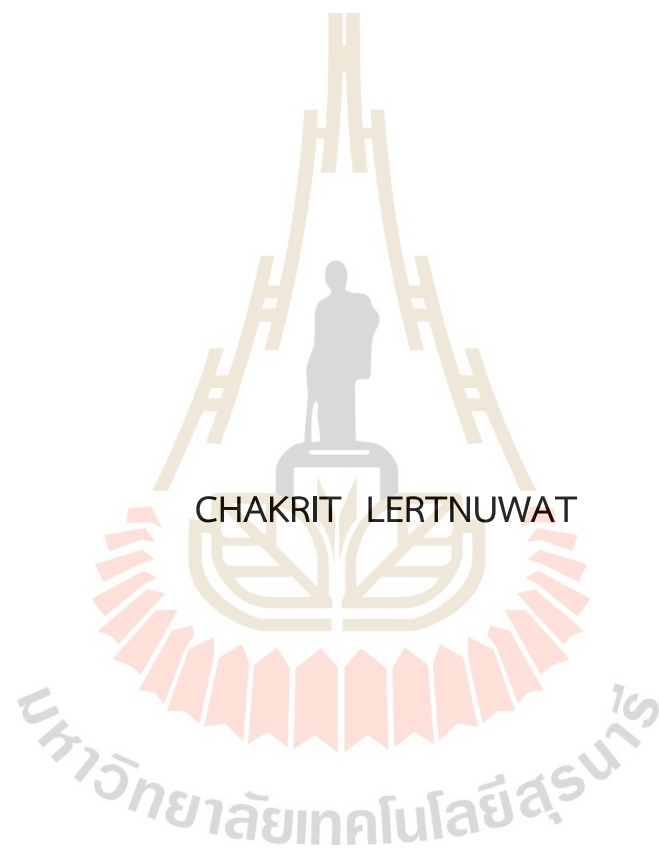


สมรรถนะเหมาะสมที่สุดของระบบเครื่องกำเนิดไฟฟ้ากังหันลม
โดยใช้การควบคุมแบบทำนายและตัวสังเกตสถานะ



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี
ปีการศึกษา 2561

OPTIMAL PERFORMANCE OF THE WIND TURBINE GENERATOR
SYSTEM USING MODEL PREDICTIVE CONTROL AND
STATE OBSERVER

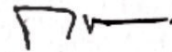


A Thesis Submitted in Partial Fulfillment of the Requirements for the
Degree of Master of Engineering in Electrical Engineering
Suranaree University of Technology
Academic Year 2018

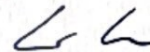
สมรรถนะเหมาะสมที่สุดของระบบเครื่องกำเนิดไฟฟ้ากังหันลมโดยใช้การควบคุมแบบ
ทำนายและตัวสังเกตสถานะ

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี อนุมัติให้นำเป็นวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นส่วนหนึ่งของ
การศึกษาตามหลักสูตรปริญญาโทบริหารธุรกิจ

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์



(รศ. ดร.กานท์ เกิดชื่น)
ประธานกรรมการ



(รศ. ดร.อนันต์ อุ่นศิริไฉย)
กรรมการ (อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์)



(ผศ. ดร.บุญเรือง มะรังศรี)
กรรมการ



(รศ. ดร.ฉัตรชัย โชติษฐียงกูร)
รองอธิบดีฝ่ายวิชาการและประกันคุณภาพ



(รศ. ดร.พรศิริ จงกล)
คณบดีสำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์

ชาคริต เลิศนุวัฒน์ : สมรรถนะเหมาะสมที่สุดของระบบเครื่องกำเนิดไฟฟ้ากังหันลมโดยใช้
การควบคุมแบบทำนายและตัวสังเกตสถานะ (OPTIMAL PERFORMANCE OF THE WIND
TURBINE GENERATOR SYSTEM USING MODEL PREDICTIVE CONTROL AND STATE
OBSERVER) อาจารย์ที่ปรึกษา : รองศาสตราจารย์ ดร. อนันท์ อุ่นศิริไทย์, 190 หน้า

คำสำคัญ : กังหันลม การควบคุมแบบทำนาย ตัวสังเกตสถานะ

งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้นำเสนอสมรรถนะเหมาะสมที่สุดของเครื่องกำเนิดไฟฟ้ากังหันลมโดย
ใช้การควบคุมแบบทำนายและตัวสังเกตสถานะ จะศึกษาเกี่ยวกับพลังงานลมที่เป็นพลังงานทดแทนที่
สามารถหมุนเวียนมาใช้ได้อีก ซึ่งในประเทศไทยมีกระแสลมโดยเฉลี่ยอยู่ในระดับกลางถึงต่ำซึ่งมี
ความเร็วประมาณ 4 - 5 เมตรต่อวินาที ระบบกังหันลมที่มีการเชื่อมต่อวงจรแปลงแรงดันไฟฟ้ามี
สมรรถนะในการใช้งานต่ำ ดังนั้นเพื่อให้เข้าใจปัญหาดังกล่าวจึงทำการศึกษา สืบจากหนังสือและ
งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับระบบกังหันลมและได้ใช้ระบบจำลองกังหันลมที่มีเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเชิงครอนส์
แม่เหล็กถาวรโดยมีส่วนประกอบที่สำคัญแบ่งออกเป็น 4 ส่วนดังนี้ ส่วนแรกคือกังหันลม ส่วนที่สองคือ
เครื่องกำเนิดไฟฟ้าเชิงครอนส์แม่เหล็กถาวร ส่วนที่สามคือ วงจรคอนเวอร์เตอร์ และส่วนสุดท้ายคือกริด
ไฟฟ้า โดยกระแสไฟฟ้าจากวงจรแปลงแรงดันไฟฟ้าหรือวงจรคอนเวอร์เตอร์ทำให้เกิดฮาร์มอนิกหรือ
ทำให้รูปคลื่นกระแสไฟฟ้าผิดเพี้ยนไปจากรูปคลื่นไซน์ ในงานวิจัยนี้ทำการศึกษาใช้งานตัวสังเกต
สถานะของกระแสไฟฟ้าและแรงดัน เพื่อไปปรับปรุงสมรรถนะของกระแสไฟฟ้าให้มีสมรรถนะที่ดีขึ้น
ที่กังหันลมมีกระแสลมที่เข้ามาไม่สม่ำเสมอ เพื่อแก้ปัญหานี้ได้ทำการศึกษาการทำนายระบบกังหันลม
เนื่องจากลมมีความเร็วลมที่ไม่สม่ำเสมอในแต่ละช่วงเวลาการทำนายลมจะทำให้สมรรถนะของ
กระแสไฟฟ้าและแรงดันไฟฟ้ามีความเหมาะสมที่สุดตามสภาวะการทำงานของระบบกังหันลม จากผล
การทดสอบกระแสไฟฟ้าที่มีฮาร์มอนิกสามารถปรับปรุงเป็นกระแสไฟฟ้าโดยใช้วิธีสังเกตสถานะทำให้
กระแสไฟฟ้ามีสมรรถนะที่ดีขึ้นกว่าระบบเดิมที่ไม่ได้ปรับปรุง

CHAKRIT LERTNUWAT : OPTIMAL PERFORMANCE OF THE WIND TURBINE GENERATOR SYSTEM USING MODEL PREDICTIVE CONTROL AND STATE OBSERVER. THESIS ADVISOR : ASSOC. PROF. ANANT OONSIVILAI, Ph.D., 190 PP.

Keyword : STATE OBSERVER/MODEL PREDICTIVE CONTROL/WIND TURBINE

This thesis proposed optimal performance of the wind turbine generator using model predictive control and state observer. I will study about wind energy that is renewable energy that can be used again In Thailand, the average airflow is medium to low, which is about 4 - 5 meters per second. Wind turbine systems that have connected voltage converter circuits have low performance. Therefore, in order to understand such problems, study Exploring from books and research related to wind turbine systems and using a wind turbine simulation system with permanent magnet synchronous generators, with important components divided into 4 parts as follows: The first part is the wind turbine. The second part is Permanent magnet synchronous generator The third part is Converter circuit and the last part is the electric grid by electricity from the voltage converter circuit or the converter circuit causing harmonics or causing the waveform to distort from the sine waveform In this research, study the use of the observed current and voltage status. In order to improve the performance of electricity to have better performance That the wind turbine has uneven airflow to solve this problem, the wind turbine system prediction was studied. Because the wind has uneven air velocity in each period, the wind prediction will make the performance of the electricity and voltage to be the most appropriate according to the working conditions of the wind turbine system. From the results of the test, the harmonic current can be improved into electricity by using the observation method to make the electricity have better performance than the original system that is not updated.

School of Electrical Engineering
Academic Year 2018

Student's Signature Scme
Advisor's Signature LL

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์เล่มนี้สำเร็จลุล่วงได้ด้วยดีเนื่องจากได้รับความช่วยเหลืออย่างยิ่ง ทั้งด้านวิชาการ และด้านการดำเนินงานวิจัย จากบุคลากรและกลุ่มบุคคลต่าง ๆ ได้แก่

รองศาสตราจารย์ ดร. อนันท์ อุ่นศิริไฉย อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ ผู้ให้คำปรึกษา แนะนำ และแนะแนวทางอันเป็นประโยชน์แก่ผู้ทำวิจัยมาโดยตลอด รวมถึงได้ช่วยตรวจทานและแก้ไข รายงานวิทยานิพนธ์ นอกจากนี้ยังมีความเป็นกันเองแก่ผู้วิจัย และเป็นທີ່ปรึกษาที่ดีในทุก ๆ เรื่อง และเป็นแบบอย่างที่ดีในการดำเนินชีวิต

รองศาสตราจารย์ ดร. กานต์ เกิดชื่น อาจารย์สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี ที่ให้คำปรึกษาและข้อเสนอแนะเกี่ยวกับผลงานวิจัย

รองศาสตราจารย์ ดร. เผด็จ เผ่าละออ อาจารย์สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ที่ให้คำปรึกษา แนะนำที่เป็นประโยชน์ต่องานวิจัยและช่วยเหลือผู้วิจัยเสมอมา

ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร. บุญเรือง มะรังศรี อาจารย์สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ที่ให้คำปรึกษา แนะนำที่เป็นประโยชน์ต่องานวิจัยและช่วยเหลือผู้วิจัยเสมอมา

ขอขอบคุณ พี่ ๆ เพื่อน ๆ และน้อง ๆ และบัณฑิตศึกษาทุกท่าน ให้ความช่วยเหลือดูแล แนะนำแนวทางอันเป็นประโยชน์แก่ผู้วิจัยมาโดยตลอด

ขอขอบคุณมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี และสถาบันวิจัยและพัฒนา ที่ให้ทุนสนับสนุน ค่าใช้จ่ายในการศึกษา รวมทั้งการเผยแพร่ผลงานวิจัย

สุดท้ายนี้ ผู้วิจัยขอขอบพระคุณคุณครูทุกท่านที่ให้ความรู้ทั้งในอดีตและปัจจุบัน ขอกราบขอบพระคุณ คุณพ่อหริน เลิศนุวัฒน์ คุณแม่อุทัย เลิศนุวัฒน์ และพี่ชายคุณธาริต เลิศนุวัฒน์ ที่ให้ความรัก ความเอาใจใส่ กำลังใจ การอบรมเลี้ยงดูและการดูแลส่งเสริมทางด้านการศึกษาอย่างดีมาโดยตลอด จนทำให้ผู้วิจัย ประสบความสำเร็จในชีวิตเรื่อยมา

ชาคริต เลิศนุวัฒน์

สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อ (ภาษาไทย).....	ก
บทคัดย่อ (ภาษาอังกฤษ).....	ข
กิตติกรรมประกาศ.....	ค
สารบัญ.....	ง
สารบัญตาราง.....	ช
สารบัญรูป.....	ซ
บทที่	
1 บทนำ	
1.1 ความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 วัตถุประสงค์.....	2
1.3 ข้อยกเว้นเบื้องต้น.....	3
1.4 ขอบเขตงานวิจัย.....	3
1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ.....	3
1.6 การจัดรูปเล่มวิทยานิพนธ์.....	3
2 ปรัชญารวบรวมกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง	
2.1 บทนำ.....	4
2.2 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับระบบกักเก็บลมที่ใช้เครื่องกำเนิดไฟฟ้าเชิงโครนัส.....	4
2.3 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับตัวสังเกตสถานะ.....	6
2.4 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการควบคุมแบบทำนาย.....	7
2.5 สรุป.....	9
3 ทฤษฎีบทที่เกี่ยวข้อง	
3.1 บทนำ.....	10
3.2 กักเก็บลม.....	11
3.2.1 ประเภทของกักเก็บลม.....	14
3.3 เครื่องกำเนิดไฟฟ้าแบบเชิงโครนัส.....	16
3.4 เครื่องกำเนิดไฟฟ้าแบบเชิงโครนัสแม่เหล็กถาวร.....	21
3.5 วงจรไฟฟ้า.....	25
3.5.1 วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบเต็มคลื่น.....	25
3.5.1.1 วงจรเรียงกระแสมีหม้อแปลงแทปกกลาง.....	27
3.5.1.2 วงจรเรียงกระแสแบบบริดจ์.....	28

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
3.5.1.3 วงจรกระแสเต็มคลื่นและวงจรกรองด้วยตัวเก็บประจุ.....	29
3.5.1.4 แรงดันรีปเปิล.....	30
3.5.2 วงจรทรีแรงดันไฟฟ้า.....	32
3.5.3 วงจรอินเวอร์เตอร์สามเฟส.....	38
3.5.4 กริดไฟฟ้า.....	49
3.6 การควบคุมมมุข.....	51
3.7 ตัวสังเกตสถานะ.....	68
3.8 การควบคุมแบบทำนาย.....	76
3.8.1 การทำนาย.....	76
3.8.2 การหาค่าเหมาะสมที่สุดของการทำนาย.....	77
3.9 IEEE 519.....	99
3.9.1 ฮาร์มอนิก.....	99
3.9.2 ประเภทของฮาร์มอนิก.....	99
3.9.2.1 อินเตอร์ฮาร์มอนิก.....	99
3.9.2.2 ฮาร์มอนิกคุณลักษณะ.....	100
3.9.2.3 ฮาร์มอนิกที่ไม่เกิดจากคุณลักษณะ.....	100
3.9.2.4 ฮาร์มอนิกที่หารสามลงตัว.....	100
3.9.2.5 ฮาร์มอนิกเลขคู่และฮาร์มอนิกเลขคี่.....	101
3.9.3 ผลกระทบเมื่อมีฮาร์มอนิกอยู่ในระบบ.....	101
3.9.4 IEEE 519.....	102
3.9.4.1 ฮาร์มอนิกของแรงดันไฟฟ้า.....	103
3.9.4.2 ฮาร์มอนิกของกระแสไฟฟ้า.....	103
4 ผลการจำลอง	
4.1 บทนำ.....	105
4.2 ระบบกักกันลมด้วยเครื่องกำเนิดไฟฟ้าโดยใช้ตัวสังเกตสถานะ และการควบคุมแบบทำนาย.....	105
4.3 ผลการจำลองของระบบกักกันลม.....	110
4.3.1 ผลการจำลองของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าและวงจรไฟฟ้า.....	107
4.3.1.1. สรุป.....	117
4.3.2 ผลการจำลองตัวสังเกตสถานะ.....	118
4.3.2.1 สรุป.....	121
4.3.3 ผลการจำลองกริดโพลและการควบคุมแบบทำนาย.....	118

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
4.3.3.1 สรุป.....	128
4.3.4 ฮาร์โมนิกที่เกิดขึ้นในการจำลอง.....	129
4.3.4.1 สรุป.....	139
4.3.5 ผลการทดลองกั้นลมที่ความเร็วลม 8 เมตรต่อวินาที.....	140
4.3.5.1 สรุป.....	150
5 สรุปและข้อเสนอแนะ	
5.1 สรุป.....	151
5.2 ข้อเสนอแนะ.....	153
รายการอ้างอิง.....	154
ภาคผนวก	
ภาคผนวก ก โปรแกรมการจำลอง.....	157
ภาคผนวก ข บทความทางวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์ในระหว่างศึกษา.....	162
ประวัติผู้เขียน.....	174

