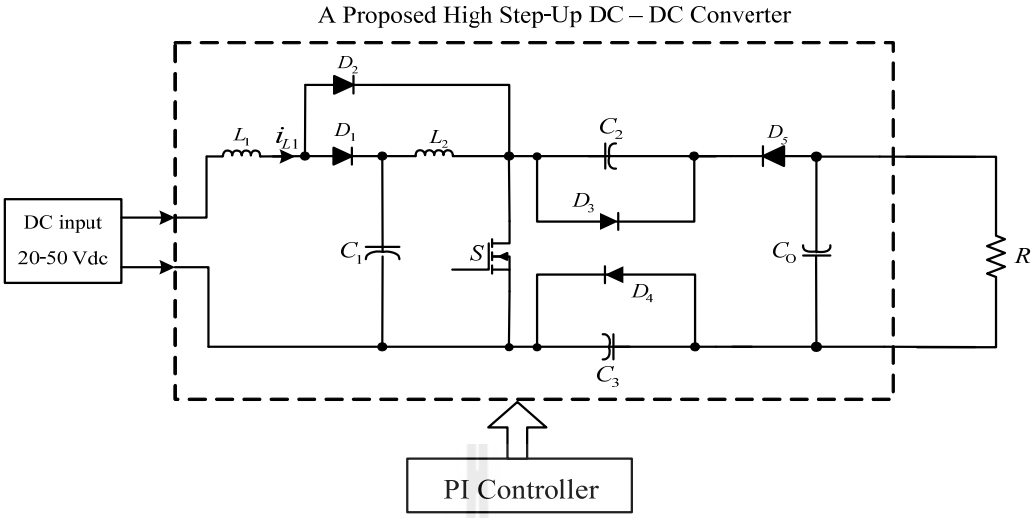
จากผลการจำลองสถานการณ์เพื่อศึกษาพฤติกรรมการทำงานพื้นฐานของมอเตอร์ไฟฟ้าสามเฟสซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรด้วยวงจรอินเวอร์เตอร์สามเฟสนำมาสู่การประยุกต์วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นเพื่อขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าสามเฟสซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรขนาด 1.1 kW ดังนั้นจึงจำเป็นอย่างยิ่งที่จะต้องทำการออกแบบค่าพารามิเตอร์ภายในวงจร รวมถึงค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมชนิดพีไอของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น ให้สอดคล้องกับขนาดของมอเตอร์ไฟฟ้าสามเฟสที่เลือกใช้งาน คือ ขนาด 1.1 kW ค่าพารามิเตอร์ของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นที่ได้ทำการออกแบบใหม่แสดงได้ดังรูปที่ 5.15จากพารามิเตอร์ชุดใหม่ของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นที่ได้นำเสนอไว้ในบทที่ 3สามารถคำนวณค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมชนิดพีไอได้ดังตารางที่ 5.3โดยมีโครงสร้างการจำลองสถานการณ์ดังรูปที่ 5.16



รูปที่ 5.15 พารามิเตอร์ของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นที่ทำการออกแบบใหม่

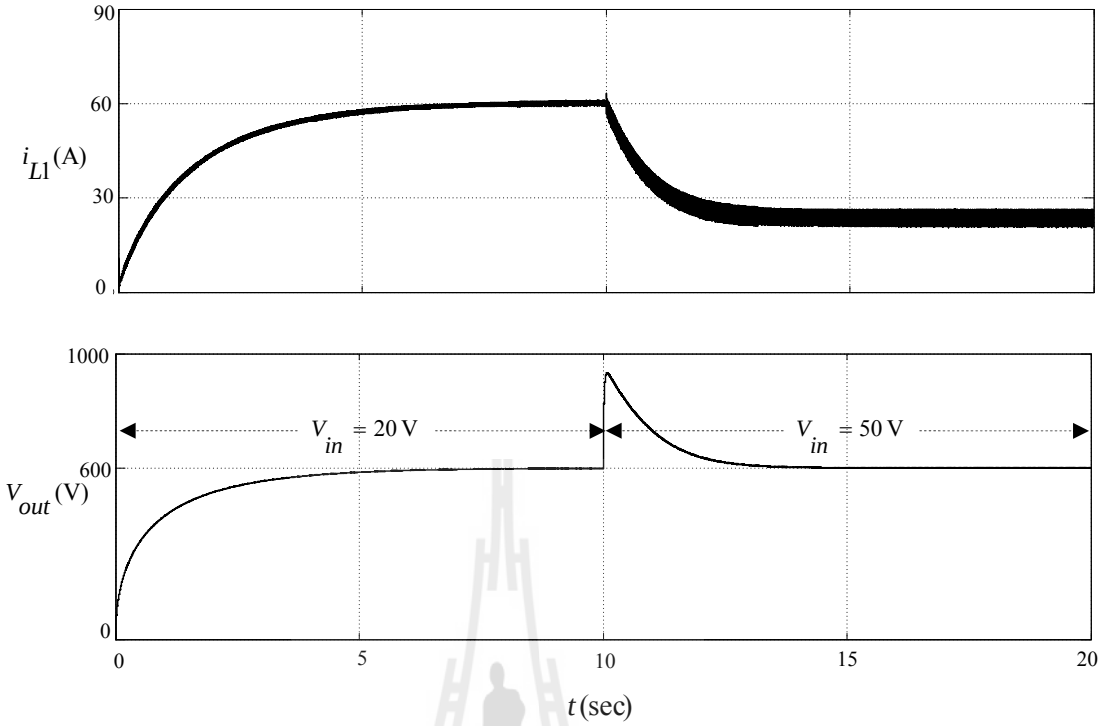
ตารางที่ 5.3 พารามิเตอร์ของตัวควบคุมพีไอสำหรับวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นชุดใหม่

สัญลักษณ์	ค่าพารามิเตอร์
K_{PV}	0.0027
K_{IV}	0.11
K_{PC}	5.95
K_{IC}	118102.8
ω_n	39.68
ω_{ni}	39682.54



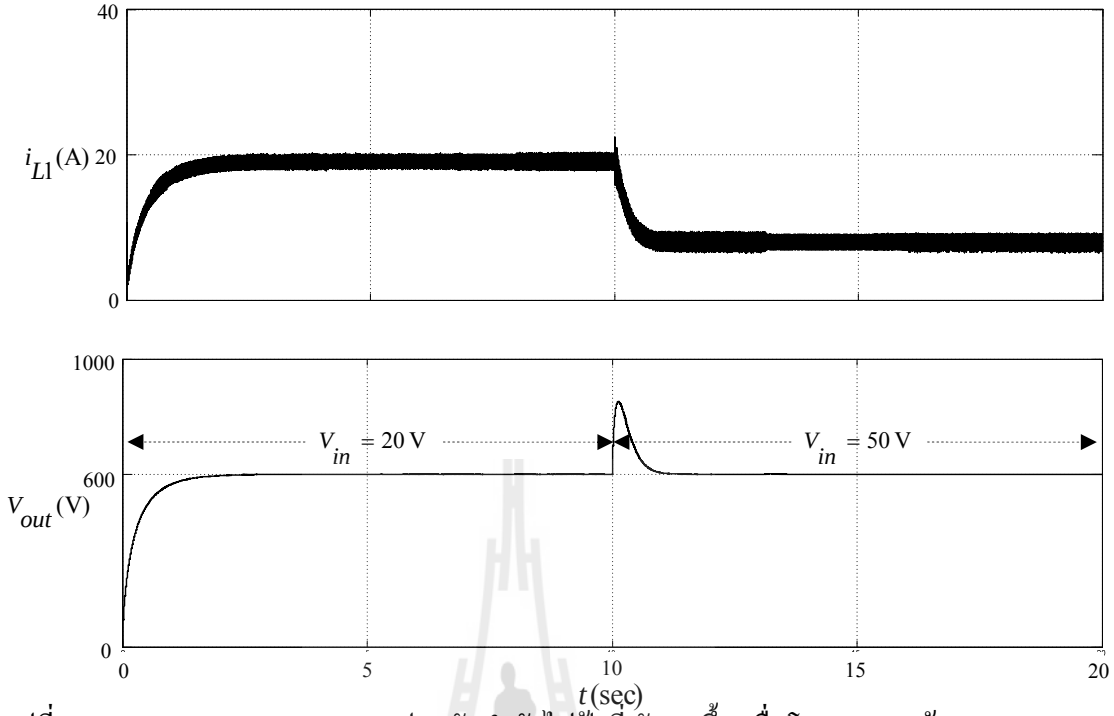
รูปที่ 5.16 วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นกับโหลดความต้านทาน

จำลองสถานการณ์ดังโครงสร้างในรูปที่ 5.16 เพื่อทดสอบพารามิเตอร์ของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น และพารามิเตอร์ของตัวควบคุมชนิดพีไอที่ทำการออกแบบจากโหลดความต้านทานขนาด 360 Ωโดยที่มีแหล่งจ่ายแรงดันคงที่ขนาด 20-50 V_{dc}ผลการจำลองสถานการณ์แสดงได้ดังรูปที่ 5.17 ซึ่งผลการจำลองสถานการณ์จะแบ่งออกเป็น 2 ช่วง คือ ช่วงวินาทีที่ 0-10 วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นรับแรงดันอินพุตคงที่ขนาด 20 V_{dc}พบว่าวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นสามารถเพิ่มระดับแรงดันเอาต์พุตได้สูงถึง 600 V_{dc}และถูกควบคุมให้คงที่ที่ 600 V_{dc}โดยที่กระแสอินพุต (i_{L1}) ในช่วงเวลานี้มีค่าประมาณ 60 A และช่วงวินาทีที่ 10-20 วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นรับแรงดันอินพุตคงที่ขนาด 50 V_{dc}โดยในช่วงเวลาดังกล่าวมีการเปลี่ยนแปลงแรงดันอินพุตจาก 20 V_{dc} เป็น 50 V_{dc}อย่างฉับพลัน ส่งผลให้ผลการตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตมีการพุ่งเกินในช่วงแรกของการเปลี่ยนแปลงแรงดันอินพุตจากนั้นแรงดันเอาต์พุตจะคงที่ที่ 600 V_{dc}ในขณะเดียวกันกระแสอินพุต(i_{L1}) มีค่าประมาณ 25 Aสัมพันธ์กับปริมาณแรงดันอินพุตที่เพิ่มจาก 20 V_{dc} เป็น 50 V_{dc}จากผลการจำลองสถานการณ์สามารถแสดงได้ว่าค่าพารามิเตอร์ของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น และตัวควบคุมชนิดพีไอ สามารถทำงานร่วมกันได้เป็นอย่างดี โดยเพิ่มระดับแรงดันเอาต์พุตให้สูงถึง 600 V_{dc}อีกทั้งสามารถควบคุมให้คงที่ที่ 600 V_{dc}ได้



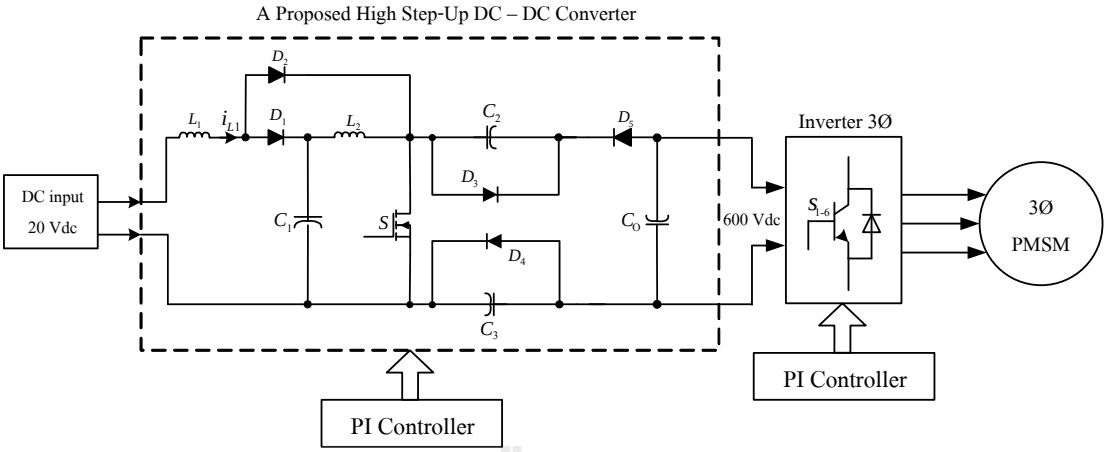
รูปที่ 5.17 ผลตอบสนองของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น เมื่อโหลดความต้านทาน 360 Ω

จากนั้นทำการเปลี่ยนขนาดของโหลดความต้านทานจาก 360Ω เป็น 1500 Ωหากควบคุมแรงดันเอาต์พุตให้คงที่จะได้กำลังไฟฟ้าเอาต์พุตประมาณ 240 Wผลการจำลองสถานการณ์แสดงได้ดังรูปที่ 5.18 จากรูปพบว่ากระแสอินพุต (i_{LI}) ของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น มีค่าประมาณ 20 และ 10 A เมื่อแรงดันอินพุตเท่ากับ 20 V_{dc}และ 50 V_{dc} ตามลำดับ วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาสามารถเพิ่มระดับแรงดันเอาต์พุตได้สูงถึง 600 V_{dc} ดังนั้นจึงสามารถนำวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นไปขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าสามเฟสต่อไป



รูปที่ 5.18 ผลตอบสนองของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น เมื่อโหลดความต้านทาน 1500 Ω

จากการออกแบบเลือกค่าพารามิเตอร์ และออกแบบตัวควบคุมชนิดพีไอสำหรับวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นเพื่อประยุกต์ในขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าสามเฟส ดังที่ได้กล่าวไว้ในข้างต้น จึงนำมาสู่การจำลองสถานการณ์ของระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าสามเฟสด้วยวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นเพื่อพิจารณาการทำงานร่วมกันของระบบทั้งหมด โดยระบบที่ทำการจำลองสถานการณ์ประกอบด้วย แหล่งจ่ายแรงดันคงที่ขนาด 20 V_{dc} สำหรับวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นที่สามารถเพิ่มระดับแรงดันเอาต์พุตได้สูงถึง 600 V_{dc} และถูกควบคุมให้มีค่าคงที่ด้วยตัวควบคุมชนิดพีไอ เพื่อเป็นแหล่งจ่ายแรงดันกระแสตรงให้กับวงจรอินเวอร์เตอร์สามเฟสสำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าสามเฟส แสดงโครงสร้างการจำลองสถานการณ์ได้ดังรูปที่ 5.19

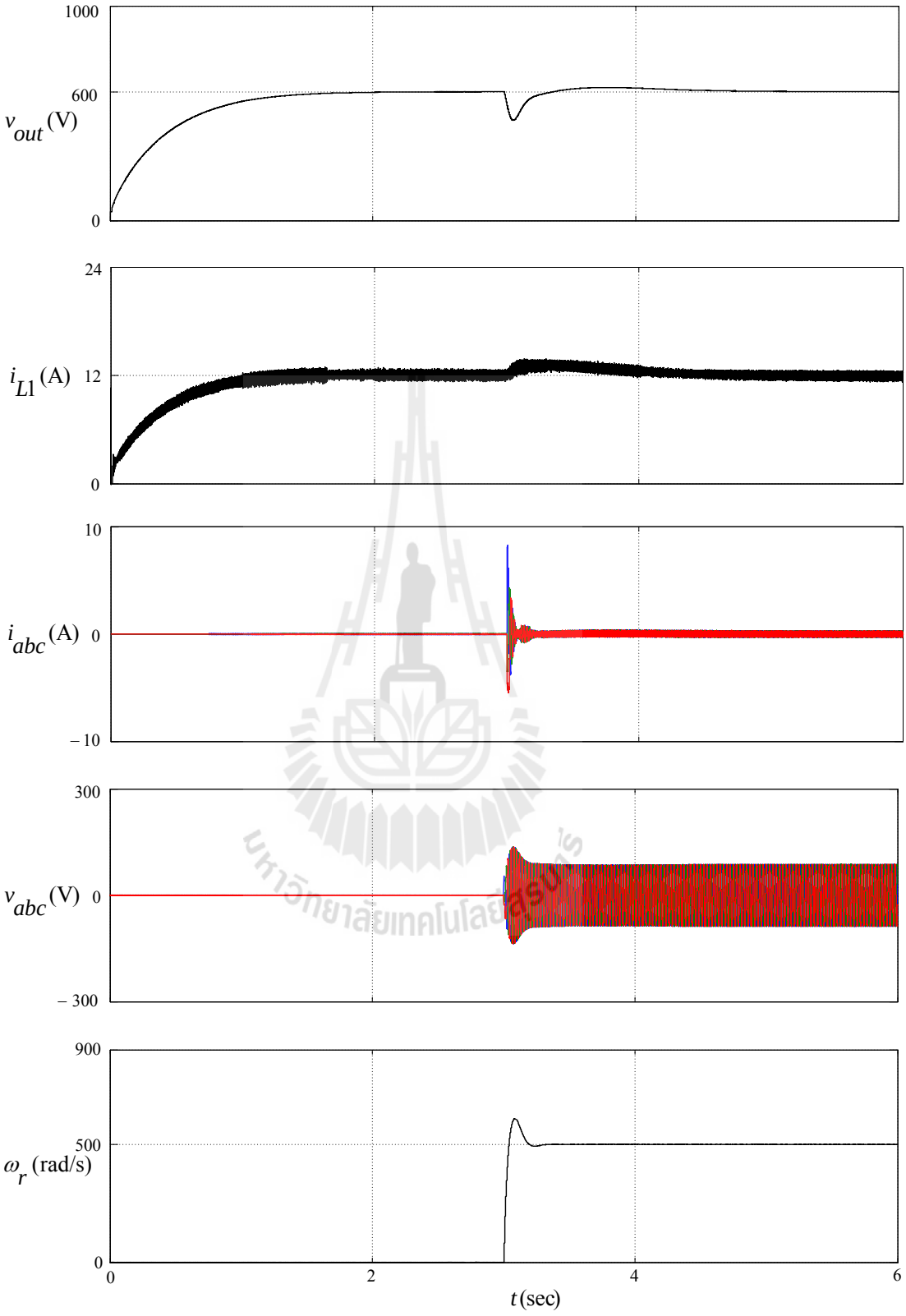


รูปที่ 5.19 โครงสร้างวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นสำหรับระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าสามเฟส

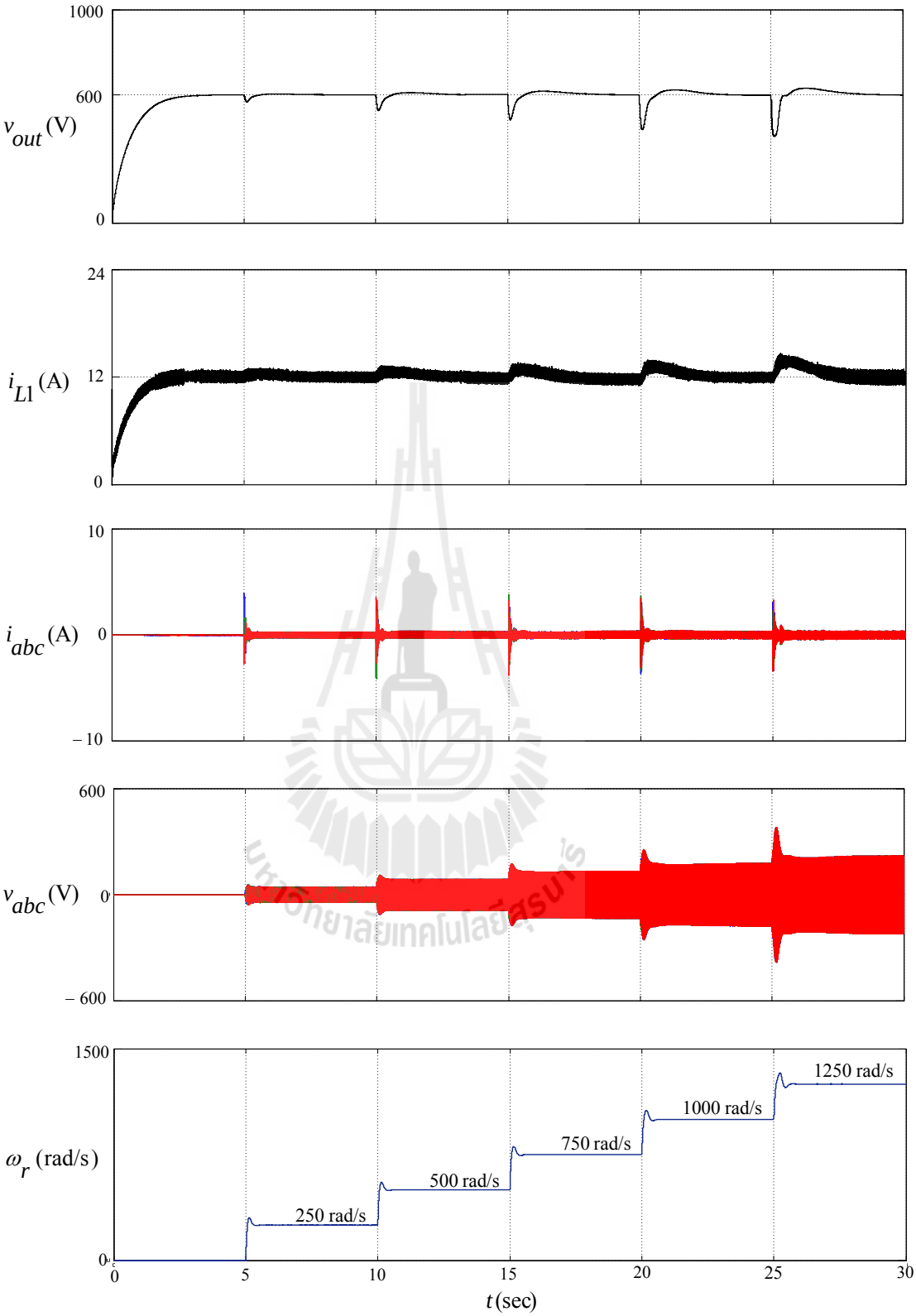
การจำลองสถานการณ์การขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าสามเฟสซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรด้วยวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น ดังโครงสร้างการจำลองสถานการณ์ดังรูปที่ 5.19 จะทำการจำลองสถานการณ์ทั้งหมด 3สถานการณ์ คือ จำลองสถานการณ์วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นสำหรับระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าสามเฟส เมื่อควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์ให้คงที่ที่ 500 rad/s ผลการจำลองสถานการณ์แสดงได้ดังรูปที่ 5.20 พบว่าในช่วงวินาทีที่ 0-3 วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นสามารถเพิ่มระดับแรงดันเอาต์พุตได้ถึง 600 V_{dc}และถูกควบคุมให้คงที่ด้วยตัวควบคุมชนิดพีไอปริมาณกระแสอินพุต (i_{L1}) ของระบบมีค่าประมาณ 12 Aโดยในช่วงเริ่มต้นมอเตอร์ไฟฟ้าสามเฟสยังไม่ทำงานจากนั้นวินาทีที่ 3 มอเตอร์ไฟฟ้าสามเฟสถูกควบคุมให้ทำงานที่ความเร็วรอบเท่ากับ 500 rad/s ส่งผลให้ปริมาณกระแสอินพุต (i_{L1}) และแรงดันเอาต์พุต (v_{out}) ของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นเกิดการเปลี่ยนแปลงในช่วงเวลาที่มอเตอร์เริ่มหมุน จากนั้นตัวควบคุมชนิดพีไอจะสามารถควบคุมแรงดันเอาต์พุตของวงจรให้กลับเข้าสู่แรงดัน 600 V_{dc} ได้เช่นเดิมในส่วนของมอเตอร์ไฟฟ้าสามเฟสจะถูกควบคุมความเร็วรอบให้คงที่ที่ 500 rad/s ด้วยตัวควบคุมชนิดพีไอ ปริมาณกระแสสามเฟส (i_{abc})ในสภาวะคงตัวมีค่าประมาณศูนย์เนื่องจากมอเตอร์ไม่โหลดแรงบิด และปริมาณของแรงดันสามเฟส (v_{abc})มีค่าประมาณ 100 Vแสดงให้เห็นว่าวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นสามารถประยุกต์สำหรับระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าสามเฟสได้

สถานการณ์ที่สองจำลองสถานการณ์ดังโครงสร้างตามรูปที่ 5.19 โดยมีการควบคุมความเร็วของมอเตอร์ในย่านต่าง ๆ ซึ่งเริ่มต้นให้วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นเพิ่มระดับแรงดันเอาต์พุตให้ได้ 600 V_{dc}และถูกควบคุมให้มีค่าคงที่ด้วยตัวควบคุมชนิดพีไอ จากนั้นในวินาทีที่ 5 เริ่มควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์ไฟฟ้าสามเฟสที่ 250 rad/s และทำการเปลี่ยนแปลงความเร็วรอบที่ทำการควบคุมเป็น500, 750, 1000 และ 1250 rad/d ณ วินาทีที่ 10, 15, 20, 25 ตามลำดับ ผลการจำลองสถานการณ์แสดงดังรูปที่ 5.21 พบว่าตัวควบคุมชนิดพีไอของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นสามารถควบคุมแรงดันเอาต์พุตให้คงที่ที่ 600 V_{dc}ได้ตลอดย่านการทำงานของระบบที่มีการเปลี่ยนแปลงความเร็วรอบโดยมีกระแสอินพุต (i_{LI}) ของระบบอยู่ที่ประมาณ 12 Aในส่วนของการควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์ไฟฟ้าสามเฟส ตัวควบคุมชนิดพีไอสามารถควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์ที่มีการเปลี่ยนแปลงความเร็วรอบได้ตามที่ต้องการปริมาณกระแสอินพุตสามเฟส (i_{abc})และปริมาณแรงดันสามเฟส(v_{abc})จะเกิดการเปลี่ยนแปลงในขณะที่มีการเปลี่ยนแปลงความเร็วรอบที่ทำการควบคุม โดยที่ปริมาณแรงดันสามเฟส (v_{abc})ในระบบจะมีแนวโน้มเพิ่มขึ้นตามการเปลี่ยนแปลงความเร็วรอบของมอเตอร์ที่เพิ่มขึ้น

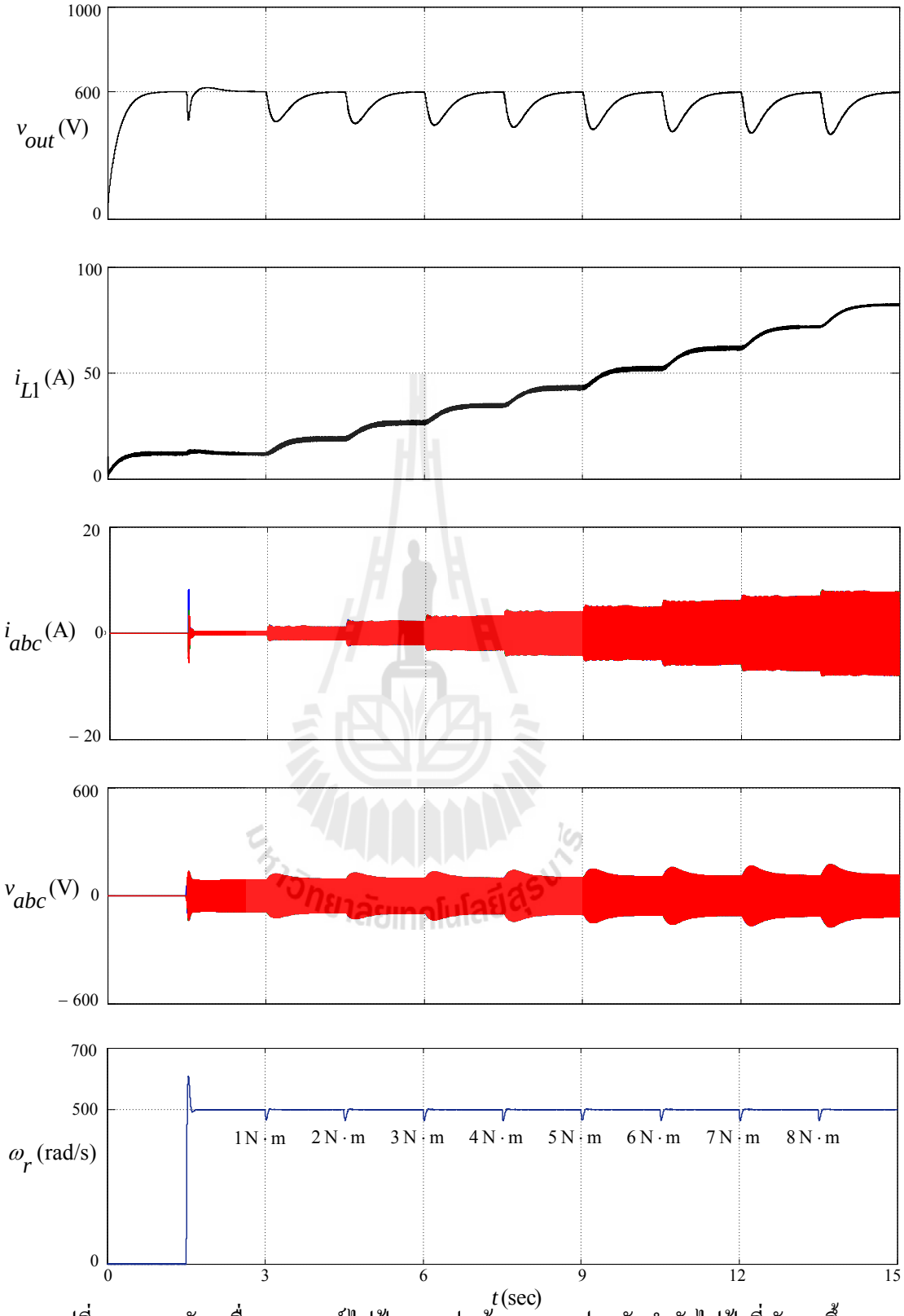
สถานการณ์ที่สาม จำลองสถานการณ์ดังโครงสร้างรูปที่ 5.19 เมื่อระบบมีการเปลี่ยนแปลงโหลดแรงบิดในขณะที่ความเร็วรอบของมอเตอร์ถูกควบคุมให้คงที่ที่ 500 rad/s โดยกำหนดให้เริ่มป้อนโหลดแรงบิดขนาด 1 N.m ให้กับระบบ ณ วินาทีที่ 1.5 จากนั้นทำการเพิ่มโหลดแรงบิดครั้งละ 1 N.m ในทุก ๆ 1.5 วินาที จนถึงวินาทีที่ 13.5 ผลการจำลองสถานการณ์แสดงได้ดังรูปที่ 5.22 พบว่าวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น สามารถเพิ่มระดับแรงดันเอาต์พุตได้สูงถึง 600 V_{dc}และถูกควบคุมให้คงที่ด้วยตัวควบคุมชนิดพีไอในขณะที่ระบบมีการเปลี่ยนแปลงโหลดแรงบิดปริมาณกระแสอินพุต(i_{LI})จะมีแนวโน้มเพิ่มขึ้นตามขนาดของโหลดแรงบิดที่เพิ่มเข้ามาในระบบ พิจารณาการทำงานของมอเตอร์สามเฟสที่ความเร็วรอบคงที่ที่ 500 rad/s พบว่าปริมาณกระแสสามเฟส(i_{abc})มีแนวโน้มเพิ่มขึ้นเช่นเดียวกับกระแสอินพุต (i_{LI}) ของระบบตามขนาดของโหลดแรงบิดแต่ปริมาณของแรงดันไฟฟ้าสามเฟส(v_{abc})จะมีค่าคงที่ประมาณ 100 Vและเกิดการเปลี่ยนแปลงในช่วงเลาที่มีการเพิ่มโหลดแรงบิดให้กับระบบ



รูปที่ 5.20 การขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าสามเฟสด้วยวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น เมื่อความเร็วรอบคงที่ที่ 500 rad/s

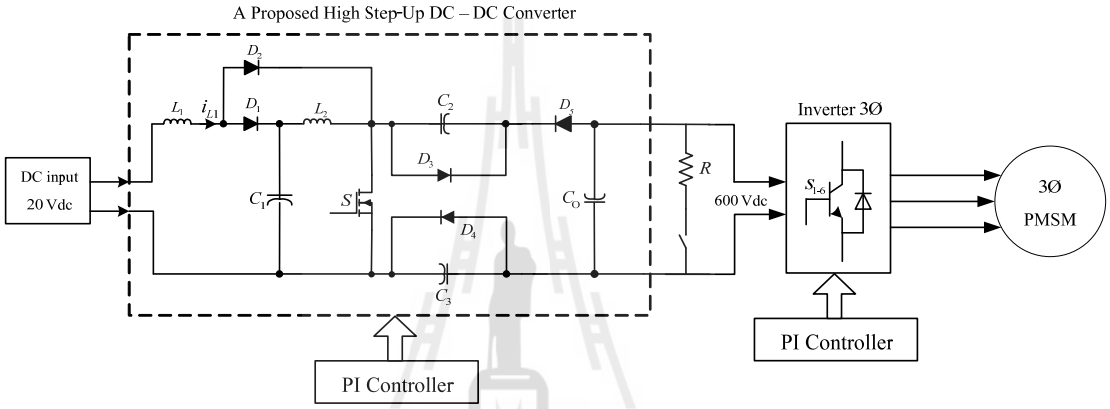


รูปที่ 5.21 การขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าสามเฟสด้วยวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงความเร็วรอบ



รูปที่ 5.22 การขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าสามเฟสด้วยวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงโหลดแรงบิด

เพื่อทดสอบสมรรถนะของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น จึงทำการจำลองสถานการณ์วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นสำหรับขับเคลื่อนโหลดแบบขนาน ซึ่งประกอบไปด้วย โหลดความต้านทานขนาด 1500 Ωและโหลดมอเตอร์ไฟฟ้าสามเฟสซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรขนาด 1.1 kWต่อขนานกันผ่านวงจรอินเวอร์เตอร์สามเฟสโดยที่แหล่งจ่ายแรงดันของระบบมีขนาด 20 V_{dc}และวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น จะทำหน้าที่เพิ่มแรงดันเอาต์พุตให้สูงถึง 600 V_{dc} สำหรับเป็นแหล่งจ่ายให้กับวงจรอินเวอร์เตอร์สามเฟสที่ใช้ในการขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าสามเฟส ดังแสดงโครงสร้างการจำลองสถานการณ์ได้ดังรูปที่ 5.23



รูปที่ 5.23 โครงสร้างวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นสำหรับระบบขับเคลื่อนโหลดแบบขนาน

การจำลองสถานการณ์ระบบขับเคลื่อนโหลดขนานด้วยวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น จะทำการจำลองสถานการณ์ทั้งหมด 3สถานการณ์ คือ ทำการจำลองสถานการณ์วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นสำหรับระบบขับเคลื่อนโหลดขนาน เมื่อกำหนดให้ความเร็วของมอเตอร์ไฟฟ้าสามเฟสคงที่ที่ 500 rad/s ผลการจำลองสถานการณ์แสดงได้ดังรูปที่ 5.24 ในช่วงแรกของการจำลองสถานการณ์ ณ วินาทีที่ 0-3 วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นเพิ่มระดับแรงดันเอาต์พุตได้สูงถึง 600 V_{dc}และถูกควบคุมให้คงที่ด้วยตัวควบคุมชนิดพีไอ โดยที่ระบบมีกระแสอินพุต (i_{L1}) อยู่ที่ประมาณ 25 A สังเกตได้ว่าปริมาณกระแสอินพุต (i_{L1}) ของระบบขับเคลื่อนโหลดขนานจะสูงกว่ากระแสอินพุต (i_{L1}) ของระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าสามเฟส เนื่องจากโหลดขนานประกอบไปด้วยโหลดความต้านทานขนาด 1500 Ωและโหลดมอเตอร์ไฟฟ้าสามเฟส จึงทำให้ต้องการกำลังไฟฟ้าจากทางด้านแหล่งจ่าย จากนั้นในช่วงวินาทีที่ 3-6 ทำการควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์ไฟฟ้าสามเฟสให้คงที่ที่ 500 rad/sด้วยตัวควบคุมชนิดพีไอขณะที่มอเตอร์เริ่มหมุนกระแสสามเฟส(i_{abc}) และแรงดันสามเฟส (v_{abc}) จะเพิ่มขึ้นเพื่อสร้างแรงบิดเริ่มต้นให้กับมอเตอร์ จากนั้นเมื่อมอเตอร์มีความเร็วรอบคงที่ที่ 500 rad/sกระแสสามเฟส(i_{abc}) และแรงดันสามเฟส (v_{abc})

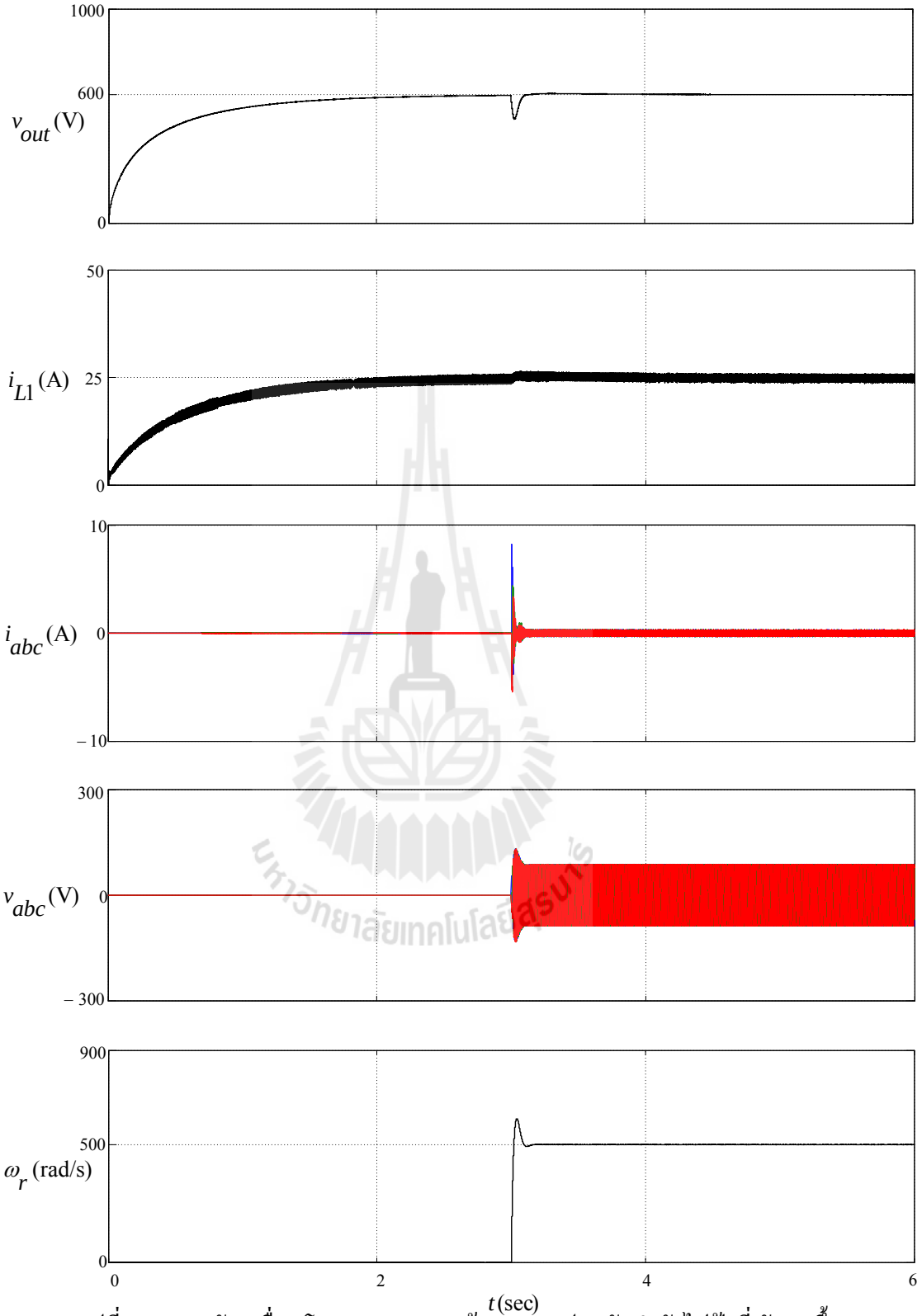
จะมีค่าประมาณศูนย์ และ 100 V ตามลำดับ ดังนั้นการจำลองสถานการณ์นี้แสดงให้เห็นถึงสมรรถนะของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นที่สามารถขับเคลื่อนโหลดแบบขนานได้เป็นอย่างดี