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับระบบกักเก็บพลังงานที่ใช้เครื่องกำเนิดไฟฟ้าซิงโครนัส.....	5
2.2 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับตัวส่งเกตสถานะ.....	7
2.3 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการควบคุมแบบทำนาย.....	8
3.1 ค่าสัมประสิทธิ์ของกักเก็บพลังงาน.....	13
3.2 ฮาร์มอนิกของแรงดันไฟฟ้า.....	103
3.3 ฮาร์มอนิกของกระแสไฟฟ้าที่ 120 – 69 kV.....	103
3.4 ฮาร์มอนิกของกระแสไฟฟ้าที่ 69 – 161 kV.....	104
3.5 ฮาร์มอนิกของกระแสไฟฟ้าที่ 161 kV.....	104
4.1 ค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมแบบทำนาย.....	110
4.2 เปรียบเทียบฮาร์มอนิกก่อนและหลังใช้การควบคุมแบบทำนาย.....	138

สารบัญรูป

รูปที่		หน้า
1.1	ศักยภาพพลังงานลมในประเทศไทย.....	2
3.1	การติดตั้งกังหันลมเพื่อผลิตกระแสไฟฟ้า.....	11
3.2	ศักยภาพพลังงานลมแห่งประเทศไทย.....	14
3.3	กราฟแสดงสมรรถนะของกังหันลม ที่มีค่าสูงที่สุด.....	15
3.4	กังหันลมแกนหมุนแนวตั้ง (ด้านซ้าย) กังหันลมแกนหมุนแนวนอน (ด้านขวา).....	15
3.5	การสร้างแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ 3 เฟส จากเครื่องกำเนิดไฟฟ้าซิงโครนัส.....	16
3.6	วงจรสมมูลของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าซิงโครนัส.....	17
3.7	การทดสอบสถานะทดสอบเปิดวงจร (a) และสถานะทดสอบปิดวงจร (b).....	18
3.8	ความสัมพันธ์ที่ได้จากการทดสอบเปิดวงจรและลัดวงจร.....	19
3.9	โครงสร้างของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าแบบซิงโครนัสแม่เหล็กถาวร.....	21
3.10	เฟรมอ้างอิงทั่วไปในแกน α, β	23
3.11	ภาพรวมวงจรไฟฟ้า.....	25
3.12	วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบเต็มคลื่น.....	26
3.13	แรงดันไฟฟ้าดีซีจากวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบเต็มคลื่น.....	26
3.13.1	แรงดันไฟฟ้าดีซีจากวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบเต็มคลื่น.....	27
3.13.2	วงจรเรียงกระแสที่มีหม้อแปลงแทปกกลาง.....	27
3.13.3	วงจรเรียงกระแสแบบบริดจ์.....	28
3.13.4	การทำงานของวงจรเรียงกระแสแบบบริดจ์.....	29
3.13.5	วงจรเรียงกระแสเต็มคลื่นและวงจรกรองด้วยตัวเก็บประจุ.....	30
3.13.6	แรงดันrippleของการเรียงกระแสครึ่งคลื่นและเต็มคลื่น.....	31
3.14	วงจรทวิแรงดันไฟฟ้า.....	32
3.14.1	ทฤษฎีวงจรทวิแรงดันไฟฟ้า.....	33
3.14.2	ทฤษฎีวงจรสมมูลทวิแรงดันไฟฟ้าขณะสวิตช์เปิด.....	33
3.14.3	ทฤษฎีวงจรสมมูลทวิแรงดันไฟฟ้าขณะสวิตช์ปิด.....	34
3.14.4	วงจรภายในและตัวอุปกรณ์ไอซีขั้วเกต TL250.....	37
3.14.5	การต่อการใช้งานเบื้องต้น TL250.....	37
3.15	วงจรอินเวอร์เตอร์.....	38
3.16	สัญญาณเอาต์พุตของวงจรอินเวอร์เตอร์สามเฟส.....	39
3.16.1	วงจรอินเวอร์เตอร์เฟสเดียวเต็มคลื่นแบบบริดจ์.....	39
3.16.2	กระแสไหลดเมื่อไหลดเป็นชนิดตัวเหนี่ยวนำ.....	40

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.16.3 รูปคลื่นสามเหลี่ยมในสัญญาณ PWM.....	42
3.16.4 รูปคลื่นเอาต์พุตในวงจรอินเวอร์เตอร์.....	42
3.16.5 ตัวอย่างฮาร์มอนิกของวงจรอินเวอร์เตอร์.....	43
3.16.6 ตัวอย่างวงจรอินเวอร์เตอร์เฟสเดียวแบบบริดจ์เต็มคลื่น.....	43
3.16.7 สัญญาณพัลส์ PWM.....	44
3.16.8 สัญลักษณ์และวงจรมูลอย่างง่ายของไอจีบีที.....	45
3.16.9 กราฟลักษณะเบื้องต้นของไอจีบีที.....	46
3.16.10 การทำงานของวงจรไอจีบีที.....	46
3.16.11 โครงสร้างไอจีบีที.....	48
3.16.12 แบบจำลองของไอจีบีที.....	49
3.17 กริดไฟฟ้า.....	50
3.18 การควบคุมมุมพิชโดยตัวควบคุมพีไอ.....	52
3.18.1 โหมดการทำงานของความเร็วลมที่ต่างกัน.....	53
3.18.2 ระบบการควบคุมมุมพิช ใบพัดจะถูกควบคุมด้วยมุมพิช.....	54
3.18.3 ระบบขับเคลื่อนแบบแปรผันในศูนย์กลางกังหันลม.....	54
3.18.4 ระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ของตัวปรับระยะพิช.....	56
3.18.5 แบบจำลองใบพัดกังหันลม.....	56
3.18.6 แบบจำลองพลวัตระยะพิชของใบพัดกังหันลม.....	57
3.18.7 แบบจำลองการควบคุมกระแสภายในของตัวควบคุมพิช.....	57
3.18.8 ส่วนประกอบภายในเครื่องกำเนิดไฟฟ้า.....	59
3.18.9 แบบจำลองไดนามิกของโซ่ส่งกำลัง.....	59
3.18.10 ลักษณะแรงบิดของโรเตอร์.....	63
3.18.11 การควบคุมระดับมุมพิชตามตัวควบคุม PI หรือ PD แบบไม่เชิงเส้น.....	64
3.18.12 การคำนวณอัตราการขยายแบบไม่เชิงเส้น A.....	66
3.18.13 เส้นโค้งที่เหมาะสมและข้อมูลข้างต้น.....	67
3.19 ไดอะแกรมของตัวสังเกตสถานะ.....	69
3.20 รายละเอียดไดอะแกรมของตัวสังเกตสถานะ.....	70
3.21 แผนภาพปล้อทกวเปิดของตัวสังเกตสถานะ.....	71
3.22 แผนภาพปล้อทกวปิดของตัวสังเกตสถานะ.....	71
3.23 ผลตอบสนองของระบบลำดับที่หนึ่งถึงลำดับที่สี่.....	73
3.24 ผลการตอบสนองจากบทความที่กล่าวมา.....	75
3.25 ผลตอบสนองการควบคุมเชิงเส้นของ MPC.....	79

สารบัญญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า	
3.26	โครงสร้างการป้องกันของการควบคุมแบบทำนายแบบปกติ [a] โครงสร้างการป้องกันของการควบคุมแบบทำนายแบบมีการทำนาย [b].....	80
3.27	ทฤษฎีการนำขอบเขตมาใช้งาน.....	81
3.28	การตอบสนองแบบวงปิดและการตอบสนองที่ทำนายไว้.....	82
3.29	อินพุตการทำนายในช่วงเวลาการเพิ่มประสิทธิภาพที่ต่อเนื่องกัน.....	84
3.30	การตอบสนองของ LQ ที่ถูกควบคุมแบบเหมาะสม.....	85
3.31	แบบจำลองของตัวต่อต้านการบรรจบและตัวควบคุมอินทิกรัล.....	86
3.32	การตอบสนองของแบบจำลองการควบคุมแบบทำนาย.....	87
3.33	การตอบสนองของแบบจำลองที่ทำนายในวงปิด.....	89
3.34	การตอบสนองที่ทำนายบนรูปปิด.....	90
3.35	การตอบสนองที่ทำนายบนรูปปิด.....	91
3.36	การตอบสนองแบบวงปิดและการป้องกันที่ทำนายไว้.....	92
3.37	อินพุตการทำนายของโหมดคู่.....	93
3.38	การตอบสนองของเงื่อนไขเริ่มต้น.....	96
3.39	การตอบสนองของเงื่อนไขเริ่มต้น.....	97
3.40	การหาค่าเหมาะสมที่สุด.....	97
3.41	สัญญาณคลื่นไซน์และสัญญาณฮาร์มอนิก (ซ้าย) สัญญาณคลื่นไซน์ร่วมกับสัญญาณฮาบบริมอนิก (ขวา).....	99
3.42	กระแสไฟฟ้าที่มีฮาร์มอนิกในสายนิวทรัลในระบบที่โหลดไม่เป็นเชิงเส้น.....	101
4.1	ภาพรวมระบบกักกันลม.....	106
4.2	ภาพรวมระบบกักกันลมในโปรแกรมจำลอง.....	107
4.3	โปรแกรมจำลองตัวสังเกตสถานะ.....	108
4.4	โปรแกรมจำลองการควบคุมแบบทำนาย.....	109
4.5	แผนภาพการควบคุมแบบทำนายที่ใช้ในโปรแกรม.....	110
4.6	แรงดันไฟฟ้าของเครื่องกำเนิดไฟฟ้า.....	111
4.7	แรงดันไฟฟ้าของวงจรเรียงกระแสสามเฟส.....	111
4.8	แรงดันไฟฟ้าของวงจรทวิแรงดันไฟฟ้า.....	112
4.9	แรงดันไฟฟ้าของวงจรอินเวอร์เตอร์.....	112
4.10	กระแสไฟฟ้าสนามของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าก่อนใช้ตัวสังเกตสถานะ.....	113
4.11	กระแสไฟฟ้าสนามของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าหลังใช้ตัวสังเกตสถานะ.....	113
4.12	สัญญาณเอาต์พุตของการควบคุมแบบทำนาย.....	114
4.13	แรงดันไฟฟ้าที่กริดโหลด.....	114

สารบัญญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.14	กระแสไฟฟ้าที่กริดโหนด.....115
4.15	กระแสไฟฟ้าเฉลี่ยกำลังสอง (RMS) ของเฟส A ที่กริดโหนด.....115
4.16	กระแสไฟฟ้าเฉลี่ยกำลังสอง (RMS) ของเฟส B ที่กริดโหนด.....116
4.17	กระแสไฟฟ้าเฉลี่ยกำลังสอง (RMS) ของเฟส C ที่กริดโหนด.....116
4.18	กระแสไฟฟ้าสนามของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าก่อนใช้ตัวส่งเกิดสถานะ.....118
4.19	กระแสไฟฟ้าสนามของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าหลังใช้ตัวส่งเกิดสถานะ.....118
4.20	กระแสไฟฟ้าสนามของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าก่อนใช้ตัวส่งเกิดสถานะ.....119
4.21	กระแสไฟฟ้าสนามของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าหลังใช้ตัวส่งเกิดสถานะ.....119
4.22	กระแสไฟฟ้าสนามของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าก่อนใช้ตัวส่งเกิดสถานะ.....120
4.23	กระแสไฟฟ้าสนามของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าหลังใช้ตัวส่งเกิดสถานะ.....120
4.24	สัญญาณเอาต์พุตของการควบคุมแบบทำนาย.....122
4.25	สัญญาณเอาต์พุตของการควบคุมแบบทำนาย.....123
4.26	สัญญาณเอาต์พุตของการควบคุมแบบทำนาย.....123
4.27	แรงดันไฟฟ้าที่กริดโหนดที่ความเร็วลม 1 เมตรต่อวินาที.....124
4.28	แรงดันไฟฟ้าที่กริดโหนดที่ความเร็วลม 2.5 เมตรต่อวินาที.....124
4.29	แรงดันไฟฟ้าที่กริดโหนดที่ความเร็วลม 4 เมตรต่อวินาที.....125
4.30	กระแสไฟฟ้าที่กริดโหนดที่ความเร็วลม 1 เมตรต่อวินาที.....125
4.31	กระแสไฟฟ้าที่กริดโหนดที่ความเร็วลม 2.5 เมตรต่อวินาที.....126
4.32	กระแสไฟฟ้าที่กริดโหนดที่ความเร็วลม 4 เมตรต่อวินาที.....126
4.33	กระแสไฟฟ้าเฉลี่ยกำลังสอง (RMS) ของเฟส A ที่กริดโหนด.....127
4.34	กระแสไฟฟ้าเฉลี่ยกำลังสอง (RMS) ของเฟส B ที่กริดโหนด.....127
4.35	กระแสไฟฟ้าเฉลี่ยกำลังสอง (RMS) ของเฟส C ที่กริดโหนด.....128
4.36	ฮาร์มอนิกเฟส A ที่ความเร็วลม 1 เมตรต่อวินาทีก่อนใช้การควบคุมแบบทำนาย.....129
4.37	ฮาร์มอนิกเฟส B ที่ความเร็วลม 1 เมตรต่อวินาทีก่อนใช้การควบคุมแบบทำนาย.....130
4.38	ฮาร์มอนิกเฟส C ที่ความเร็วลม 1 เมตรต่อวินาทีก่อนใช้การควบคุมแบบทำนาย.....130
4.39	ฮาร์มอนิกเฟส A ที่ความเร็วลม 2.5 เมตรต่อวินาทีก่อนใช้การควบคุมแบบทำนาย.....131
4.40	ฮาร์มอนิกเฟส B ที่ความเร็วลม 2.5 เมตรต่อวินาทีก่อนใช้การควบคุมแบบทำนาย.....131
4.41	ฮาร์มอนิกเฟส C ที่ความเร็วลม 2.5 เมตรต่อวินาทีก่อนใช้การควบคุมแบบทำนาย.....132
4.42	ฮาร์มอนิกเฟส A ที่ความเร็วลม 4 เมตรต่อวินาทีก่อนใช้การควบคุมแบบทำนาย.....132
4.43	ฮาร์มอนิกเฟส B ที่ความเร็วลม 4 เมตรต่อวินาทีก่อนใช้การควบคุมแบบทำนาย.....133
4.44	ฮาร์มอนิกเฟส C ที่ความเร็วลม 4 เมตรต่อวินาทีก่อนใช้การควบคุมแบบทำนาย.....133
4.45	ฮาร์มอนิกเฟส A ที่ความเร็วลม 1 เมตรต่อวินาทีหลังใช้การควบคุมแบบทำนาย.....134

สารบัญรูป (ต่อ)

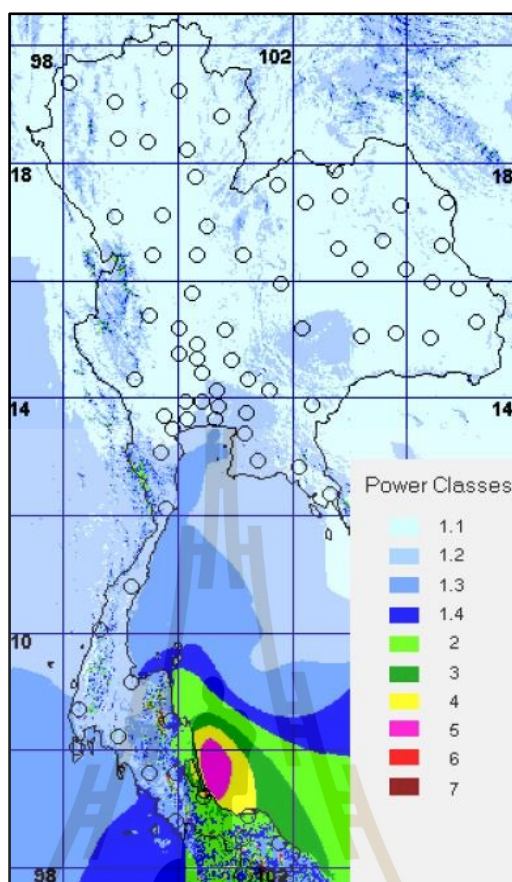
รูปที่	หน้า
4.46 ฮาร์มอนิกเฟส B ที่ความเร็วลม 1 เมตรต่อวินาทีหลังใช้การควบคุมแบบทำนาย.....	134
4.47 ฮาร์มอนิกเฟส C ที่ความเร็วลม 1 เมตรต่อวินาทีหลังใช้การควบคุมแบบทำนาย.....	135
4.48 ฮาร์มอนิกเฟส A ที่ความเร็วลม 2.5 เมตรต่อวินาทีหลังใช้การควบคุมแบบทำนาย.....	135
4.49 ฮาร์มอนิกเฟส B ที่ความเร็วลม 2.5 เมตรต่อวินาทีหลังใช้การควบคุมแบบทำนาย.....	136
4.50 ฮาร์มอนิกเฟส C ที่ความเร็วลม 2.5 เมตรต่อวินาทีหลังใช้การควบคุมแบบทำนาย.....	136
4.51 ฮาร์มอนิกเฟส A ที่ความเร็วลม 4 เมตรต่อวินาทีหลังใช้การควบคุมแบบทำนาย.....	137
4.52 ฮาร์มอนิกเฟส B ที่ความเร็วลม 4 เมตรต่อวินาทีหลังใช้การควบคุมแบบทำนาย.....	137
4.53 ฮาร์มอนิกเฟส C ที่ความเร็วลม 4 เมตรต่อวินาทีหลังใช้การควบคุมแบบทำนาย.....	138
4.54 แรงดันไฟฟ้าของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าที่ความเร็วลมที่ 8 เมตรต่อวินาที.....	140
4.55 แรงดันไฟฟ้าของวงจรเรียงกระแสที่ความเร็วลมที่ 8 เมตรต่อวินาที.....	141
4.56 แรงดันไฟฟ้าของวงจรทวิแรงดันไฟฟ้าที่ความเร็วลมที่ 8 เมตรต่อวินาที.....	141
4.57 แรงดันไฟฟ้าของอินเวอร์เตอร์ที่ความเร็วลมที่ 8 เมตรต่อวินาที.....	142
4.58 กระแสไฟฟ้าสนามก่อนใช้ตัวสังเกตสถานะที่ความเร็วลมที่ 8 เมตรต่อวินาที.....	142
4.59 กระแสไฟฟ้าสนามหลังใช้ตัวสังเกตสถานะที่ความเร็วลมที่ 8 เมตรต่อวินาที.....	143
4.60 แรงดันไฟฟ้าที่กริดโพลดก่อนการควบคุมแบบทำนาย.....	143
4.61 แรงดันไฟฟ้าที่กริดโพลดหลังการควบคุมแบบทำนาย.....	144
4.62 กระแสไฟฟ้าที่กริดโพลดก่อนการควบคุมแบบทำนาย.....	144
4.63 กระแสไฟฟ้าที่กริดโพลดหลังการควบคุมแบบทำนาย.....	145
4.64 กระแสไฟฟ้าที่กริดโพลดเฟส A ที่ความเร็วลมที่ 8 เมตรต่อวินาที.....	145
4.65 กระแสไฟฟ้าที่กริดโพลดเฟส B ที่ความเร็วลมที่ 8 เมตรต่อวินาที.....	146
4.66 กระแสไฟฟ้าที่กริดโพลดเฟส C ที่ความเร็วลมที่ 8 เมตรต่อวินาที.....	146
4.67 ฮาร์มอนิกเฟส A ที่ความเร็วลม 8 เมตรต่อวินาทีก่อนใช้การควบคุมแบบทำนาย.....	147
4.68 ฮาร์มอนิกเฟส B ที่ความเร็วลม 8 เมตรต่อวินาทีก่อนใช้การควบคุมแบบทำนาย.....	147
4.69 ฮาร์มอนิกเฟส C ที่ความเร็วลม 8 เมตรต่อวินาทีก่อนใช้การควบคุมแบบทำนาย.....	148
4.70 ฮาร์มอนิกเฟส A ที่ความเร็วลม 8 เมตรต่อวินาทีหลังใช้การควบคุมแบบทำนาย.....	148
4.71 ฮาร์มอนิกเฟส B ที่ความเร็วลม 8 เมตรต่อวินาทีหลังใช้การควบคุมแบบทำนาย.....	149
4.72 ฮาร์มอนิกเฟส C ที่ความเร็วลม 8 เมตรต่อวินาทีหลังใช้การควบคุมแบบทำนาย.....	149

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความสำคัญของปัญหา

ในปัจจุบันพลังงานทดแทน (Renewable Energy) มีบทบาทสำคัญต่อชีวิตประจำวันมาก เนื่องจากพลังงานที่มนุษย์ใช้ประโยชน์ทุกวันนี้ มีอัตราการใช้พลังงานเพิ่มสูงขึ้นประมาณ 2 เท่าเมื่อเทียบกับการใช้พลังงานเมื่อ 30 ปีก่อน ในขณะที่เชื้อเพลิงน้ำมันและก๊าซธรรมชาติที่มีสำรองอยู่นั้น คาดว่าจะเพียงพอให้ใช้ได้ไปอีกประมาณ 100 ปี ส่วนถ่านหินที่ใช้เป็นเชื้อเพลิงในโรงงานผลิตกระแสไฟฟ้าคาดการณ์ว่าจะมีสำรองให้ได้อีกเพียง 500 ปีเท่านั้น แต่เมื่อมีการอัตราการใช้พลังงานที่เพิ่มขึ้นอย่างทวีคูณเช่นนี้ ไม่แน่ว่าปริมาณเชื้อเพลิงอาจหมดไปก่อนเวลาที่คาดการณ์ไว้ก็เป็นได้ นี่จึงเป็นเหตุผลที่ต้องมองหาแหล่งพลังงานทดแทนสำรองไว้ และสาเหตุสำคัญที่ทำให้การใช้พลังงานที่เพิ่มสูงขึ้นนั้นมาจากสาเหตุแรกคือการเพิ่มจำนวนของประชากรโลกซึ่งยังคงมีอัตราเพิ่มสูงขึ้นทุก ๆ ปี สาเหตุที่สองคือความก้าวหน้าทางเทคโนโลยี โดยเฉพาะทางด้านคมนาคมมีการผลิตยานพาหนะมาเป็นจำนวนมากโดยกลุ่มประเทศที่กำลังพัฒนาจะใช้มากที่สุด ส่วนกลุ่มประเทศที่พัฒนาแล้วเริ่มหันกลับไปใช้การเดินทางด้วยการเดินหรือปั่นจักรยานแทนแล้ว นอกจากนี้อุปกรณ์ไฟฟ้าต่าง ๆ มีผลทำให้อุณหภูมิของโลกเพิ่มสูงขึ้นด้วย สาเหตุที่สามคือ พฤติกรรมการใช้พลังงานของมนุษย์ ถือเป็นตัวแปรสำคัญที่ทำให้ทรัพยากรแทบทุกด้านลดลงอย่างทวีคูณ ดังนั้นเราจึงศึกษาเกี่ยวกับพลังงานทดแทน ซึ่งพลังงานทดแทนมีความหมายอย่างง่ายว่า “พลังงานที่ใช้แทนน้ำมันเชื้อเพลิง” โดยสามารถแบ่งออกเป็น 2 ประเภทคือ พลังงานทดแทนที่ใช้แล้วหมดไป เช่น ถ่านหิน ก๊าซธรรมชาติ ฯลฯ และพลังงานทดแทนที่สามารถหมุนเวียนมาใช้ได้อีก เช่น พลังงานแสงอาทิตย์ ลม ชีวมวล น้ำ ฯลฯ ในโครงร่างวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะศึกษาเกี่ยวกับพลังงานลม (Wind Energy) ซึ่งพลังงานลมเป็นพลังงานที่สะอาดมีอยู่ให้ใช้ทั่วไปโดยไม่มีวันหมด เนื่องจากประเทศไทยตั้งอยู่บนเส้นศูนย์สูตรดังนั้นลมที่เกี่ยวข้องกับภูมิภาคของประเทศไทยคือ ลมประจำปี ลมประจำฤดู และลมประจำเวลา แต่ลมประจำปีจะไม่สามารถนำมาใช้ประโยชน์ได้มากนัก ลมประจำฤดูเป็นลมที่พัดตามฤดูกาลหรือเรียกว่าลมมรสุม ซึ่งจะแบ่งเป็น 2 ช่วงคือ ลมมรสุมฤดูร้อนพัดจากแนวทิศใต้และตะวันตกเฉียงใต้ซึ่งอยู่ในช่วงมิถุนายน – สิงหาคม ลมมรสุมฤดูหนาวพัดจากแนวทิศเหนือและตะวันออกเฉียงเหนือซึ่งอยู่ในช่วงธันวาคม – กุมภาพันธ์ และลมประจำเวลาเป็นลมที่เกิดขึ้น เนื่องจากการเปลี่ยนแปลงความกดอากาศระหว่าง 2 บริเวณในระยะเวลาสั้นๆ ได้แก่ ลมบก ลมภูเขาและลมหุบเขา บริเวณที่อยู่ตามชายฝั่งจะได้รับอิทธิพลของลมบก และลมทะเลสูงมาก จากภูมิประเทศของประเทศไทยทำให้ทราบว่าความเร็วลมเฉลี่ยของประเทศจะอยู่ในระดับกลางถึงต่ำซึ่งมีความเร็วต่ำกว่า 4-5 เมตรต่อวินาที (สมาคมพลังงานทดแทน, 2560)



รูปที่ 1.1 ศักยภาพพลังงานลมในประเทศไทย
(ที่มา : <http://www2.dede.go.th/renew/Twm/main.htm>)

จากปัญหาและข้อจำกัดที่เกี่ยวกับพลังงานลม การใช้วิธีการควบคุมแบบทำนายและตัวสังเกตสถานะจึงเป็นวิธีหนึ่งที่จะช่วยเพิ่มสมรรถนะของพลังงานลมได้ โดยเฉพาะการศึกษาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์จึงเป็นวิธีที่ช่วยควบคุมกระแสไฟฟ้าของระบบกังหันลมได้ดียิ่งขึ้น โดยข้อมูลจากแบบจำลองนำมาใช้กับตัวสังเกตสถานะสามารถนำไปใช้ในการควบคุมกระแสไฟฟ้าสนามเพื่อทำให้สมรรถนะของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าดีขึ้นและการควบคุมแบบทำนายจะสามารถลดฮาร์มอนิกซ์ที่เกิดจากวงจรไฟฟ้าต่าง ๆ แต่ในระบบกังหันลมอื่น ๆ สามารถอาศัยแนวคิดและวิธีการควบคุมจากการศึกษานี้ไปใช้เป็นแนวทางการศึกษาได้ต่อไป

1.2 วัตถุประสงค์

1.2.1 เพื่อศึกษากังหันลม โครงสร้างเครื่องกำเนิดไฟฟ้า วงจรไฟฟ้า และกริดไฟฟ้า เพื่อทำให้ระบบกังหันลมมีสมรรถนะเพิ่มขึ้น

1.2.2 เพื่อศึกษาการหาค่าเหมาะสมที่สุดเกี่ยวกับตัวสังเกตสถานะ เพื่อทำให้กระแสไฟฟ้าสนามมีสมรรถนะเพิ่มขึ้น

1.2.3 เพื่อศึกษาการหาค่าเหมาะสมที่สุดการควบคุมแบบทำนาย เพื่อให้กระแสไฟฟ้ามีฮาร์มอนิกลดลง

1.3 ข้อตกลงเบื้องต้น

1.3.1 กำหนดความเร็วลมคงที่ 1, 2.5 และ 4 เมตรต่อวินาที

1.3.2 ตัวสังเกตสถานะจะใช้หลักเกณฑ์ของอักเคอร์แมน (Ackerman's Formula)

1.4 ขอบเขตงานวิจัย

1.4.1 วิเคราะห์ด้วยตัวสังเกตสถานะ เพื่อเพิ่มสมรรถนะของระบบกังหันลม

1.4.2 วิเคราะห์การควบคุมแบบทำนาย เพื่อลดฮาร์มอนิกของระบบกังหันลม

1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

1.5.1 ได้องค์ความรู้เกี่ยวกับระบบกังหันลม เครื่องกำเนิดไฟฟ้าแบบซิงโครนัสและแบบแม่เหล็กถาวร และวงจรไฟฟ้าที่ใช้กับระบบกังหันลม

1.5.2 ได้องค์ความรู้เกี่ยวกับการหาค่าเหมาะสมที่สุดของตัวสังเกตสถานะ และการควบคุมแบบทำนาย ที่นำมาประยุกต์ใช้กับระบบกังหันลม

1.5.3 ได้องค์ความรู้เกี่ยวกับฮาร์มอนิกที่เกิดจากระบบกังหันลม

1.6 การจัดรูปเล่มวิทยานิพนธ์

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ประกอบไปด้วยทั้งหมด 5 บทดังนี้

บทที่ 1 เป็นบทนำซึ่งจะกล่าวถึงความสำคัญของปัญหา วัตถุประสงค์ และเป้าหมายของงานวิจัยวิทยานิพนธ์ ตลอดจนขอบเขตและประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับจากงานวิจัยนี้

บทที่ 2 กล่าวถึงการสำรวจปริทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง เพื่อให้ทราบถึงแนวทางและวิธีการแก้ปัญหาต่าง ๆ ของงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง โดยผลจากการค้นคว้าจะใช้เป็นแนวทางสำหรับการประยุกต์และพัฒนาเข้ากับงานวิจัยนี้

บทที่ 3 กล่าวถึงทฤษฎีต่าง ๆ ที่เกี่ยวข้องกับงานวิจัยวิทยานิพนธ์ซึ่งประกอบด้วย กังหันลม เครื่องกำเนิดไฟฟ้า วงจรไฟฟ้าต่าง ๆ กริดไฟฟ้า ตัวสังเกตสถานะ และการควบคุมแบบทำนาย

บทที่ 4 อธิบายถึงโปรแกรมการจำลองของระบบกังหันลม พร้อมผลการจำลองทั้งหมด

บทที่ 5 เป็นบทสรุปและข้อเสนอแนะ

ภาคผนวก ก แสดงตัวโปรแกรมทั้งหมดของการจำลองนี้

ภาคผนวก ข การรวบรวมผลงานที่ได้รับการแพร่งานวิจัยวิทยานิพนธ์ในขณะที่กำลังศึกษา

บทที่ 2

ปริทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

2.1 บทนำ

งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้มีวัตถุประสงค์หลักคือ การหาค่าเหมาะสมที่สุดสำหรับกังหันลมด้วยเครื่องกำเนิดไฟฟ้าแบบซิงโครนัส โดยใช้การควบคุมแบบทำนายและตัวสังเกตสถานะ ด้วยเหตุนี้การสำรวจปริทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง จึงเป็นจุดเริ่มต้นสำคัญของการทำวิจัยวิทยานิพนธ์ เนื่องจากงานวิจัยทางด้านนี้มีการพัฒนาวิธีการเพิ่มศักยภาพต่าง ๆ อย่างต่อเนื่องตั้งแต่อดีตถึงปัจจุบัน ซึ่งในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้เลือกวิธีการเพิ่มศักยภาพด้วยวิธีการควบคุมแบบทำนายและตัวสังเกตสถานะซึ่งเป็นวิธีการหนึ่งที่ทำให้ระบบกังหันลมมีสมรรถนะและเสถียรภาพเพิ่มมากขึ้น ดังนั้นในการสำรวจปริทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้องจึงสามารถแบ่งออกเป็น 3 ส่วนหลักๆ คืองานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับระบบกังหันลมที่ใช้เครื่องกำเนิดไฟฟ้าซิงโครนัส งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับตัวสังเกตสถานะ และงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการควบคุมแบบทำนาย โดยการสำรวจผลงานวิจัยทั้ง 3 ส่วนดังกล่าวในข้างต้นผู้ทำวิจัยได้นำเสนอรูปแบบของตารางที่แสดงปีที่พิมพ์ คณะผู้ทำวิจัย รวมถึงอธิบายถึงสาระสำคัญที่ได้ในแต่ละงานวิจัยพอสังเขป นอกจากนี้ผู้วิจัยได้นำเสนอภาพรวมปริทัศน์วรรณกรรมที่เกี่ยวข้องทั้งหมดในส่วนของการสรุปนี้