สถานการณ์ที่สอง จำลองสถานการณ์ดังโครงสร้างในรูปที่ 5.23 ให้วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นขับเคลื่อนโหลดแบบขนานโดยกำหนดให้มีการปลดออก(R_{out})และต่อเข้า(R_{in})ของโหลดความต้านทานที่เวลาต่างๆ พร้อมทั้งควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์ไฟฟ้าสามเฟส ผลการจำลองสถานการณ์แสดงได้ดังรูปที่ 5.25เริ่มต้นให้วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นเพิ่มระดับแรงดันเอาต์พุตให้สูงถึง 600 V_{dc}ปริมาณกระแสอินพุต (i_{L1}) ของระบบอยู่ที่ประมาณ 25 A จากนั้นทำการควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์ไฟฟ้าสามเฟสให้คงที่ที่ 250 rad/s ปริมาณกระแสสามเฟส (i_{abc})จะเพิ่มขึ้นและลดรัดับลงจนมีค่าประมาณศูนย์ แรงดันสามเฟส (v_{abc})จะมีขนาดและความถี่คงที่ในสถานะอยู่ตัว ควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์ถูกควบคุมให้คงที่ที่ 250 rad/s ขณะที่ ณ วินาทีที่ 4 ทำการปลดโหลดความต้านทานขนาด 1500Ω ออกจากระบบ เพื่อทดสอบสมรรถนะการทำงานของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น พบว่าวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นยังคงสามารถทำงานได้กล่าวคือสามารถเพิ่มแรงดันเอาต์พุตได้สูงถึง 600 V_{dc} ด้วยปริมาณกระแสที่ลดลงเหลือประมาณ 10 A เนื่องจากระบบมีเพียงโหลดมอเตอร์ไฟฟ้าสามเฟสอย่างเดียว จากนั้นทำการเปลี่ยนแปลงความเร็วรอบของมอเตอร์ให้ทำงานอยู่ที่ 500 rad/s ปริมาณของแรงดันสามเฟส (v_{abc})มีค่าเปลี่ยนแปลงจากเดิม และ ณ วินาทีที่ 7 ทำการต่อโหลดความต้านทาน 1500 Ωกลับเข้าสู่ระบบอีกครั้ง จะพบความเปลี่ยนแปลงของกระแสอินพุต (i_{L1}) ของระบบที่มีปริมาณเพิ่มขึ้นอยู่ที่ประมาณ 25 A เพื่อขับโหลดสองชนิด จากนั้นกำหนดให้มอเตอร์ทำงานที่ความเร็วรอบ 750 และ 1000 rad/s ณ วินาทีที่ 9 และ 12 ตามลำดับ พร้อมกับการเปลี่ยนแปลงโหลดความต้านทาน 1500 Ω ณ วินาทีที่ 10 และ 13 พบว่าวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นสามารถขับเคลื่อนโหลดแบบขนานได้ ซึ่งแสดงถึงสมรรถนะของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น

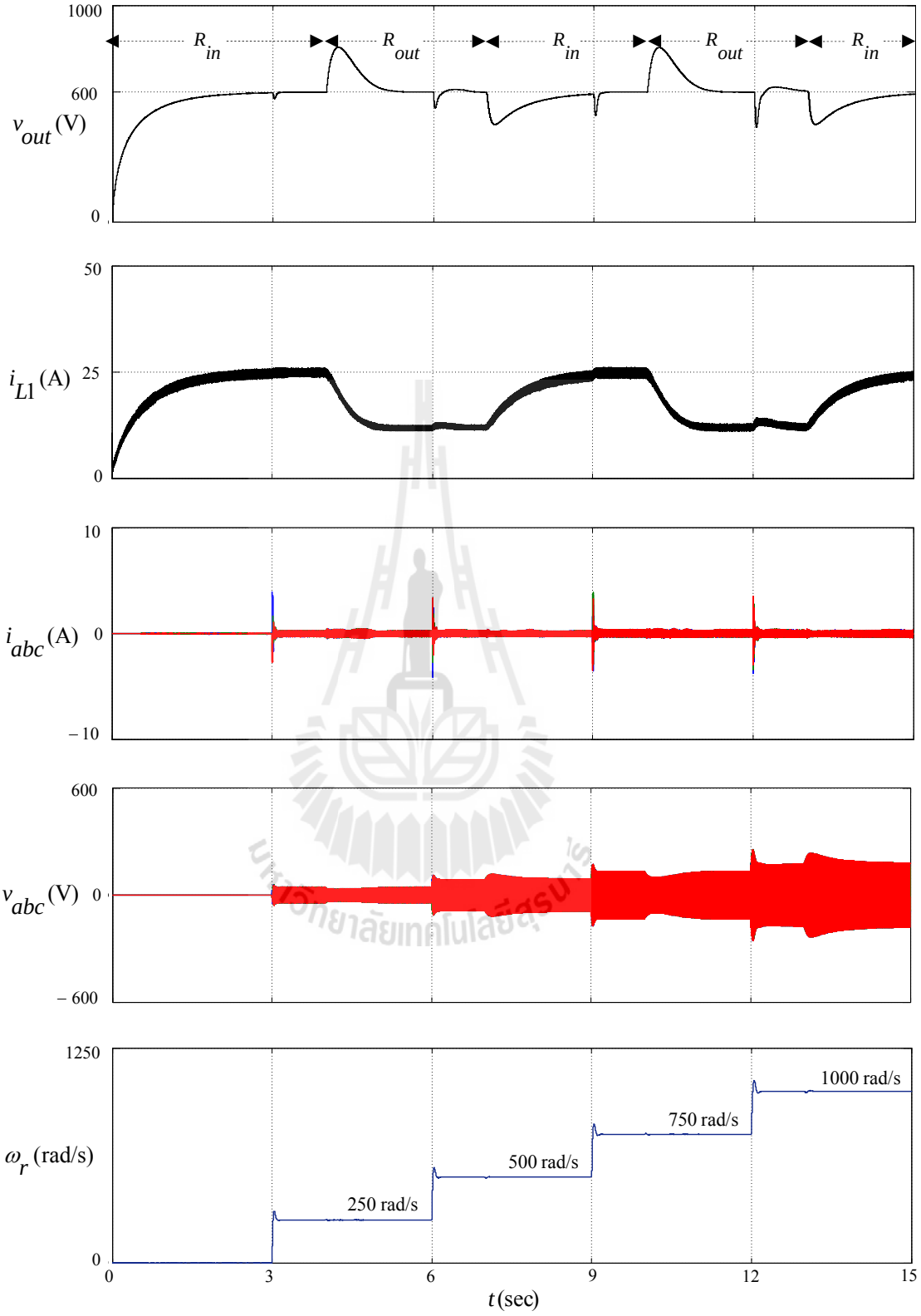
สถานการณ์ที่สาม จำลองสถานการณ์ดังโครงสร้างรูปที่ 5.23วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นสำหรับระบบขับเคลื่อนโหลดแบบขนานเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงโหลดแรงบิดให้กับมอเตอร์ไฟฟ้าสามเฟส รวมทั้งมีการปรับเปลี่ยนสถานการณ์การต่อโหลดความต้านทานให้กับระบบผลการจำลองสถานการณ์แสดงได้ดังรูปที่ 5.26 พบว่าวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นสามารถเพิ่มระดับแรงดันเอาต์พุตได้ถึง 600 V_{dc} โดยที่แรงดันเอาต์พุตถูกควบคุมให้คงที่ที่ 600 V_{dc} ตลอดย่านการทำงานด้วยตัวควบคุมชนิดพีไอซึ่งปริมาณกระแสอินพุตของวงจรมีค่าเริ่มต้นอยู่ที่ประมาณ 25 A และจะมีการเปลี่ยนแปลงค่ากระแสนี้ตามสถานการณ์การต่อโหลดความต้านทานรวมถึงขึ้นอยู่กับค่าโหลดแรงบิดที่ให้กับมอเตอร์ไฟฟ้าสามเฟสที่เวลา t = 3 วินาที ทำการควบคุม

ความเร็วรอบของมอเตอร์ไฟฟ้าสามเฟสให้ทำงานอยู่ที่ 500 rad/s จะเกิดการเปลี่ยนแปลงของปริมาณกระแส และแรงดัน จากนั้นที่เวลา t = 5 วินาที ทำการเพิ่มโหลดแรงบิดขนาด 2N.m ให้กับมอเตอร์ พบว่าปริมาณกระแสอินพุต (i_{L1}) มีค่าสูงขึ้นอยู่ที่ประมาณ 40 A ตามความสัมพันธ์ของกำลังไฟฟ้าที่ใช้ในการขับโหลด จากนั้นที่เวลา t =8.5 วินาที ทำการปลดโหลดความต้านทาน1500 Ωออกจากระบบพบว่า ปริมาณกระแสอินพุต (i_{L1}) มีค่าลดลงอยู่ที่ประมาณ 30 A จากนั้นเพิ่มโหลดแรงบิดขนาด 4 และ 6 N.m ณ วินาทีที่ 10 และ 15 ตามลำดับ พร้อมทั้งการเปลี่ยนแปลงสถานการณ์การตัดต่อโหลดความต้านทาน 1500 Ωณ วินาทีที่ 13.5 และ 18.5 ตามลำดับดังแสดงในรูปที่ 5.26 ซึ่งจะแสดงถึงสมรรถนะการทำงานของระบบโหลดแบบขนานที่ขับเคลื่อนด้วยวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นยังสามารถทำงานได้เป็นอย่างดี

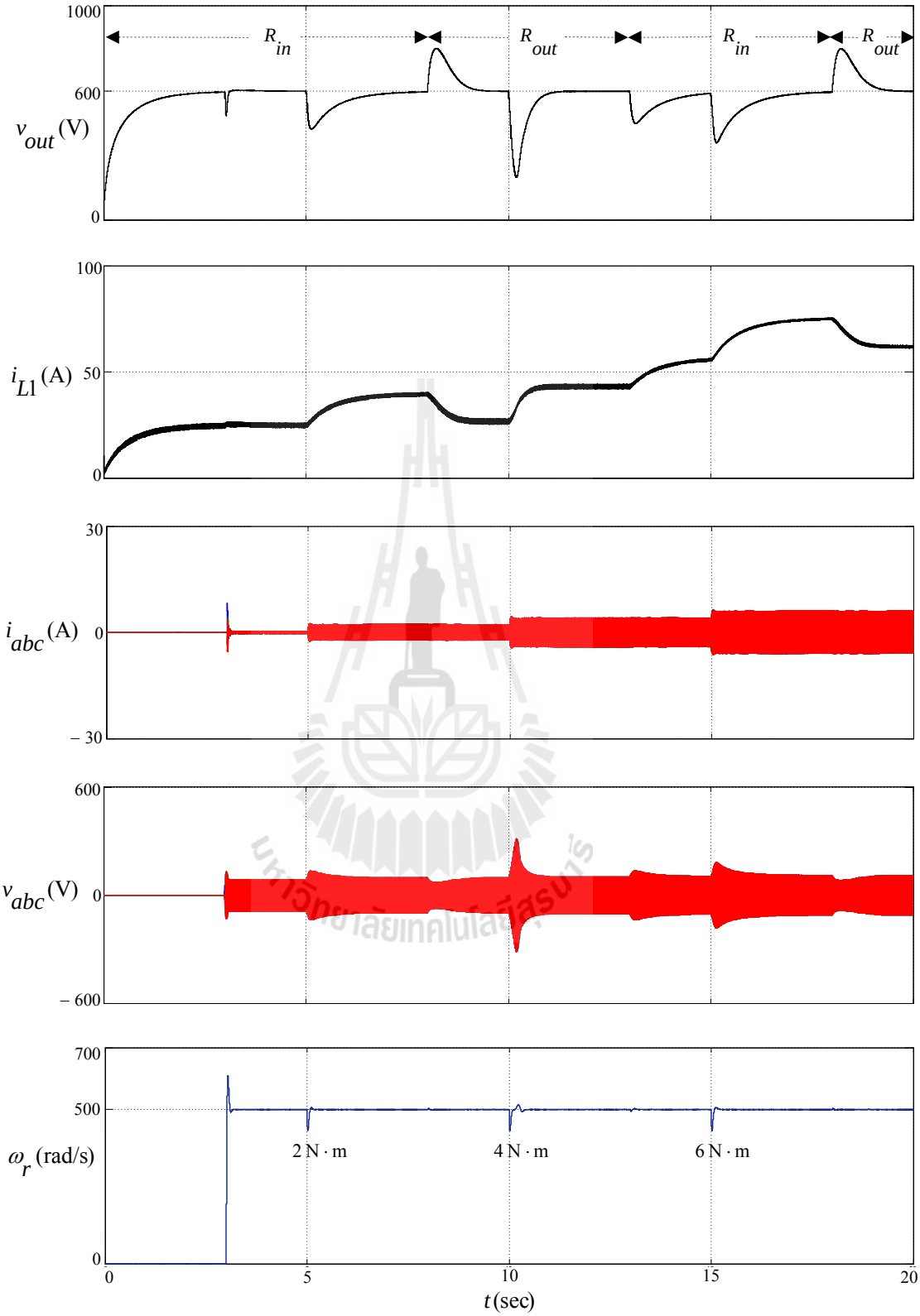
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี



รูปที่ 5.24 การขับเคลื่อนโหลดแบบขนานด้วยวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น เมื่อความเร็วรอบคงที่ที่ 500 rad/s



รูปที่ 5.25 การขับเคลื่อนโหลดแบบขนานด้วยวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น
เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงความเร็วรอบ และโหลดความต้านทาน



รูปที่ 5.26 การขับเคลื่อนโหลดแบบขนานด้วยวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น
เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงโหลดแรงบิด และโหลดความต้านทาน

5.7 สรุป

ในบทนี้นำเสนอการประยุกต์วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นสำหรับระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าสามเฟสซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวร เพื่อจำลองสถานการณ์การทำงานของระบบที่แหล่งจ่ายมีแรงดันอินพุตค่อนข้างต่ำประมาณ 20-50 V_{dc} กับโหลดที่ต้องการแรงดันค่อนข้างสูงระดับที่600 V_{dc}เมื่อพิจารณาผลการจำลองสถานการณ์วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นเพื่อขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าสามเฟส และโหลดแบบขนานซึ่งเป็นโหลดตัวต้านทานร่วมกับมอเตอร์ไฟฟ้าสามเฟสพบว่าวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นสามารถขับเคลื่อนโหลดทั้ง 2 ลักษณะได้อย่างน่าพอใจผลการจำลองสถานการณ์สามารถแสดงให้เห็นถึงสมรรถนะของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นที่สามารถเพิ่มระดับแรงดันเอาต์พุตได้สูงถึง 600 V_{dc} ในขณะที่ระบบมีการเปลี่ยนแปลงความเร็วรอบของมอเตอร์ไฟฟ้าสามเฟส โหลดแรงบิด และโหลดความต้านทาน อีกทั้งแสดงถึงความสามารถของตัวควบคุมชนิดพีไอที่สามารถควบคุมแรงดันเอาต์พุตสามารถควบคุมให้คงที่ที่ 600 V_{dc} ได้เป็นอย่างดี และยังแสดงให้เห็นว่าวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นสามารถประยุกต์ร่วมกับโหลดมอเตอร์ไฟฟ้าสามเฟสได้

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

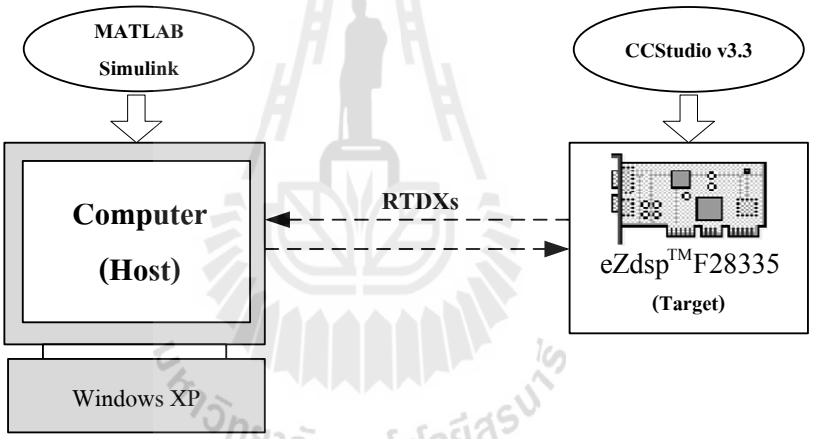
บทที่ 6
การจำลองสถานการณ์วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น แบบฮาร์ดแวร์ในลูปที่ใช้ตัวควบคุมชนิดพีไอ

6.1 บทนำ

การจำลองสถานการณ์วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นเพื่อเพิ่มระดับแรงดันเอาต์พุตของวงจรให้สูงถึงระดับ 600 Vdc โดยที่มีตัวควบคุมชนิดพีไอควบคุมแรงดันเอาต์พุตให้คงที่ ดังที่ได้จำลองสถานการณ์ผ่านมานั้น ในบทที่ผ่านมาได้ใช้โปรแกรม Simulink ในซอฟต์แวร์ MATLAB เป็นเครื่องมือช่วยในการจำลองสถานการณ์ ซึ่งการจำลองสถานการณ์ดังกล่าวได้ดำเนินการอยู่บนคอมพิวเตอร์ทั้งหมด โดยในสถานการณ์จริงระบบจะไม่ได้ทำงานอยู่บนคอมพิวเตอร์เพียงอย่างเดียว ซึ่งการทำงานอาจแตกต่างหรือไม่สมจริงกับระบบฮาร์ดแวร์ ดังนั้นในบทนี้จึงได้นำเสนอการจำลองสถานการณ์แบบฮาร์ดแวร์ในลูป (Hardware In Loop : HIL) ที่เป็นการใช้บอร์ด DSP รุ่น eZdsp^{TM}F28335 ร่วมกับโปรแกรม Simulink โดยในงานวิจัยวิทยานิพนธ์จะสร้างตัวควบคุมชนิดพีไอด้วยบอร์ด DSP รุ่น eZdsp^{TM}F28335 เพื่อให้การจำลองสถานการณ์การควบคุมแรงดันเอาต์พุตของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นมีความสมจริง การจำลองสถานการณ์แบบฮาร์ดแวร์ในลูปที่จะนำเสนอในบทนี้ จะเลือกใช้พารามิเตอร์ของตัวควบคุมชนิดพีไอที่ได้จากการออกแบบดังที่นำเสนอไว้ในบทที่ 4 โดยเนื้อหาในบทนี้จะกล่าวถึง เทคนิคการจำลองสถานการณ์แบบฮาร์ดแวร์ในลูปที่แสดงรายละเอียดในการเชื่อมโยงโปรแกรม Simulink กับบอร์ด DSP รุ่น eZdsp^{TM}F28335 การประยุกต์เทคนิคฮาร์ดแวร์ในลูปที่ใช้ตัวควบคุมชนิดพีไอ และผลการจำลองสถานการณ์ของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นแบบฮาร์ดแวร์ในลูปที่ใช้ตัวควบคุมชนิดพีไอ มีรายละเอียดดังต่อไปนี้

6.2 เทคนิคการจำลองสถานการณ์แบบฮาร์ดแวร์ในลูป (Hardware In Loop : HIL)

เทคนิคการจำลองสถานการณ์แบบฮาร์ดแวร์ในลูปที่ใช้โปรแกรม Simulink ร่วมกับบอร์ด DSP โดยบริษัท MathWork ได้พัฒนาโปรแกรมใช้เชื่อมต่อที่มีชื่อว่า Code Composer Studio มีเงื่อนไขการเชื่อมต่อที่ต้องทำงานร่วมกับโปรแกรม MATLAB เวอร์ชัน 2011 ขึ้นไป และรองรับกับคอมพิวเตอร์ที่มีระบบการทำงานเป็น Windows XP การเชื่อมต่ออุปกรณ์จะเชื่อมต่อผ่านทางพอร์ต USB งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ใช้บอร์ด DSP รุ่น eZdsp^{TM}F28335 ที่โปรแกรมด้วย Code Composer Studio เวอร์ชัน 3.3 (CCStudio v3.3) เพื่อสร้างตัวควบคุมชนิดพีไอในการควบคุมการทำงานของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น หลักการทำงานของฮาร์ดแวร์ในลูปจะเป็นการรับและส่งข้อมูลผ่านทางช่องสื่อสารแบบ RTDX (Real Time Data eXchang) เชื่อมโยงโปรแกรม Simulink (Host) กับบอร์ด DSP รุ่น eZdsp^{TM}F28335 (Target) โดยแผนภาพการเชื่อมโยงรับส่งข้อมูลแสดงได้ดังรูปที่ 6.1



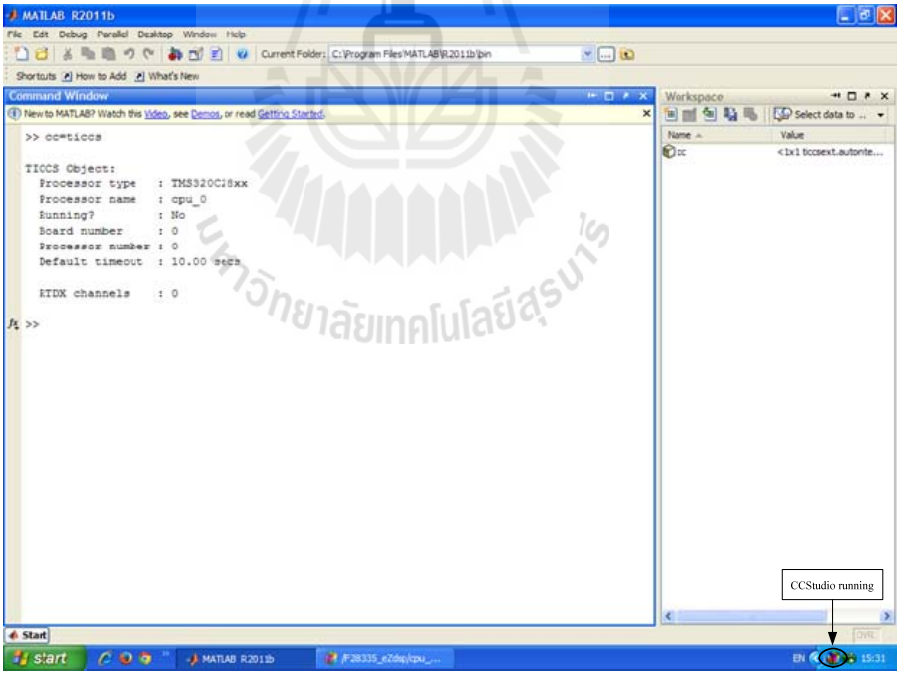
รูปที่ 6.1 แผนภาพการเชื่อมโยงโปรแกรม Simulink กับบอร์ด eZdsp^{TM}F28335

6.2.1 การเชื่อมโยงซอฟต์แวร์ MATLAB กับบอร์ด eZdsp^{TM}F28335

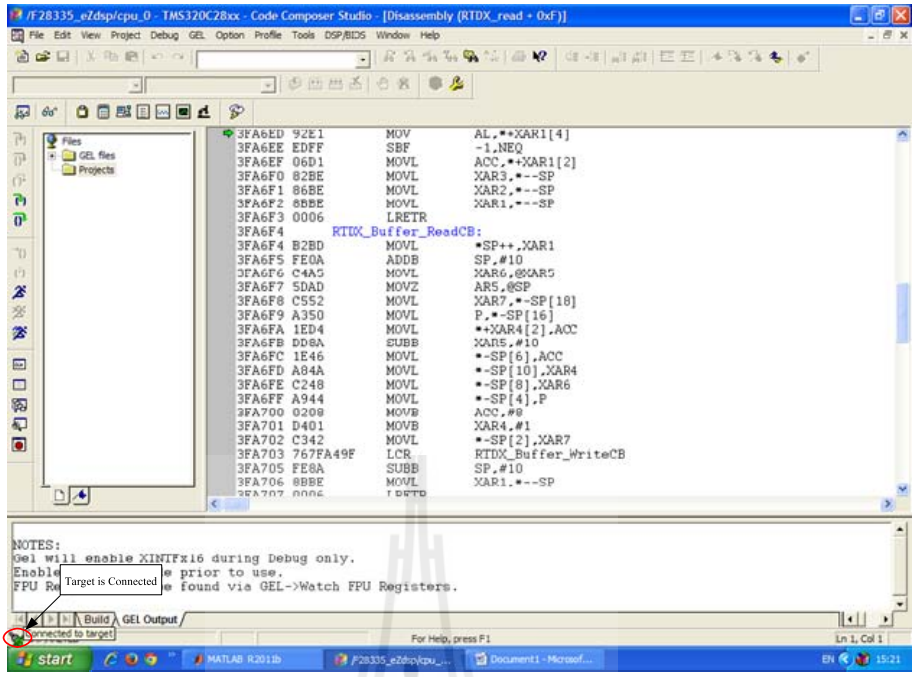
การจำลองสถานการณ์แบบฮาร์ดแวร์ในลูปมีความจำเป็นที่ต้องทำความเข้าใจเรื่องการเชื่อมโยงซอฟต์แวร์กับบอร์ด eZdsp^{TM}F28335 โดยในลำดับแรกต้องทำการติดตั้งซอฟต์แวร์ MATLAB และโปรแกรม CCStudio v3.3 ไอคอนที่จะใช้งานเชื่อมต่อ แสดงดังรูปที่ 6.2 โดยโปรแกรม CCStudio v3.3 จะปรากฏไอคอน Setup CCStudio v3.3 ที่ใช้สำหรับกำหนดคุณสมบัติของบอร์ด eZdsp^{TM}F28335

รูปที่ 6.2 ไอคอนการเข้าใช้งานซอฟแวร์ MATLAB และโปรแกรม CCStudio v3.3

การเชื่อมโยงซอฟแวร์ MATLAB กับบอร์ด eZdsp™F28335 ทำได้โดยการต่อพอร์ต USB เข้ากับคอมพิวเตอร์ จากนั้นเปิดซอฟต์แวร์ MATLAB บนหน้าต่าง Command Window ทำการคีย์คำสั่ง cc = ticcs เพื่อทดสอบว่าบอร์ด eZdsp™F28335 เชื่อมต่อกับซอฟต์แวร์ MATLAB เรียบร้อยแล้ว โดยจะปรากฏการเชื่อมต่อ แสดงดังรูปที่ 6.3 ทำการเปิดโปรแกรม CCStudio v3.3 สำหรับสร้างไฟล์โปรเจกต์การทำงาน หน้าต่างของโปรแกรม CCStudio v3.3 แสดงได้ดังรูปที่ 6.4 หลังจากเชื่อมโยงซอฟต์แวร์ MATLAB กับบอร์ด eZdsp™F28335 แล้ว จะปรากฏการเชื่อมต่อบอร์ด eZdsp™F28335 กับโปรแกรม CCStudio v3.3 บริเวณมุมล่างซ้ายของหน้าต่าง ดังรูปที่ 6.4 ลำดับต่อไปจะนำเสนอการเชื่อมโยงโปรแกรม Simulink กับบอร์ด eZdsp™F28335 ซึ่งมีรายละเอียดแสดงในหัวข้อที่ 6.6.2



รูปที่ 6.3 การเชื่อมโยงซอฟต์แวร์ MATLAB กับบอร์ด eZdsp™F28335

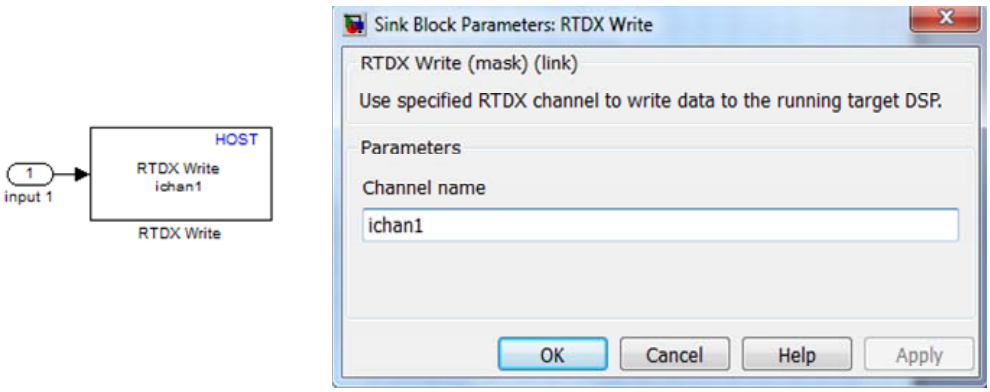


รูปที่ 6.4 หน้าต่างโปรแกรม CCStudio v3.3

6.2.2 การเชื่อมโยงโปรแกรม Simulink กับบอร์ด eZdsp™F28335

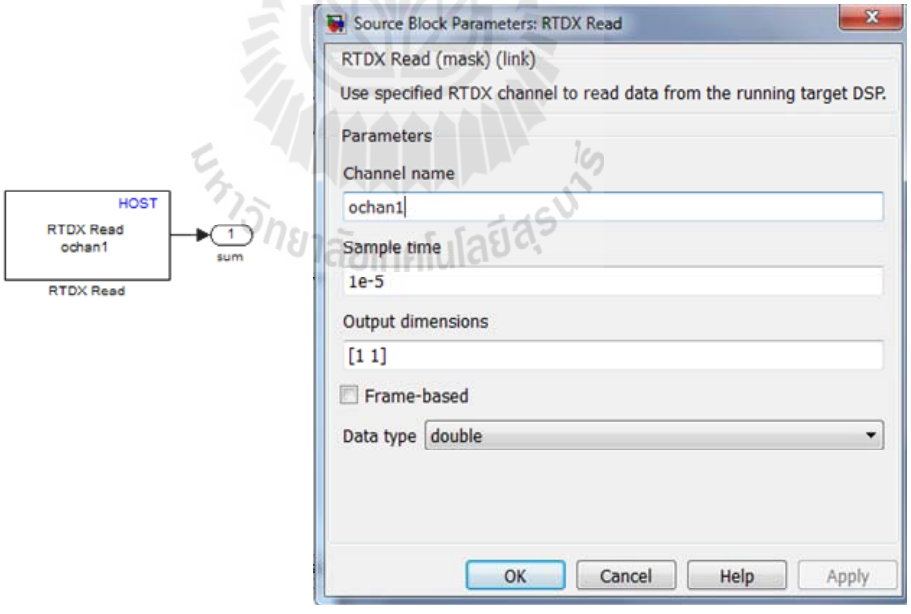
การเชื่อมโยงโปรแกรม Simulink กับบอร์ด eZdsp™F28335 (ทศพร ฉรงค์ฤทธิ์) สำหรับสร้างระบบจำลองสถานการณ์แบบฮาร์ดแวร์ในลูป ประกอบด้วย 2 ส่วน คือ ส่วนของการรับ และการส่งข้อมูลระหว่างโปรแกรม Simulink กับบอร์ด eZdsp™F28335 ผ่านช่องทางสื่อสารแบบ RTDX การสื่อสารรับส่งข้อมูลดังกล่าว สามารถแบ่งออกได้เป็น 4 กรณี คือ การส่งข้อมูลจากโปรแกรม Simulink ไปยังบอร์ด eZdsp™F28335 การรับข้อมูลของโปรแกรม Simulink จากบอร์ด eZdsp™F28335 การส่งข้อมูลจากบอร์ด eZdsp™F28335 มายังโปรแกรม Simulink และการรับข้อมูลของบอร์ด eZdsp™F28335 จากโปรแกรม Simulink ซึ่งในแต่ละกรณีสามารถอธิบายได้ดังนี้

กรณีที่ 1 การส่งข้อมูลจากโปรแกรม Simulink ไปยังบอร์ด eZdsp™F28335 สามารถทำได้โดยใช้บล็อกอินพุต RTDX Write ที่สามารถเรียกใช้ได้จากไลบารี RTDX simulation block ซึ่งจะอยู่ในบล็อกเครื่องมือภายในซอฟต์แวร์ MATLAB การกำหนดค่าพารามิเตอร์ของบล็อกอินพุต RTDX Write มีเพียงชื่อของช่องอินพุต (Channel name) ซึ่งในที่นี้จะยกตัวอย่างการกำหนดชื่อช่องอินพุตสำหรับระบบการทดสอบรับ และส่งข้อมูลระหว่างโปรแกรม Simulink กับบอร์ด eZdsp™F28335 ผ่านทางช่องสื่อสารแบบ RTDX แสดงได้ดังรูปที่ 6.5 เป็นการรับข้อมูลจากโปรแกรม Simulink มาเก็บไว้ในชื่อ ichan1



รูปที่ 6.5 การกำหนดค่าบล็อก RTDX Write

กรณีที่ 2 การรับข้อมูลของโปรแกรม Simulink จากบอร์ด eZdsp™F28335 สามารถทำได้โดยการใช้บล็อกเอาต์พุต RTDX Read ซึ่งอยู่ในไลบารี RTDX simulation block การกำหนดค่าพารามิเตอร์ของบล็อกเอาต์พุต RTDX Read ได้แก่ ชื่อของช่องเอาต์พุต (Channel name) ช่วงเวลาในการชักตัวอย่างสำหรับการรับข้อมูล (Sample time) ขนาดของข้อมูลที่ส่งมาจากบอร์ด eZdsp™F28335 (Output dimensions) และชนิดของข้อมูล (Data type) แสดงได้ดังรูปที่ 6.6 (double คือ ชนิดข้อมูลแบบตัวเลขทศนิยมละเอียด (float))



รูปที่ 6.6 การกำหนดค่าบล็อก RTDX Read

กรณีที่ 3 การส่งข้อมูลจากบอร์ด eZdsp™F28335 มายังโปรแกรม Simulink สามารถทำได้โดยการใช้ฟังก์ชันชุดคำสั่งภาษาซี บนโปรแกรม CCStudio v3.3 ดังนี้

- RTDX_CreateOutChannel(ochan1);
- RTDX_enableOutput(&ochan1);
- RTDX_write(&ochan1,dout1,nbuf*sizeof(long))

ในบรรทัดที่ 1 คือ ฟังก์ชันคำสั่งการสร้างช่องเอาต์พุต RTDX สำหรับใช้ส่งข้อมูลมายังโปรแกรม Simulink โดยชื่อของช่องเอาต์พุตดังกล่าวจะต้องกำหนดให้เหมือนกับชื่อของช่องการรับข้อมูลของโปรแกรม Simulink ในกรณีที่ 2 บรรทัดที่ 2 คือ ฟังก์ชันคำสั่งเปิดใช้งานช่องเอาต์พุต RTDX ที่ชื่อ ochan1 สำหรับใช้ส่งข้อมูลมายังโปรแกรม Simulink และบรรทัดที่ 3 คือ ฟังก์ชันคำสั่งเขียนส่งข้อมูลมายังโปรแกรม Simulink ผ่านทางช่องเอาต์พุต RTDX ที่ชื่อ ochan1 โดยจะต้องกำหนดค่าข้อมูล ขนาดของข้อมูล และชนิดของข้อมูลในวงเล็บฟังก์ชันดังกล่าว

กรณีที่ 4 การรับข้อมูลของบอร์ด eZdsp™F28335 จากโปรแกรม Simulink ทำได้โดยการใช้ฟังก์ชันชุดคำสั่งภาษาซีบนโปรแกรม CCStudio v3.3 ดังนี้

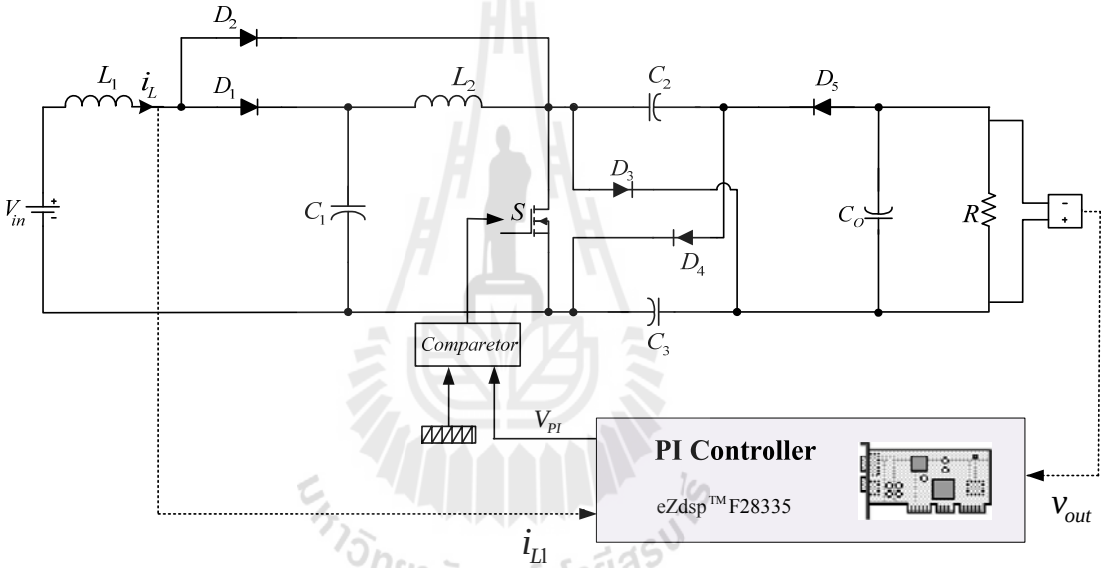
- RTDX_CreateInputChannel(ichan1);
- RTDX_enableInput(&ichan1);
- RTDX_read(&ichan1,din1,nbuf*sizeof(long))

บรรทัดที่ 1 คือ ฟังก์ชันคำสั่งการกำหนดสร้างช่องอินพุต RTDX สำหรับใช้รับข้อมูลจากโปรแกรม Simulink โดยจะต้องกำหนดชื่อของช่องอินพุตให้เหมือนกับชื่อของช่องการส่งข้อมูลของโปรแกรม Simulink ซึ่งได้กำหนดไว้ในกรณีที่ 1 บรรทัดที่ 2 คือ ฟังก์ชันคำสั่งเปิดใช้งานช่องอินพุต RTDX ที่ชื่อ ichan1 สำหรับใช้รับข้อมูลจากโปรแกรม Simulink และบรรทัดที่ 3 คือ ฟังก์ชันคำสั่งอ่านข้อมูลที่รับมาจากช่องอินพุต RTDX ที่ชื่อ ichan1

เทคนิคการจำลองสถานการณ์แบบฮาร์ดแวร์ในลูป เป็นการจำลองสถานการณ์ที่ใช้บอร์ด eZdsp™F28335 ทำหน้าที่ในการรับส่งข้อมูลระหว่างซอฟต์แวร์ที่เป็นโปรแกรมบนคอมพิวเตอร์กับฮาร์ดแวร์ที่เป็นบอร์ด eZdsp™F28335 ผ่านช่องทางการสื่อสารแบบ RTDX มีจุดประสงค์เพื่อทำให้การจำลองสถานการณ์มีความเสมือนจริง โดยในบทนี้จะทำการเขียนคำสั่งที่เป็นตัวควบคุมชนิดพีไอลงบนบอร์ด eZdsp™F28335 ทำหน้าที่ในการประมวลผลของตัวควบคุม เพื่อควบคุมการการทำงานของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น ซึ่งจะนำเสนอในหัวข้อถัดไป

6.3 การประยุกต์เทคนิคการจำลองสถานการณ์แบบฮาร์ดแวร์ในลูปที่ใช้ตัวควบคุมชนิดพีไอ

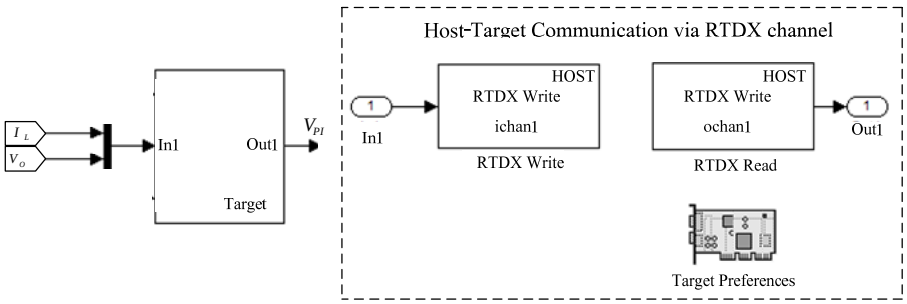
จากการอธิบายเทคนิคการจำลองสถานการณ์แบบฮาร์ดแวร์ในลูปในหัวข้อที่ผ่านมา ในหัวข้อนี้จะทำการประยุกต์การจำลองสถานการณ์แบบฮาร์ดแวร์ในลูปที่ใช้ตัวควบคุมชนิดพีไอ โดยในการจำลองสถานการณ์จะให้ตัวควบคุมชนิดพีไอทำงานอยู่บนบอร์ด eZdsp™F28335 ที่เขียนคำสั่งการทำงานด้วยภาษาซี และทำการรับส่งข้อมูลระหว่างระบบซอฟต์แวร์ (MATLAB, Simulink) กับระบบฮาร์ดแวร์ (บอร์ด eZdsp™F28335) ผ่านช่องทางการสื่อสารแบบ RTDX โดยโครงสร้างการจำลองสถานการณ์แบบฮาร์ดแวร์ในลูปที่ใช้ตัวควบคุมชนิดพีไอ แสดงได้ดังรูปที่ 6.7