2.2 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับระบบกังหันลมที่ใช้เครื่องกำเนิดไฟฟ้าซิงโครนัส

โดยหัวข้อนี้จะนำเสนอผลการสำรวจบทความที่เกี่ยวกับระบบกังหันลมที่ใช้เครื่องกำเนิดไฟฟ้าซิงโครนัส เพื่อศึกษาระบบการทำงานและโครงสร้างของระบบกังหันลมและทั้งนี้จะนำเสนอการเพิ่มสมรรถนะและเสถียรภาพของระบบกังหันลม ดังแสดงไว้ในตารางที่ 2.1

ตารางที่ 2.1 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับระบบกักกันลมที่ใช้เครื่องกำเนิดไฟฟ้าซิงโครนัส

ปีที่ตีพิมพ์ (ค.ศ.)	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
2007	Hanafy H.H., Hallouda M. M. and Yassin H.M.	บทความนี้แนะนำเสนอขั้นตอนการเพิ่มประสิทธิภาพของวิธีการติดตามจุดกำลังไฟฟ้าสูงสุดสำหรับระบบสร้างกระแสไฟฟ้าแบบซิงโครนัสแม่เหล็กถาวรโดยตรง โดยการควบคุมแบบเชิงฟีดแบ็กเพื่อควบคุมตัวแปลงความถี่โดยใช้ตัวควบคุม PI เพื่อให้ได้ระบบติดตามจุดสูงสุด โดยการออกแบบเพิ่มประสิทธิภาพสำหรับตัวแปลงความถี่โดยใช้เทคนิค BBO จะได้รับการแก้ไขโดยการเพิ่มประสิทธิภาพทางชีววิทยาและอัลกอริทึม (แบบละเอียด)
2011	Coatea M., Karoly T. and Vladu E.	บทความนี้แนะนำเสนอการออกแบบระบบกักกันลมที่สามารถกำหนดโหลดและกำลังของระบบได้โดยใช้พลศาสตร์ของไหลเชิงคำนวณหรือการวิเคราะห์องค์ประกอบเพื่อให้ได้ผลลัพธ์ที่มีประสิทธิภาพดียิ่งขึ้น
2013	Du S., Su J. and Ye H.	บทความนี้แนะนำเสนอการสร้างแบบจำลองของระบบแปลงพลังงานลมด้วยเครื่องกำเนิดไฟฟ้าซิงโครนัสแบบแม่เหล็กถาวร (PMSG) โดยใช้วงจรแปลงแรงดันไฟฟ้าแบบกลับไปกลับมา (VSC) ได้รับการจำลอง 3 แบบคือแบบละเอียด แบบสลับ และแบบเฉลี่ย โดยใช้ระบบกักกันลมที่ถูกพัฒนาแล้วในการจำลองสถานการณ์ โดยผลการจำลองรูปแบบรายละเอียดและสวิตช์ของ VSC มีการทำงานที่มีประสิทธิภาพมากที่สุด
2015	Ghosh S., Panda G. K. and Saha P. K.	บทความนี้แนะนำเสนอการจำลองอัลกอริทึมควบคุมของระบบกักกันลมแบบ PMSG ที่เชื่อมต่อกับกริดโพล เป็นกักกันลมแบบใช้พลังงานโดยตรงไม่มีกระปุกเกียร์ระหว่างกักกันลมกับเพลาโรเตอร์เพื่อหลีกเลี่ยงการสูญเสียพลังงานเชิงกลที่เกิดจากกระปุกเกียร์ เนื่องจากพลังงานได้จากระบบกักกันลมนี้จะเป็นพลังงานที่หมุนเวียนที่ไม่ต่อเนื่องจึงมีการใช้การควบคุมทางด้านเครื่องจักรกลและการควบคุมด้านกริดโพลจึงทำให้ผลลัพธ์มีประสิทธิภาพเพิ่มมากขึ้น

ตารางที่ 2.1 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับระบบกักเก็บพลังงานที่ใช้เครื่องกำเนิดไฟฟ้าซิงโครนัส (ต่อ)

ปีที่ตีพิมพ์ (ค.ศ.)	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
2015	Camara M. B., Camara M. S., Dakyo B. and Gualous H.,	บทความนี้นำเสนอกลยุทธ์การสร้างแบบจำลองและการควบคุมของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าซิงโครนัสแบบแม่เหล็กถาวร (PMSG) ที่เชื่อมต่อกับแบตเตอรี่ลิเธียม ไอออนเพื่อชดเชยพลังงานที่ไม่ต่อเนื่องจากฟาร์มกังหันลม และยังมี การวางจรรยาไฟฟ้า back-to-back และ buck-boost ในด้านของแบตเตอรี่ การควบคุมนี้จะมุ่งเน้นไปที่การติดตามจุดสูงสุดของพลังงาน (MPPT) สำหรับการควบคุมความเร็วของ PMSG , มีการจัดการแรงดันไฟฟ้า DC และการควบคุมพลังงานของแบตเตอรี่ เพื่อให้ผลลัพธ์ที่ได้ทางด้านเอาท์พุทมีประสิทธิภาพเพิ่มมากขึ้น

2.3 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับตัวสังเกตสถานะ

งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับตัวสังเกตสถานะกับระบบกักเก็บพลังงาน มีผู้วิจัยจำนวนมากได้ทำการเสนอ ดังแสดงในตารางที่ 2.2



ตารางที่ 2.2 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับตัวสังเกตสถานะ

ปีที่ตีพิมพ์ (ค.ศ.)	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
2003	Kyriakides E. and Heydt G. T.	บทความนี้นำเสนอวิธีการระบุพารามิเตอร์เครื่องกำเนิดไฟฟ้าแบบซิงโครนัส มีการออกแบบผู้สังเกตการณ์สำหรับการประมาณค่ากระแสไฟฟ้ากระแสชาก ผู้สังเกตการณ์จะใช้วิธี GUI เพื่อหาเงื่อนไขความผิดพลาดของเครื่องจักรและดำเนินการแก้ไข เพื่อให้มีความน่าเชื่อถือเพิ่มมากขึ้น
2010	Chunyan L., Xiangyi C. and Xiaoming Z.	บทความนี้นำเสนอการออกแบบเครื่องกำเนิดไฟฟ้ากระแสสลับสลิปสองเฟสสำหรับการระบุพารามิเตอร์และการใช้แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ เพื่อให้ได้รูปแบบการออกผู้สังเกตการณ์จะถูกใช้เป็นการประมาณเพื่อระบุพารามิเตอร์ที่มีความเชื่อมั่นสูง
2011	Chafouk H. and Trinh D. H.	บทความนี้เสนอการแก้ปัญหาของการวิเคราะห์ความผิดพลาดของกระแส ไฟฟ้าและการแยก FDI ของเครื่องกำเนิดไฟฟ้า PMSG โดยใช้ตัวกรองการสังเกตการณ์ของคาลมานเพื่อตรวจจับความผิดพลาดของเซ็นเซอร์กระแสไฟฟ้าของระบบกังหันลม
2015	Llano D. and McMahan R.	บทความนี้เสนอผู้สังเกตการณ์เกี่ยวกับแรงบิดของเวลาแบบไม่ต่อเนื่องและตัวกรอง H_∞ เพื่อประเมินความเร็วของโรเตอร์และตำแหน่งของเครื่องจักรแม่เหล็กถาวร นอกจากนี้อัลกอริทึมการติดตามจุดรับพลังงานสูงสุดแบบวนซ้ำจะเสนอให้มีประสิทธิภาพสูงสุดสำหรับอุปกรณ์
2017	Nan W. and Xiaoming Z.	บทความนี้นำเสนอวิธีสังเกตการณ์ที่ปรับปรุงใหม่ได้รับการออกแบบมาประมาณกระแสไฟฟ้าของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าซิงโครนัส เมื่อเกิดความผิดพลาด ผู้สังเกตการณ์จะปรับปรุงใหม่ให้มีความแม่นยำสูงขึ้น นอกจากนี้การเลือกค่าเริ่มต้นโดยมีโดเมนความเสถียรภาพแบบสัมบูรณ์ที่ทำให้เกิดความผิดพลาดน้อยลง

2.4 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการควบคุมแบบทำนาย

งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการควบคุมแบบทำนายกับระบบกังหันลม มีผู้วิจัยจำนวนมากได้ทำการเสนอ ดังแสดงในตารางที่ 2.3

ตารางที่ 2.3 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการควบคุมแบบทำนาย

ปีที่ตีพิมพ์ (ค.ศ.)	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
2015	Liu X., Yan Y. and Zhang Y.	บทความนี้นำเสนอการควบคุมการทำนายแบบจำลองแบบกระจาย (MPC) สำหรับการควบคุมความถี่โหลด (LFC) ของระบบไฟฟ้าที่เชื่อมต่อกันซึ่งมีผลในการทำงานของกังหันลม ดังนั้น MPC จะทำให้ระบบมีประสิทธิภาพเพิ่มขึ้น
2016	Faille D., Gionfra N., Loevenbruck P., Siguerdidjane H. and Sandou G.	บทความนี้นำเสนอการควบคุมกังหันลมสำหรับปัญหาทั่วไปในการติดตามพลังงานที่ถูกอ้างอิงโดยใช้เทคนิค FL และ MPC ของระบบไม่เชิงเส้นที่ข้อจำกัดทางกายภาพ ตัวควบคุมนี้ช่วยให้ติดตามการอ้างอิงกำลังไฟฟ้าโดยทั่วไปและทำให้มีประสิทธิภาพเพิ่มขึ้น
2016	Abbod M., Al-Toma S. A. and Taylor A. G.	บทความนี้นำเสนอการสร้างแบบจำลองและการวิเคราะห์ของกลยุทธ์การควบคุมใหม่สำหรับกังหันลมความเร็วลมแปรผันโดยใช้ PMSG ที่เชื่อมต่อกับกริด ตัวควบคุมได้ออกแบบสำหรับ MPPT เพื่อให้สามารถดึงพลังงานลมได้มากโดยใช้ตัวควบคุม PI และ MPC เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพ
2016	Abdelrahem M., Mobarak M. H. and Kennel R.	บทความนี้เสนอชุดควบคุมแบบจำกัด (FCS-MPC) สำหรับการขับเคลื่อนแรงดันต่ำผ่าน VRT การเพิ่มประสิทธิภาพของ DFIGs ในระบบกังหันลมความเร็วสูงแบบแปรผัน โดยระบบนี้เสนอสถานะที่ไม่ต่อเนื่องของตัวแปลงและคำนึงถึงประสิทธิภาพของตัวแปลงสัญญาณในอนาคตสำหรับแต่ละช่วงการสุ่ม จากนั้นจึงเลือกดำเนินการเปลี่ยนค่าที่เหมาะสม
2016	Blaabjerg F., Bak Y., Lee J.S. and Lee K.B.	บทความนี้เสนอวิธีควบคุมแบบวิธีการควบคุมแบบทำนาย MPC สำหรับวงจรเรียงกระแสของเวียนนาที่ใช้ WTS กับ PMSG เมื่อพิจารณาเวกเตอร์แรงดันไฟฟ้าแปดตัวที่เป็นไปได้ของวงจร เมื่อประสิทธิภาพของวิธี MPC เวกเตอร์แรงดันไฟฟ้าที่เหมาะสมสำหรับการลดค่าระลอกของกระแสไฟฟ้า PMSG ดังนั้นประสิทธิภาพจึงเพิ่มขึ้น

ตารางที่ 2.3 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการควบคุมแบบทำนาย (ต่อ)

ปีที่ตีพิมพ์ (ค.ศ.)	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
2016	Al-Othman A.K., Alsharidah M.E., Ahmed N.A. and Alajmi B.N.	บทความนี้นำเสนอการควบคุมแบบทำนายสำหรับวงจรกรองกำลังแบบแอคทีฟในโหลดที่ไม่เชิงเส้นด้วยการใช้แกนอ้างอิงแบบซิงโครนัส และการใช้ SVPWM โดยวิธีนี้จะทำให้ระบบที่มีฮาร์มอนิกที่เกิดจากวงจรไฟฟ้าอินเวอร์เตอร์มีค่าลดลงและทำให้ฮาร์มอนิกของกระแสไฟฟ้าลดลงด้วย

2.5 สรุป

ปริทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้องที่ได้นำเสนอในบทที่ 2 เป็นผลงานวิจัยที่มีความสำคัญต่อวิทยานิพนธ์นี้เป็นอย่างยิ่งคือ ได้นำเอาแนวคิดเกี่ยวกับเครื่องกำเนิดไฟฟ้าซิงโครนัสที่มีการใช้แบบจำลองทางคณิตศาสตร์เพื่อปรับปรุงสมรรถนะของกระแสไฟฟ้าให้ดีขึ้น แนวคิดตัวสังเกตสถานะที่ประมาณค่าต่าง ๆ เช่น กระแสไฟฟ้า แรงดันไฟฟ้า และความเร็วโรเตอร์เป็นต้น และนำกลับมาปรับปรุงแก้ไขเพื่อให้ค่าต่าง ๆ มีสมรรถนะดีขึ้น แนวคิดการควบคุมแบบทำนายซึ่งควบคุมสัญญาณพัลส์ของวงจรกรองแบบแอคทีฟเพื่อลดฮาร์มอนิกของกระแสไฟฟ้า ทั้งสามแนวคิดนี้ได้นำมาใช้เป็นองค์ประกอบในการจัดทำวิทยานิพนธ์และยังเป็นการวิจัยที่สามารถนำไปต่อยอดได้ต่อไปในอนาคต

บทที่ 3 ทฤษฎีบทที่เกี่ยวข้อง

3.1 บทนำ

ในปัจจุบันนี้ความต้องการใช้กำลังไฟฟ้าของผู้ใช้งานมีการเพิ่มขึ้นอย่างต่อเนื่อง จึงต้องผลิตกำลังไฟฟ้ามามากขึ้น ดังนั้นพลังงานทดแทนจึงเป็นทางเลือกที่นำมาศึกษาในวิทยานิพนธ์นี้ ซึ่งพลังงานทดแทนมีหลายแบบ เช่น พลังงานลม พลังงานน้ำ พลังงานความร้อนใต้พิภพ พลังงานชีวมวล พลังงานชีวมวล พลังงานจากขยะ พลังงานแสงอาทิตย์ เป็นต้น โดยวิทยานิพนธ์เล่มนี้จะศึกษาเกี่ยวกับพลังงานลม พลังงานลมเป็นพลังงานหมุนเวียนชนิดหนึ่ง เมื่อพระอาทิตย์ส่องแสงลงมาบนพื้นโลก อากาศร้อนรอบ ๆ พื้นที่ถูกส่องมาก็จะมีมวลเบาบาง อุณหภูมิจะเริ่มสูงขึ้น อากาศที่ร้อนกว่าจะเริ่มลอยขึ้นสูง ยิ่งอุณหภูมิสูงมากการลอยตัวของอากาศก็จะมีความเร็วมากขึ้นตามไปด้วย เนื่องจากปริมาตรของอากาศร้อนเบากว่าอากาศเย็นในปริมาตรที่เท่ากัน อนุภาคอากาศที่ร้อนมีเคลื่อนที่ได้เร็ว ความกดอากาศก็จะมีสูง อนุภาคของอากาศเย็นก็จะไหลลงต่ำ ดังนั้นเมื่ออากาศร้อนที่เบากว่าลอยตัวอย่างรวดเร็ว อากาศเย็นก็จะไหลอย่างรวดเร็วเช่นกัน ไหลมาแทนที่อากาศร้อนที่ลอยสูงขึ้น นั่นทำให้อากาศไหลอย่างรวดเร็ว นั่นก็คือสาเหตุทำให้เกิดลม การใช้ประโยชน์จากพลังงานลมในรูปแบบของกังหันลม เริ่มมาตั้งแต่ 1700 ปีก่อนคริสต์ศักราช มีการพัฒนาใช้ประโยชน์กังหันลมแบบแกนตั้ง (Vertical Axis) ในแคว้นเมโสโปเตเมีย และในประเทศจีน ต่อมาราว 400 ปีก่อนคริสต์ศักราช ชาวอียิปต์ได้เริ่มพัฒนากังหันลมแบบแกนนอน (Horizontal Axis) และมีการพัฒนาต่อเนื่องแพร่หลายเข้าไปในทวีปยุโรปในราวศตวรรษที่ 7 การใช้ประโยชน์ในระยะแรก ๆ นี้เป็นการประยุกต์ใช้งานกลเป็นส่วนใหญ่ การพัฒนาใช้ประโยชน์ในลักษณะกังหันลมผลิตไฟฟ้า (Wind Turbine Generator) เพิ่งจะขยายตัวในระหว่างปีคริสต์ศักราช 1930 - 1960 การค้นพบและการพัฒนาการใช้ประโยชน์จากน้ำมันซึ่งเป็นพลังงานที่ใช้สะดวกและราคาถูก ส่งผลกระทบต่อการพัฒนาด้านพลังงานลมอย่างสูง กล่าวคือ การพัฒนากังหันลมลดน้อยลงทั่วทุกภูมิภาคของโลกในช่วงที่น้ำมันราคายังต่ำอยู่ แต่หลังจากวิกฤติการณ์น้ำมันของโลกในปีพุทธศักราช 2516 ศูนย์วิจัยหลายแห่งทั่วโลกได้หันมาเร่งพัฒนาการใช้ประโยชน์ จากพลังงานธรรมชาติ ซึ่งก็รวมทั้งการพัฒนาการใช้ประโยชน์จากพลังงานลมด้วย

3.2 กังหันลม (Wind Turbine)

ลมเป็นแหล่งพลังงานสะอาดชนิดหนึ่งที่หลากหลายประเทศมุ่งพัฒนาให้เกิดประโยชน์มากที่สุด เนื่องจากลมมีศักยภาพในการผลิตเป็นกระแสไฟฟ้าได้เป็นอย่างดี การนำลมมาใช้ประโยชน์จะต้องอาศัยเครื่องจักรกลสำคัญ คือ กังหันลม ในการเปลี่ยนแปลงพลังงานจลน์จากการเคลื่อนที่ของลมเป็นพลังงานกลก่อนนำมาใช้ประโยชน์ ที่สำคัญของพลังงานลมเป็นพลังงานที่ไม่สามารถใช้หมดและกระบวนการผลิตกระแสไฟฟ้าจากกังหันลมจะไม่ปล่อยของเสียที่เป็นอันตรายต่อสภาพแวดล้อม แต่การใช้พลังงานลมเพื่อผลิตกระแสไฟฟ้าความเร็วลมจะต้องสม่ำเสมอ หรือความเร็วลมเฉลี่ยควรอยู่

ที่ประมาณ 6.4 – 7.0 เมตรต่อวินาที ที่ความสูงประมาณ 50 เมตร ถึงจะสามารถผลิตกระแสไฟฟ้าได้ดี ภูมิภาคที่มีความเร็วลมเหมาะสมได้แก่ บริเวณฝั่งทะเลแถบยุโรปเหนือ และช่องเขาในอเมริกา (สมาคมพลังงานทดแทนสู่ชุมชนแห่งประเทศไทย, 2560)



รูปที่ 3.1 การติดตั้งกังหันลมเพื่อผลิตกระแสไฟฟ้า

(ที่มา : <https://www.takieng.com/wp-content/uploads/2017/09/hornsea-project-two-1-715x400.jpg>)

เนื่องจากประเทศไทยตั้งอยู่บนเส้นศูนย์สูตรดังนั้นลมที่เกี่ยวข้องกับภูมิภาคของประเทศไทยคือ ลมประจำปี ลมประจำฤดู และลมประจำเวลา แต่ลมประจำปี จะไม่สามารถนำมาใช้ประโยชน์ได้มากนัก ลมประจำฤดูเป็นลมที่พัดตามฤดูกาลหรือเรียกว่า ลมมรสุม ซึ่งจะแบ่งเป็น 2 ช่วงคือ ลมมรสุมฤดูร้อนพัดจากแนวทิศใต้และตะวันตกเฉียงใต้ซึ่งอยู่ในช่วง มิถุนายน - สิงหาคม ลมมรสุมฤดูหนาวพัดจากแนวทิศเหนือและตะวันออกเฉียงเหนือซึ่งอยู่ในช่วง ธันวาคม - กุมภาพันธ์ และลมประจำเวลาเป็นลมที่เกิดขึ้นเนื่องจากการเปลี่ยนแปลงความกดอากาศระหว่าง 2 บริเวณในระยะเวลาสั้นๆ ได้แก่ ลมบก ลมภูเขา และลมหุบเขาบริเวณที่อยู่ตามชายฝั่งจะได้รับอิทธิพลของลมบก และลมทะเลสูงมากจากภูมิภาคของประเทศทำให้ทราบว่าการเร็วลมเฉลี่ยของประเทศจะอยู่ในระดับกลางถึงต่ำ ซึ่งมีความเร็วต่ำกว่า 4 - 5 เมตรต่อวินาทีดังแสดงดังรูปที่ 1.1 (สมาคมพลังงานทดแทน, 2560)

พลังงานลม (E_{Wind}) เป็นพลังงานจลน์ซึ่งเกิดจากการเคลื่อนที่ของวัตถุในอากาศหรือมวลอากาศที่มีมวล (m) ที่ถูกทำให้เคลื่อนที่ด้วยความเร็ว (v) จนทำให้เกิดพลังงานจลน์

$$E_w = \frac{1}{2}mv^2 \quad (3.1)$$

ถ้าการเคลื่อนที่ของลมไปผ่านพื้นที่หน้าตัดใด ๆ (A) เราจะสามารถเขียนอัตราการไหลเชิงมวล (m) ต่อเวลา (t) ได้ดังนี้ว่า

$$m = \rho Av \quad (3.2)$$

เมื่อนำสมการที่ 3.2 มาแทนในสมการที่ 3.1 จะได้สมการของพลังงานจลน์ (P_w) ต่อเวลา (t) นั่นก็คือสมการของกำลังงานของลมนั่นเอง

$$P_w = \frac{1}{2} \rho Av^3 \quad (3.3)$$

โดยที่ ρ คือความหนาแน่นของอากาศซึ่งมีค่าประมาณ 1.225 kg/m^3

เมื่อนำ C_p ค่าสัมประสิทธิ์กำลังคือตัวบ่งชี้ถึงสัดส่วนของกำลังงานที่กังหันลมสามารถนำมาใช้ประโยชน์ได้โดยนำเข้ามาใช้กับสมการกำลังงานของลมจะได้ดังนี้

$$P_w = \frac{1}{2} \rho AC_p(\lambda, \beta) V_w^3 \quad (3.4)$$

โดยที่ V_w คือ ความเร็วของลมมีหน่วยเป็น m/s

A คือ พื้นที่หน้าตัดรอบ ๆ ของโรเตอร์ มีหน่วยเป็น m^2

เมื่อสัมประสิทธิ์การแปลงกำลังไฟฟ้าเป็นองค์ประกอบของสัดส่วนของความเร็วปลาย (tip - speed : λ) และมุมของใบกังหันลม (β) จะได้สมการดังนี้

$$\lambda = \frac{\omega_m R}{v} \quad (3.5)$$

จาก C_p ที่ใช้สำหรับการประมาณค่าของ λ และ β สำหรับกังหันลมที่สามารถปรับความเร็วได้และแบบแปรผันจะคำนวณจากลักษณะคุณสมบัติของสมการกังหันลมจึงได้สมการ

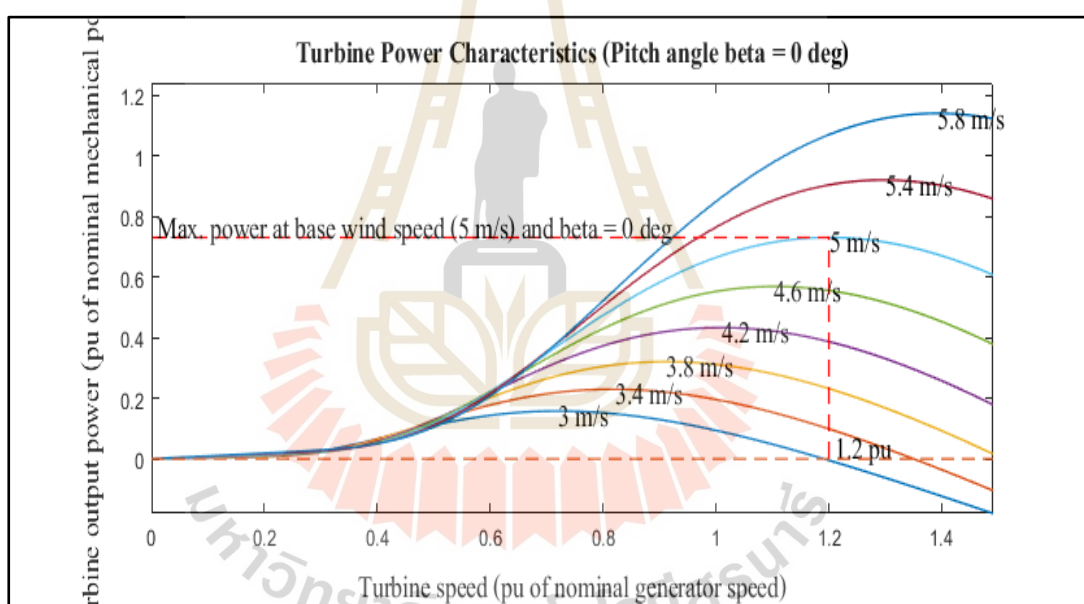
$$C_p(\lambda, \beta) = C_1 \left(\frac{C_2}{\lambda} - C_3 \beta - C_4 \right) e^{\frac{C_5}{\lambda}} + C_6 \lambda \quad (3.6)$$

เนื่องจากฟังก์ชันนี้อาศัยรายละเอียดของโรเตอร์กังหันลมจึงทำให้ค่าสัมประสิทธิ์ $C_1 - C_6$ สามารถออกแบบกังหันลมได้แตกต่างกันโดยในวิทยานิพนธ์เล่มนี้จะใช้ค่าสัมประสิทธิ์ ดังตารางที่ 3.1 และจะได้พารามิเตอร์ดังสมการที่ 3.7

$$\frac{1}{\lambda_i} = \frac{1}{\lambda_i + 0.08\beta} - \frac{0.035}{\beta^2 + 1} \quad (3.7)$$

ตารางที่ 3.1 ค่าสัมประสิทธิ์ของกังหันลม

ลำดับค่าสัมประสิทธิ์	ค่าสัมประสิทธิ์
C_1	0.5176
C_2	116
C_3	0.4
C_4	5
C_5	21
C_6	0.0068



รูปที่ 3.3 กราฟแสดงสมรรถนะของกังหันลม ($P_m - \omega_m$) ที่มีค่าสูงที่สุด

3.2.1 ประเภทของกังหันลม (Type of Wind Turbine)

กังหันลมในปัจจุบันจะแบ่งเป็น 2 ประเภทใหญ่ ๆ ตามแกนหมุนของกังหันลม คือ กังหันแกนหมุนแนวตั้ง (Vertical Axis Wind Turbine) กังหันลมชนิดนี้ เลา แกนหมุนของใบพัดจะตั้งฉากกับพื้นราบ หรือตั้งฉากกับทิศทางการเคลื่อนที่ของลมมีหลายรูปแบบ ข้อดีที่สำคัญ คือ สามารถรับลมได้ทุกทิศทาง ซึ่งมีประโยชน์อย่างมากสำหรับบริเวณที่มีการเปลี่ยน ทิศทางลมบ่อย ๆ เครื่องกำเนิดไฟฟ้าและระบบเกียร์วางอยู่ใกล้พื้นดิน เลาของกังหันลมสามารถขับ ต่อโดยตรงกับเกียร์ที่อยู่ทีพื้นดินทำให้บำรุงรักษาได้ง่าย ทำงานเงียบ เหมาะสำหรับติดตั้งในชุมชน

ข้อเสีย คือ ติดตั้งในระดับพื้นดินซึ่งมีความเร็วลมต่ำ ทำให้ผลิตไฟฟ้าได้ลดลง นอกเหนือจากนี้ ค่าสัมประสิทธิ์กำลัง (C_p) ของกังหันลมต่ำกว่ากังหันลมแกนหมุนแนวนอน เนื่องจากใบพัดด้านหนึ่งเกิดแรงยก แต่อีกด้านเกิดแรงลากสวนทิศทางการลม ชนิดที่นิยมมากที่สุด คือ กังหันลมแบบแดร์เรียส (Darrieus Vertical Axis Wind Turbine) และกังหันลมแบบซาโวเนียส (Savonius Wind Turbine) กังหันลมแบบแดร์เรียสเป็นที่รู้จักกันทั่วไปว่าเป็น เอกบิทเทอร์ (eggbeater) ถูกคิดค้นโดยจอร์จ แดร์เรียส (Georges Darrieus) ในปี ค.ศ.1931 กังหันลมแบบแดร์เรียส หมุนด้วยความเร็วสูง แรงบิดต่ำ (เปรียบเทียบกับกังหันลมแกนหมุนแนวตั้งแบบอื่น ๆ เหมาะสำหรับการผลิตกระแสไฟฟ้าโดยทั่วไป การเริ่มต้นหมุนจำเป็นต้องมีเครื่องช่วยในการออกตัวของกังหันเพราะแรงบิดออกตัวของกังหันลมมีค่าต่ำมาก กังหันลมแบบแดร์เรียสมีใบพัดสองใบหมุนรอบเพลานวดิ่ง โดยแรงที่ใช้ในการหมุนใช้แรงยกทางอากาศพลศาสตร์

กังหันแกนหมุนแนวนอน (Horizontal Axis Wind Turbine) กังหันลมที่เพลานวดิ่ง ใบพัดกังหันลมหลักและเครื่องกำเนิดไฟฟ้าอยู่ด้านบนสุดของเสา และขนานกับพื้นราบในแนวนอน หรือขนานกับทิศทางการเคลื่อนที่ของลม การทำงานแบ่งเป็น 2 ลักษณะ คือ ทำงานโดยหันหน้าให้ลม และหันหลังให้ลม การหมุนคอของกังหันลมขนาดเล็กจะหันหน้าเข้าหาลมโดยใช้หางเสือ กังหันขนาดใหญ่ใช้เซ็นเซอร์วัดทิศทางลมร่วมกับเซอร์โวมอเตอร์ (servomotor) เพื่อขับเคลื่อนคอให้หันหน้าเข้าหาลม กังหันลมส่วนใหญ่มีกล่องเกียร์เพื่อช่วยเพิ่มความเร็วรอบของเพลานวดิ่งให้หมุนเร็วขึ้น เพื่อให้เหมาะสมกับการขับเครื่องกำเนิดไฟฟ้า กังหันลมระดับเมกะวัตต์ที่มีขายในท้องตลาดเป็นแบบกังหันลมแกนหมุนแนวนอนทั้งสิ้น ซึ่งในวิทยานิพนธ์นี้จะใช้กังหันลมแกนหมุนแนวนอน ซึ่งโดยทั่วไปนิยมแบ่งประเภทของกังหันลมแกนหมุนแนวนอนนี้ได้ตามลักษณะของใบพัดดังนี้