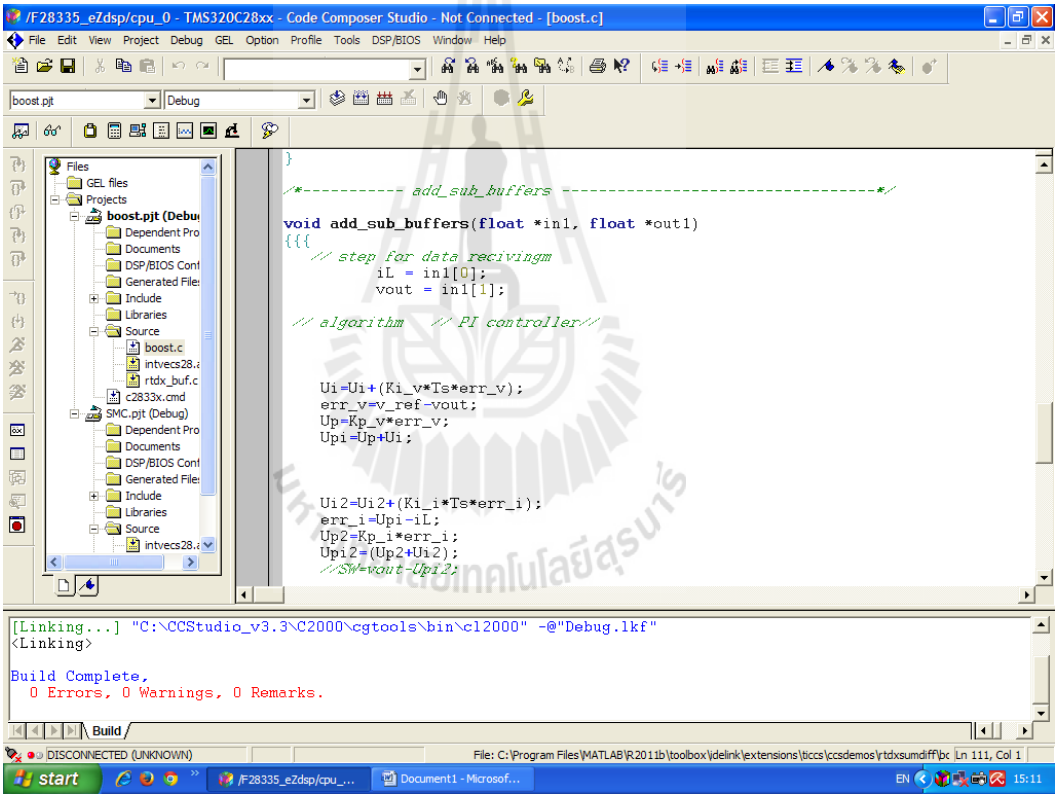
รูปที่ 6.7 โครงสร้างการจำลองสถานการณ์แบบฮาร์ดแวร์ในลูปที่ใช้ตัวควบคุมชนิดพีไอ

จากโครงสร้างการจำลองสถานการณ์แบบฮาร์ดแวร์ในลูปที่ใช้ตัวควบคุมชนิดพีไอ ในรูปที่ 6.7 ระบบจะทำงานร่วมกันระหว่างโปรแกรม Simulink กับบอร์ด eZdsp™F28335 ที่ทำหน้าที่เป็นตัวควบคุมชนิดพีไอ โดยอินพุตของบอร์ด eZdsp™F28335 จะได้มาจากโปรแกรม Simulink ที่เป็นกระแสอินพุต (i_{L1}) และแรงดันเอาต์พุต (v_{out}) ของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น โดยเอาต์พุตที่จะออกจากบอร์ด eZdsp™F28335 จะเป็นสัญญาณควบคุมของตัวควบคุมชนิดพีไอ (V_{PI}) จากรูปที่ 6.7 การรับส่งข้อมูลผ่านช่องทางการสื่อสารแบบ RTDX ของบอร์ด eZdsp™F28335 แสดงแผนภาพภายในของบล็อกดังกล่าวได้ดังรูปที่ 6.8 ซึ่งตัวควบคุมชนิดพีไอจะ

ถูกสร้างลงบนบอร์ด eZdsp™F28335 ด้วยภาษาซีบนโปรแกรม CCStudio v3.3 หน้าต่างของโปรเจกต์ของตัวควบคุมชนิดพีไอแสดงได้ดังรูปที่ 6.9

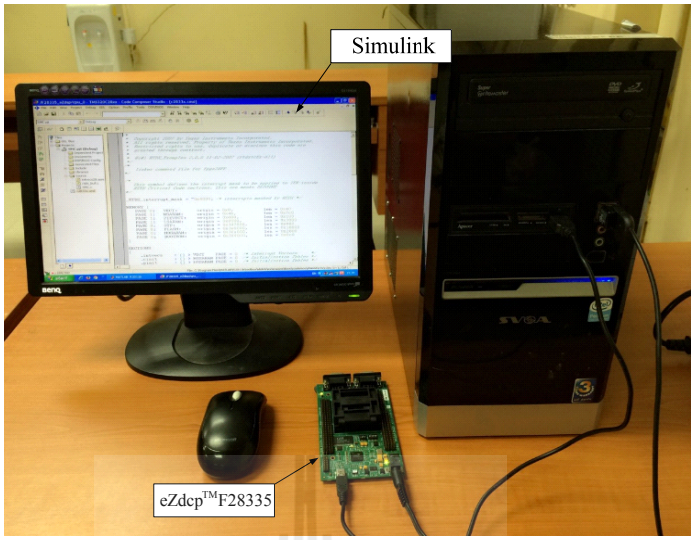


รูปที่ 6.8 แผนภาพระบบ RTDX การรับส่งข้อมูลบนโปรแกรม Simulink



รูปที่ 6.9 โปรเจกต์ตัวควบคุมชนิดพีไอ ที่สร้างบนโปรแกรม CCStudio v3.3

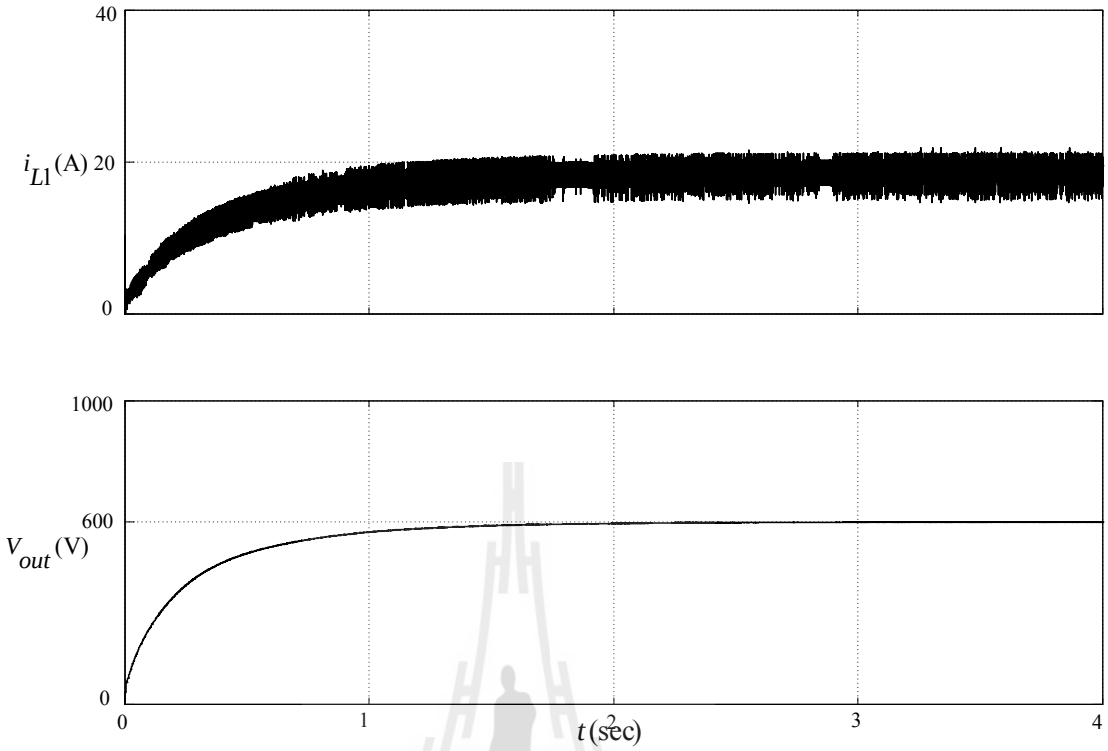
จากการอธิบายระบบ RTDX ข้างต้น การทดสอบการจำลองสถานการณ์แบบฮาร์ดแวร์ในลูปของระบบดังกล่าว สามารถแสดงการเชื่อมต่อระหว่างคอมพิวเตอร์ที่เป็นโปรแกรม Simulink กับบอร์ด eZdsp™F28335 แสดงได้ดังรูปที่ 6.10



รูปที่ 6.10 การเชื่อมต่อฮาร์ดแวร์ระหว่างโปรแกรม Simulink กับบอร์ด eZdsp™F28335

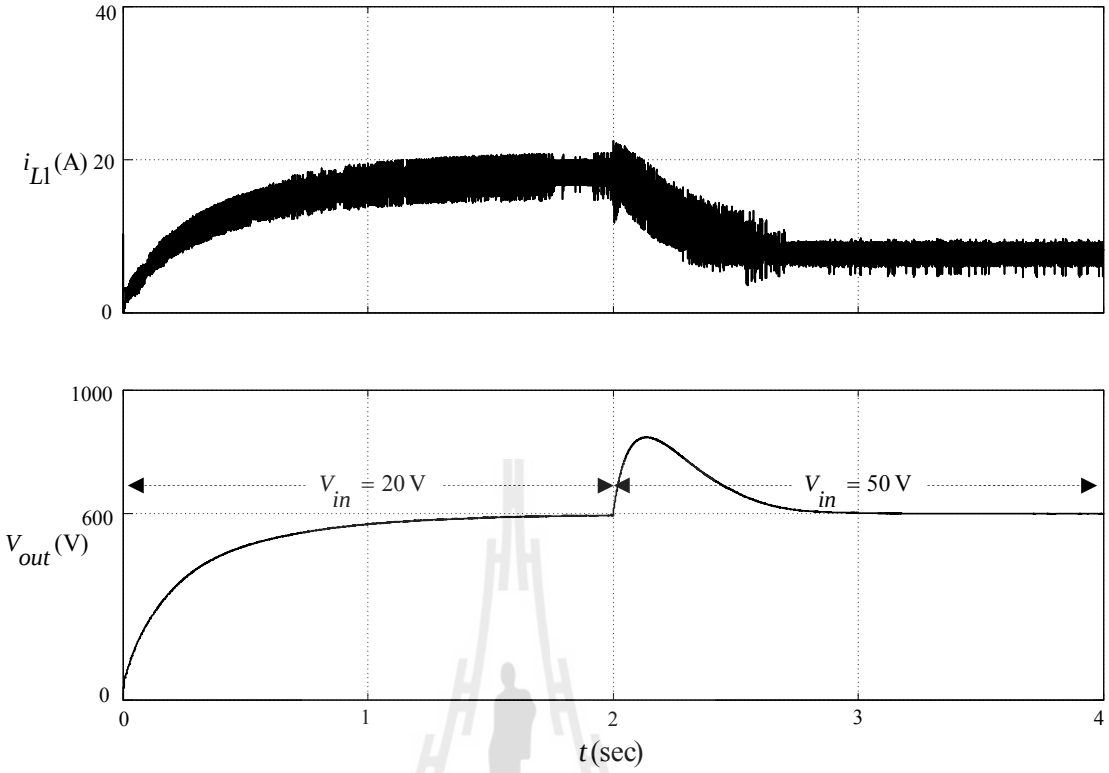
6.4 ผลการจำลองสถานการณ์

การจำลองสถานการณ์วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นแบบฮาร์ดแวร์ในลูปที่ใช้ตัวควบคุมชนิดพีไอ ระบบในการจำลองสถานการณ์จะใช้ระบบเดียวกันกับการจำลองสถานการณ์ในรูปที่ 5.16 โดยพารามิเตอร์ของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น และตัวควบคุมชนิดพีไอจะใช้พารามิเตอร์ที่ออกแบบไว้ดังรูปที่ 5.15 และตารางที่ 5.3 ตามลำดับ โดยที่โหลดความต้านทานมีขนาด 1500 Ω ซึ่งการจำลองสถานการณ์ในบทนี้จะจำลองให้ตัวควบคุมชนิดพีไอทำการประมวลผลอยู่บนบอร์ด eZdsp™F28335 ที่ทำการรับส่งข้อมูลผ่านช่องทางการสื่อสารแบบ RTDX ผลการจำลองสถานการณ์แสดงได้ดังรูปที่ 6.11 ถึงรูปที่ 6.12 โดยรูปที่ 6.11 แสดงผลตอบสนองของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นแบบฮาร์ดแวร์ในลูปที่ใช้ตัวควบคุมชนิดพีไอ เมื่อวงจรรับแรงดันอินพุตขอบเขตต่ำสุดที่ 20 V_{dc} โดยที่วงจรสามารถเพิ่มระดับแรงดันเอาต์พุตได้สูงถึง 600 V_{dc} และถูกควบคุมให้มีค่าคงที่ด้วยตัวควบคุมชนิดพีไอ ที่ประมวลผลอยู่บนบอร์ด eZdsp™F28335 โดยมีขนาดของกระแสอินพุต (i_{LI}) ของวงจรอยู่ที่ประมาณ 20 A



รูปที่ 6.11 ผลตอบสนองของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นแบบฮาร์ดแวร์ในลูปที่ใช้ตัวควบคุมชนิดพีไอ

จากการจำลองสถานการณ์ของวงจรที่ได้รับแรงดันอินพุตประมาณ 20 V_{dc} นำมาสู่การจำลองสถานการณ์เมื่อวงจรมีการเปลี่ยนแปลงแรงดันอินพุตจาก 20 V_{dc} เป็น 50 V_{dc} ณ วินาทีที่ 2 ผลการจำลองสถานการณ์แสดงได้ดังรูปที่ 6.12 พบว่าเมื่อวงจรได้รับแรงดันอินพุตที่เปลี่ยนแปลง วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นสามารถเพิ่มระดับแรงดันเอาต์พุตได้สูงถึง 600 V_{dc} จากนั้นเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงแรงดันอินพุตจะส่งผลให้แรงดันเอาต์พุตของวงจรเกิดการเปลี่ยนแปลง และถูกควบคุมให้คงที่ ที่ 600 V_{dc} ด้วยตัวควบคุมชนิดพีไอที่ประมวลผลอยู่บนบอร์ด eZdsp^{TM}F28335 ในส่วนของกระแสอินพุต (i_{L1}) ที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_1 ของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นจะเปลี่ยนแปลงตามแรงดันอินพุตมีค่าประมาณ 20 และ 10 A เมื่อแรงดันอินพุตเท่ากับ 20 V_{dc} และ 50 V_{dc} ตามลำดับ



รูปที่ 6.12 ผลตอบสนองของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นแบบฮาร์ดแวร์ในลูป ที่ใช้ตัวควบคุมชนิดพีไอ เมื่อแรงดันอินพุตมีการเปลี่ยนแปลง

6.5 สรุป

ในบทนี้ได้นำเสนอการจำลองสถานการณ์วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นแบบฮาร์ดแวร์ในลูปที่ใช้ตัวควบคุมชนิดพีไอ โดยใช้โปรแกรม Simulink ร่วมกับบอร์ด eZdsp^{TM}F28335 ซึ่งการจำลองสถานการณ์ดังกล่าวให้ผลที่มีความใกล้เคียงกับการจำลองสถานการณ์บนคอมพิวเตอร์ดังแสดงไว้ในบทที่ 5 แตกต่างกันในส่วนของเวลาในการชักตัวอย่าง (sampling time) โดยการจำลองสถานการณ์แบบฮาร์ดแวร์ในลูปใช้เวลาในการชักตัวอย่างน้อยกว่าใช้ที่ 10^{-6} วินาที นอกจากนี้ยังเป็นการตรวจสอบสมรรถนะของตัวควบคุมชนิดพีไอว่าสามารถดำเนินการอยู่บนระบบฮาร์ดแวร์จริงได้ ผลการจำลองสถานการณ์สามารถยืนยันการทำงานร่วมกันของโปรแกรม Simulink กับบอร์ด eZdsp^{TM}F28335 ผ่านช่องทางการสื่อสารแบบ RTDX ได้เป็นอย่างดี และยังแสดงถึงสมรรถนะการทำงานของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น รวมทั้งความสามารถของตัวควบคุมชนิดพีไอที่ทำการออกแบบว่าสามารถใช้ได้กับระบบฮาร์ดแวร์จริงได้อย่างมีประสิทธิผล

บทที่ 7
สรุปและข้อเสนอแนะ

7.1 สรุป

งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ได้ทำการศึกษาวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบกระแสตรงเป็นกระแสตรงที่มีอัตราขยายสูงยิ่งสำหรับประยุกต์ในระบบพลังงานแสงอาทิตย์ โดยเริ่มต้นจากการศึกษาปริทัศน์วรรณกรรม และงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าในรูปแบบต่าง ๆ เพื่อประมวลข้อดีข้อด้อยของวงจร จากการค้นคว้าพบว่าโครงสร้างของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสตรงเป็นกระแสตรง สามารถแบ่งได้เป็น 2 ประเภท คือ แบบแยกกราวด์ (isolated type) และแบบไม่แยกกราวด์ (non-isolated type) โดยมีการพัฒนาวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสตรงเป็นกระแสตรงจากงานในอดีตอย่างต่อเนื่องจนถึงปัจจุบัน ซึ่งรายละเอียดการค้นคว้าต่างๆได้นำเสนอไว้ในบทที่ 2

โครงสร้างของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสตรงเป็นกระแสตรงที่มีอัตราขยายแรงดันสูงยิ่งที่พัฒนาขึ้น เป็นการผสมผสานโครงสร้างของวงจรที่สำคัญ 2 วงจร คือ วงจรทบระดับแรงดันกำลังสอง (Conventional Quadratic Boost Converter) และวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบชุก (High-Voltage Cuk-Derived Converter) ซึ่งการผสมผสานโครงสร้างของวงจรทั้งสอง เป็นการเพิ่มความสามารถในการเพิ่มระดับแรงดันเอาต์พุตของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นให้สูงยิ่งอยู่ที่ประมาณ 30 เท่าภายใต้การทำงานของสวิตช์กำลังเพียงตัวเดียว ซึ่งช่วยลดความซับซ้อนในการควบคุมการทำงานของวงจร และอาจจะส่งผลให้ประสิทธิภาพของวงจรสูงกว่าวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่ประกอบด้วยสวิตช์กำลังหลายตัว รายละเอียดของโครงสร้าง และหลักการทำงานของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น ได้นำเสนอไว้ในบทที่ 3

การพัฒนาโครงสร้างของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น เพื่อเพิ่มระดับแรงดันได้สูงยิ่งประมาณ 30 เท่า สำหรับประยุกต์ในระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าสามเฟสที่ต้องการแรงดันกระแสตรงที่มีค่าคงที่ จึงต้องทำการควบคุมการทำงานของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นด้วยตัวควบคุมชนิดพีไอสำหรับควบคุมแรงดันเอาต์พุตของวงจรให้คงที่ ที่ 600 V_{dc} โดยอาศัยแนวทางการออกแบบค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมชนิดพีไอจากวงจรทบระดับแรงดันแบบดั้งเดิม เมื่อวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นทำงานในสถานการณ์ต่าง ๆ เช่น เมื่อระบบมีการเปลี่ยนแปลงแรงดันอินพุต และเมื่อระบบมีการเปลี่ยนแปลงโหลดความต้านทาน เป็นต้น ดังแสดงผลการจำลอง

สถานการณ์ไว้ในบทที่ 4 ผลการจำลองสถานการณ์แสดงถึงสมรรถนะของตัวควบคุมชนิดพีไอที่สามารถควบคุมการทำงานของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นให้แรงดันคงที่ได้

จากการพัฒนาวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสตรงเป็นกระแสตรงที่มีการเพิ่มค่าแรงดันสูงยิ่ง รวมถึงการออกแบบตัวควบคุมชนิดพีไอสำหรับวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น นำมาสู่การประยุกต์วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นสำหรับระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าสามเฟสซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวร เพื่อผลการจำลองสถานการณ์ดังแสดงไว้ในบทที่ 5 สามารถแสดงให้เห็นถึงสมรรถนะวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นที่สามารถเพิ่มระดับแรงดันเอาต์พุตได้สูงถึง 600 V_{dc} อีกทั้งยืนยันความสามารถของตัวควบคุมชนิดพีไอที่สามารถควบคุมแรงดันเอาต์พุตสามารถควบคุมให้คงที่ได้

การจำลองสถานการณ์การทำงานของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น โดยพึ่งพาโปรแกรม Simulink ในซอฟแวร์ MATLAB ที่ดำเนินการอยู่บนคอมพิวเตอร์ทั้งหมดนั้น เพื่อให้มีความสมจริงในการจำลองสถานการณ์ ผู้วิจัยวิทยานิพนธ์ได้นำเสนอการจำลองสถานการณ์แบบฮาร์ดแวร์ในลูป การจำลองสถานการณ์ดังกล่าวจะใช้บอร์ด DSP รุ่น eZdsp^{TM}F28335 ร่วมกับโปรแกรม Simulink ซึ่งให้ตัวควบคุมชนิดพีไอประมวลผลอยู่บนบอร์ด eZdsp^{TM}F28335 เนื้อหาในบทจะนำเสนอเทคนิคการจำลองสถานการณ์แบบฮาร์ดแวร์ในลูป การเชื่อมโยงซอฟแวร์กับฮาร์ดแวร์ รวมไปถึงการจำลองสถานการณ์ โดยผลการจำลองสถานการณ์สามารถยืนยันสมรรถนะการทำงานของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น และความสามารถของตัวควบคุมชนิดพีไอที่สามารถทำงานอยู่บนบอร์ด eZdsp^{TM}F28335 ได้เป็นอย่างดี

7.2 ข้อเสนอแนะเพื่อพัฒนางานวิจัยในอนาคต

1. ควรมีการประยุกต์ใช้ตัวควบคุมประเภทอื่น ๆ ในการควบคุมการทำงานของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น

2. ควรมีการใช้วิธีทางปัญญาประดิษฐ์ในการค้นหาค่าพารามิเตอร์ของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น

รายการอ้างอิง

ภัทรา กุลเดชชัยชาญ. (2551). **ศึกษาการจาลองระบบควบคุมมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวร**. ปริญญานิพนธ์. ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยบูรพา.

A. W. N. Husna, S. F. Siraj and M. Z. Muin (2012) "Modelling of DC-DC Converter for Solar Energy Applications" **in Proc. IEEE Computer and Informatics**, pp. 125-129.

B. R. Lin, H. H. Lu and Y. L. Hou (1999) "Single-Phase Power Factor Correction Circuit with Three-Level Boost Converter" **in Proc. IEEE Industrial Electronics**, pp. 445-450.

D. Vinnikov,Roasto, Strzelecki and R.Adamowicz (2012) "Step-up DC/DC Converters With Cascade Quasi-Z-Source Network" **in Proc.IEEE Trans. Ind. Electronics**, pp.3727-3736 .

E.H. Ismail, M.A. Saffar, Sabzali and A.J. Fardoun (2008) "A family of single-switch PWM converters with High Step-Up Conversion Ratio" **IEEE Trans. Circuit and systems I: Regular Paper**, pp. 1159-1171.

E. Ribeiro, A. M. Cardoso and C. Boccaletti (2013) "Fault-Tolerant Strategy for a Photovoltaic DC-DC Converter" **in Proc. IEEE Trans. Ind. Electron**, vol. 28, no. 6, pp. 3008-3018.

F. Peng, F. Zhang and Z. Qian (2003) "A magnetic-less DC-DC Converter for Dual Voltage Automotive Systems" **IEEE Trans. Indust.Applic**, vol. 39, no. 2, pp. 511-518.

Gang Wu, Xinbo Ruan and Zhihong Ye (2013) "Non-Isolated High Step-Up DC-DC Converters Adopting Switched-Capacitor Cell" **in Proc. IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS**.

G. A. L. Henn, R. N. A. L. Silva, P. P. Prace, L. H. C. Barreto and D. S. Oliveira (2010) "Interleaved-Boost Converter with high Voltage Gain" **in Proc. IEEE Trans. Power Electron**, vol. 25, no. 11, pp. 2753-2761.

G. R. Walker and P. C. Sernia (2002) "Cascade DC-DC Converter Connection of Photovoltaic Modules" **in Proc. IEEE Power Electronic Specialists**, pp. 24-29.

G. Spiazzi, P. Mattavelli and A. Costabeber (2011) "High Step-Up Ratio Flyback Converter with Active Clamp and Voltage Multiplier" **IEEE Power Electron**, vol. 26, no. 11, pp. 3205-3214.

Hany M. Hasanien (2010) "Torque ripple minimization of permanent magnet synchronous motor using digital observer controller" **Energy Conversion and Management**, pp. 98-104.

H. Broeck, and I. Tezcan (2006) "1KW Dual Interleaved Boost Converter for Low Voltage Applications" **in Proc. IEEE Power Electronics and Motion Control**, pp. 1-5.

H. S. Chung, A. Ioinovice and W. L. Cheung (2003) "Generalized Structure of Bi-Directional Switched-Capacitor DC/DC Converters" **IEEE Trans. Circuits and Syst**, vol. 50, no. 6, pp. 743-753.

Ivanovic, Z., Blanusa, B. and Knezic, M. (2011) "Power Loss Model for Efficiency Improvement of Boost Converter" **Communication and Automation Technologies (ICAT), 2011 XXIII International Symposium on**, pp. 1-6.

J-H. Lee, J-H. Park and J. H. Jeon (2011) "Series-Connected Forward-Flyback Converter for High-Step-Up Power Conversion" **IEEE Power Electron**, vol. 26, no. 12, pp. 3629-2641.

J-M. Kwon, B-H.Kwon and K-H. Nam (2009) "High-Efficiency Module-Integrated Photovoltaic Power Conditioning System" **IEE Power Electron**, pp. 410-420.

J-P. Lee, B-D.Min, D-W.Yoo, T-J.Kim and J-Y. Yoo (2007) "A New Topology for PV DC/DC Converter with High Efficiency under Wide Load Range" **in Proc European Power Electronics and Applications**, pp. 1-6.

K. I. Hwu and Y. T. Yau (2009) "An Interleaved AC-D Converter Based on Current Tracking" **IEEE Trans. Ind. Electron**, vol. 56, no. 5, May 2009, pp. 1456-1463.

K-J. Lee, B-G.Park, R-Y.Kim and D-S. Hyun (2012) "Nonisolated ZVT Two-Inductor for High Step-Up Applications" **IEEE Power Electron**, vol. 27, no. 4, pp. 1966-1973.

K.M. Tsang and W.L. Chan (2005) "Cascade controller for DC/DC buck convertor" **in Proc. IEE Proc.-Electr. Power Appl**, pp. 827-831.

L. C. Franco, L. L. Pfitscher and R. Gules (2003) "A New High Static Gain Nonisolated DC-DC Converter" **in Proc. IEEE Power Electronics Specialists**, pp. 1367-1372.

L. Ramos, O. Lopez, M. Saldana and D. Saldierna (2008) “Control of a cascade boost converter with a single active switch**” in Proc. IEEE Power Electronics Specialists Conference PESC, pp. 2382-2388.**

L-W. Zhou, B-X.Zhu and Q-M.Luo (2012) “High Step-Up Converter with Capacity of Multiple Input” **IET Power Electron**, vol. 5, no. 5, 2012, pp. 524-531.

M. Saldana, G. Quirino,L. Ramos, C. Gutierrez and O. Lopez (2006) “Modeling and Control of a Cascaded Boost Converter with a Single Switch” **in Proc.IEEE Industrial Electronics, IECON 32nd Annual Conference**, pp.591-593.

P. Yang, J. Xu, G. Zhou and S. Zhang (2012) “A New Quadratic Boost Converter with High Voltage Step-up Ratio and Reduced Voltage Stress” **in Proc. IEEE Power Electronics and Motion Controls Conference (IPEMC) International**, pp.1164-1168.

Q. Zhao and F. C. Lee (2003) “High-Efficiency, High Step-Up DC-DC Converters” **IEEE Trans. Power Electron**, vol. 18, no. 1, pp. 65-73.

R. D. Middlebrook (1998) “Tranformerless DC-to-DC Converters with Large Conversion Ratios” **IEEE Trans. Power Electron**, vol. 3, no. 4, pp. 484-488.

R. Gules, L. L. Pfitscher and L. C. Franco (2003) “An Interleaved Boost DC-DC Converter with Large Conversion Ratio” **in Proc. IEEE Industrial Electronics**, pp. 411-416.

R. J. Wai and R. Y. Duan (2005) “High-Efficiency Power Conversion for Low Power Fuel Cell Generation System” **IEEE Trans. Power Electron**, vol. 20, no. 4, pp. 847-856.

R-J. Wai, W-H.Wang and C-Y. Lin (2008) “High-Performance Stand-Alone Photovoltaic Generation System” **IEEE Trans. Ind. Electron**, vol. 55, no. 1, pp. 240-250.

Robert W. Erickson and Dragan Maksimovic (2000). **Fundamentals of Power Electronics 2nd edition**. NJ, USA : Kluwer Acadamic Pubish ers.

S. V. Araujo, P. Zacharias, B. Sahan, R. P. Torrico and F. Antunes (2007) “Analysis and Proposition of a PV Module Integrated Converter with High Voltage Gain Capability in a Non-Isolated Topology” **in Proc. Power Electronics**, pp. 511-517.

S. V. G. Oliveira and I. Barbi (2005) “ A Three-Phase Step-Up DC-DC Converter with a Three-Phase High Frequency Transformer” **in Proc. Industrial Electronics**, pp. 571-576.

S. Vighetti, J-P.Ferrieux and Y. Lembeye (2014) “Optimization and Design of a Cascade DC/DC Converter Devoted to Grid-Connected Photovoltaic Systems” **IEEE Trans. Power Electrons**,vol. 27, no. 4, April 2014, pp. 2018-2027.

T. F. Wu, Y. S. Lai, J. C. Hung and Y. M. Chen (2008) “Boost Converter with Coupled Inductors and Buck-Boost Type of Active Clamp” **IEEE Trans. Ind. Electron**, vol. 55, no. 1, pp. 154-162.

T. Sik Hwang and S. Yeul Park (2012) “Seamless Boost Converter Control Under the Critical Boundary Condition for a Fuel Cell Power Conditioning System” **in Proc.IEEE Trans. Power Electronics**, pp.3616-3626.

T. Shimizu, K. Wada and N. Nakamura (2006) “Flyback-Type Single-Phase Utility Interactive Inverter with Power Pulsation Decoupling on the DC Input for AC Photovoltaic Module System” **in Proc. IEEE Trans. Power Electron**, vol. 21, no. 5, January, pp. 1264-1272.

W. Li and X. He (2011) “Review of Nonisolated High-Step-Up DC/DC Converters in Photovoltaic Grid-Connected Applications” **in Proc. IEEE Trans. Ind. Electron**, vol. 58, no. 4, pp. 1239-1250.

Yan Zhang, Jinjun Liu and Xiaolong Ma (2013) “Using RC Type Damping to Eliminate Right-halfplane Zeros in High Step-up DC-DC Converter with Diode-Capacitor N etworl” **in Proc. ECCE Asia Downunder (ECCE Asia) IEEE**, pp. 59-65.

Yihua Hu, Yan Deng, Xiaoxun Lu, Yong Tao and Xiangning He (2013) “A Three-port High Step-up DC-DC Converter for PV System” **in Proc. ECCE Asia Downunder (ECCE Asia) IEEE**, pp. 285-290.

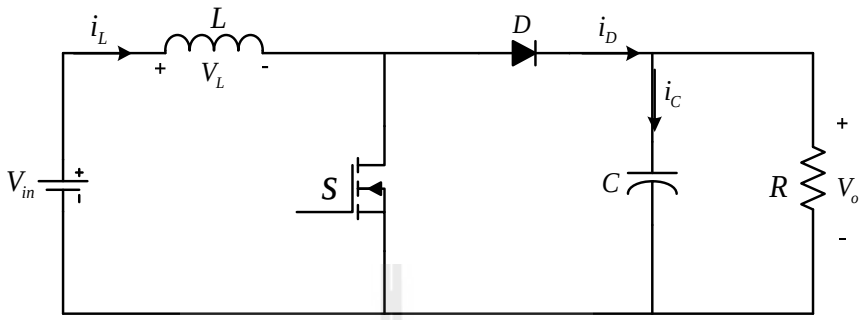
Y. Park, B. Jung and S. Choi (2012) “Nonisolated ZVZCS Resonant PWM DC-DC Converter for High Step-Up and High-Power Applications” **IEEE Power Electron**, vol. 27, no. 8, pp. 3568-3575.

ภาคผนวก ก

วงจรทบระดับแรงดันแบบดั้งเดิม

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

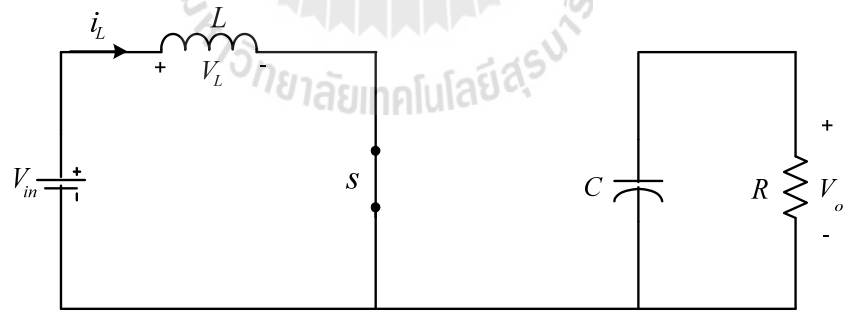
วงจรทบระดับแรงดันแบบดั้งเดิม (Boost converter) คือ วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่ทำการเพิ่มระดับแรงดันของวงจรทางด้านเอาต์พุตให้สูงกว่าแรงดันอินพุต แสดงโครงสร้างของวงจรได้ดังรูปที่ ก.1



รูปที่ ก.1 วงจรทบระดับแรงดันแบบดั้งเดิม

วงจรทบระดับแรงดันแบบดั้งเดิม พิจารณาโหมดการทำงานได้ 2 โหมด คือ โหมดสวิตช์นำกระแส และโหมดสวิตช์หยุดนำกระแส ดังนี้

โหมดสวิตช์กำลังนำกระแส ; การทำงานในโหมดนี้สวิตช์กำลังจะถูกปิดวงจร (switch on) ทำให้กระแสอินพุตจากแหล่งจ่ายแรงดันกระแสตรงไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ และสวิตช์กำลัง ในขณะที่ไดโอดถูกไบอัสย้อนกลับจึงไม่สามารถนำกระแสได้ แสดงโครงสร้างการทำงานของวงจรดังรูปที่ ก.2



รูปที่ ก.2 วงจรทบระดับแรงดันแบบดั้งเดิมในโหมดสวิตช์กำลังนำกระแส

พิจารณาการทำงานของวงจรโดยใช้กฎแรงดันของเคอร์ชอฟฟ์ (KVL) จะได้ความสัมพันธ์ของแรงดัน และกระแสอินพุตดังนี้

$$-V_{in} + V_L = 0 \qquad \text{(ก.1)}$$

$$V_L = V_{in} = L\frac{di_L}{dt} \tag{ก.2}$$

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_{in}}{L} \tag{ก.3}$$

พิจารณาช่วงที่สวิตช์กำลังนำกระแส โดยที่ D คือ วัฏจักรหน้าที่ , T คือ คาบของการสวิตช์ จะได้ความสัมพันธ์

$$dt = DT \tag{ก.4}$$

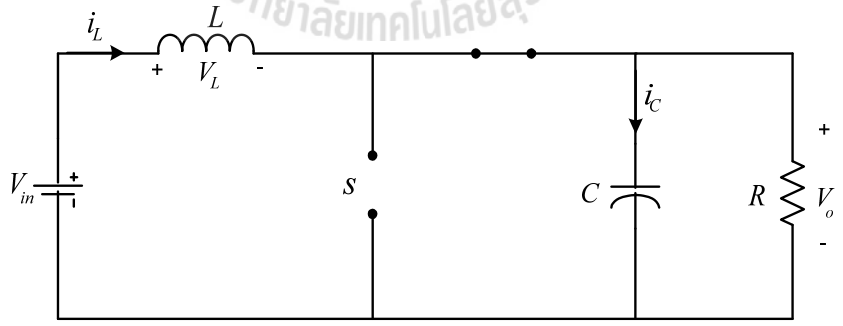
$$\frac{\Delta i_L}{\Delta t} = \frac{\Delta i_L}{DT} = \frac{V_{in}}{L} \tag{ก.5}$$

จึงได้การกระเพื่อมของกระแสอินพุตที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L ดังนี้

$$\Delta i_{L,on} = \frac{V_{in}DT}{L} \tag{ก.6}$$

โดยที่ $\Delta i_{L,on}$ คือ การกระเพื่อมของกระแสอินพุตเมื่อสวิตช์กำลังนำกระแส

โหมดสวิตช์กำลังหยุดนำกระแส ; ในกรณีที่สวิตช์กำลังหยุดนำกระแส (switch off) กระแสอินพุตของวงจรจะไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ และไดโอด ไปยังตัวเก็บประจุ และโหลดความต้านทาน ซึ่งโครงสร้างการทำงานของวงจรทบระดับแรงดันแบบดั้งเดิมในโหมดสวิตช์กำลังหยุดนำกระแส แสดงได้ดังรูปที่ ก.3



รูปที่ ก.3 วงจรทบระดับแรงดันแบบดั้งเดิมในโหมดสวิตช์กำลังหยุดนำกระแส

พิจารณาการทำงานโดยใช้กฎแรงดันของเคอร์ชอฟฟ์ (KVL) ในโหมดสวิตช์กำลังหยุดนำกระแส จะได้ความสัมพันธ์ดังต่อไปนี้

$$-V_{in} + V_L + V_o = 0 \tag{ก.7}$$

$$V_L = V_{in} - V_o \tag{ก.8}$$

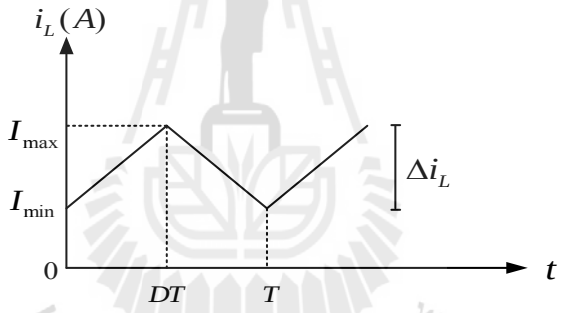
$$V_L = L\frac{di_L}{dt} \tag{ก.9}$$

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_{in} - V_o}{L} \tag{ก.10}$$

ขณะสวิตช์กำลังหยุดนำกระแส $dt = (1-D)T$ การกระเพื่อมของกระแสอินพุตที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำมีค่าคงที่ และถือว่าการลดลงของกระแสเป็นแบบเชิงเส้นดังรูปที่ ก.4 แสดงการกระเพื่อมของกระแสอินพุตที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำได้ดังนี้

$$\Delta i_{L,off} = \left(\frac{V_{in} - V_o}{L}\right)(1-D)T \tag{ก.11}$$

โดยที่ $\Delta i_{L,off}$ คือ การกระเพื่อมของกระแสอินพุตเมื่อสวิตช์กำลังหยุดนำกระแส