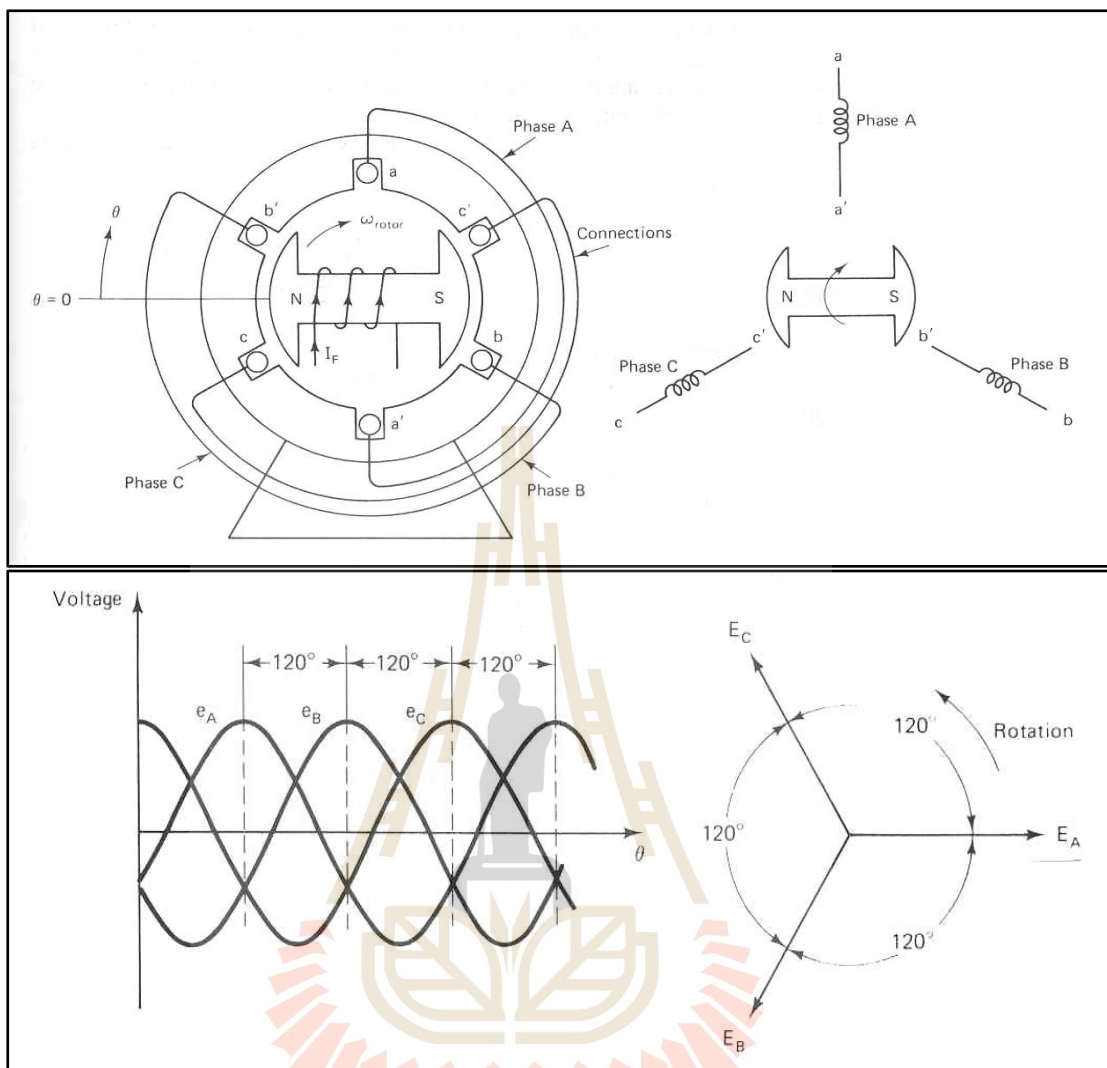
- แบบมุมใบพัดคงที่
- แบบปรับมุมใบพัดได้



รูปที่ 3.4 กังหันลมแกนหมุนแนวตั้ง (ด้านซ้าย) กังหันลมแกนหมุนแนวนอน (ด้านขวา)
 (ที่มา: https://i1.wp.com/ienergyguru.com/wpcontent/uploads/2015/07/Darrieus_rotor_002.jpg?resize=773%2C1030&ssl=1)

3.3 เครื่องกำเนิดไฟฟ้าแบบซิงโครนัส (Synchronous Electric Generator)

คืออุปกรณ์ที่แปลงพลังงานกลเป็นพลังงานไฟฟ้าให้ไหลผ่านขดลวดสนามแม่เหล็กจะไปกระตุ้นให้ขั้วแม่เหล็กไฟฟ้าในแกนโรเตอร์สร้างอำนาจแม่เหล็กไฟฟ้าขึ้น ซึ่งแม่เหล็กไฟฟ้าจากแกนโรเตอร์จะไปเหนี่ยวนำขดลวดอาร์เมเจอร์ในตัวสเตเตอร์ให้สร้างแรงดันไฟฟ้าขึ้นมา เมื่อมีการหมุนของแกนโรเตอร์ก็ส่งผลให้แรงดันที่ได้จากขดลวดอาร์เมเจอร์มีลักษณะเป็นรูปคลื่นไซน์ (sine wave) และการสร้างแรงดันไฟฟ้า 3 เฟสจากเครื่องกำเนิดไฟฟ้าซิงโครนัสนั้นจะต้องให้ขดลวดอาร์เมเจอร์ 3 ชุดวางในตัวสเตเตอร์ทำมุมต่างกัน 120 องศา ก็จะทำให้ได้แรงดันไฟฟ้ากระแสสลับจากขดลวดแต่ละชุดที่มุมต่างกัน 120 องศา ดังรูปที่ 3.5



รูปที่ 3.5 การสร้างแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ 3 เฟส จากเครื่องกำเนิดไฟฟ้าซิงโครนัส
 (ที่มา : http://www.ecpe.nu.ac.th/piyadanai/content/47_02/c303304/303304/04_Synch_Gen.doc)

การหาความถี่ของรูปคลื่นแรงดันไฟฟ้าที่ได้จากเครื่องกำเนิดไฟฟ้าซิงโครนัสจะมีค่าคงที่ตลอดเวลาหาได้จาก

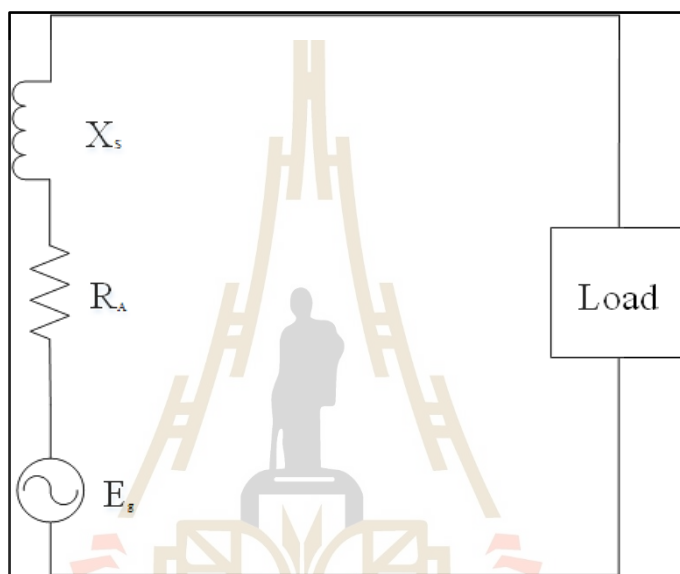
$$f = \frac{P_n}{120} \tag{3.8}$$

- โดยที่ f คือ ความถี่ (Hz)
 n คือ ความเร็วรอบโรเตอร์ (rpm)
 P คือ จำนวนขั้วแม่เหล็กในแกนโรเตอร์

วงจรมุมของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าซิงโครนัส ถ้านำมาต่อโหลดพบว่าจะเกิดแรงดันตกเนื่องจาก

- ค่าความต้านทานของขดลวดอาร์เมเจอร์ (R_A)
- อาร์เมเจอร์ลี้กเกจรีแอคแตนซ์ (X_L)
- อาร์เมเจอร์รีแอคแตนซ์ (X_A)

และสามารถเขียนรูปวงจรมุมได้ดังนี้



รูปที่ 3.6 วงจรมุมของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าซิงโครนัส

(ที่มา : http://www.ecpe.nu.ac.th/piyadanai/content/47_02/c303304/303304/04_Synch_Gen.doc)

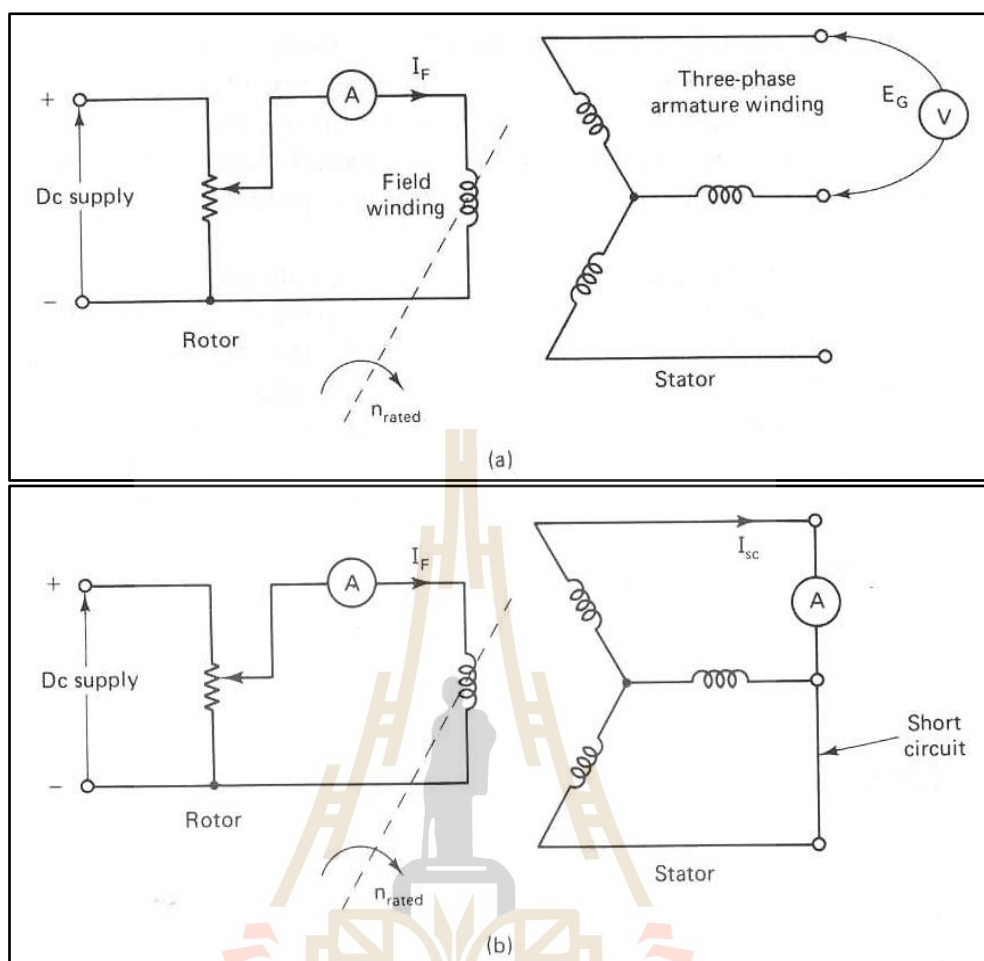
โดยที่ X_s คือ รีแอคแตนซ์ซิงโครนัส

$$X_s = X_L + X_A$$

Z_s คือ อิมพีแดนซ์ซิงโครนัส

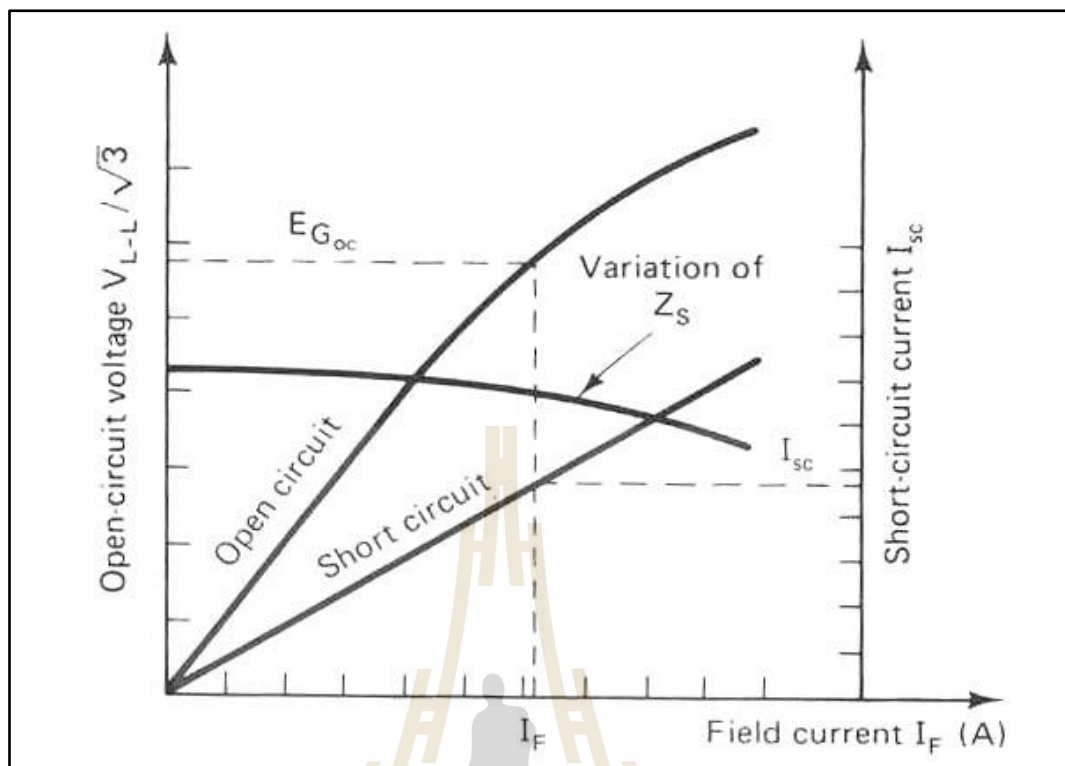
$$Z_s = R_A + jX_s$$

การหาค่า Z_s เป็นค่าที่อยู่ใกล้ในแกนจินตภาพ จึงไม่สามารถใช้มิเตอร์วัดค่าความต้านทานได้จึงทำการหาค่า Z_s วิธีทดสอบเครื่องกำเนิดไฟฟ้าในสภาวะเปิดวงจรและทดสอบในสภาวะลัดวงจร ซึ่งทำการทดสอบแสดงรูป 3.7



รูปที่ 3.7 การทดสอบสถานะทดสอบเปิดวงจร (a) และสถานะทดสอบปิดวงจร (b)
 (ที่มา : http://www.ecpe.nu.ac.th/piyadanai/content/47_02/c303304/303304/04_Synch_Gen.doc)