รูปที่ ก.4 กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ

จากรูปที่ ก.4 แสดงการกระเพื่อมของกระแสอินพุต (current ripple) ที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำในช่วงที่สวิตช์นำกระแส และสวิตช์หยุดนำกระแส พิจารณาการกระเพื่อมของกระแสที่สภาวะอยู่ตัว จะได้อัตราขยายของวงจรทบระดับแรงดันแบบดั้งเดิม แสดงได้ดังนี้

$$\Delta i_{L,on} + \Delta i_{L,off} = 0 \tag{ก.12}$$

$$\frac{V_{in}DT}{L} + \left(\frac{V_{in} - V_o}{L}\right)(1-D)T = 0$$

$$V_{in}D + (V_{in} - V_o)(1-D) = 0$$

$$V_{in}D + V_{in} - V_{in}D - V_o + V_oD = 0$$

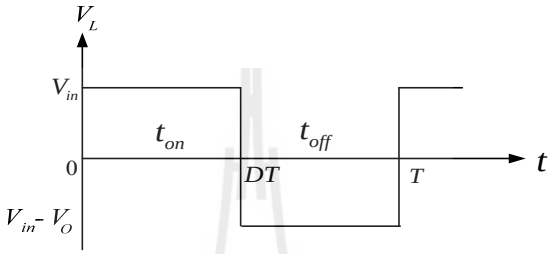
$$V_{in} - V_o(1-D) = 0$$

$$\therefore \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1}{1-D} \qquad \text{(ก.13)}$$

โดยที่ $D = \frac{t_{on}}{t_{on}+t_{off}} = \frac{t_{on}}{T}$; $t_{on} = DT$ และ $t_{off} = (1-D)T$

เมื่อ t_{on} คือ ช่วงเวลาสวิตช์กำลังนำกระแส

t_{off} คือ ช่วงเวลาสวิตช์กำลังหยุดนำกระแส แสดงดังรูปที่ ก.5



รูปที่ ก.5 แรงดันตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำ

จากสมการอัตราขยายแรงดันของวงจรทบระดับแรงดันแบบดั้งเดิม พบว่าระดับแรงดันเอาต์พุตขึ้นอยู่กับค่าวัฏจักรหน้าที่เมื่อวงจรรับแรงดันอินพุตคงที่ ซึ่งถ้าค่าวัฏจักรหน้าที่มีค่าสูงจะส่งผลให้ระดับแรงดันเอาต์พุตมีค่าสูงเพิ่มขึ้นด้วย แสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าวัฏจักรหน้าที่ กับอัตราขยายแรงดันของวงจรทบระดับแรงดันแบบดั้งเดิม ดังตารางที่ ก.1

ตารางที่ ก.1 อัตราขยายแรงดันของวงจรทบระดับแรงดันแบบดั้งเดิม

ค่าวัฏจักรหน้าที่ (D)	อัตราขยายแรงดัน (M)
0	1
0.1	1.1
0.2	1.25
0.3	1.43
0.4	1.67
0.5	2
0.6	2.5
0.7	3.33
0.8	5
0.9	10
1.0	infinity

จากตารางที่ ก.1 พบว่าค่าแรงดันเอาต์พุต (V_{out}) ของวงจรทบระดับแรงดันแบบดั้งเดิมขึ้นอยู่กับการปรับค่าวัฏจักรหน้าที่ โดยที่แรงดันเอาต์พุตของวงจรจะเพิ่มสูงขึ้นเมื่อค่าวัฏจักรหน้าที่เพิ่มขึ้น แต่การที่วงจรทบระดับแรงดันแบบดั้งเดิมทำงานที่ค่าวัฏจักรหน้าที่สูง ๆ จะส่งผลถึงประสิทธิภาพของวงจรที่จะมีแนวโน้มลดลง (L-W. Zhou, B-X.Zhu and Q-M.Luo, 2012) เนื่องจากการกระเพื่อมของกระแสที่ไหลผ่านสวิตช์กำลังค่อนข้างสูง ทำให้เกิดกำลังไฟฟ้าสูญเสียในช่วงที่สวิตช์นำกระแส (conduction loss) สูงขึ้นด้วย ดังนั้นประสิทธิภาพของวงจรทบระดับแรงดันแบบดั้งเดิม จะขึ้นอยู่กับค่าพารามิเตอร์ของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังที่เลือกใช้ในวงจรอย่างเหมาะสม เพื่อลดการกระเพื่อมของกระแส และการกระเพื่อมแรงดันอันเป็นสาเหตุการเกิดกำลังไฟฟ้าสูญเสียในวงจร โดยการออกแบบเลือกค่าพารามิเตอร์ของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์เพื่อให้การกระเพื่อมของกระแส และการกระเพื่อมของแรงดันอยู่ในขอบเขตที่ต้องการจะนำเสนอดังต่อไปนี้

การออกแบบค่าพารามิเตอร์สำหรับวงจรทบระดับแรงดันแบบดั้งเดิม

จากโครงสร้างของวงจรทบระดับแรงดันแบบดั้งเดิมในรูปที่ ก.1 ซึ่งประกอบด้วย ตัวเหนี่ยวนำ ตัวเก็บประจุ สวิตช์กำลัง ไดโอด และโหลดความต้านทาน โดยอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์แต่ละตัวมีการออกแบบพารามิเตอร์ที่แตกต่างกัน มีรายละเอียดการออกแบบดังต่อไปนี้

การออกแบบเลือกค่าตัวเหนี่ยวนำ ;

การออกแบบค่าความเหนี่ยวนำของวงจรทบระดับแรงดันแบบดั้งเดิม โดยสมมติการสูญเสียภายในวงจรทบระดับแรงดันแบบดั้งเดิมมีค่าเท่ากับศูนย์ กำลังไฟฟ้าที่ออกจากแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรง (P_{in}) จะเท่ากับกำลังไฟฟ้าที่โหลดได้รับ (P_{out}) จะได้

$$P_{in} = P_{out} = \frac{V_O^2}{R} \tag{ก.14}$$

$$P_{in} = V_{in} I_{in} = V_{in} I_L \tag{ก.15}$$

$$V_{in} I_L = \frac{V_O^2}{R} \tag{ก.16}$$

เมื่อ $V_O = \frac{V_{in}}{1-D}$

$$V_{in} I_L = \frac{\left(\frac{V_{in}}{1-D}\right)^2}{R} \tag{ก.17}$$

$$I_L = \frac{V_{in}}{(1-D)^2 R} \tag{ก.18}$$

กระแสสูงสุด และต่ำสุดที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำสามารถคำนวณหาได้จากค่าเฉลี่ย และการกระเพื่อมของกระแส ในขณะที่สวิตช์กำลังนำกระแสดังนี้

$$\Delta i_{L,on} = \frac{V_{in} DT}{L} \tag{ก.19}$$

ดังนั้นกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำสูงสุด และต่ำสุด คือ

$$I_{L,\max} = I_L + \frac{\Delta i_{L,on}}{2} \tag{ก.20}$$

$$I_{L,\max} = \frac{V_{in}}{(1-D)^2 R} + \frac{1}{2}\left(\frac{V_{in} DT}{L}\right) \tag{ก.21}$$

$$I_{L,\min} = \frac{V_{in}}{(1-D)^2 R} - \frac{1}{2}\left(\frac{V_{in} DT}{L}\right) \tag{ก.22}$$

สมมติให้กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำเป็นแบบต่อเนื่อง (CCM) และมีค่าเป็นบวก ดังนั้นจะหาค่าตัวเหนี่ยวนำที่น้อยที่สุดที่ทำให้วงจรทบระดับแรงดันแบบดั้งเดิมทำงานได้ ในขอบเขตระหว่างโหมดกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำเป็นแบบต่อเนื่อง สามารถคำนวณหาได้จากการกำหนดให้กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำมีค่าเป็นศูนย์ ดังนี้

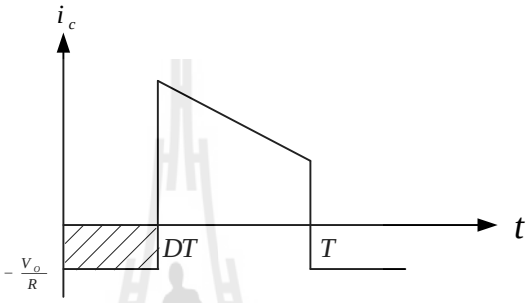
$$I_{L,\min} = \frac{V_{in}}{(1-D)^2 R} - \frac{1}{2}\left(\frac{V_{in} DT}{L}\right) = 0 \tag{ก.23}$$

$$\frac{V_{in}}{(1-D)^2 R} = \frac{1}{2}\left(\frac{V_{in} DT}{L}\right)$$

$$L_{\min} = \frac{D(1-D)^2 R}{2f} \tag{ก.24}$$

การออกแบบเลือกค่าตัวเก็บประจุ ;

การที่มีตัวเก็บประจุที่มีขนาดใหญ่จะสามารถรักษาให้แรงดันเอาท์พุตคงที่ แต่ในทางปฏิบัติไม่สามารถเลือกใช้ตัวเก็บประจุที่มีขนาดใหญ่มาก ๆ ได้ เนื่องจากมีราคาแพง และต้องใช้พื้นที่มาก จึงต้องเลือกใช้ตัวเก็บประจุที่มีขนาดพอเหมาะ โดยที่ค่าการกระเพื่อมของแรงดันเอาท์พุตอยู่ในระดับที่ยอมรับได้ การคำนวณค่าการกระเพื่อมของแรงดันเอาต์พุตจากยอดถึงยอด (peak to peak) สามารถหาได้จากกระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุดังรูปที่ ก.6



รูปที่ ก.6 กระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุ

$$|\Delta Q| = C\Delta V_O = I_O \Delta t_{on} \tag{ก.25}$$

$$I_O = \frac{V_O}{R} \tag{ก.26}$$

โดยที่ $\Delta t_{on} = DT$

$$\Delta V_O = \frac{I_O \Delta t_{on}}{C} = \frac{V_{ODT}}{RC} \tag{ก.27}$$

$$\frac{\Delta V_O}{V_O} = \frac{DT}{RC} \tag{ก.28}$$

$$\frac{\Delta V_O}{V_O} = \frac{D}{RCf} \tag{ก.29}$$

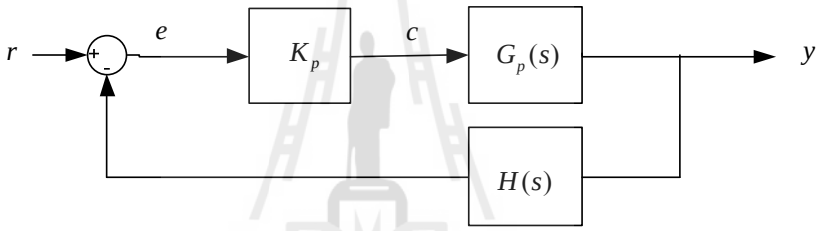
เมื่อต้องการที่จะลดการกระเพื่อมของแรงดันเอาต์พุต ทำได้โดยการลดค่า D ให้เข้าใกล้ศูนย์ เพิ่มค่าโหลดความต้านทาน เพิ่มค่าของตัวเก็บประจุ หรือเพิ่มค่าความถี่ในการสวิตช์ให้สูงขึ้น

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

การออกแบบตัวควบคุมชนิดพีไอสำหรับวงจรทบระดับแรงดันแบบดั้งเดิม

ตัวควบคุมชนิดพีไอเป็นตัวควบคุมที่พบบ่อยในงานวิจัยทั่วไป เพราะเป็นตัวควบคุมที่มีโครงสร้างการทำงานที่ไม่ซับซ้อน ให้ผลตอบสนองในการทำงานที่ดี และยอมรับได้ ระบบควบคุมชนิดพีไอมีตัวควบคุมย่อย 2 ตัว คือ ตัวควบคุมแบบสัดส่วน (P control) และตัวควบคุมแบบปริพันธ์ (I control) รายละเอียดการทำงานของตัวควบคุมแต่ละแบบมีดังนี้

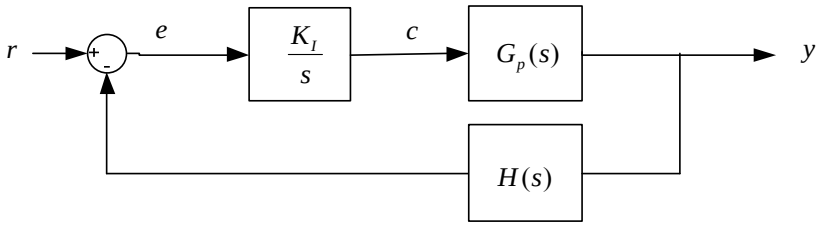
ตัวควบคุมแบบสัดส่วน (P controller) ; ตัวควบคุมประเภทนี้จะนำเอาสัญญาณค่าความผิดพลาดระหว่างสัญญาณอ้างอิงกับสัญญาณเอาท์พุตมาเป็นอินพุตของตัวควบคุม แล้วตัวควบคุมจะทำการสร้างสัญญาณเอาท์พุตด้วยการขยายสัญญาณความผิดพลาดดังกล่าว ด้วยค่าเกนของตัวควบคุม แผนภาพของตัวควบคุมแบบพีแสดงได้ดังรูปที่ ก.7



รูปที่ ก.7 แผนภาพตัวควบคุมแบบพี

จุดเด่นของตัวควบคุมประเภทนี้เมื่อถูกนำไปใช้งานก็คือ การปรับค่าเกนให้สูงขึ้นจะมีผลทำให้ระบบมีผลตอบสนองที่เร็วขึ้น ปัญหาที่อาจจะเกิดขึ้นในการนำไปใช้งาน คือ ถ้านำไปใช้กับระบบชนิด 0 (System type 0) ตัวควบคุมประเภทนี้จะไม่สามารถขจัดค่าความผิดพลาดในสภาวะคงตัวได้ แต่ก็สามารถทำให้ค่าความผิดพลาดดังกล่าวมีค่าน้อยลงได้ด้วยการปรับค่าเกนให้สูง ซึ่งในทางปฏิบัติแล้วการปรับเกนให้สูงมากขึ้น เอาท์พุตของระบบที่ได้จากตัวควบคุมมักมีค่าจำกัด และการปรับเกนให้มีค่าสูงสำหรับระบบที่มีอันดับสูง อาจทำให้ได้ผลตอบสนองที่ไม่เป็นที่พึงประสงค์ เช่น การปรับเกนให้สูงขึ้นสำหรับระบบอันดับสอง ผลที่ตามมาก็คือค่าพุ่งเกินก็จะสูงขึ้นตามด้วยซึ่งอาจจะส่งผลเสียต่อระบบได้

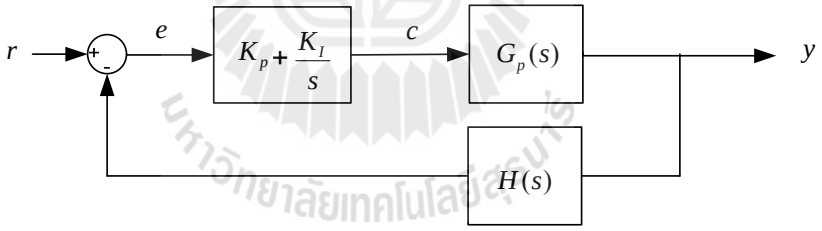
ตัวควบคุมแบบปริพันธ์ (I controller) ; ตัวควบคุมประเภทนี้จะนำเอาสัญญาณค่าความผิดพลาดระหว่างสัญญาณอ้างอิงกับสัญญาณเอาท์พุตมาเป็นอินพุตของตัวควบคุม แล้วตัวควบคุมจะทำการสร้างสัญญาณเอาท์พุตด้วยการอินทิเกรตสัญญาณความผิดพลาดดังกล่าว แล้วคูณด้วยค่าเกนของตัวควบคุม แผนภาพของตัวควบคุมแบบไอแสดงได้ดังรูปที่ ก.8



รูปที่ ก.8 แผนภาพตัวควบคุมแบบไอ

จุดเด่นของตัวควบคุมประเภทนี้เมื่อถูกนำไปใช้งาน คือ ถ้านำไปใช้กับระบบชนิด 0 ตัวควบคุมประเภทนี้จะสามารถขจัดค่าความผิดพลาดในสภาวะคงตัวได้ แต่ที่อาจจะเกิดขึ้นในการนำไปใช้งาน คือ ตัวควบคุมประเภทนี้ไม่สามารถลดผลของการพุ่งเกินของผลตอบสนองได้ และการปรับเกนให้มีค่าสูง อาจทำให้ได้ผลตอบสนองที่ไม่เป็นที่พึงประสงค์ เช่น การปรับเกนให้สูงขึ้นอาจจะมีผลทำให้ผลตอบสนองของระบบเกิดการแกว่งตัวได้ซึ่งอาจจะส่งผลเสียต่อระบบ

ตัวควบคุมแบบสัดส่วนร่วมกับแบบปริพันธ์ (PI controller) ; ตัวควบคุมชนิดนี้เป็นการผสมผสานตัวควบคุมแบบสัดส่วน และตัวควบคุมแบบปริพันธ์เพื่อผลการควบคุมที่ดีกว่า แผนภาพของตัวควบคุมแบบพีไอแสดงได้ดังรูปที่ ก.9

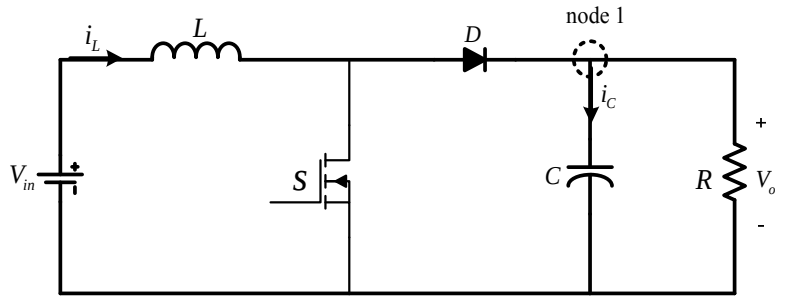


รูปที่ ก.9 แผนภาพตัวควบคุมแบบพี

จุดเด่นของตัวควบคุมแบบนี้เมื่อนำไปใช้งานก็คือ การปรับค่าเกนให้สูงขึ้นจะมีผลทำให้ระบบมีผลตอบสนองที่เร็วขึ้น และถ้านำไปใช้กับระบบชนิด 0 ตัวควบคุมประเภทนี้จะสามารถขจัดค่าความผิดพลาดในสภาวะคงตัวได้ ดังนั้นการควบคุมแบบพีไอจะมีผลทำให้ระบบมีความผิดพลาด (error) น้อยที่สุดที่สภาวะคงตัว (steady state) และมีผลต่อการตอบสนองที่รวดเร็ว ดังนั้นจึงนำมาสู่การออกแบบตัวควบคุมชนิดพีไอสำหรับวงจรทบระดับแรงดันแบบดั้งเดิม จะพิจารณาการออกแบบตัวควบคุมชนิดพีไอออกเป็น 2 ส่วน คือ การควบคุมแรงดันโดยใช้ตัวควบคุมพีไอ และการควบคุมกระแสโดยใช้ตัวควบคุมชนิดพีไอ แสดงได้ดังต่อไปนี้

การควบคุมแรงดันโดยใช้ตัวควบคุมชนิดพีไอสำหรับวงจรทบระดับแรงดันแบบดั้งเดิม ;

พิจารณาโครงสร้างของวงจรทบระดับแรงดันแบบดั้งเดิมดังแสดงในรูปที่ ก.10



รูปที่ ก.10 วงจรทบระดับแรงดันแบบดั้งเดิม ในขณะที่สวิตช์กำลัง S ไม่นำกระแส

พิจารณาโครงสร้างของวงจรทบระดับแรงดันแบบดั้งเดิม ในขณะที่สวิตช์กำลัง S ไม่นำกระแส โดยใช้กฎกระแสของเคอร์ชอฟฟ์ (KCL) ณ node 1 จะได้ความสัมพันธ์ดังนี้

$$C\frac{dv_o(t)}{dt} = i_L(t) - \frac{V_o(t)}{R} \tag{ก.30}$$

จาก (ก.30) ทำการแปลงลาปลาซได้ดังนี้

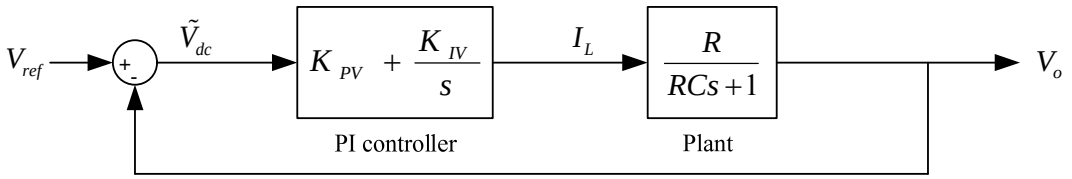
$$CsV_O(s) = I_L(s) - \frac{V_O(s)}{R} \tag{ก.31}$$

จาก (ก.31) ดำเนินการหาฟังก์ชันถ่ายโอน จะได้พลานต์ของวงจรทบระดับแรงดันแบบดั้งเดิมในส่วนของการควบคุมแรงดัน แสดงดัง (ก.32)

$$\frac{V_O(s)}{I_L(s)} = \frac{R}{RCs+1} \tag{ก.32}$$

จากสมการตัวควบคุมชนิดพีไอที่อยู่ในรูปฟังก์ชันถ่ายโอนดัง (ก.33) จึงได้แผนภาพการควบคุมแรงดันด้วยตัวควบคุมชนิดพีไอแสดงได้ดังรูปที่ ก.11

$$G_{CV}(s) = K_{PV} + \frac{K_{IV}}{s} \tag{ก.33}$$



รูปที่ ก.11 แผนภาพการควบคุมลูปแรงดันด้วยตัวควบคุมชนิดพีไอ

จากแผนภาพการควบคุมแรงดันด้วยตัวควบคุมชนิดพีไอดังแสดงในรูปที่ ก.11 ทำการหาฟังก์ชันถ่ายโอนวงปิด เพื่อนำไปออกแบบค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมชนิดพีไอ

$$\frac{V_o}{V_{ref}} = \frac{\left(\frac{K_{PV}s + K_{IV}}{s}\right)\left(\frac{R}{RCs+1}\right)}{1+\left(\frac{K_{PV}s + K_{IV}}{s}\right)\left(\frac{R}{RCs+1}\right)} \tag{ก.34}$$

$$\frac{V_o}{V_{ref}} = \left(\frac{K_{PV}Rs + K_{IV}R}{s^2 + \left(\frac{K_{PV}R+1}{RC}\right)s + \frac{K_{IV}R}{RC}}\right) \tag{ก.35}$$

การออกแบบค่าพารามิเตอร์ K_{PV} และ K_{IV} ของตัวควบคุมชนิดพีไอ ทำได้โดยเทียบสัมประสิทธิ์ระหว่างพจน์ฟังก์ชันถ่ายโอนวงปิดจาก (ก.35) กับพจน์พหุนามลักษณะเฉพาะของฟังก์ชันถ่ายโอนของระบบอันดับสองมาตรฐาน (ก.36)

$$G(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \tag{ก.36}$$

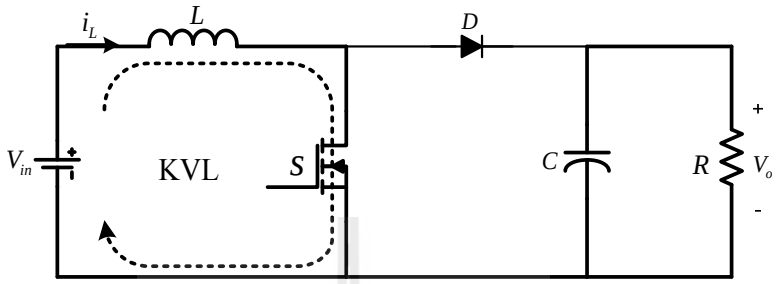
จึงได้ค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมชนิดพีไอสำหรับลูปแรงดันดัง (ก.37) และ (ก.38) โดยที่ ω_n คือ ความถี่ธรรมชาติ (damping ratio) กำหนดให้มีค่าเท่ากับ $\frac{1}{RC}$ rad/s , ζ คือ อัตราการหน่วง

$$K_{PV} = 2\zeta\omega_n C - \frac{1}{R} \tag{ก.37}$$

$$K_{IV} = \omega_n^2 C \tag{ก.38}$$

การควบคุมกระแสโดยใช้ตัวควบคุมชนิดพีไอสำหรับวงจรทบระดับแรงดันแบบดั้งเดิม ;

พิจารณาโครงสร้างของวงจรทบระดับแรงดันแบบดั้งเดิมดังแสดงในรูปที่ ก.12



รูปที่ ก.12 วงจรทบระดับแรงดันแบบดั้งเดิม ในขณะที่สวิตช์กำลังนำกระแส

พิจารณาโครงสร้างของวงจรทบระดับแรงดันแบบดั้งเดิมดังรูปที่ ก.12 ในขณะที่สวิตช์กำลังนำกระแส เพื่อหาความสัมพันธ์ของแรงดันไฟฟ้าโดยใช้กฎแรงดันของเคอร์ชอฟฟ์ (KVL) แสดงได้ดังนี้

$$L\dot{i}_L(t)+(1-D)v_o(t)=v_{in}(t) \tag{ก.39}$$

$$LI_L s+(1-D)V_o=V_{in} \tag{ก.40}$$

พิจารณาค่าวัฏจักรหน้าที่เป็นศูนย์ จะได้ดัง (ก.41)

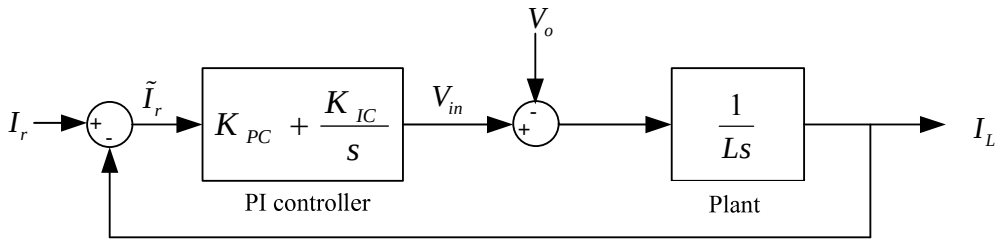
$$LI_L s=V_{in}-V_o \tag{ก.41}$$

ทำการหาฟังก์ชันการถ่ายโอน จะได้พลานต์ของวงจรทบระดับแรงดันแบบดั้งเดิมในส่วนของการควบคุมลูปกระแสดัง (ก.42)

$$\frac{I_L}{V_{in}-V_o}=\frac{1}{Ls} \tag{ก.42}$$

จากสมการตัวควบคุมชนิดพีไอที่อยู่ในรูปฟังก์ชันถ่ายโอนดัง (ก.43) สามารถแสดงแผนภาพการควบคุมกระแสด้วยตัวควบคุมชนิดพีไอแสดงได้ดังรูปที่ ก.13

$$G_{CC}(s)=K_{PC}+\frac{K_{IC}}{s} \tag{ก.43}$$



รูปที่ ก.13 แผนภาพการควบคุมลูปกระแสด้วยตัวควบคุมชนิดพีไอ

จากแผนภาพการควบคุมกระแสด้วยตัวควบคุมชนิดพีไอดังแสดงในรูปที่ ก.13 ทำการหาฟังก์ชันถ่ายโอนวงปิด เพื่อนำไปออกแบบค่าพารามิเตอร์ K_{PC} และ K_{IC} สำหรับตัวควบคุมชนิดพีไอในลูปการควบคุมกระแส ดังนี้

$$\frac{I_L}{I_r} = \frac{K_{PC}V_{in}s + K_{IC}V_{in}}{s^2 + K_{PC}\frac{V_{in}}{L}s + K_{IC}\frac{V_{in}}{L}} \tag{ก.44}$$

การออกแบบค่าพารามิเตอร์ K_{PC} และ K_{IC} ของตัวควบคุมชนิดพีไอสำหรับลูปการควบคุมกระแส จะใช้วิธีการเทียบสัมประสิทธิ์ระหว่างพจน์ฟังก์ชันถ่ายโอนวงปิดจาก (ก.44) กับพจน์พหุนามลักษณะเฉพาะของฟังก์ชันถ่ายโอนของระบบอันดับสองมาตรฐานดัง (ก.45) จะได้ค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมชนิดพีไอสำหรับลูปกระแสดัง (ก.46) และ (ก.47) โดยที่ ω_{ni} คือ ความถี่ธรรมชาติของลูปกระแส มีค่าเท่ากับ $N\omega_n$ rad/s โดยที่ N คือ จำนวนเท่าของความถี่ธรรมชาติที่ลูปกระแสมีการทำงานต่างจากลูปแรงดัน , ζ คือ อัตราการหน่วง

$$G(s) = \frac{\omega_{ni}^2}{s^2 + 2\zeta\omega_{ni}s + \omega_{ni}^2} \tag{ก.45}$$

$$K_{PC} = \frac{2\zeta\omega_{ni}L}{V_{in}} \tag{ก.46}$$

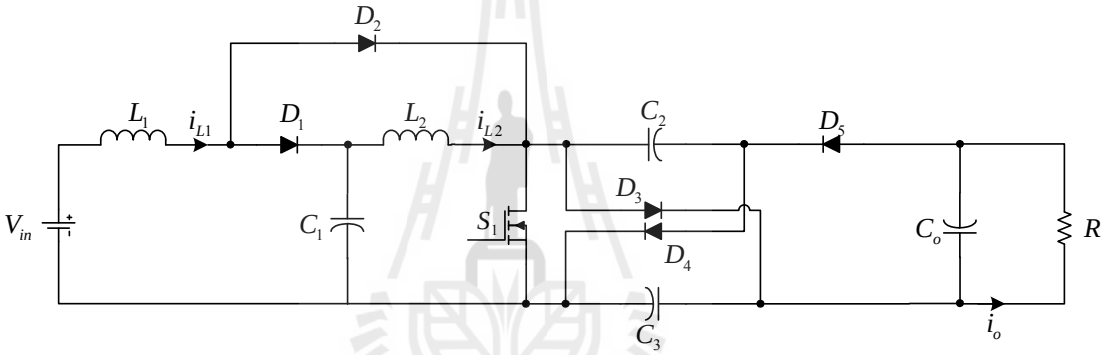
$$K_{IC} = \frac{\omega_{ni}^2 L}{V_{in}} \tag{ก.47}$$

ภาคผนวก ข

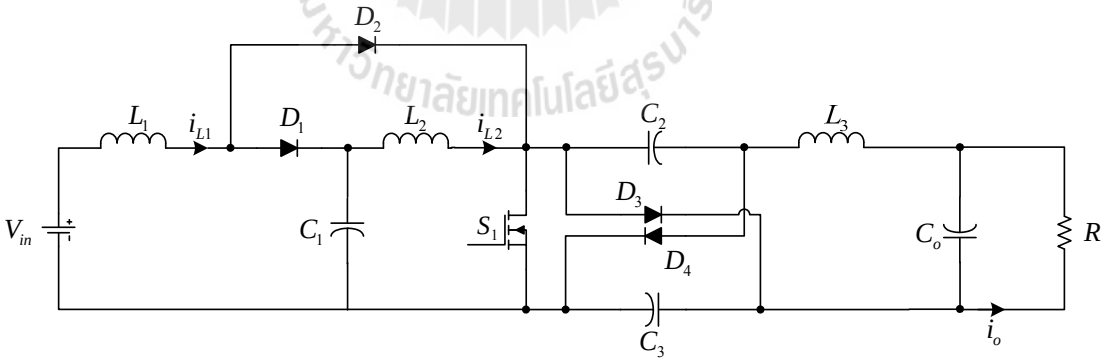
การประเมินประเมินประสิทธิภาพ และการออกแบบเลือกค่าพารามิเตอร์ของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้า

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

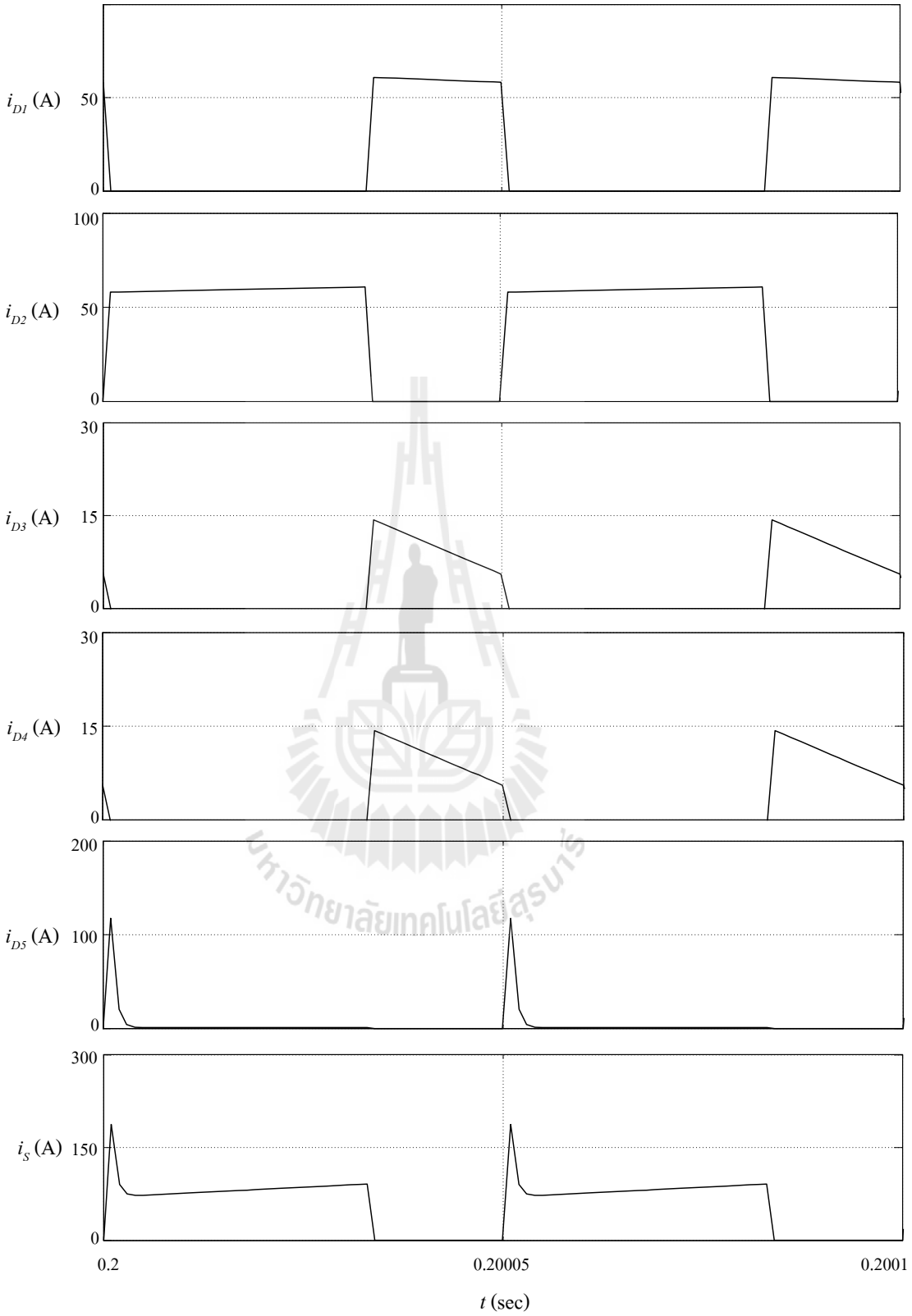
การประเมินประสิทธิภาพในบทที่ 3 ทำการเปรียบเทียบประสิทธิภาพของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น และวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากำลังสองด้วยซีแอลดีเซลล์ ดังแสดงโครงสร้างของวงจรทั้งสองดังกล่าวดังรูปที่ ข.1 และ ข.2 ตามลำดับ สังเกตได้ว่าโครงสร้างของวงจรทั้งสองมีความคล้ายกันมาก แตกต่างเพียงบางตำแหน่งที่ใช้อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังที่แตกต่างกัน ดังนั้นเพื่อให้เห็นถึงสมรรถนะของแต่ละวงจรจึงทำการจำลองสถานการณ์เพื่อเปรียบเทียบถึงประสิทธิภาพของวงจร โดยที่การจำลองสถานการณ์เพื่อหาค่าพารามิเตอร์ในการคำนวณกำลังไฟฟ้าสูญเสีย (P_{loss}) ของวงจรทั้งสองนั้น จะใช้ค่าพารามิเตอร์ดังแสดงในตารางที่ 3.5 เพื่อไม่ให้เกิดข้อได้เปรียบเสียเปรียบในการประเมินประสิทธิภาพผลการจำลองสถานการณ์แสดง



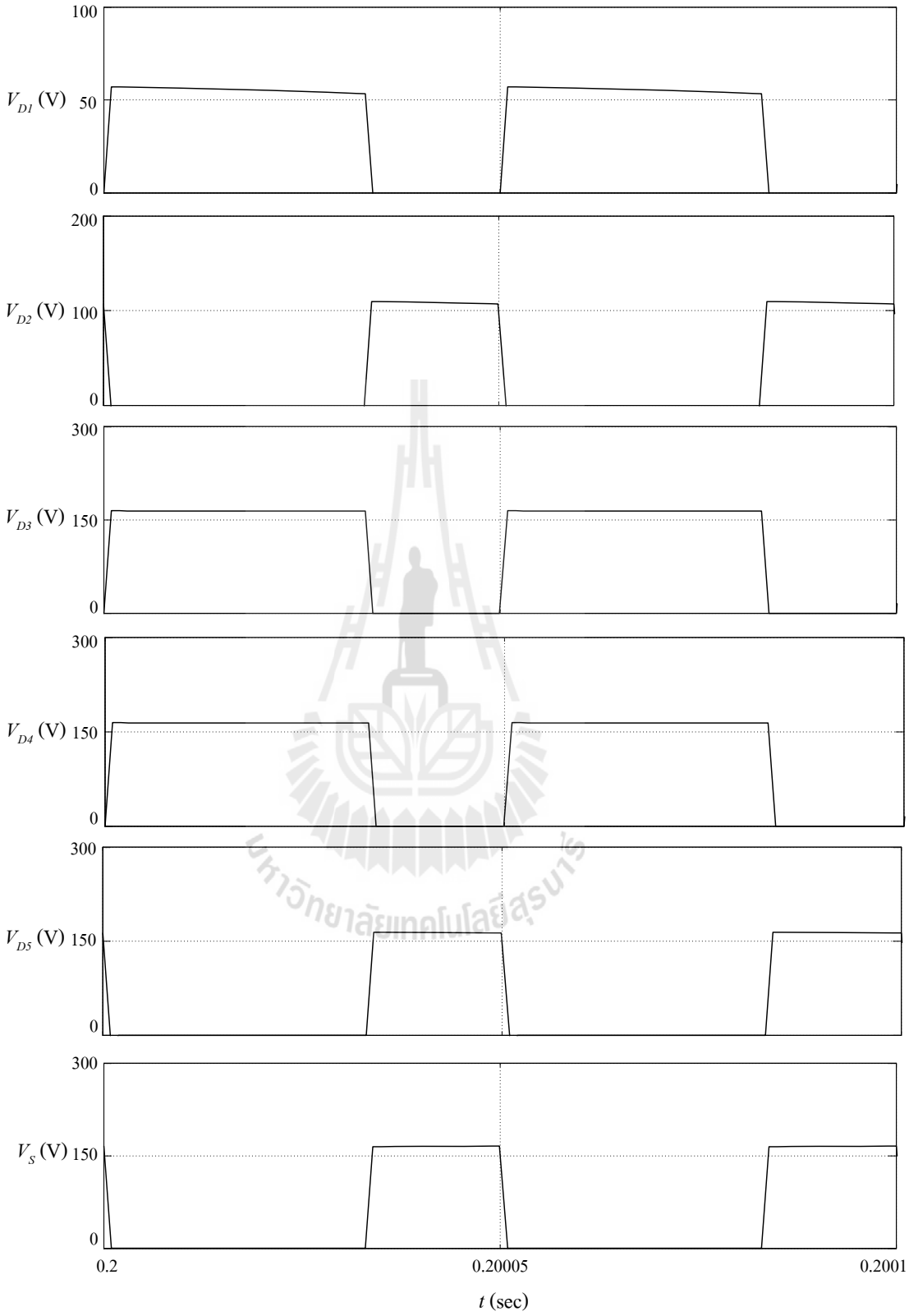
รูปที่ ข.1 โครงสร้างของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น



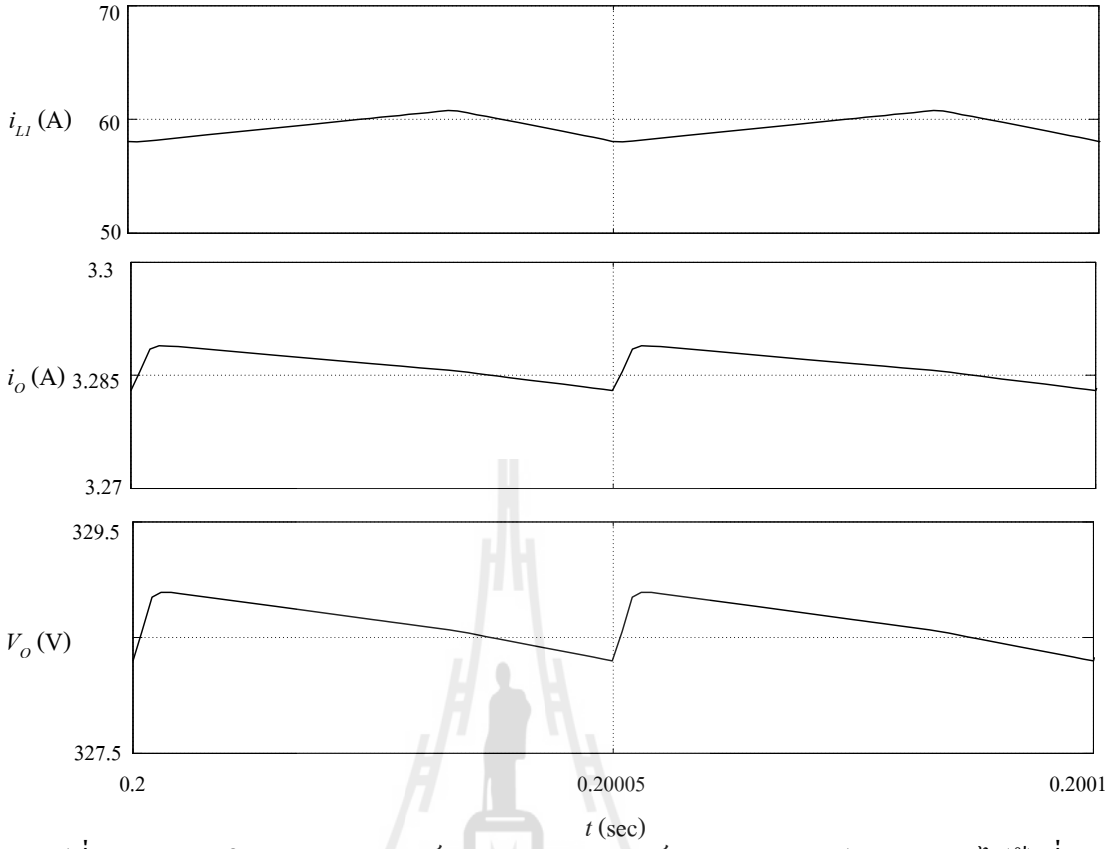
รูปที่ ข.2 โครงสร้างของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากำลังสองด้วยซีแอลดีเซลล์



รูปที่ ข.3 กระแสที่ไหลผ่านอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น



รูปที่ ข.4 แรงดันที่ตกคร่อมอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น



รูปที่ ข.5 กระแสอินพุต กระแสเอาต์พุต และแรงดันเอาต์พุต ของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น

จากผลการจำลองสถานการณ์ในข้างต้นทำการใช้คำสั่งในโปรแกรม Matlab เพื่อหาค่าเฉลี่ย และค่าเฉลี่ยกำลังสอง เพื่อใช้ในการคำนวณหาค่ากำลังไฟฟ้าสูญเสีย แสดงได้ดังตารางที่ ข.1 และ ข.2

ตารางที่ ข.1 ค่ากระแสเฉลี่ย และค่ากระแสเฉลี่ยกำลังสอง วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น

พารามิเตอร์	ค่าเฉลี่ย (av)	ค่าเฉลี่ยกำลังสอง (rms)
fi_{L1}	59.7	60.7
i_S	56.4	72.2
i_{D1}	20.3	35.5
i_{D2}	39.4	49.3
i_{D3}	3.3	6.1
i_{D4}	3.3	6.1
i_{D5}	3.3	17.2
i_O	3.3	3.3

ตารางที่ ข.2 ค่าแรงดันเฉลี่ย และค่าแรงดันเฉลี่ยกำลังสอง วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น

พารามิเตอร์	ค่าเฉลี่ย (av)	ค่าเฉลี่ยกำลังสอง (rms)
V_{D1}	36.2	45
V_{D2}	36.2	63.3
V_{D3}	108.5	133.7
V_{D4}	108.5	133.7
V_{D5}	55.4	95.5
V_S	56.2	96.5
V_O	328.7	328.9

จากตารางที่ ข.1 และ ข.2 ทำการคำนวณหากำลังไฟฟ้าสูญเสีย (P_{loss}) ที่สวิตช์กำลัง MOSFET และไดโอด จากผลการจำลองสถานการณ์ของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นในข้างต้น เพื่อประเมินประสิทธิภาพของวงจรดังที่ได้กล่าวไว้ในบทที่ 3 ดังนี้

กำลังไฟฟ้าสูญเสียการนำกระแส (P_{cond}) :

พิจารณาที่สวิตช์กำลัง MOSFET ของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น เพื่อคำนวณหากำลังไฟฟ้าสูญเสียการนำกระแส (P_{Mcond}) แสดงได้ดังนี้

$$P_{Mcond} = \left[R_{DSon} \cdot I_{Srms}^2\right] + \left[u_{D0} \cdot I_F + R_D \cdot I_F^2\right]$$

$$= \left[0.001 \times (72.2)^2\right] + \left[1.5 \times \left(1 \times 10^{-6}\right) + 0.01 \times \left(1 \times 10^{-6}\right)^2\right]$$

$$\therefore P_{Mcond} = 5.2 \text{ W}$$

พิจารณาที่ไดโอดทั้ง 4 ตัว ของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น เพื่อคำนวณหากำลังไฟฟ้าสูญเสียการนำกระแส (P_{Dcond}) แสดงได้ดังนี้

$$P_{Dcond} = u_{D0} \cdot I_{Fav} + R_D \cdot I_{Frms}^2$$

กำลังไฟฟ้าสูญเสียที่ไดโอด D_1 , D_2 , D_3 และ D_4

$$P_{D1cond} = (0.3 \times 20.3) + \left(0.01 \times 35.5^2\right) = 18.7 \text{ W}$$

$$P_{D2cond} = (0.3 \times 39.4) + \left(0.01 \times 49.3^2\right) = 36.1 \text{ W}$$

$$P_{D3cond} = (0.3 \times 3.3) + \left(0.01 \times 6.1^2\right) = 1.3 \text{ W}$$

$$P_{D4cond} = (0.3 \times 3.3) + (0.01 \times 6.1^2) = 1.3\,\text{W}$$

$$P_{D5cond} = (0.3 \times 3.3) + (0.01 \times 17.2^2) = 3.9\,\text{W}$$

$$\therefore P_{Dcond} = 61.3\,\text{W}$$

กำลังไฟฟ้าสูญเสียการสวิตช์ (P_{sw}) :

พิจารณาที่สวิตช์กำลัง MOSFET ของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น เพื่อคำนวณหากำลังไฟฟ้าสูญเสียการสวิตช์ (P_{Msw}) แสดงได้ดังนี้

$$P_{Msw} = \left[C_{iss} \cdot V_{cg}^2 \cdot f_{sw}\right] + \left[\frac{1}{2} \cdot C_{oss} \cdot V_{Sav}^2 \cdot f_{sw}\right]$$

$$+ \left[k \cdot (t_{vr} + t_{vf}) \cdot I_{Sav} \cdot V_{Sav} \cdot f_{sw}\right] + \left[V_D \cdot (I_{D\min} \cdot t_{rr} + Q_r) \cdot f_{sw}\right]$$

$$= \left[3.7 \times 10^{-9} \times 20^2 \times 20 \times 10^3\right] + \left[\frac{1}{2} \times 0.73 \times 10^{-9} \times 56.2^2 \times 20 \times 10^3\right]$$

$$+ \left[\frac{1}{2} \times \left((25 \times 10^{-9}) + (66 \times 10^{-9})\right) \times 56.4 \times 56.2 \times 20 \times 10^3\right]$$

$$+ \left[1.5 \times \left((10 \times 132 \times 10^{-9}) + (660 \times 10^{-9})\right) \times 20 \times 10^3\right]$$

$$= 0.0296 + 0.023 + 2.88 + 0.0594$$

$$\therefore P_{Mcond} = 2.94\,\text{W}$$

พิจารณาที่ไดโอดทั้ง 4 ตัว ของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น เพื่อคำนวณหากำลังไฟฟ้าสูญเสียการสวิตช์ (P_{Dsw}) แสดงได้ดังนี้

$$P_{Dsw} = V_D \cdot (I_{D\min} \cdot t_{rr} + Q_r) \cdot f_{sw}$$

กำลังไฟฟ้าสูญเสียที่ไดโอด D_1 , D_2 , D_3 และ D_4

$$P_{D1sw} = 45 \times (1 \times 2 \times 10^{-6}) + (380 \times 10^{-12}) \times 20 \times 10^3 = 1.8\,\text{W}$$

$$P_{D2sw} = 63.3 \times (1 \times 2 \times 10^{-6}) + (380 \times 10^{-12}) \times 20 \times 10^3 = 2.5\,\text{W}$$

$$P_{D3sw} = 133.7 \times (1 \times 2 \times 10^{-6}) + (380 \times 10^{-12}) \times 20 \times 10^3 = 5.3\,\text{W}$$

$$P_{D4sw} = 133.7 \times (1 \times 2 \times 10^{-6}) + (380 \times 10^{-12}) \times 20 \times 10^3 = 5.3\,\text{W}$$

$$P_{D5sw} = 95.5 \times \left(1 \times 2 \times 10^{-6}\right) + \left(380 \times 10^{-12}\right) \times 20 \times 10^{3} = 3.8\,\mathrm{W}$$

$$\therefore P_{Dsw} = 18.7\ \mathrm{W}$$

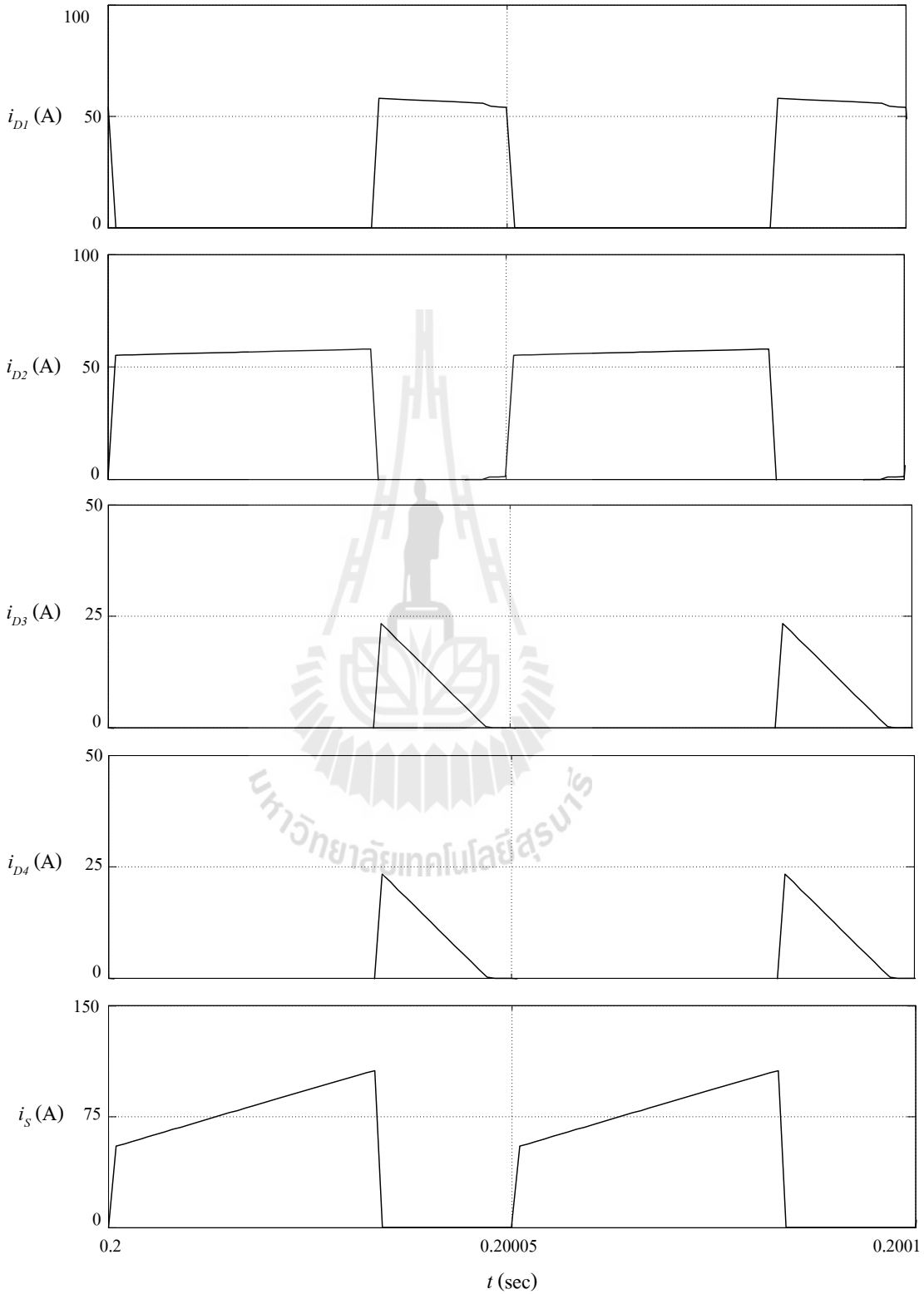
ดังนั้น กำลังไฟฟ้าสูญเสีย (P_{loss}) ที่คำนวณได้จากผลการจำลองสถานการณ์ของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นมีค่าดังนี้

$$P_{loss} = P_{Mcond} + P_{Dcond} + P_{Msw} + P_{Dsw}$$

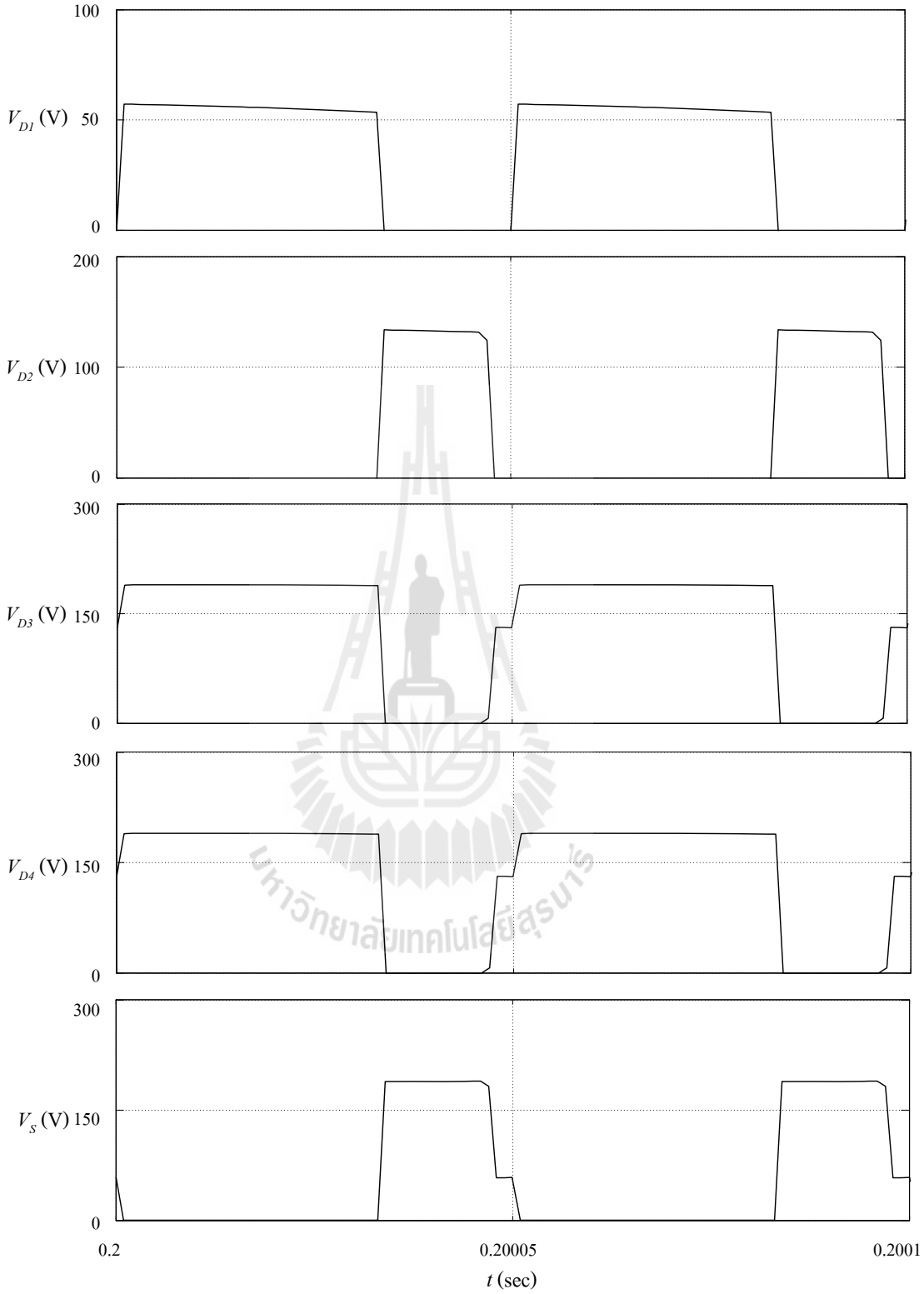
$$= 5.2 + 61.3 + 2.94 + 18.7$$

$$\therefore P_{loss} = 88.14\ \mathrm{W}$$

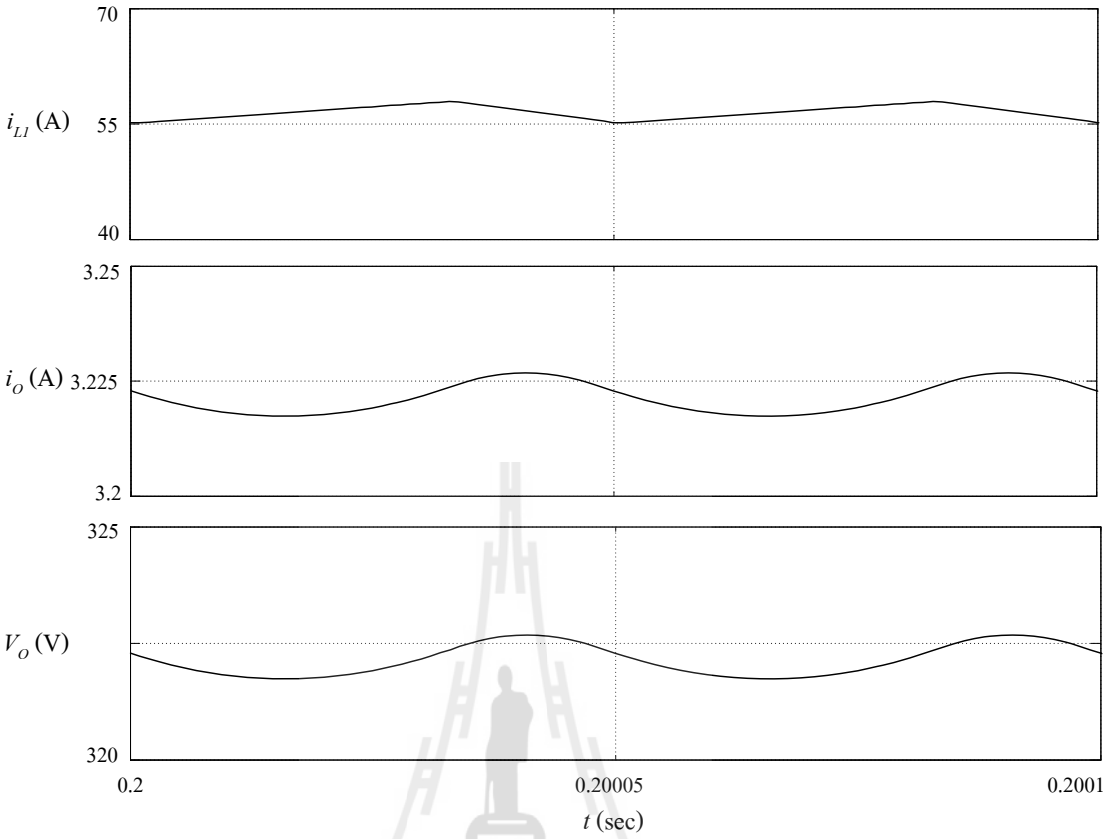
วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากำลังสองด้วยซีแอลดีเซลล์



รูปที่ ข.6 กระแสที่ไหลผ่านอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากำลังสองด้วยซีแอลดีเซลล์



รูปที่ ข.7 แรงดันตกคร่อมอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากำลังสองด้วยซีแอลดีเซลล์



รูปที่ ข.8 กระแสอินพุต กระแสเอาต์พุต และแรงดันเอาต์พุต ของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากำลังสองด้วยซีแอลดีเซลล์

จากผลการจำลองสถานการณ์ในข้างต้นทำการใช้คำสั่งในโปรแกรม Matlab เพื่อหาค่าเฉลี่ย และค่าเฉลี่ยกำลังสอง เพื่อใช้ในการคำนวณหาค่ากำลังไฟฟ้าสูญเสีย แสดงได้ดังตารางที่ ข.3 และ ข.4

ตารางที่ ข.3 ค่ากระแสเฉลี่ย และค่ากระแสเฉลี่ยกำลังสอง วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากำลังสองด้วยซีแอลดีเซลล์

พารามิเตอร์	ค่าเฉลี่ย (av)	ค่าเฉลี่ยกำลังสอง (rms)
i_{L1}	56.9	57.5
i_S	53.6	67.9
i_{D1}	19.3	33.6
i_{D2}	37.6	46.8
i_{D3}	3.2	7.4
i_{D4}	3.2	7.4
i_O	3.2	3.2

ตารางที่ ข.4 ค่าแรงดันเฉลี่ย และค่าแรงดันเฉลี่ยกำลังสอง วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากำลังสองด้วยซีแอลดีเซลล์

พารามิเตอร์	ค่าเฉลี่ย (av)	ค่าเฉลี่ยกำลังสอง (rms)
V_{D1}	36.4	45.1
V_{D2}	36.4	69.9
V_{D3}	132.9	157.3
V_{D4}	132.9	157.3
V_S	56.4	100.9
V_{out}	322.3	322.4

จากตารางที่ ข.3 และ ข.4 ทำการคำนวณหากำลังไฟฟ้าสูญเสีย (P_{loss}) ที่สวิตช์กำลัง MOSFET และไดโอด จากผลการจำลองสถานการณ์ของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากำลังสองด้วยซีแอลดีเซลล์ในข้างต้น เพื่อประเมินประสิทธิภาพของวงจรดังที่ได้กล่าวไว้ในบทที่ 3 ดังนี้

กำลังไฟฟ้าสูญเสียการนำกระแส (P_{cond}) :

พิจารณาที่สวิตช์กำลัง MOSFET ของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากำลังสองด้วยซีแอลดีเซลล์ เพื่อคำนวณหากำลังไฟฟ้าสูญเสียการนำกระแส (P_{Mcond}) แสดงได้ดังนี้

$$P_{Mcond} = \left[R_{DSon} \cdot I_{Srms}^2\right] + \left[u_{D0} \cdot I_F + R_D \cdot I_F^2\right]$$

$$= \left[0.001 \times (67.9)^2\right] + \left[1.5 \times \left(1 \times 10^{-6}\right) + 0.01 \times \left(1 \times 10^{-6}\right)^2\right]$$

$\therefore P_{Mcond} = 4.6\ \text{W}$

พิจารณาที่ไดโอดทั้ง 4 ตัว ของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากำลังสองด้วยซีแอลดีเซลล์ เพื่อคำนวณหากำลังไฟฟ้าสูญเสียการนำกระแส (P_{Dcond}) แสดงได้ดังนี้

$$P_{Dcond} = u_{D0} \cdot I_{Fav} + R_D \cdot I_{Frms}^2$$

กำลังไฟฟ้าสูญเสียที่ไดโอด D_1 , D_2 , D_3 และ D_4

$$P_{D1cond} = (0.3 \times 19.3) + \left(0.01 \times 33.6^2\right) = 17\,\text{W}$$

$$P_{D2cond} = (0.3 \times 37.6) + \left(0.01 \times 46.8^2\right) = 33.1\,\text{W}$$

$$P_{D3cond} = (0.3 \times 3.2) + \left(0.01 \times 7.4^2\right) = 1.5\,\text{W}$$

$$P_{D4cond} = (0.3 \times 3.2) + (0.01 \times 7.4^2) = 1.5\,\text{W}$$

$$\therefore P_{Dcond} = 53.1\,\text{W}$$

กำลังไฟฟ้าสูญเสียการสวิตช์ (P_{sw}) :

พิจารณาที่สวิตช์กำลัง MOSFET ของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากำลังสองด้วยซีแอลดีเซลล์ เพื่อคำนวณหากำลังไฟฟ้าสูญเสียการสวิตช์ (P_{Msw}) แสดงได้ดังนี้

$$P_{Msw} = \left[C_{iss} \cdot V_{cg}^2 \cdot f_{sw}\right] + \left[\frac{1}{2} \cdot C_{oss} \cdot V_{Sav}^2 \cdot f_{sw}\right]$$

$$+ \left[k \cdot (t_{vr} + t_{vf}) \cdot I_{Sav} \cdot V_{Sav} \cdot f_{sw}\right] + \left[V_D \cdot (I_{D\min} \cdot t_{rr} + Q_r) \cdot f_{sw}\right]$$

$$= \left[3.7 \times 10^{-9} \times 20^2 \times 20 \times 10^3\right] + \left[\frac{1}{2} \times 0.73 \times 10^{-9} \times 56.4^2 \times 20 \times 10^3\right]$$

$$+ \left[\frac{1}{2} \times \left((25 \times 10^{-9}) + (66 \times 10^{-9})\right) \times 53.6 \times 56.4 \times 20 \times 10^3\right]$$

$$+ \left[1.5 \times \left((10 \times 132 \times 10^{-9}) + (660 \times 10^{-9})\right) \times 20 \times 10^3\right]$$

$$= 0.0296 + 0.023 + 2.75 + 0.0201$$

$$\therefore P_{Mcond} = 2.82\ \text{W}$$

พิจารณาที่ไดโอดทั้ง 4 ตัว ของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากำลังสองด้วยซีแอลดีเซลล์ เพื่อคำนวณหากำลังไฟฟ้าสูญเสียการสวิตช์ (P_{Dsw}) แสดงได้ดังนี้

$$P_{Dsw} = V_D \cdot (I_{D\min} \cdot t_{rr} + Q_r) \cdot f_{sw}$$

กำลังไฟฟ้าสูญเสียที่ไดโอด D_1 , D_2 , D_3 และ D_4

$$P_{D1sw} = 45.1 \times \left(1 \times 2 \times 10^{-6}\right) + \left(380 \times 10^{-12}\right) \times 20 \times 10^3 = 1.8\,\text{W}$$

$$P_{D2sw} = 69.9 \times \left(1 \times 2 \times 10^{-6}\right) + \left(380 \times 10^{-12}\right) \times 20 \times 10^3 = 2.8\,\text{W}$$

$$P_{D3sw} = 157.3 \times \left(1 \times 2 \times 10^{-6}\right) + \left(380 \times 10^{-12}\right) \times 20 \times 10^3 = 6.3\,\text{W}$$

$$P_{D4sw} = 157.3 \times \left(1 \times 2 \times 10^{-6}\right) + \left(380 \times 10^{-12}\right) \times 20 \times 10^3 = 6.3\,\text{W}$$

$$\therefore P_{Dsw} = 17.2\ \text{W}$$

ดังนั้น กำลังไฟฟ้าสูญเสีย (P_{loss}) ที่คำนวณได้จากผลการจำลองสถานการณ์ของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากำลังสองด้วยซีแอลดีเซลล์ มีค่าดังนี้

$$P_{loss} = P_{Mcond} + P_{Dcond} + P_{Msw} + P_{Dsw}$$

$$= 4.6 + 53.1 + 2.82 + 17.2$$

$$\therefore P_{loss} = 77.72 \text{ W}$$

ทำการจำลองสถานการณ์วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น และวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากำลังสองด้วยซีแอลดีเซลล์ ที่ค่าวัฏจักรหน้าที่ต่าง ๆ เพื่อเก็บข้อมูลดังตารางที่ ข.5 และ ข.6 ตามลำดับ เพื่อวิเคราะห์ถึงประสิทธิภาพโดยรวมของวงจรทั้งสองดังรูปกราฟที่ 3.29

ตารางที่ ข.5 วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น

วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น										
	Duty cycle (D)	0.1	0.2	0.3	0.4	0.5	0.6	0.7	0.8	0.9
	V_{in} (V)	20	20	20	20	20	20	20	20	20
	i_{L1} (A)	1.2	1.9	3.3	6.2	13	31.5	95.8	396.5	1456.4
	i_O (A)	0.5	0.6	0.8	1.1	1.5	2.4	4.1	7.6	7.1
	V_{out} (V)	47.5	60.3	79	107.8	155.2	240.8	413.5	764.8	709.2
	$M = \frac{V_{out}}{V_{in}}$	2.4	3	3.9	5.4	7.8	12	20.7	38.2	35.5
	$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}}$	93	92.8	94.6	93.7	92.5	91.7	89.2	73.7	17.2

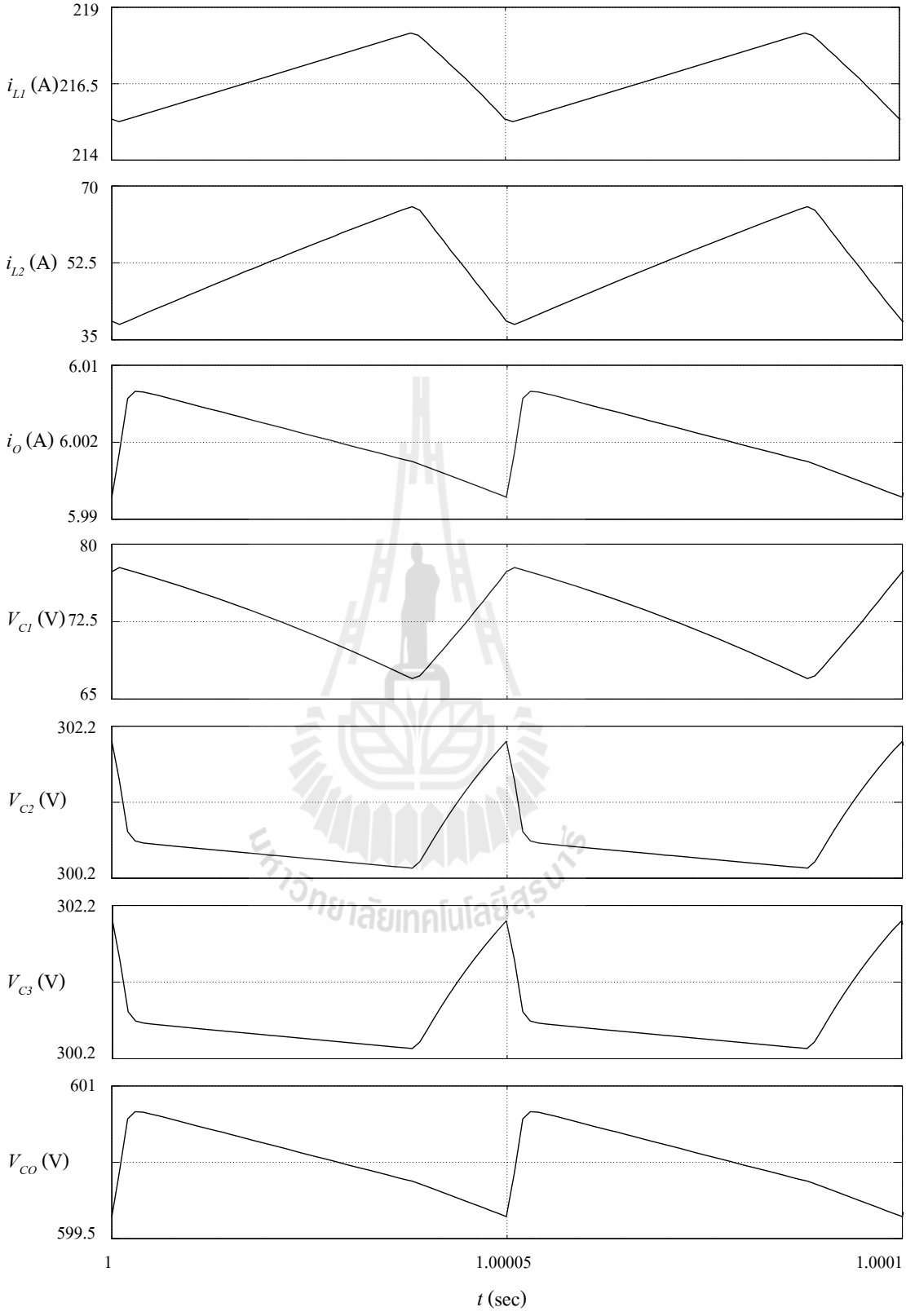
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

ตารางที่ ข.6 วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากำลังสองด้วยซีแอลดีเซลล์

วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากำลังสองด้วยซีแอลดีเซลล์										
	Duty cycle (D)	0.1	0.2	0.3	0.4	0.5	0.6	0.7	0.8	0.9
	V_{in} (V)	20	20	20	20	20	20	20	20	20
	i_{L1} (A)	0.5	1.2	2.9	6.2	13	27.7	70.7	336.5	1429.3
	i_O (A)	0.3	0.5	0.7	1.1	1.5	2.3	3.6	7.2	7.3
	V_{out} (V)	29.2	48.1	73.8	108.2	155.3	227.2	358.7	722	734.3
	$M = \frac{V_{out}}{V_{in}}$	1.5	2.4	3.7	5.4	7.8	11.4	17.9	36.1	36.7
	$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}}$	94.1	96.2	92.9	94.2	92.6	92.9	90.7	77.4	18.9

จากการประเมินประสิทธิภาพของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น นำไปสู่การออกแบบค่าพารามิเตอร์ของวงจรให้เหมาะสมกับลักษณะโครงสร้าง และการทำงานของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น จึงนำเสนอผลการจำลองสถานการณ์เพื่อใช้ในการออกแบบเลือกค่าพารามิเตอร์ ดังต่อไปนี้

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี



รูปที่ ข.9 การกระเพื่อมของกระแส และแรงดันแรงดันที่ตัวอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ สำหรับใช้ในการออกแบบค่าพารามิเตอร์ของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น

ตารางที่ ข.7 ค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการออกแบบตัวเหนี่ยวนำ และตัวเก็บประจุ

พารามิเตอร์	ค่าเฉลี่ย (av)
i_{L1}	217.7
i_{L2}	53.3
i_O	6
V_{C1}	72.6
V_{C2}	300.3
V_{C3}	300.3
V_O	599.5

จากผลการจำลองสถานการณ์ และค่าพารามิเตอร์ในตารางที่ ข.7 นำไปใช้ในการออกแบบเลือกค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมสำหรับวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น ดังที่ได้กล่าวไว้ในบทที่ 3

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

ภาคผนวก ค

Data Sheet ของสวิตช์กำลัง Mosfet และไดโอด

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

แหล่งข้อมูล Data Sheet ของสวิตช์กำลัง MOSFET และไดโอด

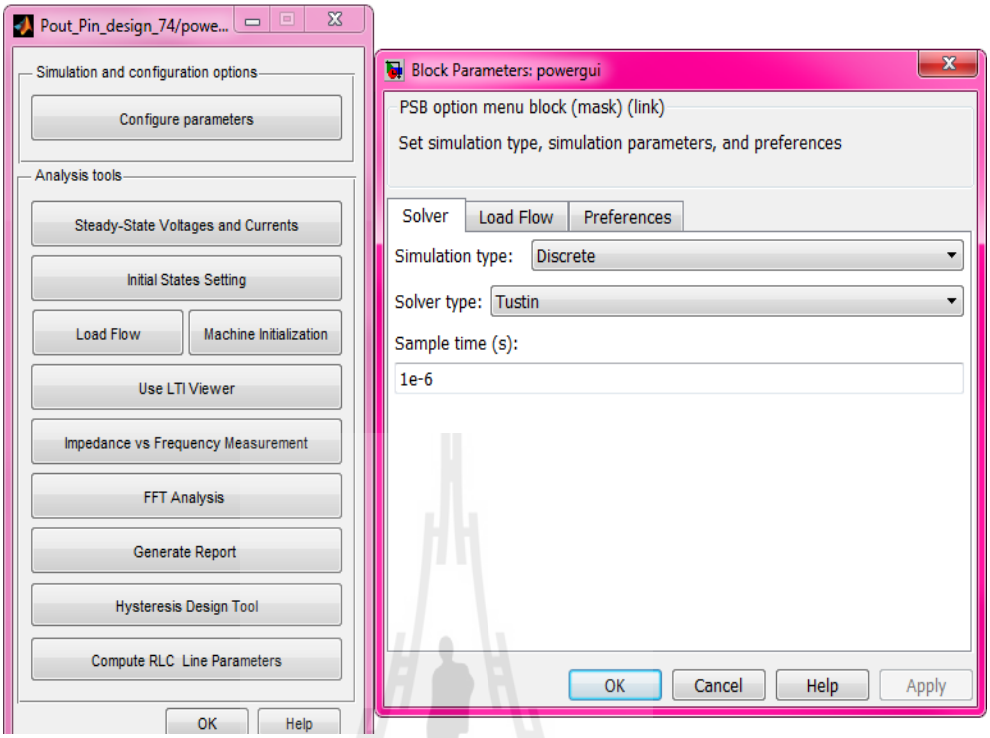
http://www.datasheetcatalog.com/datasheets_pdf/S/T/B/7/STB75NF75.shtml

http://www.datasheetcatalog.com/datasheets_pdf/S/T/P/S/STPS1L30.shtml

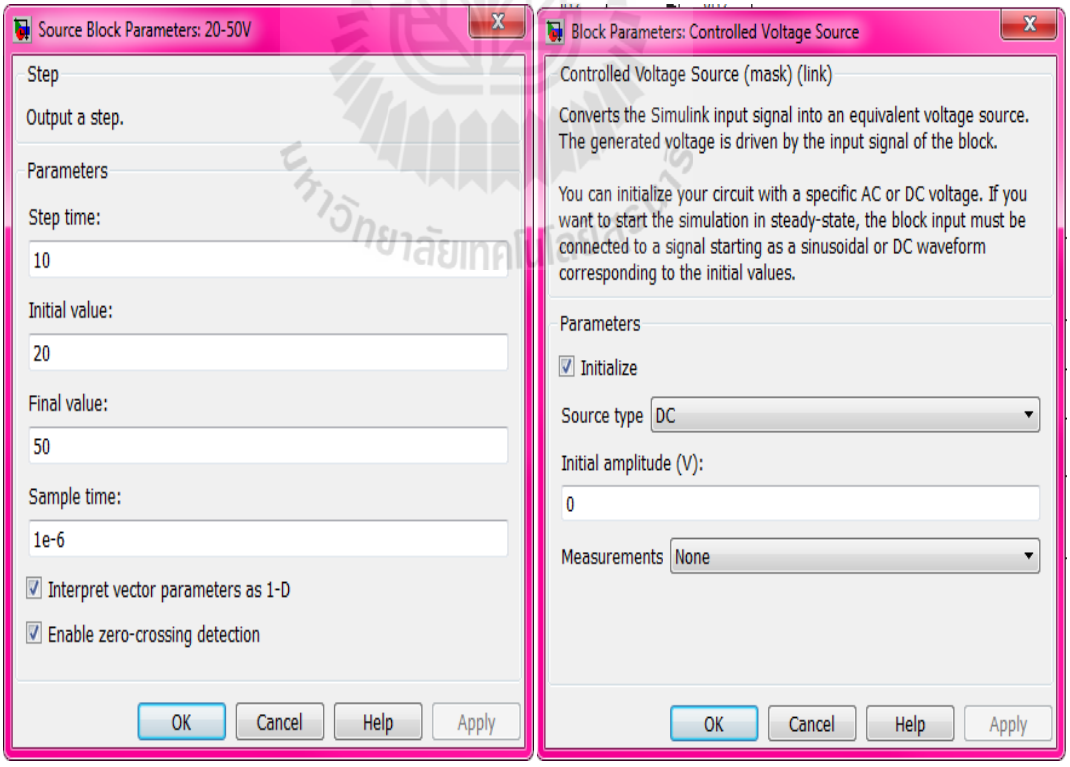
ภาคผนวก ง

บล็อกการตั้งค่าอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลัง และโมเดลการจำลองสถานการณ์บนโปรแกรม Simulink