เมื่อทำการทดสอบดังข้างต้นและพล็อตกราฟจะได้ความสัมพันธ์ I_f กับ E_{GOC} และ I_f กับ I_{sc} ในรูปกราฟเดียวกัน จะแสดงในรูปที่ 3.8



รูปที่ 3.8 ความสัมพันธ์ที่ได้จากการทดสอบเปิดวงจรและลัดวงจร
(ที่มา : http://www.ecpe.nu.ac.th/piyadanai/content/47_02/c303304/303304/04_Synch_Gen.doc)

จากรูปที่ 3.8 จะสามารถหาค่า Z_s ได้จากความสัมพันธ์

$$Z_s = \frac{E_{Goc}}{I_{sc}} \quad (3.9)$$

โดยที่ I_f คือ ค่าคงที่ค่าหนึ่ง

โดยปกติแล้วจะหาค่า Z_s ที่ค่า I_f ขณะที่แรงดันไฟฟ้า E_{Goc} เท่ากับแรงดันพิกัดขั้วของเครื่องกำเนิดไฟฟ้า (V_f) จะได้ความสัมพันธ์ดังนี้

$$Z_s = \frac{V_T}{I_{ASC}} \quad (3.10)$$

โดยที่ I_{ASC} คือ กระแสอาร์เมเจอร์ที่ถูกลัดวงจรที่ค่าแรงดันพิกัดของเครื่องกำเนิดไฟฟ้า

การเกิดกำลังสูญเสียของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าซิงโครนัสจะมีสาเหตุดังนี้

- ความเสียดทานต่อการหมุน
- กำลังสูญเสียในแกนเหล็ก
- กำลังสูญเสียในขดลวดอาร์เมเจอร์และขดลวดสนาม
- ฟลักแม่เหล็กสูญหาย

โดยค่าประสิทธิภาพหาได้จากสมการดังนี้

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} \times 100 \quad (3.10.1)$$

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{out} + P_{loss}} \times 100\% \quad (3.10.2)$$

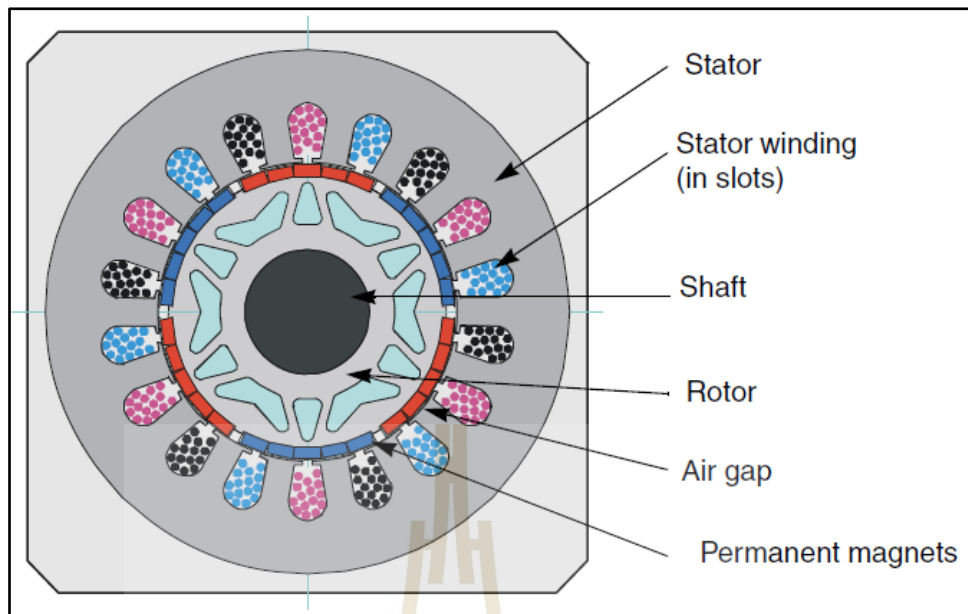
$$\eta = \frac{KVA \times PF}{KVA \times PF + total\ loss} \times 100\% \quad (3.10.3)$$

โดยที่

η	คือ ประสิทธิภาพ [%]
KVA	คือ โหลดของเครื่องกำเนิดไฟฟ้า
PF	คือ ตัวประกอบของโหลด
P_{out}	คือ กำลังไฟฟ้าเอาต์พุตของเครื่องกำเนิดไฟฟ้า
P_{loss}	คือ กำลังไฟฟ้าสูญเสียของเครื่องกำเนิดไฟฟ้า
P_{in}	คือ กำลังไฟฟ้าอินพุตของเครื่องกำเนิดไฟฟ้า

3.4 เครื่องกำเนิดไฟฟ้าแบบซิงโครนัสแม่เหล็กถาวร (Permanent Magnet Synchronous Generator : PMSG)

เครื่องกำเนิดไฟฟ้าแบบซิงโครนัสแม่เหล็กถาวรเป็นเครื่องกำเนิดไฟฟ้าที่มีการหมุนของสเตเตอร์แบบสามเฟสซึ่งจะคล้ายกับมอเตอร์เหนี่ยวนำที่โรเตอร์มีแม่เหล็กถาวรติดอยู่บนพื้นผิวตั้งแสดงในรูปที่ 3.9



รูปที่ 3.9 โครงสร้างของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าแบบซิงโครนัสแม่เหล็กถาวร
(ที่มา : PMSM Vector Control, 2008)

เครื่องกำเนิดไฟฟ้าแบบซิงโครนัสแม่เหล็กถาวรจะมีลักษณะคล้ายกับมอเตอร์เหนี่ยวนำที่มีสนามแม่เหล็ก ช่องว่างอากาศจะถูกสร้างขึ้นโดยสนามแม่เหล็กถาวร ดังนั้นสนามแม่เหล็กของโรเตอร์จึงคงที่ เครื่องกำเนิดไฟฟ้าชนิดนี้มีข้อดีหลายประการในการออกแบบควบคุมต่าง ๆ และการใช้แม่เหล็กถาวรเพื่อสร้างช่องว่างของสนามแม่เหล็กทำให้สามารถออกแบบเครื่องกำเนิดไฟฟ้าได้มีประสิทธิภาพที่สูงขึ้น ดังนั้นสมการของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าชนิดนี้จะเป็นแบบสมมาตรสามเฟสกับขดลวดที่มีการกระจายแบบรูปคลื่นไซน์ (sine wave) และสมการแรงดันไฟฟ้าขณะใดขณะหนึ่งของสเตเตอร์ (instantaneous form) สามารถแสดงได้ดังนี้ (PMSM Vector Control, 2008)

$$U_{SA} = R_S I_{SA} + \frac{d}{dt} \psi_{SA} \quad (3.11)$$

$$U_{SB} = R_S I_{SB} + \frac{d}{dt} \psi_{SB} \quad (3.12)$$

$$U_{SC} = R_S I_{SC} + \frac{d}{dt} \psi_{SC} \quad (3.13)$$

โดยที่ค่า U_{SA} , U_{SB} และ U_{SC} คือแรงดันไฟฟ้าขณะใดขณะหนึ่งของสเตเตอร์อย่างฉับพลันที่เชื่อมโยงกับเฟส a , b และ c ตามลำดับ
 I_{SA} , I_{SB} และ I_{SC} คือกระแสไฟฟ้าขณะใดขณะหนึ่งของสเตเตอร์ที่เชื่อมโยงกับเฟส a , b และ c ตามลำดับ

ψ_{SA} , ψ_{SB} และ ψ_{SC} คือค่าฟลักซ์ขณะใดขณะหนึ่งของสเตเตอร์ที่เชื่อมโยงกับเฟส a , b และ c ตามลำดับ

เนื่องจากมีสมการแรงดันไฟฟ้าขณะใดขณะหนึ่งจำนวนมากในเฟส a , b และ c (สมการที่ 3.11 – 3.13) ทำให้ยากต่อการใช้งานหรือการคำนวณจึงทำให้เกิดการประยุกต์การใช้งาน โดยการเขียนสมการฉบับสั้นในแกน α และ β ทำให้สมการของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าแบบซิงโครนัสแม่เหล็กถาวรสามารถแสดงเป็น

$$U_{s\alpha} = R_S i_{s\alpha} + \frac{d}{dt} \psi_s \quad (3.14)$$

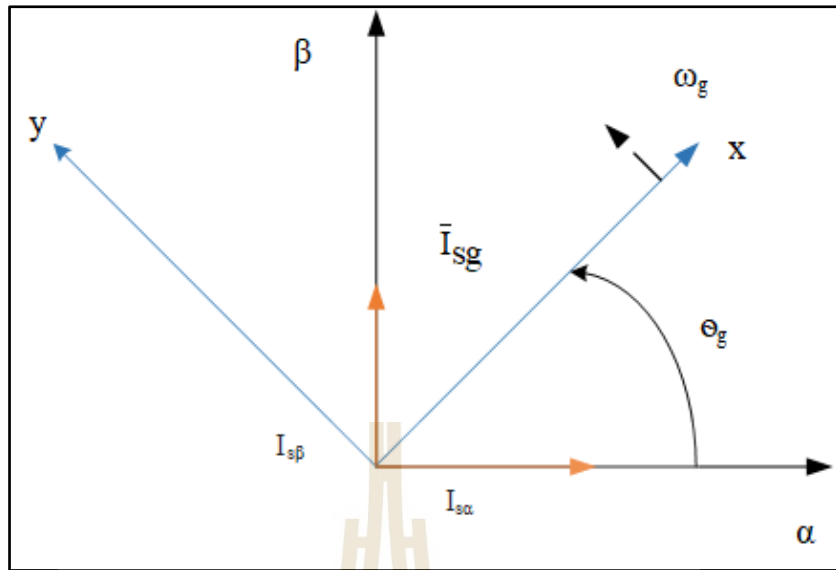
$$U_{s\beta} = R_S i_{s\beta} + \frac{d}{dt} \psi_s \quad (3.15)$$

$$\psi_{s\alpha} = L_S i_{s\alpha} + \psi_m \cos \theta_r \quad (3.16)$$

$$\psi_{s\beta} = L_S i_{s\beta} + \psi_m \cos \theta_r \quad (3.17)$$

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{P}{J} \left[\frac{3}{2} P (\psi_{s\alpha} i_{s\beta} - \psi_{s\beta} i_{s\alpha}) - T_L \right] \quad (3.18)$$

จากเฟรมอ้างอิงคงที่ (reference frame) อยู่กับสเตเตอร์จะมีรูปแบบสมการแรงดันสเปสเวกเตอร์ที่สามารถกำหนดเฟรมอ้างอิงที่หมุนด้วยความเร็ว ω_g ถ้ามีการใช้เฟรมอ้างอิงทั่วไปกับการหมุนสร้างพื้นที่สี่เหลี่ยมในแกน x และ y ที่ความเร็ว $\omega_g = \text{deg}/dt$ ตามที่ปรากฏในรูปที่ 3.10



รูปที่ 3.10 เฟรมอ้างอิงทั่วไปในแกน α, β

(ที่มา : http://cache.freescale.com/files/microcontrollers/doc/ref_manual/DRM099.pdf)

โดยที่ θ_g คือ มุมระหว่างแกนตรงของเฟรมอ้างอิง (α) ที่ร่วมกับสเตเตอร์และแกน x ของเฟรมอ้างอิงทั่วไปและในสมการที่ 3.19 จะกำหนดลักษณะคุณสมบัติของกระแสสเตเตอร์สเปสเวกเตอร์ในเฟรมอ้างอิง

$$\bar{i}_{sg} = \bar{i}_s e^{-j\theta_g} = i_{sx} + j i_{sy} \quad (3.19)$$

สมการแบบจำลองแรงดันในเฟรมอ้างอิงทั่วไปจะแสดงโดยใช้การเปลี่ยนแปลงที่นำเสนอด้วยปริมาณจากกรอบอ้างอิงหนึ่งไปสู่กรอบอ้างอิงทั่วไป แบบจำลองเครื่องกำเนิดไฟฟ้าแบบซิงโครนัสแม่เหล็กถาวรที่ใช้ถูกเป็นประจำในการคำนวณการควบคุมเวกเตอร์ การควบคุมเวกเตอร์คือการทำให้แผนการควบคุมเกิดความบกพร่องน้อยที่สุดหรือกล่าวได้ว่าเกิดความยอดเยี่ยมที่สุดซึ่งจะคล้ายกับการควบคุมเครื่องจักรกลดีซี เฟรมอ้างอิงอาจอยู่ที่เดียวกับฟลักซ์สเตเตอร์ที่เชื่อมต่อกับสเปสเวกเตอร์ซึ่งเป็นเวกเตอร์ปริภูมิของฟลักซ์โรเตอร์หรือสเปสเวกเตอร์สนาม โดยที่เค้าโครงของเฟรมคือเฟรมอ้างอิงที่เกี่ยวข้องกับฟลักซ์ของโรเตอร์ที่เชื่อมต่อกับแกน d และแกน q

$$U_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d}{dt} \psi_{sd} - \omega_F \psi_{sq} \quad (3.20)$$

$$U_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d}{dt} \psi_{sq} - \omega_F \psi_{sd} \quad (3.21)$$

$$\psi_{sd} = L_s i_{sd} + \psi_M \quad (3.22)$$

$$\psi_{sq} = L_s i_{sq} \quad (3.23)$$

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{P}{J} P(\psi_{sd} i_{sq} - \psi_{sq} i_{sd}) - T_L \quad (3.24)$$

จากสมการที่ 3.14 - 3.16 จะสามารถเขียนสมการตามช่วงเวลาต่อเนื่องของแบบจำลองเครื่องกำเนิดไฟฟ้าซิงโครนัสแม่เหล็กถาวรได้ดังนี้

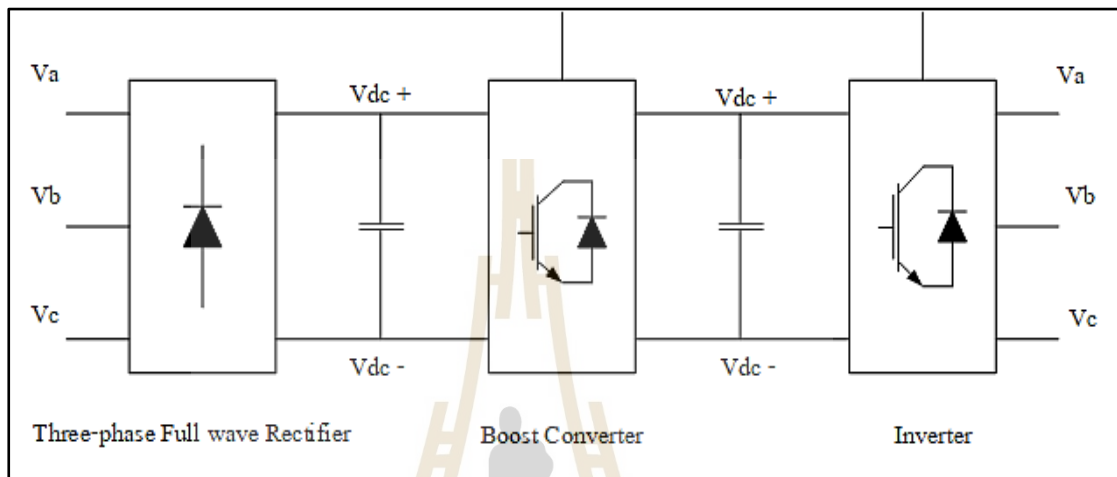
$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ e_{s\alpha} \\ e_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & 0 & -\frac{1}{L_s} & 0 \\ 0 & -\frac{R_s}{L_s} & 0 & -\frac{1}{L_s} \\ 0 & 0 & 0 & -\omega_{el} \\ 0 & 0 & -\omega_{el} & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ e_{s\alpha} \\ e_{s\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \mu_{s\alpha} \\ \mu_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (3.25)$$