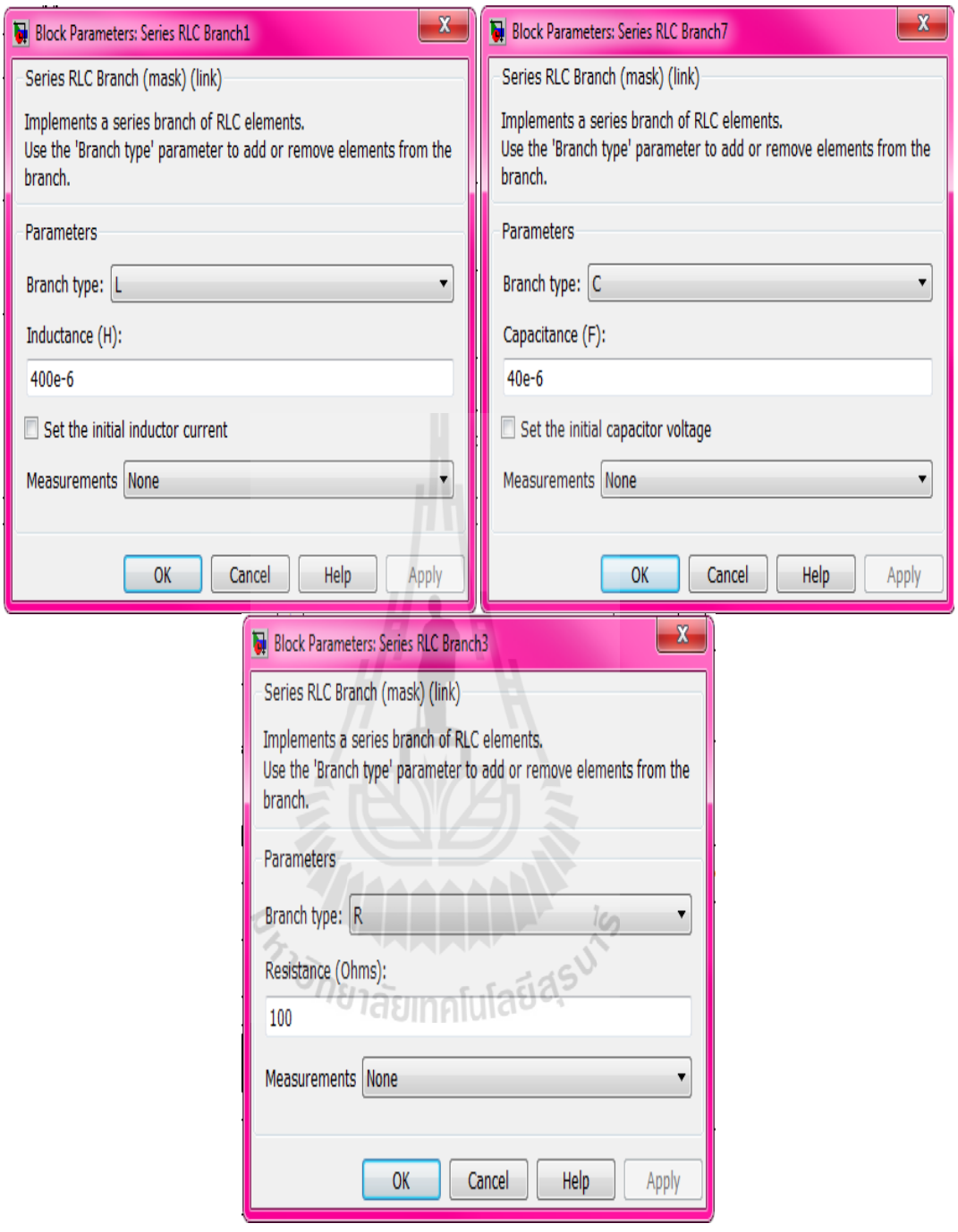
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี



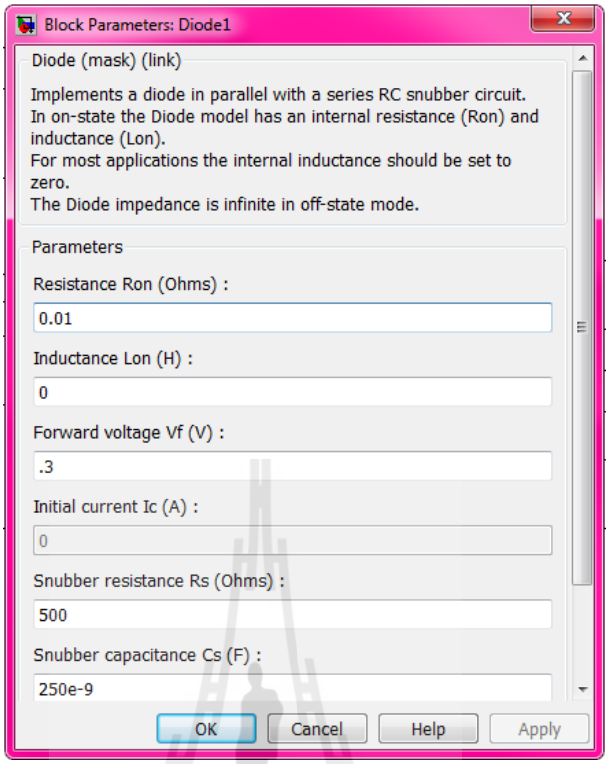
รูปที่ ง.1 การตั้งค่าบล็อก Powergui



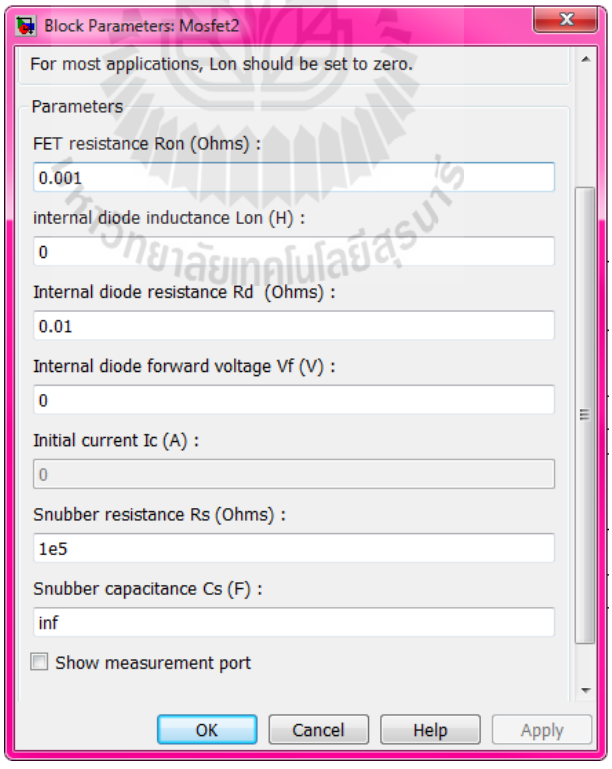
รูปที่ ง.2 การตั้งค่าบล็อก Input



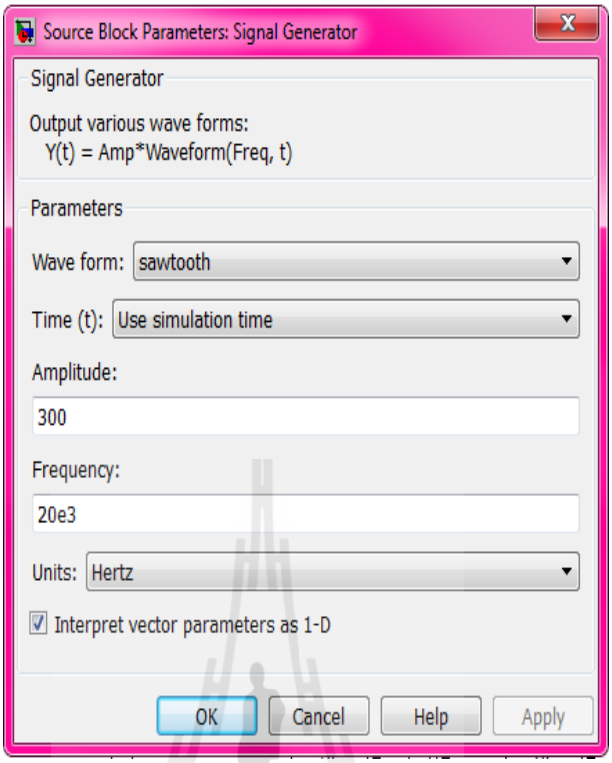
รูปที่ ง.3 การตั้งค่าบล็อก Serirs RLC



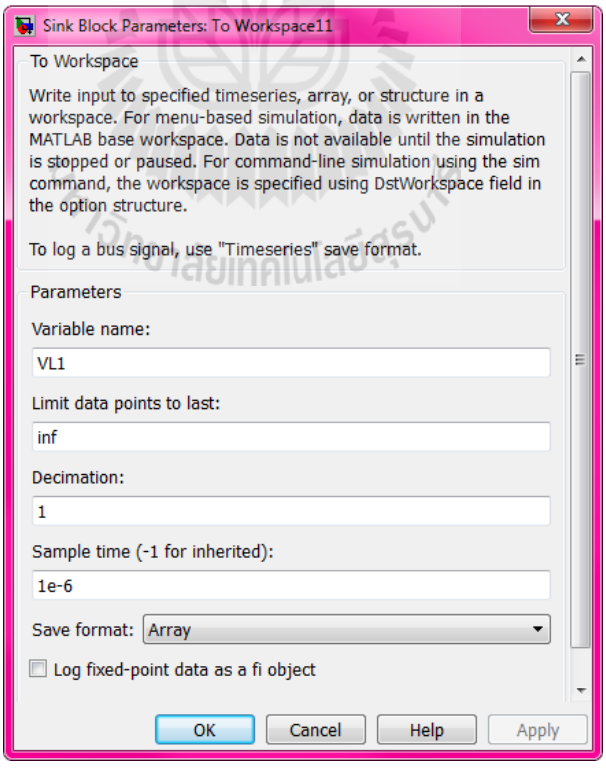
รูปที่ ง.4 การตั้งค่าบล็อก Diode



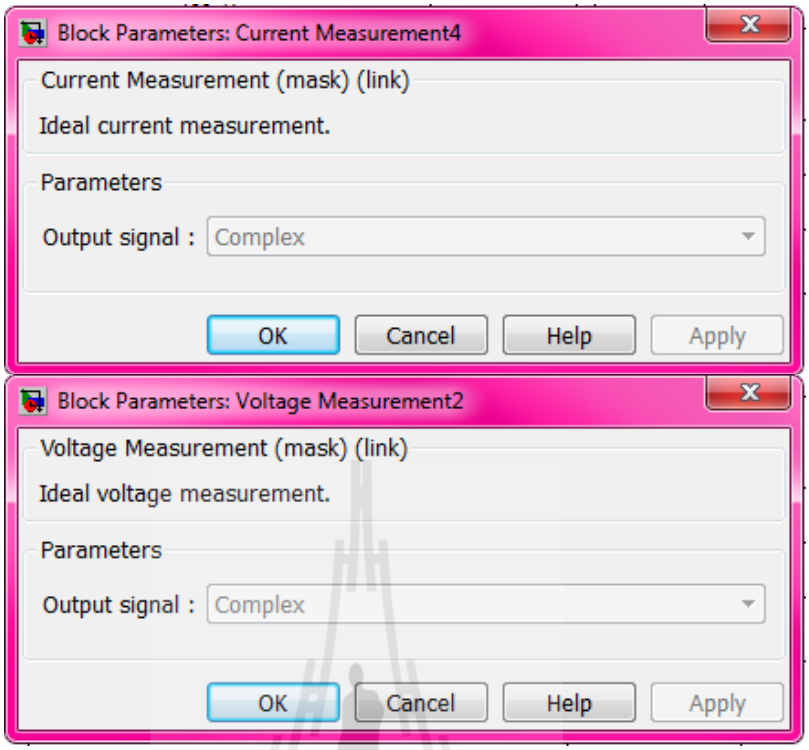
รูปที่ ง.5 การตั้งค่าบล็อก Mosfet



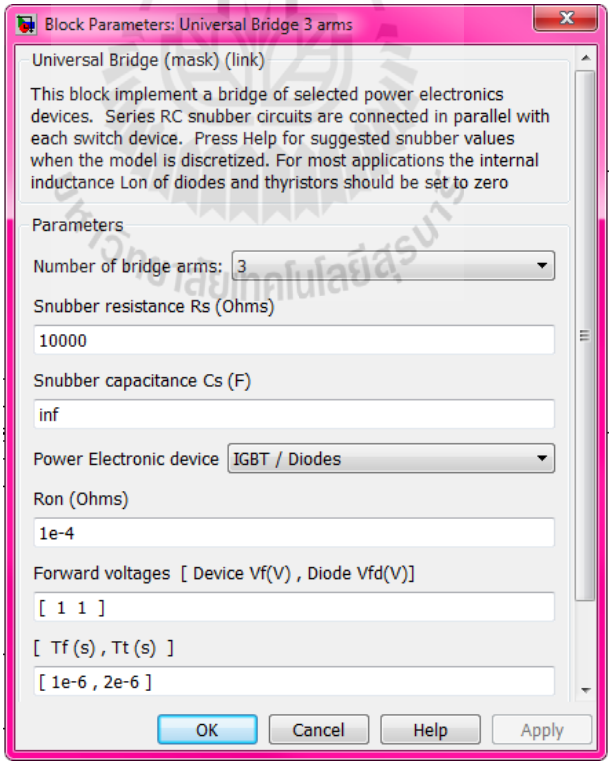
รูปที่ ง.6 การตั้งค่าบล็อก Signal Generator



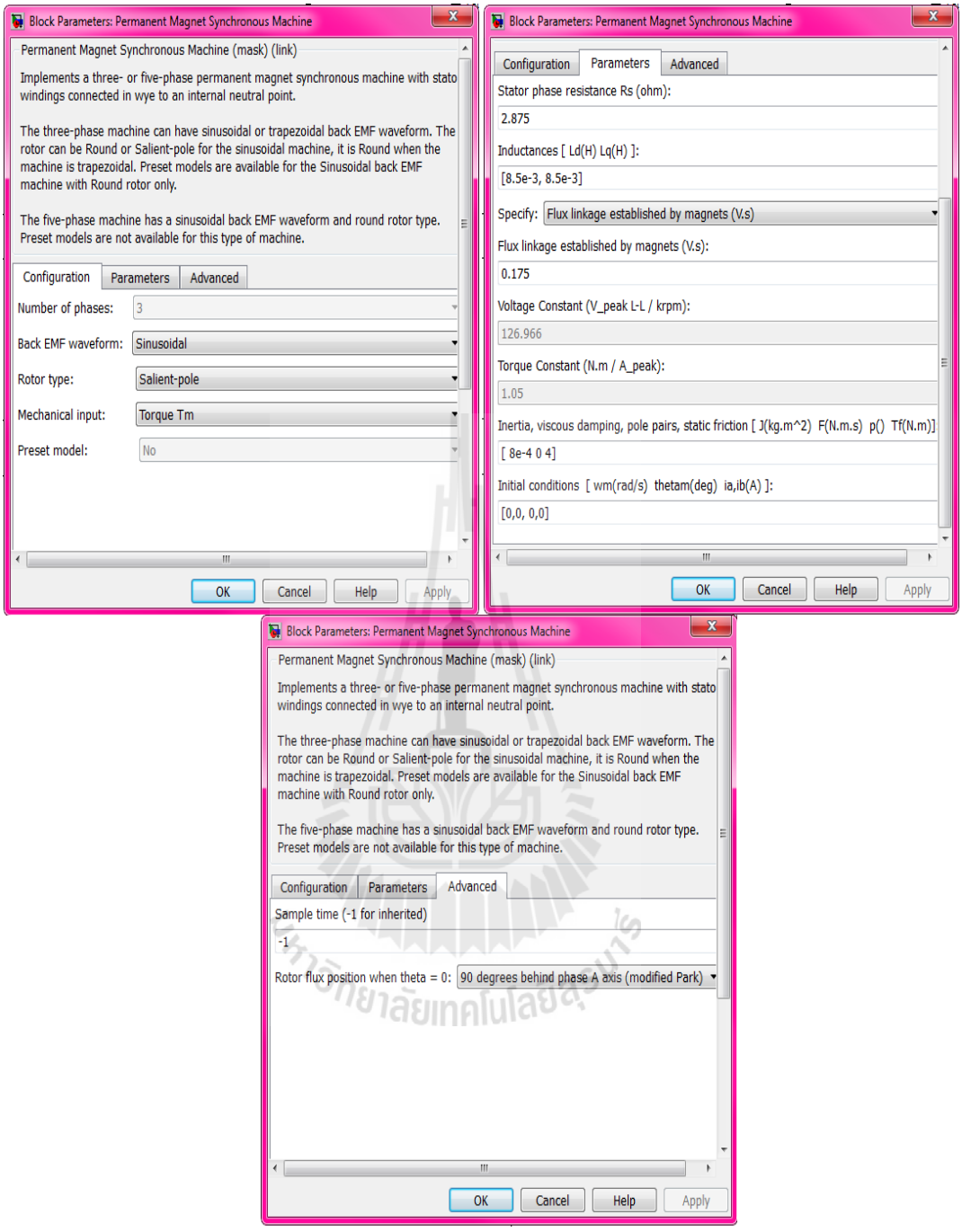
รูปที่ ง.7 การตั้งค่าบล็อก Workspace



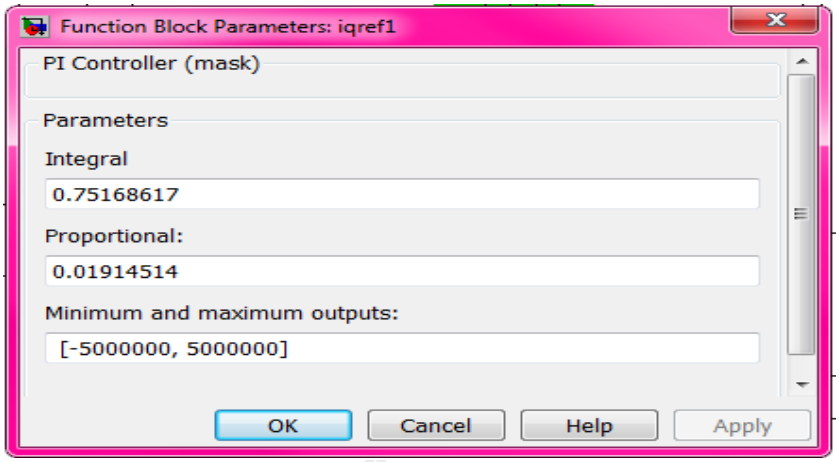
รูปที่ ง.8 การตั้งค่าบล็อก Current and Voltage Measurement



รูปที่ ง.9 การตั้งค่าบล็อก Inverter

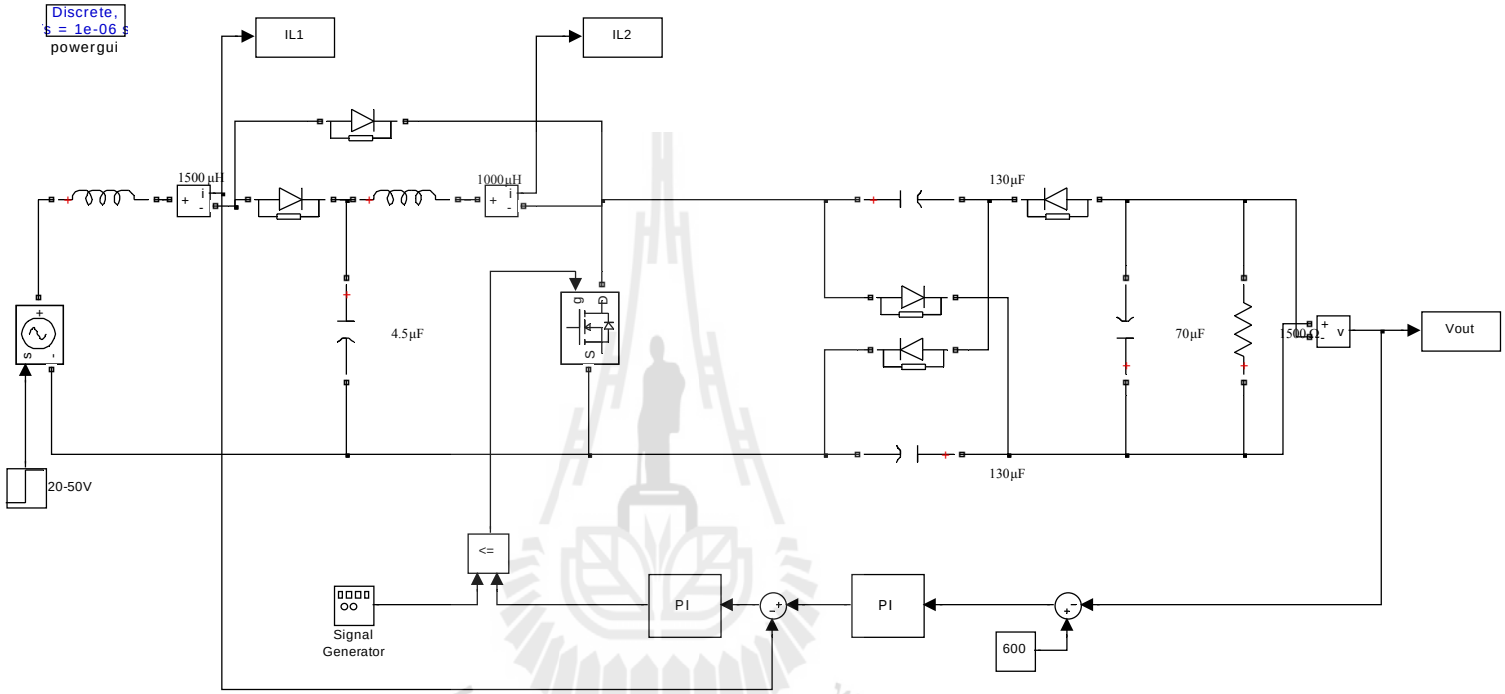


รูปที่ ง.10 การตั้งค่าบล็อก Motor 3 phase

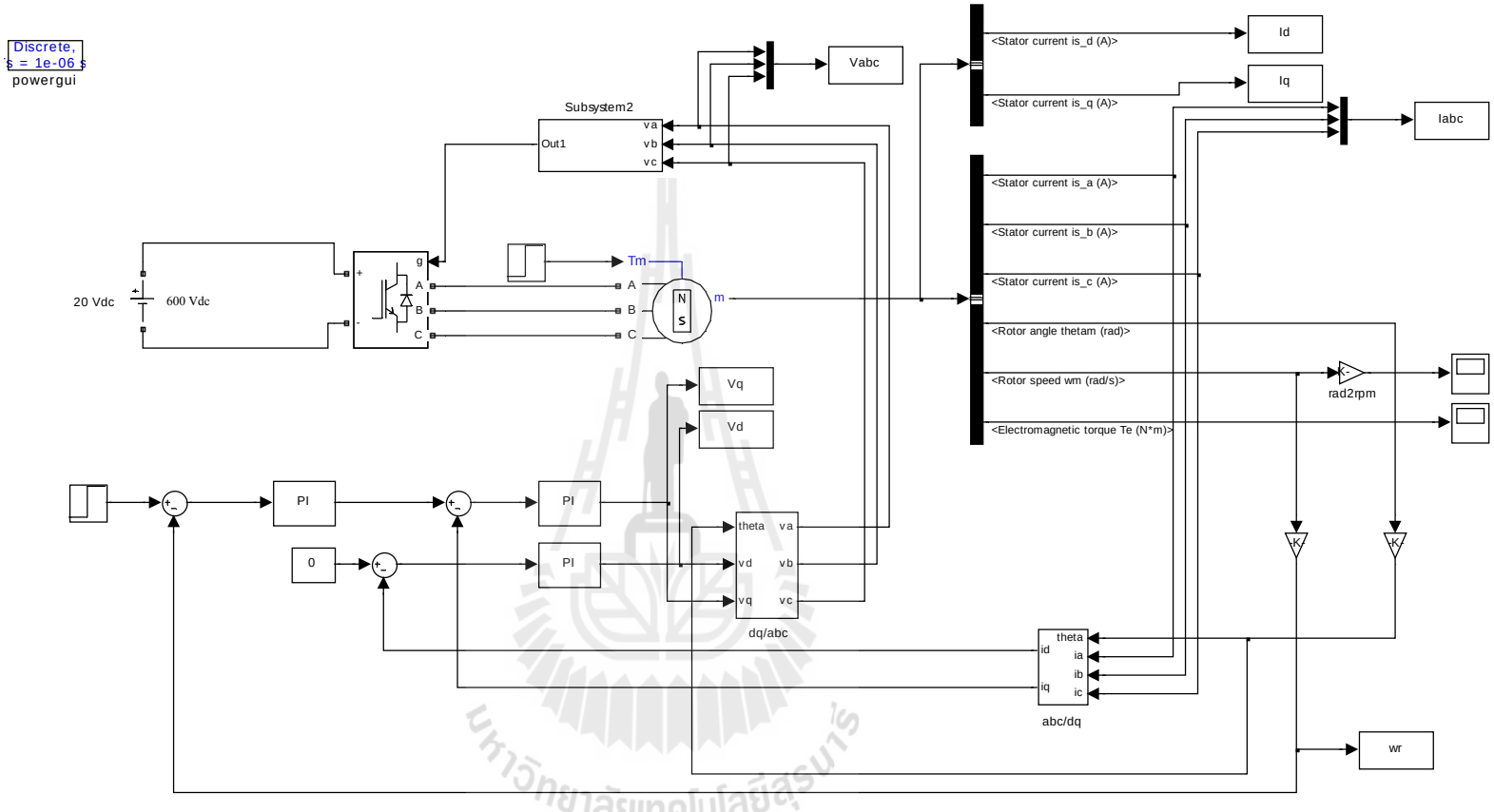


รูปที่ ง.11 การตั้งค่าบล็อก PI Controller

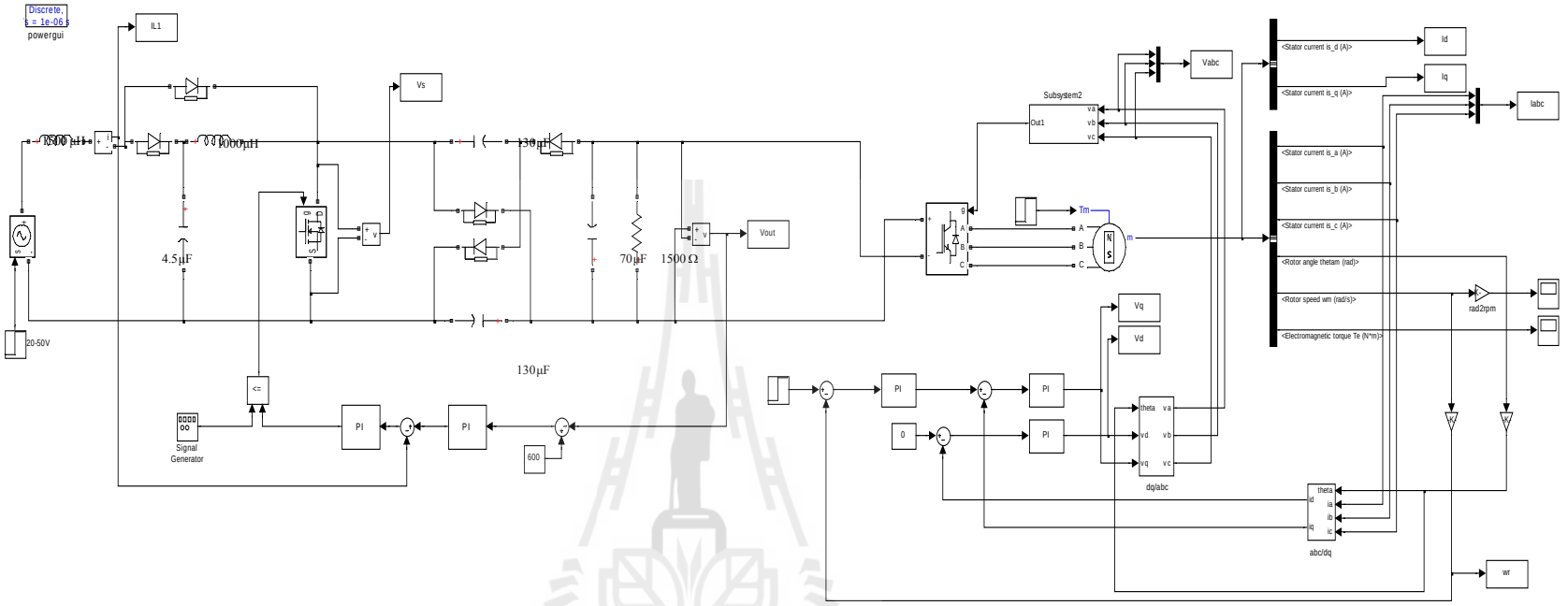
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี



รูปที่ ง.12 โมเดลการจำลองสถานการณ์วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น

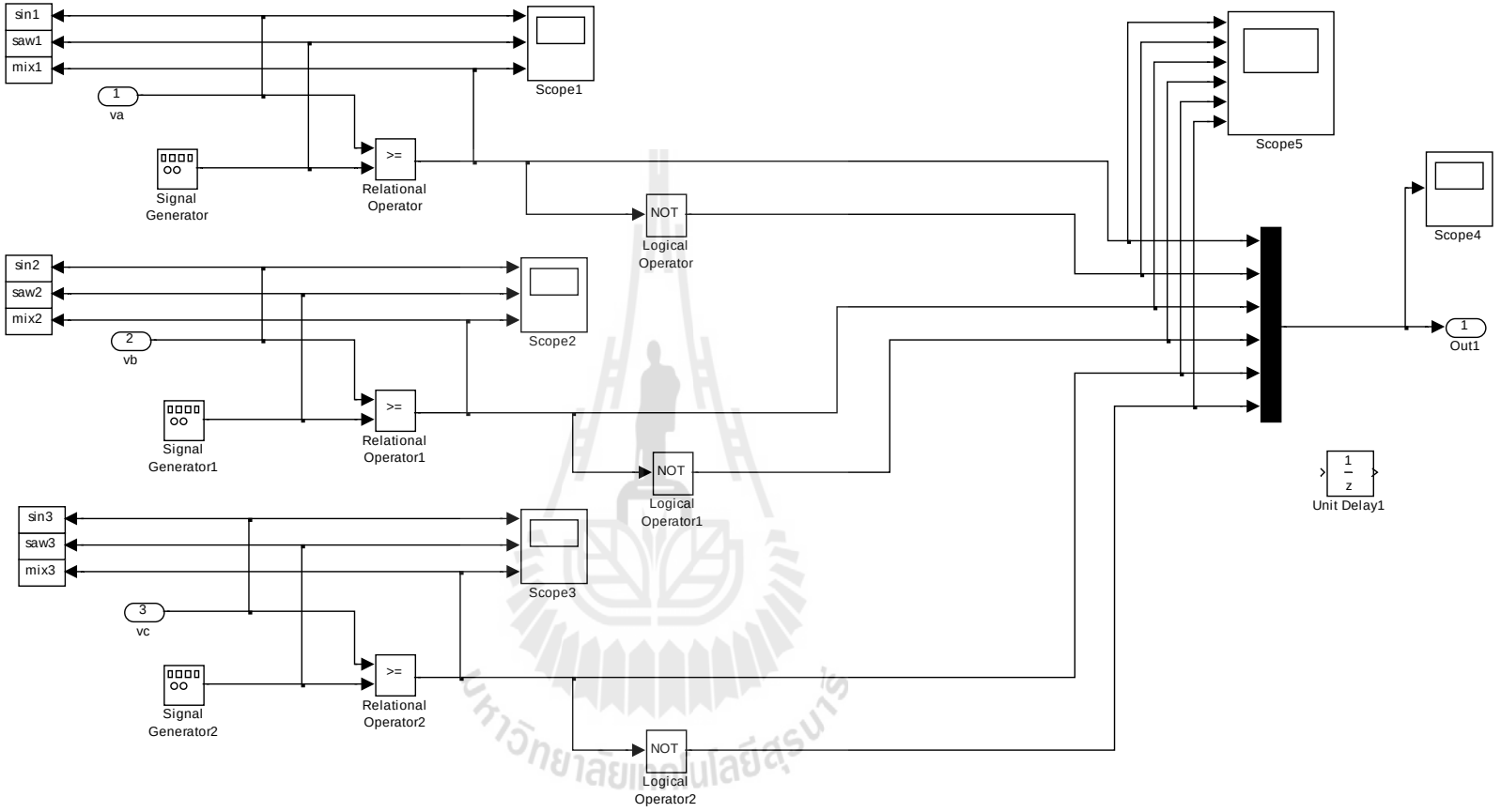


รูปที่ ง.13 โมเดลการจำลองสถานการณ์การขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าสามเฟสด้วยวงจรอินเวอร์เตอร์สามเฟส

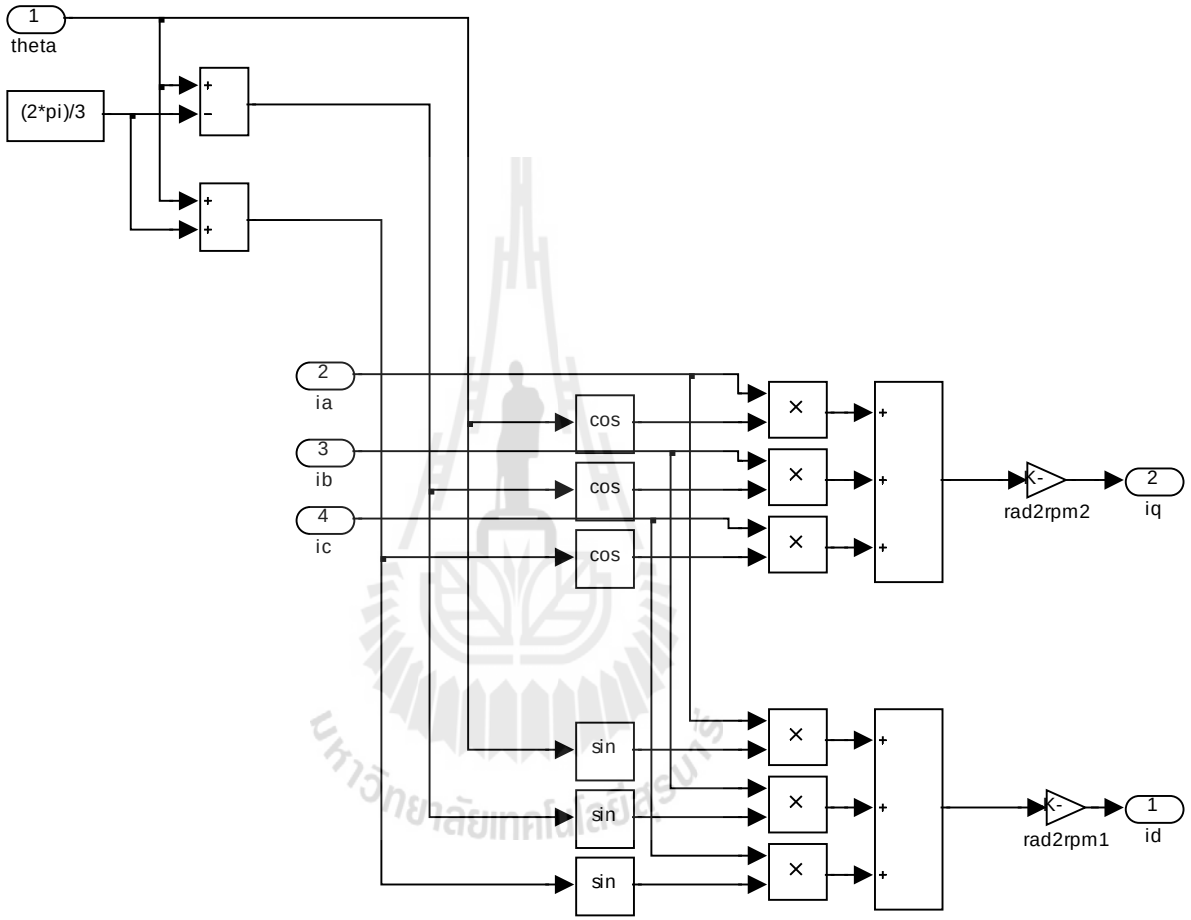


รูปที่ ง.14 โมเดลการจำลองสถานการณ์การขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าสามเฟสด้วยวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น

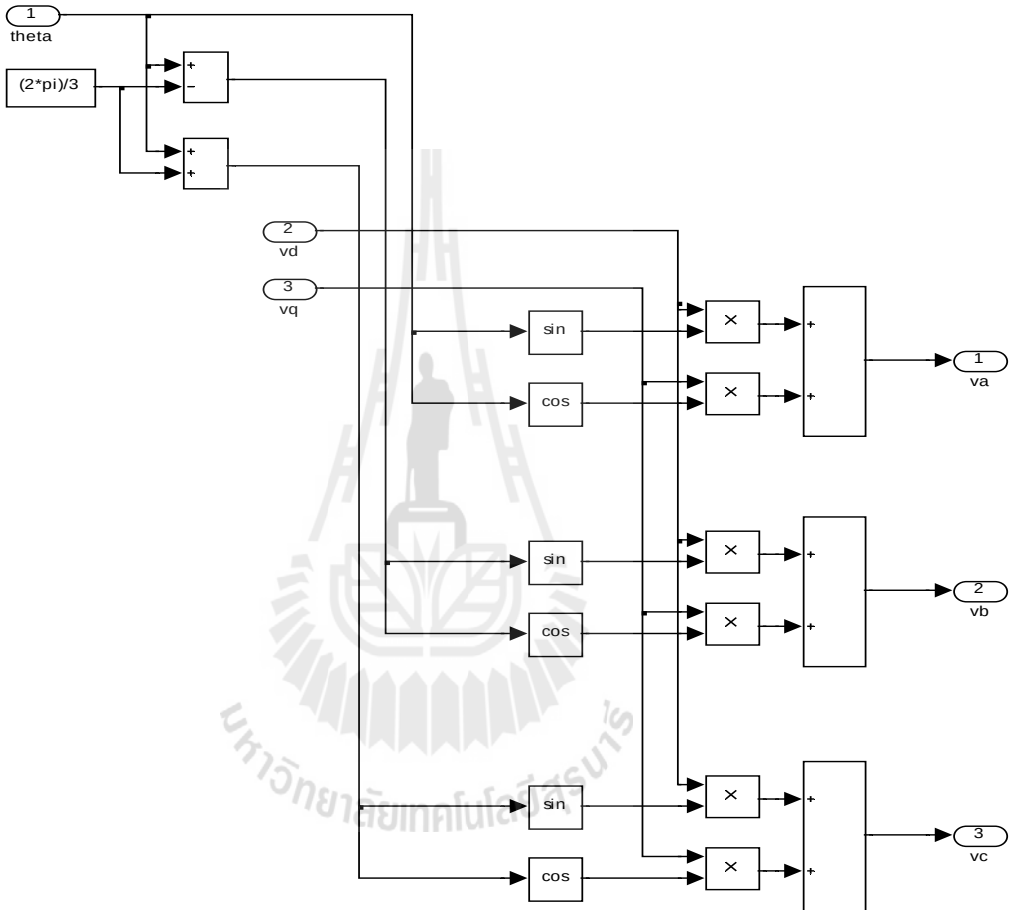
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี



รูปที่ ง.15 โมเดลการจำลองสถานการณ์การสร้างสัญญาณพัลส์ด้วยเทคนิคพีดับเบิลยูเอ็ม



รูปที่ ง.16 โมเดลการจำลองสถานการณ์การ abc/dq



รูปที่ ง.17 โมเดลการจำลองสถานการณ์การ dq/abc

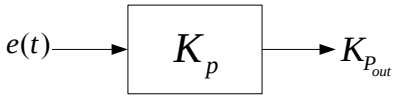
ภาคผนวก จ

โปรแกรมภาษาซีสำหรับตัวควบคุมชนิดพีไอในการจำลองสถานการณ์แบบฮาร์ดแวร์ในลูป

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

ตัวควบคุมแบบสัดส่วน หรือตัวควบคุมชนิดพี (Proportional Control)