สมการที่เป็นพื้นฐานของแบบจำลองเครื่องกำเนิดไฟฟ้าแบบซิงโครนัสแม่เหล็กถาวร(PMSG) คือสมการเชิงกลดังนี้

$$T_m - T_e = j \frac{d\omega_m}{dt} \quad (3.26)$$

3.5 วงจรไฟฟ้า (Electric Circuit)

ในงานวิจัยนี้จะมีการใช้งานทั้งหมด 3 วงจรคือ วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบเต็มคลื่น (Three-phase full wave Rectifier) วงจรทวีแรงดัน (Boost Converter) และวงจรอินเวอร์เตอร์ (Inverter) ตามลำดับ มีภาพรวมวงจรดังรูปที่ 3.11



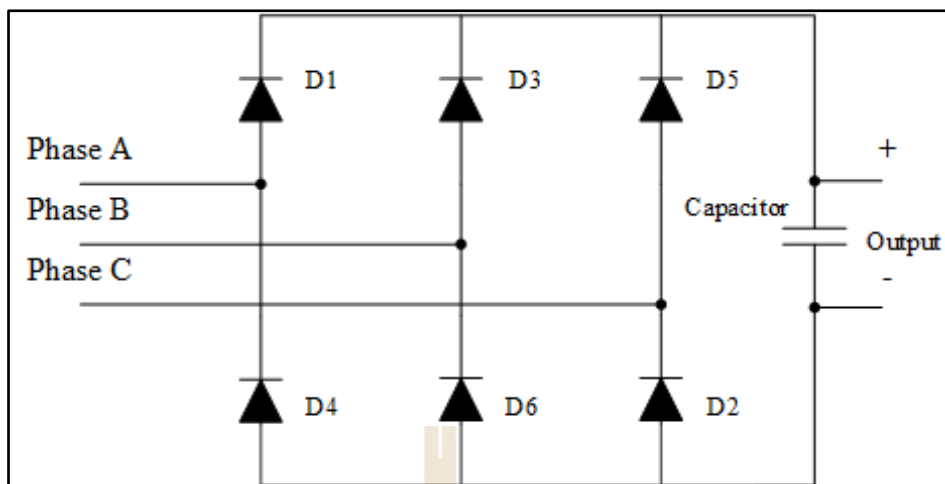
รูปที่ 3.11 ภาพรวมวงจรไฟฟ้า

3.5.1 วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบเต็มคลื่น (Three phase full wave rectifier)

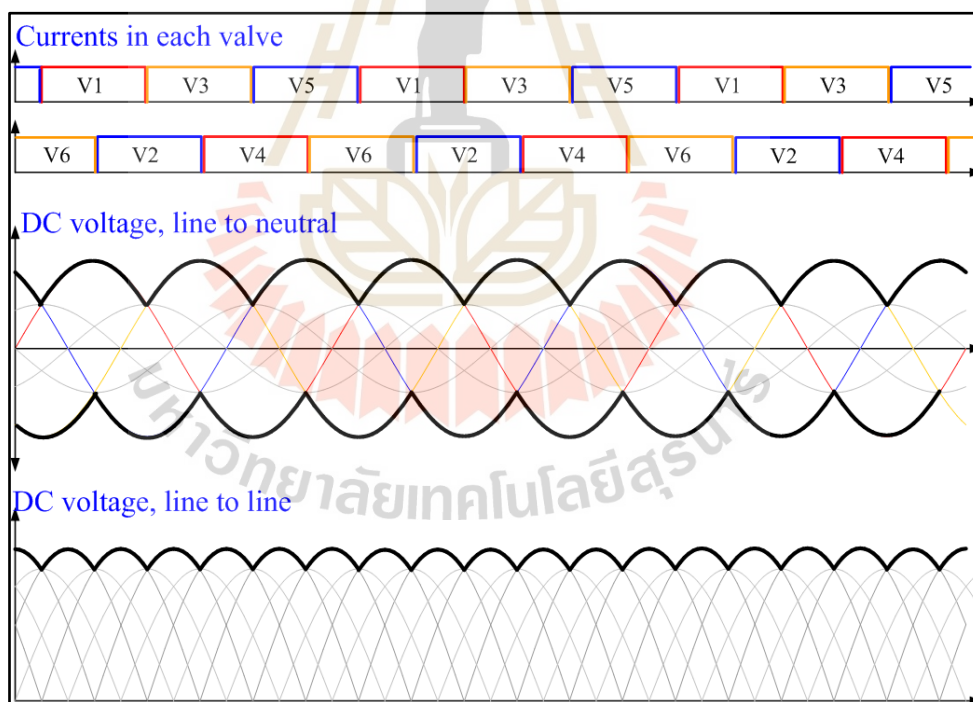
วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบเต็มคลื่นแบบบริดจ์จะประกอบด้วย 6 ไดโอดและตัวเก็บประจุ 1 ตัวทำหน้าที่กรองสัญญาณเอาต์พุตให้เรียบขึ้น ตัวเก็บประจุจะมีการออกแบบเพื่อให้สามารถใช้งานได้มีประสิทธิภาพโดยจะใช้สมการดังนี้

$$C = \frac{1}{4fR} \times \left(1 + \frac{1}{\sqrt{2RF}} \right) \quad (3.27)$$

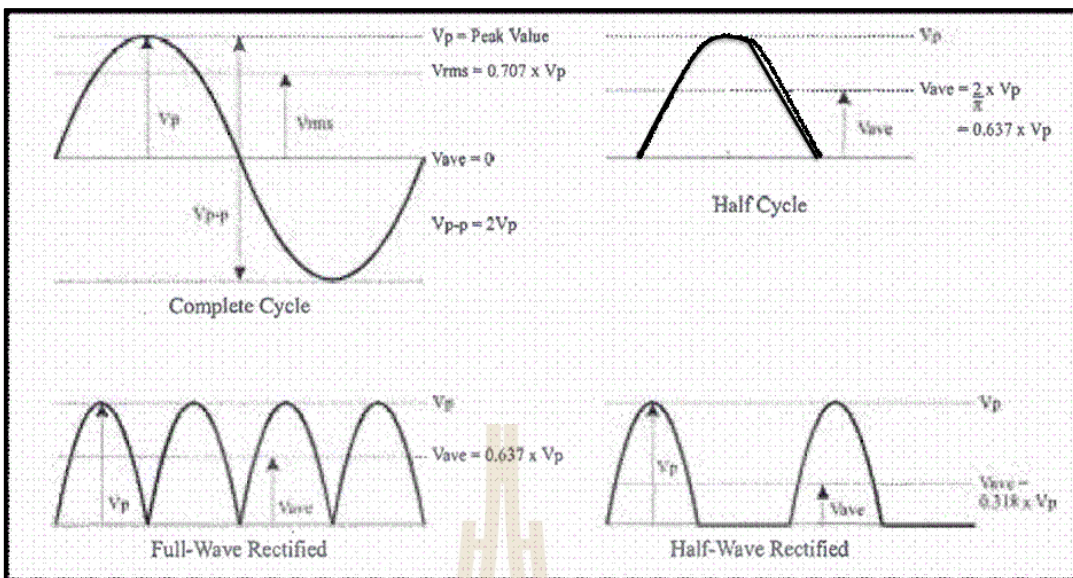
โดยที่ f คือ ความถี่ (Hz)
 R คือ ค่าความต้านทาน (Ω)
 RF คือ ตัวประกอบระลอกคลื่น (%)



รูปที่ 3.12 วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบเต็มคลื่น



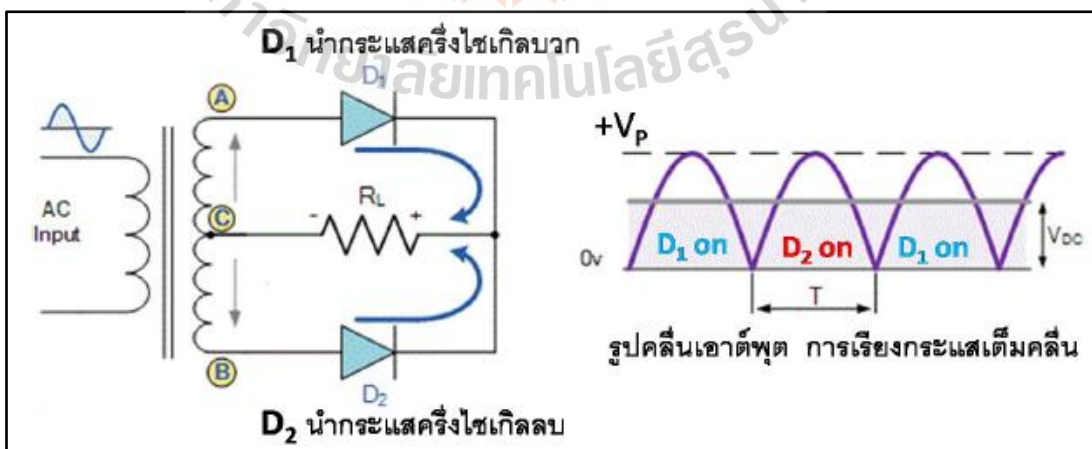
รูปที่ 3.13 แรงดันไฟฟ้าดีซีจากวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบเต็มคลื่น (ไม่มีตัวเก็บประจุที่เอาต์พุต)
(ที่มา : <https://en.wikipedia.org/wiki/Rectifier>)



รูปที่ 3.13.1 พารามิเตอร์ของวงจรไฟฟ้าเรียงกระแส
 (ที่มา : <http://www.g-tech.ac.th/vdo/ELECTRICdoc.pdf>)

3.5.1.1 วงจรเรียงกระแสที่มีหม้อแปลงแทปกกลาง (Full-Wave Rectifier with Tapping Transformer)

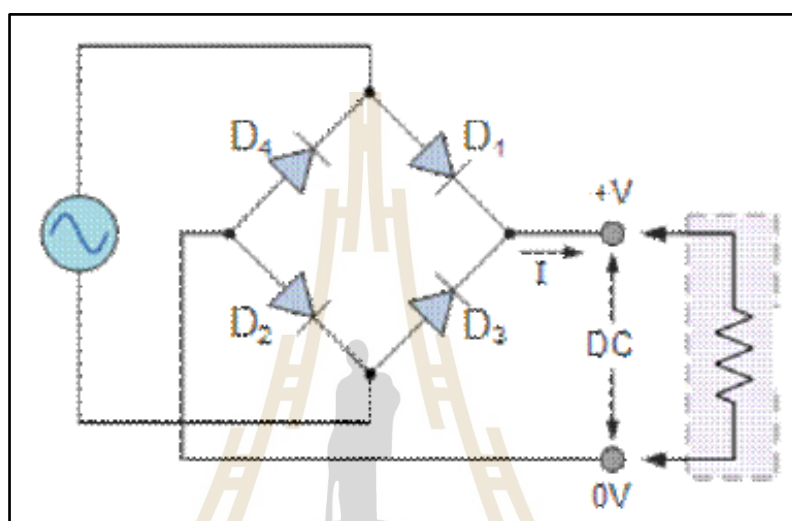
วงจรนี้แสดงในรูปที่ 3.13.2 จะได้ไดโอด 2 ตัว และหม้อแปลงแทปกกลาง 1 ตัว หม้อแปลงนี้จะต้องมีแรงดันด้านทุติยภูมิเท่ากัน ($V_{AC} = V_{BC}$) ไดโอด D_1 จะทำงานเมื่อ V_{AC} อยู่ในครึ่งไซเคิลบวก และไดโอด D_2 จะทำงานเมื่อ V_{BC} อยู่ในครึ่งไซเคิลลบ ทำให้แรงดันเอาต์พุตที่ได้มาจากไดโอด 2 ตัวเรียงกัน จึงมีรูปคลื่นเป็นแบบเต็มคลื่น และค่า V_{DC} ของวงจรเต็มคลื่น จะมีค่าสูงกว่าแบบครึ่งคลื่นเป็น 2 เท่า (V_{DC} เต็มคลื่น = $2V_{DC}$ ครึ่งคลื่น)



รูปที่ 3.13.2 วงจรเรียงกระแสที่มีหม้อแปลงแทปกกลาง
 (ที่มา : <http://www.g-tech.ac.th/vdo/ELECTRICdoc.pdf>)

3.5.1.2 วงจรเรียงกระแสแบบบริดจ์ (Full-Wave Bridge Rectifier)

วงจรเรียงกระแสแบบบริดจ์ จะไม่ต้องใช้หม้อแปลงแทปกกลาง ซึ่งมีข้อดีมากกว่า เพราะหม้อแปลงแทปกกลางจะมีขนาดใหญ่และน้ำหนักมากกว่าหม้อแปลงที่ไม่มีแทปกกลาง เพราะว่ามีขดลวดมากกว่า ดังนั้นการใช้วงจรบริดจ์ (Bridge Rectifier) จะลดค่าใช้จ่ายและ ลดขนาดของวงจรได้มากกว่า วงจรบริดจ์ แสดงในรูปที่ 3.13.3 ซึ่งประกอบด้วย ไดโอดเรียงกระแส 4 ตัว เอาต์พุตของมัน จึงเกิดจากการทำงานไดโอด ครึ่งละ 2 ตัว สลับกันทุกครึ่งไซเคิล



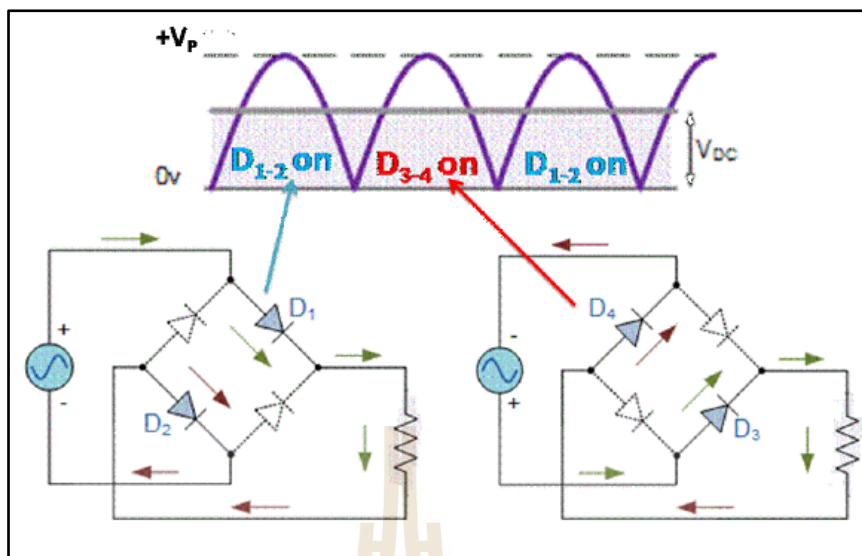
รูปที่ 3.13.3 วงจรเรียงกระแสแบบบริดจ์

(ที่มา : <http://www.g-tech.ac.th/vdo/ELECTRICdoc.pdf>)

การทำงานของวงจรเรียงกระแสแบบบริดจ์ดังรูปที่ 3.13.4

เมื่อ D_1 และ D_2 นำกระแส (D_{1-2} on) ในช่วงครึ่งไซเคิลบวก (+) ของแรงดันอินพุต จะได้รูปคลื่นเอาต์พุต เป็นครึ่งคลื่นในส่วนที่ 2

เมื่อ D_3 และ D_4 นำกระแส (D_{3-4} on) ไดโอด D_1 และ D_2 จะไม่นำกระแส (OFF) กระแสจะไหลผ่านไปทีไหลดในทิศทางเดิม ทำให้ได้เอาต์พุตครึ่งคลื่นในช่วงที่ 2 ของไซเคิลลบ



รูปที่ 3.13.4 การทำงานของวงจรเรียงกระแสแบบบริดจ์

(ที่มา : <http://www.g-tech.ac.th/vdo/ELECTRICdoc.pdf>)

การคำนวณค่าแรงดันเอาต์พุตของวงจรเรียงกระแสเต็มคลื่นหาได้ตามสมการด้านล่างนี้

$$