เทอมของสัดส่วนหรือบางครั้งเรียก อัตราขยาย จะเปลี่ยนแปลงเป็นสัดส่วนโดยตรงกับค่าความผิดพลาด การตอบสนองของสัดส่วนสามารถทำได้โดยการคูณค่าความผิดพลาดด้วยค่าคงที่ K_P หรือที่เรียกว่าอัตราขยายสัดส่วน เทอมของสัดส่วนจะแสดงแผนภาพลักษณะตัวควบคุม และเป็นไปตามสมการดังต่อไปนี้



รูปที่ จ.1 แผนภาพลักษณะตัวควบคุมชนิดพี

$$K_{Pout} = K_P \cdot e(t) \tag{จ.1}$$

เมื่อ K_{Pout} คือ สัญญาณเอาต์พุตของเทอมสัดส่วน

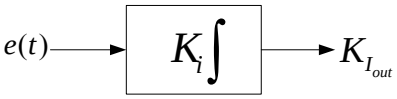
K_p คือ อัตราขยายสัดส่วน, ตัวแปรปรับค่าได้

e คือ ค่าความผิดพลาด

t คือ เวลา

ตัวควบคุมแบบปริพันธ์ หรือตัวควบคุมชนิดไอ (Integral Control)

เทอมปริพันธ์หรือบางครั้งเรียก reset เป็นสัดส่วนของความผิดพลาด และระยะเวลาของความผิดพลาด ผลรวมความผิดพลาดในทุกช่วงเวลา คือ ปริพันธ์ของความผิดพลาด จะให้ความผิดพลาดหรือออฟเซตสะสมที่ควรจะเป็นในก่อนหน้า ความผิดพลาดสะสมจะถูกคูณด้วยอัตราขยายปริพันธ์ K_I เทอมปริพันธ์จะแสดงแผนภาพลักษณะตัวควบคุม และเป็นไปตามสมการดังต่อไปนี้



รูปที่ จ.2 แผนภาพลักษณะตัวควบคุมชนิดไอ

$$K_{Iout} = K_i \int_0^t e(\tau) d\tau \tag{จ.2}$$

เมื่อ K_{Iout} คือ สัญญาณเอาต์พุตของเทอมปริพันธ์

K_i คือ อัตราขยายปริพันธ์, ตัวแปรปรับค่าได้

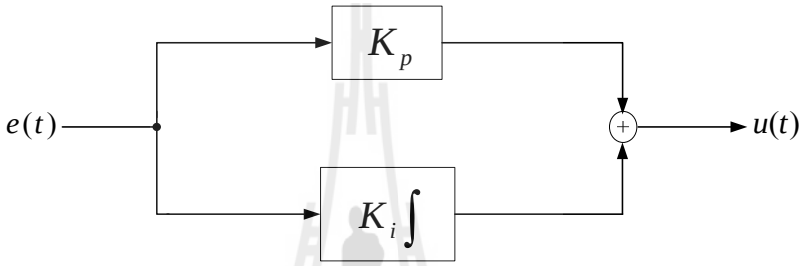
e คือ ค่าความผิดพลาด

t คือ เวลา

τ คือ ตัวแปรปริพันธ์

ตัวควบคุมแบบสัดส่วนร่วมกับปริพันธ์ หรือ ตัวควบคุมชนิดพีไอ (Proportional-Integral Control: PI Control)

เทอมปริพันธ์เมื่อรวมกับเทอมสัดส่วน จะเร่งกระบวนการให้เข้าสู่จุดที่ต้องการ และขจัดความผิดพลาดที่เหลืออยู่ที่เกิดจากการใช้เพียงเทอมสัดส่วน แสดงแผนภาพลักษณะตัวควบคุมชนิดพีไอได้ดังรูป

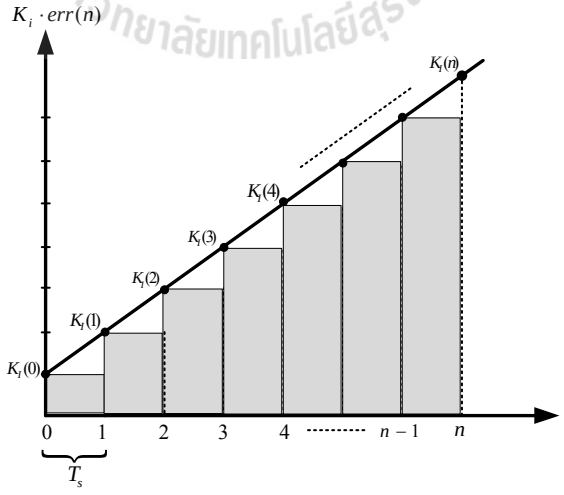


รูปที่ จ.3 แผนภาพลักษณะตัวควบคุมชนิดพีไอ

ผลตอบสนองของการควบคุมด้วยตัวควบคุมชนิดพีไอสามารถอธิบายได้ดังสมการ

$$u(t) = K_p \cdot e(t) + K_i \int_0^t e(\tau) d\tau \qquad \text{(จ.3)}$$

ทำการพิจารณาเทอมปริพันธ์ของ (จ.3) ในพจน์ $K_i \int_0^t e(\tau) d\tau$ แสดงได้ดังรูป จ.4



รูปที่ จ.4 พื้นที่ใต้กราฟของตัวควบคุมชนิดไอ

จากรูปที่ จ.4 สามารถคำนวณหาเอาต์พุตของตัวควบคุมชนิดไอลำดับต่าง ๆ ได้จากการคำนวณหาพื้นที่ใต้กราฟ ได้ตามลำดับดังต่อไปนี้

กำหนดค่าเริ่มต้นในการพิจารณาที่ n=0 ;

n=0 ; $K_I(0) = K_I(0)$

n=1 ; $K_I(1) = K_I(0) +$ พื้นที่ใต้กราฟในช่วง 0 ถึง 1

$= K_I(0) + K_i \cdot err(1) \cdot T_s$

n=2 ; $K_I(2) = K_I(1) +$ พื้นที่ใต้กราฟในช่วง 1 ถึง 2

$= K_I(1) + K_i \cdot err(2) \cdot T_s$

$\vdots$

n=n ; $K_I(n) = K_I(n-1) +$ พื้นที่ใต้กราฟในช่วง n-1 ถึง n

$= K_I(n-1) + K_i \cdot err(n) \cdot T_s$

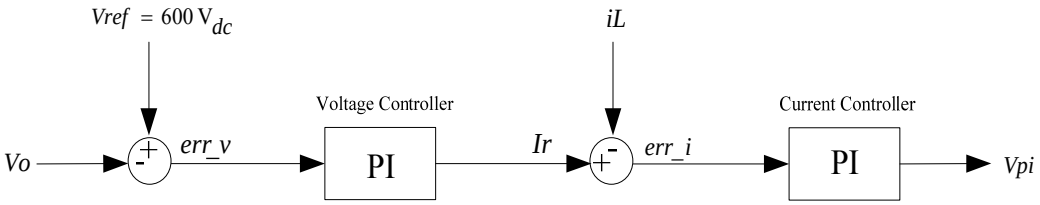
ดังนั้นจึงได้เอาต์พุตของตัวควบคุมชนิดไอในรูปทั่วไป ดังสมการ

$$K_I(n) = K_I(n-1) + K_i \cdot err(n) \cdot T_s \qquad \text{(จ.4)}$$

จากนั้นทำการพิจารณาสมการตัวควบคุมชนิดพีไอ (จ.3) ให้มีลักษณะเป็นลำดับข้อมูล (n) จะสามารถคำนวณหาเอาต์พุตที่ออกจากตัวควบคุมชนิดพีไอในลักษณะลำดับข้อมูล โดยกำหนดให้ n คือ ตำแหน่งของลำดับข้อมูลในการพิจารณา ได้ดังนี้

$$K_{PI}(n) = K_p \cdot err(n) + [K_I(n-1) + K_i \cdot err(n) \cdot T_s] \qquad \text{(จ.5)}$$

ทำการเขียนโค้ดโปรแกรมภาษาซีด้วยโปรแกรม CCstudio V3.3 จาก (จ.5) โดยกำหนดตัวแปรในการเขียนโปรแกรม และโครงสร้างการทำงานของตัวควบคุมชนิดพีไอ แสดงได้ดังนี้



รูปที่ จ.5 แผนภาพของตัวควบคุมชนิดพีไอที่ใช้ในการเขียนโค้ดโปรแกรมภาษาซี

กำหนดตัวแปรในการเขียนโค้ดโปรแกรม ดังนี้

Vo คือ แรงดันอินพุตของลูปแรงดัน

Vref คือ แรงดันอ้างอิง กำหนดให้เท่ากับ $600V_{dc}$

err_v, err_i คือ ค่าความผิดพลาดของแรงดัน และกระแส ตามลำดับ

Kp_v, Ki_v คือ ค่าเกนของตัวควบคุมชนิดพี และไอในลูปแรงดัน ตามลำดับ

Kp_i, Ki_i คือ ค่าเกนของตัวควบคุมชนิดพี และไอในลูปกระแส ตามลำดับ

Kpv, Kiv คือ เอาต์พุตของตัวควบคุมชนิดพี และไอในลูปแรงดัน ตามลำดับ

Kpi, Kii คือ เอาต์พุตของตัวควบคุมชนิดพี และไอในลูปกระแส ตามลำดับ

Ir คือ เอาต์พุตของตัวควบคุมชนิดพีไอลูปแรงดัน หรือกระแสอินพุตของลูปกระแส

iL คือ กระแสอ้างอิง

Vpi คือ เอาต์พุตของตัวควบคุมชนิดพีไอ

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

```
/*-- define buffers, leave uninitialized, to be supplied by MATLAB --*/
      float iL,Vo ,Ir, Vpi;
      float Kpv=0,Kiv=0, Kpi=0,Kii=0, err_v=0,err_i=0;
      float Vref=600,Ts=0.00001,Kp_v=0.0027,Ki_v=0.11,Kp_i=5.95,Ki_i=118102.7967;
 void add_sub_buffers(float *in1, float *out1)
{{{
 /*-- step for data reciving --*/
            iL = in1[0];
            Vo = in1[1];
/*-- algorithm PI controller --*/
       /*-- algorithm PI controller for voltage loop --*/
Kiv=Kiv+(Ki_v*Ts*err_v); /     *--การเขียนโค้ดคำสั่งของการอินทิเกรท จากสมการที่ (จ.4)
err_v=Vref-Vo; /               *-- error  ของแรงดัน ได้จาก Vref-Vo
Kpv=Kp_v*err_v; /              *-- พารามิเตอร์ของตัวควบคุมพีคูณกับค่า error ของแรงดัน
Ir=Kpv+Kiv; /                  *-- เอาต์พุตของลูปแรงดัน สำหรับเป็นอินพุตของลูปกระแส
       /*-- algorithm PI controller for current loop --*/
Kii=Kii+(Ki_i*Ts*err_i); /     *--การเขียนโค้ดคำสั่งของการอินทิเกรท จากสมการที่ (จ.4)
err_i=Ir-iL; /                 *-- error  ของกระแส ได้จาก Ir-iL
Kpi=Kp_i*err_i; /              *-- พารามิเตอร์ของตัวควบคุมพีคูณกับค่า error ของกระแส
Vpi=(Kpi+Kii); /               *-- เอาต์พุตของลูปกระแส สำหรับเป็นสัญญาณอ้างอิงในการ
                                   เปรียบเทียบกับสัญญาณสามเหลี่ยม
}}
/*-- step for data sending --*/
            out1[0]  = Vpi;
   return;}
```

ภาคผนวก ฉ

บทความวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์และเผยแพร่ในระหว่างศึกษา

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

บทความวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์และเผยแพร่ในระหว่างศึกษา

S. Vatcharasukpo and S. Khwan-on. “A High Step-Up DC-DC Converter for Renewable Energy System Applications” World Academy of Science, Engineering and Technology Electrical and Computer Engineering Vol:1, No:5, 2014. 6 PP.

โสภิดา วัชระสุขโพธิ์ และสุดารัตน์ ขวัญอ่อน “**วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสตรงเป็นกระแสตรงแบบเพิ่มค่าแรงดันสูงสำหรับขับเคลื่อนระบบมอเตอร์สามเฟส**” การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 37 (EECON-37) 19 – 21 พฤศจิกายน 2557 มหาวิทยาลัยขอนแก่น จำนวน 4 หน้า

Sudarat Khwan-on and Sopida Vatcharasukpo. “**Analysis and Simulation of a High Step-Up DC-DC Converter for Renewable Energy System Applications**” Applied Mechanics and Materials Vol 775 (2015) pp 378-382.

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

International Science Index Vol:8 No:5 2014

A High Step-Up DC-DC Converter for Renewable Energy System Applications

S. Vatcharasıkpo, S. Khwan-on

Abstract**—**This paper proposes a new high step-up DC-DC converter topology for renewable energy system applications. The proposed converter employs only a single power switch instead of using several switches. Compared to the conventional dc-dc step-up converters the higher voltage gain with small output ripples can be achieved by using the proposed high step-up dc-dc converter topology. It can step up the low input voltage (20-50Vdc) generated from the photovoltaic modules to the high output voltage level approximately 600Vdc in order to supply the three-phase inverter fed the three-phase motor drive. In this paper, the operating principle of the proposed converter topology and its control strategy under the continuous conduction mode (CCM) are described. Finally, simulation results are shown to demonstrate the effectiveness of the proposed high step-up dc-dc converter with its control strategy to increase the voltage step-up conversion ratio.

Keywords**—** dc-dc converter, high step-up ratio, renewable energy, single switch

I. Introduction

NOWADAYS, renewable energy, such as photovoltaic (PV) cells and wind turbines, has received increasingy attention due to energy shortage and environmental contamination [1]. However, renewable energy systems, such as solar energy systems, generally produce low dc voltage output approximately 20V in full sunlight operation [2]. Therefore, the dc-dc converters are required to step-up the extremely low input voltage to the higher output voltage levels, depending on the renewable energy system applications. For example, in the PV grid-connected power system applications, the high step-up dc-dc converter is employed to convert the low input voltage into a sufficiently high output voltage about 350–400 Vdc for the dc link voltage, so that the single-phase inverter can invert to the ac power to the 220V grid voltage [3].

In order to boost the low output voltage of the PV modules to the higher levels, a conventional boost converter is usualy used because of its simple structure and control. However, to obtain the high voltage step-up ratio the extremely high duty cycle is required for the operation of the conventional boost converter, resulting in the increase of the power converter losses. In the case that the input voltage of the single-phase inverter is 400Vdc, the conventional boost converter cannot achieve a high step-up conversion ratio. It cannot successfully transform the input voltage of 20Vdc generated from the PV modules to the desired output level due to the practical operating limitations [4]. To overcome the small voltage gain of the conventional boost converter the n-stages cascade boost converters are introduced to provide the high step-up voltage ratio. Unfortunately, the converter devices increase significantly, resulting in the increase of the cost, the less efficiency of the converter and the more complex control circuitry [5].

In recent years a great deal of research has been done on the development of the step-up dc-dc converter topologies in order to achieve a sufficiently high step-up conversion ratio with high-efficiency performance for the photovoltaic system applications [6-14]. For example, in [6], several topologies of nonisolated high-step-up dc/dc converters in photovoltaic grid-connected applications are reviewed and classified into several categories. The advantages and disadvantages of these converter topologies are also discussed. However, the high step-up dc-dc converters used for the PV motor-drive system applications have received little attention in the literature. The major challenge of the desired dc-dc converter is the extremely large voltage step-up ratio because the three-phase inverter requires approximately 600Vdc for the dc-link voltage to convert to ac power feeding three-phase motor drive systems.

In this paper, the high step-up dc-dc converter with a single power switch is proposed for the three-phase motor drive system applications. The proposed high step-up dc-dc converter topology is presented in the following section. The operating principle of the proposed converter is described in section III. In addition, the control strategy based on the conventional PI-controller is developed for the proposed high step-up dc-dc converter to provide good regulation characteristics of the converter output voltage. Simulation results for the proposed converter topology are presented in the following sections in order to illustrate the performance of the proposed converter under the CCM operating conditions. Finally, the conclusion is given in section VI.

II. High Step-Up DC-DC Converter Topology

The configuration of the proposed high step-up dc-dc converter is shown in Fig. 1. It consists of only one power switch, two inductors, four capacitors and five diodes. As can be seen in Fig. 1, the proposed converter topology can be classified into the incorporation of the input part, the quadratic boost part, the cuk-derived part and the load part as shown in Fig. 2. The input part composes of the low input voltage V_{in} and the input inductor L_1. The quadratic boost part consists of

S. Khwan-on is with the School of Electrical Engineering, Suranaree University of Technology, Nakhon Ratchasima, Thailand 30000 (e-mail: sudarat_kh@sut.ac.th).

S. Vatcharasıkpo is a master student in the School of Electrical Engineering, Suranaree University of Technology, Nakhon Ratchasima, Thailand 30000 (e-mail: hong_-pretty@hotmail.com).

one power switch S, one inductor L_2, one capacitor C_1 and two diodes D_1, D_2. The cuk-derived part is formed by three diodes D_3, D_4, D_5 and two capacitors C_2, C_3 with the identical capacitance. In addition, the output capacitor C_O is connected in parallel to the resistor R located at the load part.

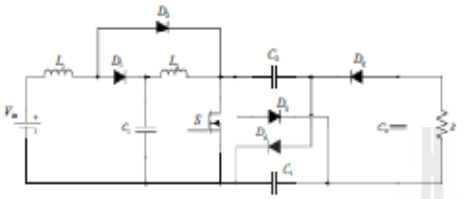


Fig. 1 The proposed high step-up dc-dc converter configuration

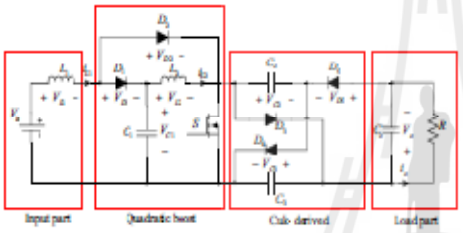


Fig. 2 The incorporating parts of the proposed converter topology

III. Principle Of Operation

The proposed dc-dc converter with high voltage step-up ratio operates in the continuous conduction mode (CCM). In order to simplify the analysis, some assumptions are taken into account [15]. Firstly, all the active components, such as power switches and diodes, of the proposed converter are considered as ideal. Secondly, the inductors are sufficiently large so that the current flowing through these inductors is constant, operating in the continuous conduction mode. Thus, the current ripples through the inductors are negligible. Finally, the capacitors are infinitely large so that the voltages across these capacitors can be considered constant with a very small ripple during the switching period. There is only one power switch located in the proposed converter topology. Therefore, in one switching period the proposed converter contains two important switching modes; switch S is turned on and switch S is turned off. Detailed explanation of each operating mode is given as follows:

Mode 1: the power switch S is turned on. The topological stage of the circuit under this mode operating condition is shown in Fig. 3. The switch S begins to conduct current. The inductor L_1 is linearly charged by the input voltage source V_{in}. The diode D_2 is forward biased. The inductor current i_{L1} flows through this diode and the active switch. The capacitor C_1 delivers its stored energy to the inductor L_2 while the capacitors, C_2 and C_3, are discharged through the active switch S. The diodes D_1 and D_4 are both reversed-biased. The output filter capacitor C_O is charged via diode D_5. In this mode, all the inductor currents, i_{L1} and i_{L2}, are linearly increasing over the switching-on period. On the contrary, the voltages across the capacitors C_1, C_2 and C_3 are linearly decreasing because these capacitors release their stored energy during this operating condition mode.

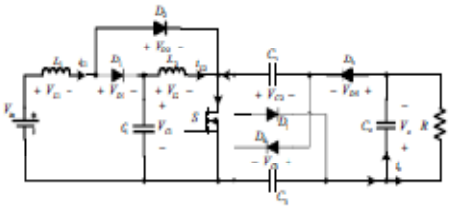


Fig. 3 The topological switched-on mode of the proposed converter

Mode 2: the power switch S is switched off. The topological stage of the proposed converter under the switched-off mode operating condition is shown in Fig. 4. As can be seen, diode D_2 automatically switches off because of its reversed-biased circuitry. When the switch S is turned off, the diode D_1 is turned on simultaneously providing a path for the inductor current i_{L1} through the capacitor C_1. As a result, the energy stored in the inductor L_1 delivers to the capacitor C_1. The diodes D_3 and D_4 are turned on simultaneously, providing a path for the inductor current i_{L2}. The inductor L_2 delivers the stored energy to the capacitors C_2 and C_3 through diodes D_3 and D_4, respectively. In this mode, the capacitors C_1, C_2 and C_3 are being charged up while the output capacitor C_O is being discharged to supply the load current i_O. In addition, all of the inductor currents, i_{L1} and i_{L2}, are linearly decreasing during the switching-off time.

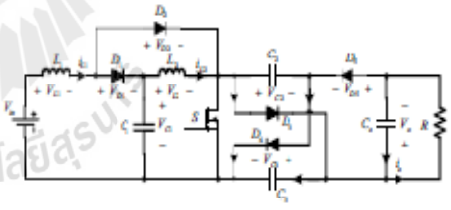


Fig. 4 The topological switched-off mode of the proposed converter

In order to consider the performance of the proposed high step-up dc-dc converter, the voltage step-up conversion ratio (M) under the steady-state operating condition is analyzed. As can be seen in Fig. 3, when the switch S is turned on, the voltages across the inductors L_1 and L_2 are V_{in} and V_{C1}, respectively. The output voltage, V_O, across the output capacitor C_O equals to V_{C2}. Therefore, during the switching-on period the slope of the inductor currents, i_{L1} and i_{L2}, can be expressed as

$$\frac{di_{L1}}{dt} = \frac{V_{in}}{L_1} \quad (1)$$

$$\frac{di_{L2}}{dt} = \frac{V_{C1}}{L_2} \quad (2)$$

Referring to Fig. 4, during the switching-off time the voltages across the inductors L_1 and L_2 are $(V_{in} - V_{C1})$ and $(V_{C2} - V_{C1})$, respectively. Thus the slope of the inductor currents, i_{L1} and i_{L2}, under this operating condition can be obtained as follows

$$\frac{di_{L1}}{dt} = \frac{V_{C1} - V_{in}}{L_1} \tag{3}$$

$$\frac{di_{L2}}{dt} = \frac{V_{C2} - V_{C1}}{L_2} \tag{4}$$

By applying volt-second balance on the inductors L_1 and L_2 the following equations can be derived

$$L_1: \quad V_{in} t_{on} + (V_{C1} - V_{in}) t_{off} = 0 \tag{5}$$

$$L_2: \quad V_{C1} t_{on} + (V_{C2} - V_{C1}) t_{off} = 0 \tag{6}$$

The voltage step-up conversion ratio M, where $V_{C2} = V_O$, can be found from (5) and (6) as

$$M = \frac{V_O}{V_{in}} = \frac{2}{(1-D)^2} \tag{7}$$

Where t_{on} and t_{off} are the switch-on time and the switch-off time respectively. D is the switch duty cycle.

From (7), the voltage step-up conversion ratio M of the proposed high step-up dc-dc converter as a function of duty cycle D is shown in Fig. 5. Moreover, the voltage step-up ratio M of the several previously proposed high step-up converters, such as the conventional boost converter, the conventional quadratic boost converter [4], the cuk-derived converter [3], the quadratic boost converter with CLD cell [4], are also shown in Fig. 5. It is clear that the proposed high step-up dc-dc converter has higher voltage gain than the other high step-up converters over a range of the duty cycle.

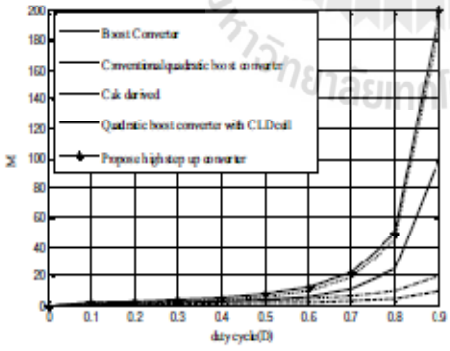


Fig. 5 The voltage step-up conversion ratio M

IV. Control Strategy

In this section, the control strategy for the proposed high step-up dc-dc converter is introduced in order to achieve the output voltage regulation. The control scheme of the proposed converter is shown in Fig. 6. There are two control loops in cascade; the voltage loop outside and the inner-current loop. Simple proportional-plus-integral (PI) controllers can be designed for these two control loops. The input inductor current and the output voltage are measured for feedback purposes. With the appropriate duty cycle of the singe power switch the regulated output voltage of the converter can be achieved. To obtain the satisfactory system response, the dynamics of the inner current-control loop need to be much faster than those of the outer voltage-control loop [16]. A controller design methodology based on the PI controllers for the proposed high step-up dc-dc converter is described in detail as follows:

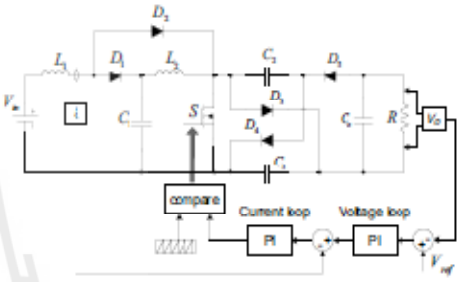


Fig. 6 Control scheme of the proposed converter

In order to design the voltage-loop controller, the simplify structure of the proposed converter is considered. Therefore, the transfer function between the output voltage and the input inductor current can be expressed as

$$G_V = \frac{V_O}{I_L} = \frac{R}{RCs+1} \tag{8}$$

Where C is the output voltage measured across the load resistor R. I_L is the input current measured through the input inductor L_1. C is the output capacitor ($C = C_O$).

The transfer function of the PI controller for the voltage-control loop is given as

$$G_{PV} = K_{PV} + \frac{K_{IV}}{s} \tag{9}$$

A closed-loop block-diagram representation of the voltage control loop is shown in Fig. 7.

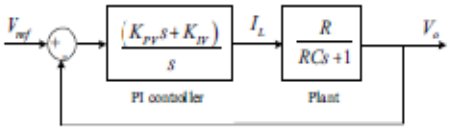


Fig. 7 Block diagram of voltage-control loop

Where V_{ref} is the reference output voltage, V_o is the measured output voltage across the load, and I_L is the inductor

current flowing through the inductor L_1. The closed-loop transfer function of the voltage-control loop can be derived as

$$\frac{V_o}{V_{ref}} = \left(\frac{K_{PV} R s + K_{IV} R}{s^2 + \left(\frac{K_{PV} R + 1}{RC} \right) s + \frac{K_{IV} R}{RC}} \right) \quad (10)$$

Compared to the standard characteristic equation for the second-order system, the parameter gains, K_{PV} and K_{IV}, of the voltage loop controller can be derived as follows

$$K_{PV} = 2\zeta\omega_n C - \frac{1}{R} \quad (11)$$

$$K_{IV} = \omega_n^2 C \quad (12)$$

Where ζ is the damping ratio. The closed-loop system of the voltage-control loop is critically damped with the unity damping ratio. ω_n is the natural frequency given by

$$\omega_n = \frac{1}{RC} \quad (13)$$

Considering the inner-current loop controller design, the simplify plant transfer function can be expressed as

$$G_C = \frac{1}{Ls} \quad (14)$$

The transfer function of the PI controller for the current-control loop is given as

$$G_{PC} = K_{PC} + \frac{K_{IC}}{s} \quad (15)$$

Fig. 8 shows the closed-loop block diagram of the current-loop control, where I_r is the reference inductor current generated by the outer-loop PI controller.

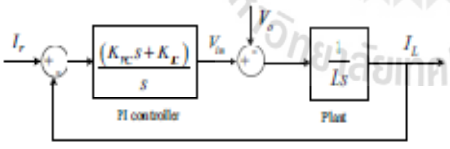


Fig. 8 Block diagram of current-control loop

The closed-loop transfer function derived from the block diagram shown in Fig. 8 can be written by

$$\frac{I_L}{I_r} = \frac{K_{PC} V_{in} s + K_{IC} V_{in}}{s^2 + K_{PC} \frac{V_{in}}{L} s + K_{IC} \frac{V_{in}}{L}} \quad (16)$$

The standard characteristic equation for closed-loop second-order system is compared to (16). The parameter gains, K_{PC} and K_{IC}, of the current loop controller can be expressed as

$$K_{PC} = \frac{2\zeta\omega_{ni} L}{V_{in}} \quad (17)$$

$$K_{IC} = \frac{\omega_{ni}^2 L}{V_{in}} \quad (18)$$

It should be noted that the natural frequency ω_{ni} of the current-control loop must be at least four times faster than that of the voltage-control loop in order to obtain the satisfactory system dynamic response [16].

Referring to Fig. 6 shown the proposed high step-up dc-dc converter with its control strategy, the nominal values of the converter components are required for the controller design. Some parameters of the converter are defined as follows:

$V_{in} = 50$Vdc

$L = L_1 = 220$ µH

$C = C_O = 220$ µF

$R = 240\,\Omega$

The switching frequency f_S is selected to be 20 kHz. From (11) and (12) the parameter gains of the voltage-loop PI controller can be obtained as

$K_{PV} = 0.004$

$K_{IV} = 0.079$

The current-loop controller can be designed from (17) and (18). The parameter gains of the current-loop PI controller can be express as

$K_{PC} = 0.375$

$K_{IC} = 3196$

V. Simulation Results

In order to verify the effectiveness of the proposed dc-dc converter as a high step-up ratio converter, the simulation model as can be seen in Fig. 6 has been developed using MATLAB software. The proposed high step-up dc-dc converter with the controller designed in the previous section has been simulated using MATLAB SIMULINK. The switching frequency was choses at 20 kHz. The low input voltage of the proposed converter is considered in a range of 20-50Vdc. The maximum power of the proposed converter is assumed as 1.5 kW. The parameters of the converter components are shown in Table I.

TABLE I
The Parameter of Proposed Converter

Symbol	Quantity	Value
L_1	input inductor	220 µH
L_2	inductor	110 µH
C_1	capacitor	180 µF
C_2	capacitor	180 µF
C_3	capacitor	180 µF
C_O	output capacitor	220 µF
R	load resistance	240 Ω
f_S	switching frequency	20 kHz

Fig. 9 shows the performance of the proposed high step-up dc-dc converter under open-loop controlled operating condition. The proposed control strategy is not activated. At the beginning, the input voltage of 20Vdc is supplied to the proposed converter with the small duty cycle of 0.25. The output voltage of the proposed converter is about 100Vdc. After that, at time t = 25 sec, the duty cycle is suddenly increased to 0.75. It is clear that the output voltage of the proposed converter increases considerably, about 650Vdc. The voltage step-up conversion ratio is approximately thirty. As shown in Fig. 9, the proposed converter can step up the extremely low input voltage to the high output voltage level, approximately 600Vdc. It can be seen that the proposed converter with only single power switch successfully operates as a high voltage step-up conversion ratio.

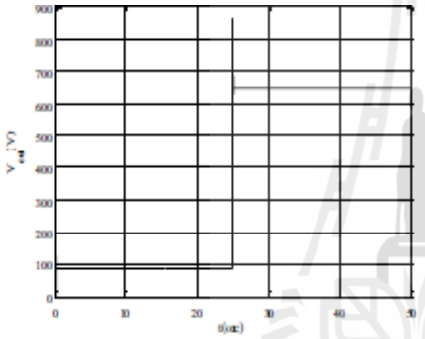


Fig. 9 Performance of the proposed converter where $D = 0.25$ and $D = 0.75$

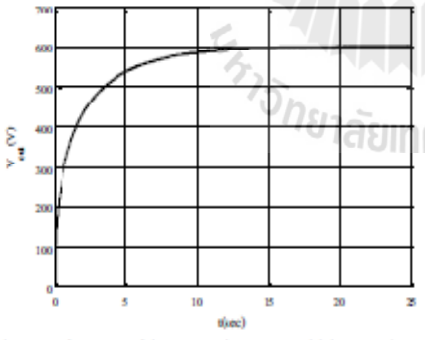


Fig. 10 Performance of the proposed converter with its control strategy

The performance of the proposed converter with its developed control strategy is shown in Fig. 10. The controller designed in the previous section is activated in order to generate the appropriate switching signal to the single power switch of the proposed converter. The input voltage supplied to the converter is 20Vdc. It is clear that the output voltage is smoothly controlled without overshoot voltage. At the time of around t = 15 sec, the output voltage is regulated as constant at the level of 600Vdc.

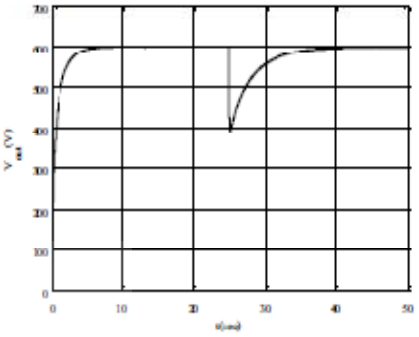


Fig. 11 Performance of the proposed converter with its control strategy

Fig. 11 show the performance of the proposed high step-up dc-dc converter under the operating condition of different input voltage supplied to the proposed converter. At the beginning, the input voltage of 50Vdc is supplied to the converter. As can be seen in Fig. 11, at time t = 0 sec to t = 25 sec the output voltage is controlled as constant about 600Vdc with the small ripples at the steady-state operation. At time t=25 sec, a step change is applied to the input source of the proposed converter. As a result, the input voltage suddenly decreases from 50Vdc to 20Vdc. It can be seen that the output voltage remains at 600Vdc in the steady state, which shows that the system is regulating well. Under transient operating condition, there is no overshoot of the output voltage. When the input voltage changes, the output voltage decreases in a short period of time. After that, the developed control strategy incorporating with the proposed converter can recover the output voltage back to the demanded level of 600Vdc. It is clear that the proposed control strategy can maintain good system performance under different operating conditions of the proposed converter.

VI. Conclusion

This paper has presented a new topology of high step-up dc-dc converters for renewable energy applications, where the generated output voltages are extremely low. The proposed high step-up dc-dc converter employs only one single power switch, resulting in the satisfactory performance and efficiency. The proposed converter provides a high step-up voltage ratio with small output ripples. The high output voltage of the converter approximately 600Vdc can be achieved, that is required from the three-phase inverter fed the three-phase motor drive systems. The operating principle of the proposed converter during each topological mode has been described. The step-up voltage conversion ratio of the propose converter has been analyzed. In addition, the control strategy based on PI controllers for both voltage- and current-control loops has been presented for the proposed converter. The simulation results indicate that the proposed dc-dc converter can successfully step-up the low input voltage to the output voltage level with a high voltage conversion ratio. By employing the developed control strategy, the proposed

converter can provide the high constant output voltage with small ripples for solar-energy, three-phase motor drive system applications.

REFERENCES

[1] K-C. Tseng, C-C. Huang and W.Y Shih, "A high step-up converter with a voltage multiplier module for a photovoltaic system," IEEE Trans Power Electron. Vol. 28, pp. 3047-3057, June 2013.

[2] A. W. N. Husna, S. F. Siraj, and M. Z. Muin, "Modelling of DC-DC Converter for Solar Energy Applications," in Proc. IEEE Computer and Information, 2012, pp. 125-129.

[3] E.H. Ismail, M.A. Saffar, Sabzali and A.J. Tardous, "A family of single-switch PWM converters with High Step-Up Conversion Ratio," IEEE Trans. Circuit and systems I: Regular Paper 2008, pp. 1159-1171.

[4] P. Yang, J. Xu, G. Zhou and S. Zhang, "A New Quadratic Boost Converter with High Voltage Step-up Ratio and Reduced Voltage Stress," in Proc. IEEE Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC) International 2012, pp. 1164-1168.

[5] J.Leyva Ramos, M.G. Ortiz-Lopez, J.A Morales-Saldana and L.H. Diaz-Saldiena, "Control of a cascade boost converter with a singl active switch" Power Electronics Specialists Conference, 2008, pp. 2383-2388.

[6] W. Li and X. He, "Review of Nonisolated High-Step-Up DC/DC Converters in Photovoltaic Grid-Connected Applications," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 58, no. 4, April 2011, pp. 1239-1250.

[7] T. Shimizu, K. Wada, and N. Nakamura, "Flyback-Type Single-Phase Utility Interactive Inverter with Power Pulsation Decoupling on the DC Input for AC Photovoltaic Module System," IEEE Trans. Power Electron., vol. 21, no. 5, January 2006, pp. 1264-1272.

[8] E. Ribeiro, A. M. Cardoso and C. Boccaletti, "Fault-Tolerant Strategy for a Photovoltaic DC-DC Converter," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 28, no. 6, June 2013, pp. 3008-3018.

[9] R-J. Wai, W-H. Wang and C-Y. Lin, "High-Performance Stand-Alone Photovoltaic Generation System," IEEE Trns. Ind. Electron., vol. 55, no. 1, January 2008, pp. 240-250.

[10] J-H. Lee, J-H. Park, and J. H. Jeon, "Series-Connected Forward-Flyback Converter for High-Step-Up Power Conversion," IEEE Power Electron., vol. 26, no. 12, December 2011, pp. 3629-3641.

[11] G. Spiazzi, P. Mattavelli, and A. Costabeber, "High Step-Up Ratio Flyback Converter with Active Clamp and Voltage Multiplier," IEEE Power Electron., vol. 26, no. 11, November 2011, pp. 3205-3214.

[12] K-J. Lee, B-G. Park, R-Y. Kim and D-S. Hyun, "Nonisolated ZVT Two-Inductor for High Step-Up Applications," IEEE Power Electron., vol. 27, no. 4, April 2012, pp. 1966-1973.

[13] D. Vinnikov,Roasto, Strzelecki, R Adamowicz, "Step-up DC/DC Converters With Cascade Quasi-Z-Source Network," in Proc. IEEE Trans. Ind. Electronics 2012, pp. 3727-3736.

[14] L-W. Zhou, B-X. Zhu and Q-M. Luo, "High Step-Up Converter with Capacity of Multiple Input," IET Power Electron., vol. 5, no. 5, 2012, pp. 521-531.

[15] Y-M. Chen, A.Q. Huang and X. Yu, "A high step-up three-port dc-dc converter for stand-alone PV/battery power systems," IEEE Power Electron., vol. 28, no. 11, November 2013, pp. 5049-5062

[16] K.M. Tsang and W.L. Chan, "Cascade controller for DC-DC buck converter," IEE Proc. Electr. Power Appl., Vol. 152 No.4, July 2005, pp. 827-831.

การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 37 (EECON-37) 19 – 21 พฤศจิกายน 2557 มหาวิทยาลัยขอนแก่น

วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสตรงเป็นกระแสตรงแบบเพิ่มค่าแรงดันสูงสำหรับขับเคลื่อนระบบมอเตอร์สามเฟส
A High Step-Up DC-DC Converter for Three-Phase Motor Drive Systems

โสภิตา วัชระสุขโพธิ์และสุดารัตน์ ขวัญอ่อน*

กลุ่มวิจัยอิเล็กทรอนิกส์กำลัง พลังงาน เครื่องจักรกล และการควบคุม
สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า สำนักวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี *email: sudarat_kh@sut.ac.th

PE003

บทคัดย่อ

บทความนี้นำเสนอโครงสร้างใหม่ของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้า DC-DC แบบเพิ่มค่าแรงดันสูงสำหรับระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าสามเฟส ซึ่งประกอบด้วยอินเวอร์เตอร์สามเฟสและมอเตอร์ไฟฟ้าซิงโครนัสแม่เหล็กถาวร วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นจะใช้สวิตช์เพียงตัวเดียวแทนการใช้สวิตช์หลายตัว วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นสามารถเพิ่มระดับแรงดันไฟฟ้าอินพุตที่ค่อนข้างต่ำ (20-50 Vdc)ไปที่ระดับแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตสูงประมาณ 600 Vdc เพื่อเป็นแหล่งจ่ายให้กับวงจรอินเวอร์เตอร์สามเฟสที่ขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าสามเฟส ในบทความนี้ยังได้จะนำเสนอหลักการทำงานของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นและหลักการควบคุมวงจรแปลงผันภายใต้โหมดการนำต่อเนื่อง (CCM) สุดท้ายผลการจำลองสถานการณ์จะแสดงให้เห็นถึงประสิทธิผลของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นซึ่งสามารถเพิ่มระดับแรงดันไฟฟ้าได้สูงสำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าสามเฟส

คำสำคัญ: วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้า DC-DC,จัดรายยายแรงดันสูงยิ่ง, พลังงานทดแทน, สวิตช์หนึ่งตัว

Abstract

This paper proposes a new high step-up DC-DC converter topology for the three-phase motor drive system applications. The proposed converter employs only a single power switch instead of using several switches. The proposed high step-up dc-dc converter topology can step up the low input voltage (20-50Vdc)to the high output voltage level, approximately 600Vdc, in order to supply the three-phase inverter fed the three-phase motor drive. In this paper, the operating principle of the proposed converter topology and its control strategy under the continuous conduction mode (CCM) are described. Finally, simulation results are shown to demonstrate the effectiveness of the proposed high step-up dc-dc converter to increase the voltage step-up conversion ratio for the three-phase motor drive systems.

Keywords: DC-DC converter, high step-up ratio, renewable energy, single switch

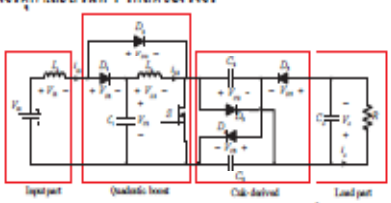
1. บทนำ

ปัจจุบันพลังงานทดแทน ได้รับความสนใจมากขึ้นเนื่องจากปัญหาการขาดแคลนพลังงานและมลภาวะสิ่งแวดล้อม[1] โดยเฉพาะอย่างยิ่งระบบพลังงานแสงอาทิตย์ ซึ่งโดยทั่วไปสามารถผลิตแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงได้ต่ำประมาณ 20 Vdc ในช่วงเวลาที่ได้รับแสงแดดอย่างเต็มที่ [2] ดังนั้นวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้า DC-DC จำเป็นต้องเพิ่มระดับแรงดันอินพุตที่ต่ำมากให้ได้ระดับแรงดันเอาต์พุตสูงขึ้น ในบทความนี้มุ่งนั้นเพิ่มระดับแรงดันเอาต์พุตให้สูงขึ้นประมาณ 600 Vdc สำหรับจ่ายให้กับอินเวอร์เตอร์ เพื่อใช้ในการขับเคลื่อนมอเตอร์สามเฟส

ในบทความนี้นำเสนอวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้า DC-DC แบบเพิ่มค่าแรงดันสูงด้วยสวิตช์เพียงตัวเดียวสำหรับใช้งานในการขับเคลื่อนระบบมอเตอร์ไฟฟ้าสามเฟส โดยได้อธิบายโครงสร้างและหลักการทำงานของวงจรที่พัฒนาขึ้นรวมทั้งได้กล่าวถึงหลักการควบคุมแรงดันเอาต์พุตด้วยตัวควบคุมพีไอสำหรับวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นและได้อธิบายระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าสามเฟสด้วยอินเวอร์เตอร์ จากนั้นจะเป็นการแสดงผลการจำลองสถานการณ์ของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้า DC-DC ที่พัฒนาขึ้นร่วมกับระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าสามเฟส เพื่อแสดงให้เห็นถึงประสิทธิผลการทำงานของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นในการเพิ่มระดับแรงดันได้สูงพอเพียงสำหรับการขับเคลื่อนมอเตอร์สามเฟส และสุดท้ายเป็นการสรุป

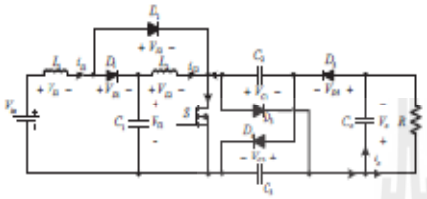
2. โครงสร้างและหลักการทำงานของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น

โครงสร้างของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น แสดงได้ดังรูปที่ 1 โดยสามารถพิจารณาแบ่งออกเป็น 4 ส่วน ส่วนที่ 1 แรงดันอินพุต ส่วนที่ 2 วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบเพิ่มระดับแรงดันกำลังสอง ส่วนที่ 3 วงจรดุก และส่วนที่ 4 โหลดของวงจร

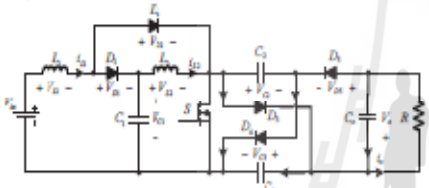


รูปที่ 1 โครงสร้างของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น

การทำงานของวงจรจะพิจารณาในโหมดต่อเนื่อง (CCM) วงจรวงจรที่พัฒนาขึ้นใช้สวิตช์เพียงตัวเดียวเท่านั้น จึงสามารถวิเคราะห์การทำงานของวงจร โดยพิจารณาการทำงานของสวิตช์ในหนึ่งช่วงเวลา ดังนั้นในหนึ่งช่วงระยะการเปลี่ยนแปลงของเวลามี 2 โหมดการทำงาน คือ สวิตช์ปิด (switch-on) และสวิตช์เปิด (switch-off) ลักษณะการทำงานในแต่ละโหมดแสดงได้ดังรูปที่ 2 และ 3 ตามลำดับ



รูปที่ 2 การทำงานของวงจรแปลงพัมก์กำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นในโหมดสวิตช์ปิด

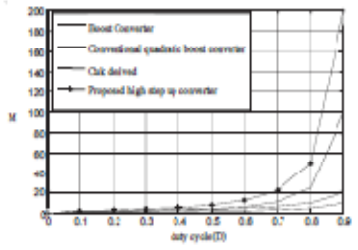


รูปที่ 3 การทำงานของวงจรแปลงพัมก์กำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นในโหมดสวิตช์เปิด

จากการวิเคราะห์การทำงานของวงจรแปลงพัมก์กำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น สามารถหาอัตราการขยายแรงดัน (M) ดังสมการที่ (1)

$$M = \frac{V_O}{V_{in}} = \frac{2}{(1-D)^2} \tag{1}$$

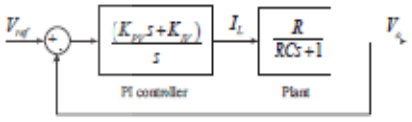
รูปที่4แสดงการเปรียบเทียบประสิทธิผลการทำงานของวงจรแปลงกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นในการเพิ่มการระดับแรงดันเอาท์พุตกับวงจรแปลงพัมก์กำลังไฟฟ้าที่มีโครงสร้างรูปแบบอื่นๆ [3-5] โดยอัตราขยายแรงดันที่ได้จากวงจรต่างๆ จะขึ้นพันธ์กับค่าวัฏจักรหน้าที่ จากรูปที่ 4จะเห็นได้ว่าวงจรที่พัฒนาขึ้นมีอัตราการขยายแรงดันที่สูงกว่าวงจรแปลงพัมก์กำลังไฟฟ้ารูปแบบอื่นๆ โดยเฉพาะอย่างยิ่งเมื่อค่าวัฏจักรหน้าที่เพิ่มสูงขึ้น



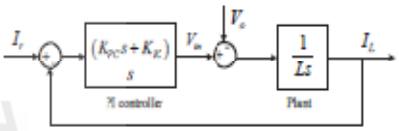
รูปที่ 4 อัตราขยายพัมก์ระหว่างอัตราการขยายแรงดัน (M) กับค่าวัฏจักรหน้าที่ (D)

3. หลักการควบคุมวงจรแปลงพัมก์กำลังที่พัฒนาขึ้น

ในการควบคุมการทำงานของวงจรแปลงพัมก์กำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นนั้นเพื่อให้ได้ระดับแรงดันเอาท์พุตตามต้องการ จะอาศัยหลักการออกแบบตัวควบคุมแบบพีไอเข้าช่วย เพื่อสามารถควบคุมแรงดันเอาท์พุตของวงจรที่ระดับ 600 Vdc ซึ่งทำหน้าที่เสมือนเป็นแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงให้กับอินเวอร์เตอร์สามเฟสสำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าสามเฟส ตัวควบคุมแบบพีไอประกอบด้วย 2 ส่วน คือ การควบคุมแรงดัน และการควบคุมกระแส สามารถแสดงแผนภาพบล็อคได้ดังรูปที่ 5 และ 6 ตามลำดับ



รูปที่ 5 แผนภาพบล็อคการควบคุมแรงดันของตัวควบคุมแบบพีไอ



รูปที่ 6 แผนภาพบล็อคการควบคุมกระแสของตัวควบคุมแบบพีไอ

เมื่อพิจารณาแผนภาพบล็อคการควบคุมแรงดันและการควบคุมกระแสของตัวควบคุมแบบพีไอดังที่ได้แสดงในรูปที่ 5 และ 6 สามารถหาค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมแบบพีไอ $(K_{PV}, K_{IV}, K_{PC}, K_{IC})$ ของทั้งส่วนการควบคุมแรงดันและการควบคุมกระแสได้ดังสมการที่ 2 และสมการที่ 3 ตามลำดับ

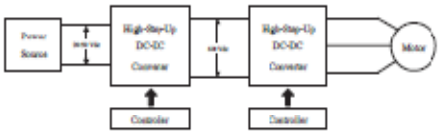
$$K_{PV} = 2\zeta\omega_n C - \frac{1}{R}, K_{IV} = \omega_n^2 C \tag{2}$$

$$K_{PC} = \frac{2\zeta\omega_n L}{V_{in}}, K_{IC} = \frac{\omega_n^2 L}{V_{in}} \tag{3}$$

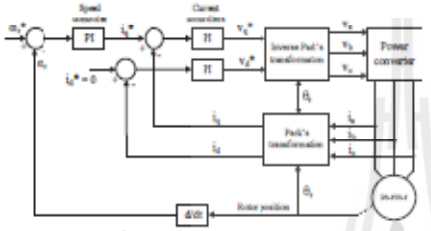
4. ระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าสามเฟส

บทความนี้มุ่งเน้นพัฒนาวงจรแปลงพัมก์กำลังไฟฟ้า DC-DC แบบเพิ่มค่าแรงดันสูงยิ่งสำหรับระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าสามเฟส ซึ่งประกอบด้วยวงจรอินเวอร์เตอร์สามเฟสและมอเตอร์ไฟฟ้าซิงโครนัสแม่เหล็กถาวร วงจรแปลงพัมก์กำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นสามารถเพิ่มระดับแรงดันไฟฟ้าอินพุตที่ค่อนข้างต่ำ (20-50 Vdc)ไปที่ระดับแรงดันไฟฟ้าเอาท์พุตสูงประมาณ 600 Vdc เพื่อเป็นแหล่งจ่ายให้กับวงจรอินเวอร์เตอร์สามเฟสที่ใช้ขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าสามเฟส และแสดงได้ดังรูปที่ 7 โครงสร้างการควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์สามเฟสที่ขับเคลื่อนด้วยวงจรอินเวอร์เตอร์ แสดงได้ดังรูปที่ 8 ซึ่งการควบคุมให้มอเตอร์ทำงานได้ตามความเร็วรอบที่ต้องการจะอาศัยตัวควบคุมแบบพีไอ ซึ่งประกอบด้วย 2 ส่วนสำคัญ คือ การควบคุมความเร็วรอบ และ

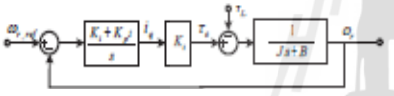
การควบคุมกระแส สามารถแสดงแผนภาพบล็อคได้ดังรูปที่ 9 และ 10 ตามลำดับ



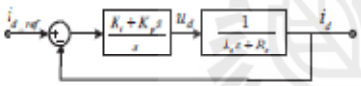
รูปที่ 7 โครงสร้างระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าสามเฟส



รูปที่ 8 การควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์สามเฟสที่ขับเคลื่อนด้วยวงจรอินเวอร์เตอร์



รูปที่ 9 แผนภาพบล็อคการควบคุมความเร็วรอบของตัวควบคุมแบบพีไอ



รูปที่ 10 แผนภาพบล็อคการควบคุมกระแสของตัวควบคุมแบบพีไอ

จากแผนภาพการควบคุมความเร็วรอบและการควบคุมกระแสที่ใช้ตัวควบคุมแบบพีไอดังที่ได้แสดงในรูปที่ 9 และรูปที่ 10 นั้นสามารถหาค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมแบบพีไอ $(K_{PW}, K_{IW}, K_{PC}, K_{IC})$ สำหรับการควบคุมทั้งสองส่วนได้ดังสมการที่ 4 และ 5 ตามลำดับ

$$K_{P\omega} = \left(2\zeta\omega_n - \frac{B}{J}\right)\frac{J}{k_t}, K_{I\omega} = \frac{J}{k_t}\omega_n^2 \qquad (4)$$

$$K_{PC} = 2\zeta\omega_n L_s - R_s, K_{IC} = L_s\omega_n^2 \qquad (5)$$

5. ผลการจำลองสถานการณ์

เพื่อแสดงประสิทธิผลในการทำงานของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นสำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์สามเฟสโดยทำการควบคุมแรงดันเอาต์พุตของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นให้คงที่ 600 Vdc และควบคุมมอเตอร์ให้ทำงานที่ความเร็วรอบต่างๆ ตามต้องการจะอาศัยการจำลองสถานการณ์ด้วยคอมพิวเตอร์เข้าช่วย โดยใช้โปรแกรม MATLAB SIMULINK การจำลองสถานการณ์ของระบบที่พิจารณาจะใช้ค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ดังปรากฏในตารางที่ 1 และ 2

ตารางที่ 1 พารามิเตอร์ของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น

Symbol	Quantity	Value
L_1	input inductor	412 μH
L_2	Inductor	309 μH
C_1	Capacitor	34 μF
C_2	Capacitor	445 μF
C_3	Capacitor	445 μF
C_O	output capacitor	222 μF
R	load resistance	100 Ω
R_s	switching frequency	20 kHz

ตารางที่ 2 พารามิเตอร์มอเตอร์ไฟฟ้าซิงโครนัสแบบแม่เหล็กถาวรขนาด 1.1 kW

Symbol	Quantity	Value
P	Rated power	1.1 KW
V	Dc voltage	220 V
N	Rated speed	3000
R_s	Stator resistance	2.875Ω
L_d	d-axis inductance	0.0085 H
L_q	q-axis inductance	0.0085 H
Ψ_m	Magnetic flux	0.175 Wb
J	Motor inertia	0.0008 kg m^2
P_s	Number of pole	4

เมื่อใช้ค่าพารามิเตอร์สำหรับวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นดังได้แสดงไว้ในตารางที่ 1 ร่วมกับสมการที่ (1) และ (2) จะได้ค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมพีไอสำหรับวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น แสดงได้ดังต่อไปนี้

$$K_{PW} = 0.001\ ,\ K_{IW} = 0.44935$$

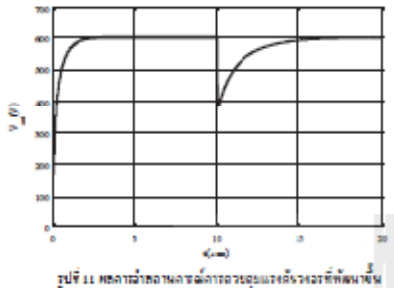
$$K_{PC} = 0.185185, K_{IC} = 416.07349$$

นอกจากนี้ค่าพารามิเตอร์สำหรับตัวควบคุมแบบพีไอสำหรับควบคุมการทำงานของมอเตอร์สามเฟสแบบซิงโครนัสแม่เหล็กถาวร ทั้งในส่วนการควบคุมความเร็วรอบ และควบคุมกระแส พิจารณาได้จากสมการที่ (3) และ (4) โดยใช้ค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์ดังได้แสดงไว้ในตารางที่ 2 จะได้ค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมแบบพีไอ ดังนี้

$$K_{P\omega} = 0.006095, K_{I\omega} = 0.07619, K_{PC} = 2.565\ , K_{IC} = 1360$$

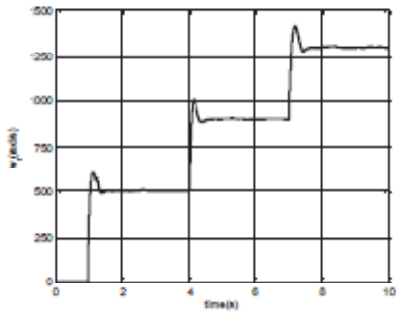
สำหรับผลการจำลองสถานการณ์การควบคุมแรงดันเอาต์พุตของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้น แสดงดังรูปที่ 11 โดยในช่วงแรกแรงดันอินพุตเป็น 50 Vdc จะเห็นได้ว่าแรงดันเอาต์พุตไม่มีการพุ่งเกินและคงที่ที่ระดับ 600 Vdc ตามต้องการ จากนั้นที่เวลา 10 วินาที ทำการลดระดับแรงดันอินพุตอย่างทันทีทันใดให้เหลือเพียง 20 Vdc ผลการจำลองสถานการณ์พบว่าตัวควบคุมพีไอที่ได้ออกแบบไว้สามารถควบคุมให้แรงดันเอาต์พุตคลับมาคงที่ที่ 600 Vdc ได้ดังเดิมจากผลการจำลองสถานการณ์แสดงให้เห็นว่าวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นสามารถเพิ่มระดับแรงดันได้สูงยิ่ง ประมาณ 20 เท่า โดยตัวควบคุมแบบพีไอที่

ออกแบบขึ้นสามารถใช้ควบคุมแรงดันเอาต์พุตของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นให้คงที่ตามต้องการได้



รูปที่ 11 ผลการจำลองการควบคุมแรงดันวงจรที่พัฒนาขึ้น

หลังจากที่สามารถควบคุมแรงดันเอาต์พุตของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นให้คงที่ที่ 600 Vdc ได้แล้ว ในลำดับต่อมาจะเป็นการจำลองสถานการณ์ระบบที่ประกอบด้วย วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นร่วมกับวงจรอินเวอร์เตอร์สามเฟสและมอเตอร์ซิงโครนัสสามเฟสชนิดแม่เหล็กถาวร เพื่อควบคุมมอเตอร์ให้ทำงานที่ความเร็วรอบตามต้องการ โดยวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นจะทำหน้าที่เป็นเสมือนแหล่งจ่ายแรงดันกระแสตรงให้กับวงจรอินเวอร์เตอร์สามเฟส เพื่อขับเคลื่อนมอเตอร์สามเฟสให้ทำงานได้ ผลการจำลองสถานการณ์ดังกล่าวแสดงได้ดังรูปที่ 12 โดยดำเนินการควบคุมมอเตอร์ที่ความเร็วรอบต่างๆ โดยที่เวลา t = 1 วินาทีมอเตอร์ถูกควบคุมให้ทำงานที่เร็วรอบเท่ากับ 500 rpm จากนั้นที่เวลา t = 4 วินาทีต้องการให้ความเร็วรอบของมอเตอร์เพิ่มขึ้นเป็น 900 rpm และที่เวลา t = 7 วินาทีมอเตอร์ถูกควบคุมให้ทำงานที่ความเร็วรอบเท่ากับ 1300 rpmจากผลการจำลองสถานการณ์แสดงให้เห็นว่ามอเตอร์สามเฟสสามารถทำงานที่ความเร็วรอบตามต้องการได้ โดยจากตัวควบคุมแบบพีไอที่ได้ออกแบบไว้แล้วนอกจากนี้ยังสามารถบ่งชี้ถึงสมรรถนะของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นในการเพิ่มระดับแรงดันเอาต์พุตได้สูงพอเพียงสำหรับวงจรอินเวอร์เตอร์เพื่อขับเคลื่อนมอเตอร์สามเฟสให้ทำงานที่ความเร็วรอบตามต้องการ เมื่อแรงดันอินพุตมีค่าน้อยๆ ได้



รูปที่ 12 ผลการจำลองการควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์สามเฟส

6. สรุป

บทความนี้ได้นำเสนอโครงสร้างของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้า DC-DC แบบเพิ่มค่าแรงดันที่พัฒนาขึ้นใหม่ ซึ่งมีอัตราขยายแรงดันได้สูงถึง 30 เท่าและใช้สวิตช์กำลังเพียงตัวเดียวเท่านั้น โดยวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นจะทำหน้าที่เป็นเสมือนแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงให้กับวงจรอินเวอร์เตอร์สามเฟสเพื่อขับเคลื่อนมอเตอร์ซิงโครนัสสามเฟสชนิดแม่เหล็กถาวร ผลการจำลองสถานการณ์แสดงให้เห็นว่า วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นสามารถเพิ่มค่าแรงดันต่ำให้สูงขึ้นด้วยอัตราขยายแรงดันที่สูงอีกทั้งวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่พัฒนาขึ้นสามารถนำมาประยุกต์ในงานเพื่อขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าซิงโครนัสแบบแม่เหล็กถาวรได้

เอกสารอ้างอิง

[1] K-C. Tseng, C-C. Huang and W.Y Shih, "A high step up converter with a voltage multiplier module for a photovoltaic system," IEEE Trans Power Electron. Vol. 28, pp. 3047-3057, June 2013.

[2] A. W. N. Husna, S. F. Siraj, and M. Z. Muin, "Modelling of DC-DC converter for solar energy applications," in Proc. IEEE Computer and Informatics, 2012, pp. 125-129.

[3] E.H. Ismail, M.A. Saffar, Sabzali and A.J. Fardoun, "A family of single-switch PWM converters with high step-up conversion ratio," IEEE Trans. Circuit and systems I: Regular Paper 2008, pp. 1159-1171.

[4] P. Yang, J. Xu, G. Zhou and S. Zhang, "A new quadratic boost converter with high voltage step-up ratio and reduced voltage stress," in Proc. IEEEPower Electronics and Motion Control Conference (IPEMC) International 2012, pp. 1164-1168.

[5] W. Li and X. He, "Review of nonisolatedhigh-step-up DC/DC converters in photovoltaic grid-connected applications," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 58, no. 4, April 2011, pp. 1239-1250.

นางสาวโสภิดา วัชระสุขโพธิ์ อบการศึกษาระดับปริญญาตร สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี ปัจจุบันศึกษาในระดับปริญญาโท สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี มีความสนใจในเรื่อง Power Converter,Controller, Renewable Energy

Applied Mechanics and Materials Vol 775 (2015) pp 378-382
© (2015) Trans Tech Publications, Switzerland
doi:10.4028/www.scientific.net/AMM.775.378

Submitted: 2015-04-02
Accepted: 2015-04-03

Analysis and Simulation of a High Step-Up DC-DC Converter for Renewable Energy System Applications

Sudarat Khwan-on [a *] and Sopida Vatcharasukpo[b]

School of Electrical Engineering, Suranaree University of Technology, NakhonRatchasima, Thailand, 30000

[a]sudarat_kh@sut.ac.th, [b]hong_-pretty@hotmail.com

*Corresponding author

Keywords: Step-up dc-dc converter, high step-up voltage ratio, single switch, renewable energy.

Abstract. This paper proposes a new step-up DC-DC converter topology with a high voltage conversion ratio for renewable system applications. The desired high voltage gain and satisfactory performance can be achieved by employing only a single power switch with simple control technique. The proposed converter can be used to step up the low voltage generated from renewable energy sources, such as solar photovoltaic modules, to the high level of the dc bus voltage, obtaining low-to-high voltage conversion ratios of approximately 30 times without adopting extremely large duty cycle. Employing the proposed converter the low input voltage (20-50Vdc)can be boosted up to the high output voltage level about 600Vdc at the dc-link bus required for the three-phase inverter feeding the three-phase motor drive system. In this paper, the proposed converter configuration with only one active power switch is presented. The operating principleincluding analysis of the steady-state performance characteristics under continuous conduction mode (CCM) operating conditions is described. In addition, the control strategy is developed in order to obtain the satisfactory output voltage regulation. Finally, simulation results are shown to demonstrate the effectiveness of the proposed converter with its control strategy to achievehigh step-up conversion ratios under different operating conditions.

Introduction

Nowadays, renewable energy sources, such as photovoltaic (PV) cells and wind turbines, have received increasingly attentiondue to energy shortage and environmental contamination [1]. Among renewable sources a solar PV system has been widely employed in many applications in a form of stand-alone or grid-connected power systems.Generally, the solar PV module produces low voltage in a range of 20 to 40V [2]. Therefore, a dc-dc converter is required to step up the low input voltage to the higher output voltage levels, depending on renewable energy system applications.For the three-phase inverter feeding the three-phase motor drive system the high dc bus voltage approximately 600 Vdc is required to be acted as the input voltage source. Thus, the step-up dc-dc converter with a very high voltage gain plays an important role in renewable energy motor-drive system applications.

In order to obtain the high output voltage from the low input voltage, a conventional boost converter is usually used because of its simple structure and control. However, to obtain the high voltage step-up ratio the extremely high duty cycle operation is needed, resulting in the increase of the power converter losses [3]. To overcome the operating limitations of the conventional boost converter the n-stage cascade boost converters are introduced to provide the higher step-up voltage ratio. Unfortunately, the converter devices increase significantly, resulting in the increase of the cost, the less efficiency of the converter and the more complex control circuitry [4].In recent years a great deal of research has been done on the development of the step-up dc-dc converter topologies in order to achieve a sufficiently high step-up conversion ratio with high efficiency performance.Several topologies of nonisolated high-step-up dc/dc converters in photovoltaic grid-connected applications are reviewed and classified into several categories[5].However, the high step-up dc-dc converters used for the PV motor-drive system applications have received little attention in the literature. The

All rights reserved. No part of contents of this paper may be reproduced or transmitted in any form or by any means without the written permission of Trans Tech Publications, www.ttp.net. (ID: 202.28.41.16-08/05/15,12:10:10)

major challenge of the desired dc-dc converter is the very high step-up conversion ratio because the three-phase inverter requires approximately 600Vdc for the dc-link voltage to convert to ac power feeding three-phase motor drive systems.

In this paper, the high step-up dc-dc converter with a single power switch is proposed for renewable energy system applications. The configuration of the proposed converter is presented in the following section. The operating principle and theoretical analysis of the steady-state characteristics under the CCM operating conditions are described. In addition, the control strategy based on the conventional PIcontroller is developed for the proposed converter to provide good regulation characteristics of the converter output voltage. Simulation results are shown in order to illustrate the performance of the proposed converter.

Proposed High Step-up dc-dc Converter Topology

The proposed high step-up dc-dc converter topology is shown in Fig. 1. The proposed converter topology can be classified into the combination of the conventional quadratic boost converter [6] and the Cuk converter [7] connected in cascading configuration. As can be seen in Fig. 1, the proposed converter consists of a single active power switch S, five diodes D_1, D_2, D_3, D_4 and D_5, two inductors, named L_1 and L_2, two identical capacitors C_2 and C_3, and output filter capacitor C_O connected in parallel to the load resistance R.

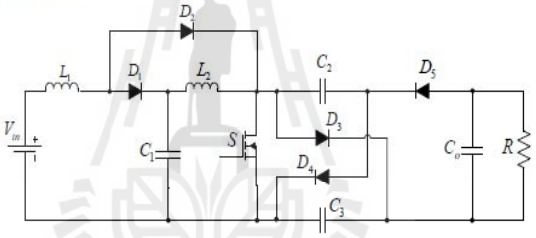


Figure 1 The proposed high step-up dc-dc converter configuration

Principle of Operation

The proposed dc-dc converter with high voltage step-up ratio operates in the continuous conduction mode (CCM). In order to simplify the analysis, some assumptions are taken into account. Firstly, all the active components, such as power switches and diodes, are considered as ideal. Secondly, the inductors are sufficiently large so that the current flowing through these inductors is constant. Thus, the current ripples through the inductors are negligible. Finally, the capacitors are infinitely large so that the voltages across these capacitors can be considered constant with a very small ripple during the switching period. There is only one active power switch constructed in the proposed converter topology. Therefore, in one switching period the proposed converter contains two important switching modes; switch S is turned on and switch S is turned off. Detailed explanation of each operating mode is given as follows:

Mode 1: the power switch S is turned on. The topological stage of the circuit under this mode operating condition is shown in Fig. 2 (a). The switch S begins to conduct current. The inductor L_1 is linearly charged by the input voltage source V_{in}. The diode D_2 is forward biased. The inductor current i_{L1} flows through this diode and the active switch. The capacitor C_1 delivers its stored energy to the inductor L_2 while the capacitors, C_2 and C_3, are discharged through the active switch S. The diodes D_3 and $D_4$are both reversed-biased. The output filter capacitor C_O is charged via diode D_5. In this mode, all the inductor currents, i_{L1} and i_{L2}, are linearly increasing over the switching-on period. On the contrary, the voltages across the capacitors C_1, C_2 and C_3 are linearly decreasing because these capacitors release their stored energy during this operating condition mode.

Mode 2: the power switch S is switched off. The topological stage of the proposed converter under the switched-off mode operating condition is shown in Fig. 2 (b). As can be seen, diode

D_5automatically switches off because of its reversed-biased circuitry. When the switch S is turned off, the diode D_1 is turned on simultaneously providing a path for the inductor current i_{L1} through the capacitor C_1. As a result, the energy stored in the inductor L_1 delivers to the capacitor C_1. The diodes D_2 and D_4 are turned on simultaneously, providing a path for the inductor current i_{L2}. The inductor L_2 delivers the stored energy to the capacitors C_2 and C_3 through diodes D_3 and D_4, respectively. In this mode, the capacitors C_1, C_2 and C_3 are being charged up while the output capacitor C_O is being discharged to supply the load current i_0. In addition, all of the inductor currents, i_{L1} and i_{L2}, are linearly decreasing during the switching-off time.

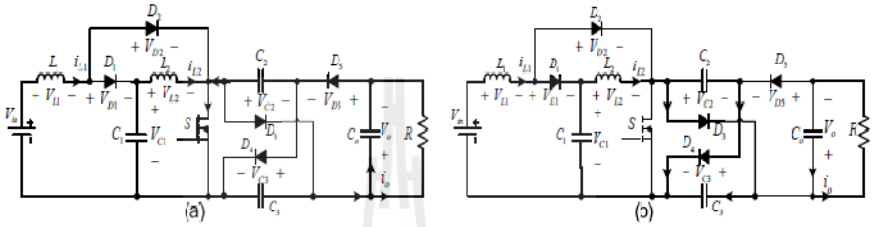
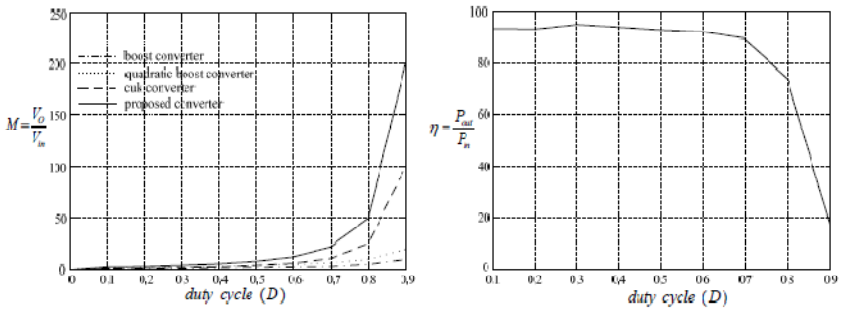


Figure 2 The topological operating modes of the proposed converter (a) switched-on mode (b) switched-on mode

In order to consider the performance of the proposed high step-up dc-dc converter, the voltage step-up conversion ratio (M) under the steady-state operating condition is analyzed. As can be seen in Fig. 2 (a), when the switch S is turned on, the voltages across the inductors L_1 and L_2 are V_{in} and V_{C1}, respectively. The output voltage, V_O, across the output capacitor C_O equals to V_{C2}. Referring to Fig. 2 (b), during the switching-off time the voltages across the inductors L_1 and L_2 are (V_{in} -V_{C1}) and (V_{C2} -V_{C1}), respectively. By applying volt-second balance on the inductors L_1 and L_2 the voltage step-up conversion ratio M, where $V_{C2} = V_O$, can be expressed as

$$M = \frac{V_O}{V_{in}} = \frac{2}{(1-D)^2} \tag{1}$$

Where D is the switch duty cycle. The performance characteristics of the proposed converter are shown in Fig. 3. As can be seen in Fig. 3 (a) the proposed converter has highest conversion ratio compared with other three converters over a range of duty cycle. In addition, it confirms that the proposed converter can achieve a very high voltage gain up to 30 without adopting extremely high duty cycle operation. Fig. 3 (b) shows the converter efficiency characteristic as a function of duty cycle. It can be seen that the efficiency of the proposed converter is approximately 90% during the proper duty cycle operations.



(a) (b)

Figure 3 Performance of the proposed converter (a) step-up conversion ratio M (b) converter efficiency

Control Strategy

The control strategy for the proposed high step-up dc-dc converter is introduced in order to achieve the satisfactory output voltage regulation. The control scheme of the proposed converter is shown in Fig. 4. There are two control loops in cascade; the voltage loop outside and the inner-current loop. Simple proportional-plus-integral (PI) controllers can be designed for these two control loops. The input current and the output voltage are measured for feedback purposes. The parameter gains, K_{PV} and K_{IV} of the voltage-loop PI controller can be derived as $K_{PV} = 2\zeta\omega_n C - \frac{1}{R}$ and $K_{IV} = {\omega_n}^2 C$, respectively whereas the parameter gains, K_{PC} and K_{IC} of the current-loop PI controller can be derived as $K_{PC} = \frac{2\zeta\omega_n L}{V_{in}}$ and $K_{IC} = \frac{{\omega_{ni}}^2 L}{V_{in}}$, respectively. Where ζ is the damping ratio, ω_n and ω_{ni} are the natural frequency of the voltage- and current-control loops, respectively. For controller design methodology some definitions are made as follows:$\omega_n = \frac{1}{RC}$, $\omega_{ni} \geq 4\omega_n$,$L = L_1$ and $C = C_O$.

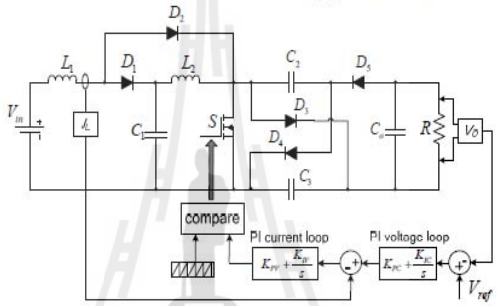


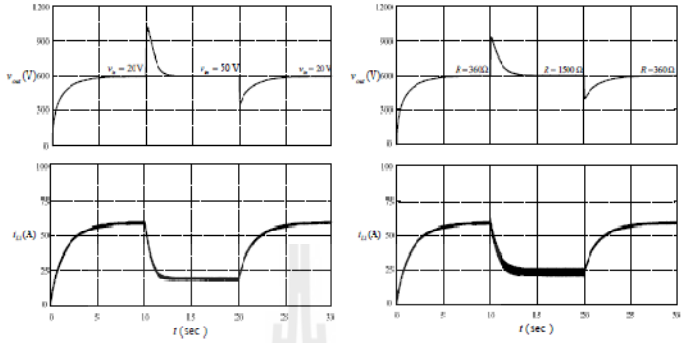
Figure 4 Control scheme of the proposed converter

Simulation Results

In order to verify the effectiveness of the proposed high step-up dc-dc converter with its control strategy simulation results have been presented using MATLAB SIMULINK. The low input voltage is considered in a range of 20-50Vdc and the maximum power of the proposed converter is 1 kW.The switching frequency is chosen at 20 kHz. The component parameters of the proposed converter shown in Fig. 2 are designed asL_1 = 1500µH, L_2= 1000µH, C_1= 4.7 µF,C_2 and C_3= 130 µF, C_O= 70 µFand R = 360 Ω. The controller parameters designedfor the proposed converter can be obtained asK_{PV} = 0.0027, K_{IV} = 0.11,K_{PC} = 5.95 and K_{IC} = 118103.

The performance of the proposed converter with its developed control strategy is shown in Fig. 5. The controller designed is activated in order to generate the appropriate switching signal to the single power switch of the proposed converter. Fig. 5 (a) shows the performance of the proposed high step-up dc-dc converter under operating conditions of different input voltage levels where the load resistance $R$is 360 Ω associated with the output power of 1 kW. At the beginning, the input voltage supplied to the converter is 20Vdc. It is clear that the output voltage is smoothly controlled without overshoot voltage. At the time of around t = 5 sec, the output voltage is regulated as constant at the level of 600Vdc.The input current flowing through the inductor L_1 is relatively large, representing the common features of the high step-up dc-dc converter that are a large input current and a high output voltage.At time t= 10 sec, the input voltage suddenly increases from 20Vdc to 50Vdc and the input voltage becomes back to 20Vdcat t = 20 sec. It can be seen that the output voltage remains at 600Vdc in the steady state, which shows that the system is regulating well. Under transient operating condition, the output voltage changes in a short period of time when the input voltage changes. After that, the developed control strategy incorporating with the proposed converter can recover the output voltage back to the demanded level of 600Vdc. Fig. 5 (b) shows the converter performance under load-changed operating conditions when the input voltage supplied to the converter keeps constant at

20Vdc. As can be seen the obtained simulation results, it is clear that the proposed converter with its control strategy can maintain good system performance under different operating conditions.



(a) (b)

Figure 5 Simulation responses of the proposed converter (a) change in input voltage (b) change in output power load

Summary

This paper has presented a new high step-up dc-dc converter topology, which can achieve a very high step-up voltage conversion ratio and it is suitable for renewable energy system applications. The proposed converter employs only one single power switch, resulting in the satisfactory performance and efficiency.The high output voltage approximately 600Vdc can be obtained from the low input voltage about 20Vdc produced by renewable energy sources. Thus, the proposed converter provides ahigh voltage gain up to 30 without extremely large duty cycle operation. The operating principle including theoretical analysis of the proposed converter has been described. In addition, the control strategy based on PI controllers for both voltage- and current-control loops has been presented for the proposed converter. The simulation results indicate that the proposed dc-dc converter with the developed control strategy can successfully step up the low input voltage to the high regulatedoutput voltage level of 600Vdc under different operating conditions. Therefore, the high dc bus voltage requiredfor the three-phase inverter feeding the three-phase motor drive systems can be obtained from the low input voltage by employing the proposed converter.

References

[1] K.-C. Tseng, C-C. Huang and W.Y. Shih, A high step-up converter with a voltage multiplier module for a photovoltaic system, IEEE Trans. Power Electron, 28 (2013) 3047-3057.

[2] F. Evran and M.T. Aydemir, Isolated high step-up dc-dc converter with low voltage stress, IEEE Trans. Power Electron, 29 (2014) 3591-3603.

[3] S. Sathyan and H.M. Suryawanshi, Interleaved high step up converter for renewable energy sources, IECON, (2013) 918-923.

[4] J.Leyva Ramos, M.G. Ortiz-Lopez, J.A Morales-Saldana and L.H. Diaz-Saldierna, Control of a cascade boost converter with a single active switch, PESC, (2008) 2383-2388.

[5] W.Li and X.He, Review of nonisolated high-step-up dc/dcconverters in photovoltaic grid-connected applications, IEEE Trans. Ind. Electronics, 58(2011)1239-1250.

[6] P. Yang, J. Xu, G. Zhou and S. Zhang, A New Quadratic Boost Converter with High Voltage Step-up Ratio and Reduced Voltage Stress, IPEMC (2012) 1164-1168.

[7] E.H. Ismail, M.A.Saffar and A.J. Fardoun, A family of single-switch PWM converters with High Step-Up Conversion Ratio, IEEE Trans. Circuits and Systems,55(2008)1159-1171.

ประวัติผู้เขียน

นางสาวโสภิดา วัชระสุขโพธิ์ เกิดเมื่อวันที่ 18 มิถุนายน พ.ศ. 2531 เริ่มศึกษาระดับชั้นอนุบาล และชั้นประถมศึกษาจากโรงเรียนอนุบาลนครราชสีมา จังหวัดนครราชสีมา ชั้นมัธยมศึกษาจากโรงเรียนสุรนารีวิทยา จังหวัดนครราชสีมา และสำเร็จการศึกษาระดับปริญญาตรีวิศวกรรมศาสตร์บัณฑิต (วิศวกรรมไฟฟ้า) จากมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี จังหวัดนครราชสีมา เมื่อปีการศึกษา 2554 โดยหลังจากสำเร็จการศึกษาได้รับใบอนุญาตเป็นผู้ประกอบวิชาชีพวิศวกรรมควบคุม ระดับภาคีวิศวกร สาขาวิศวกรรมไฟฟ้ากำลัง และในปีเดียวกันได้เข้าศึกษาต่อในระดับปริญญาโท สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี โดยขณะศึกษาได้ทำหน้าที่เป็นผู้สอนปฏิบัติการของสาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี ในรายวิชาปฏิบัติการวงจรไฟฟ้า และอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ (Circuits & Devices Laboratory) และปฏิบัติการระบบควบคุม (Control System Laboratory) ในระหว่างการทำวิจัยวิทยานิพนธ์ผู้วิจัยมีความสนใจในงานด้าน พลังงานทดแทน การพัฒนาวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบเพิ่มระดับแรงดัน และการประยุกต์เพื่อการขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าสามเฟส ในระหว่างทำวิจัยวิทยานิพนธ์ได้นำเสนอผลงานทางวิชาการ แสดงในภาคผนวก ฉ

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี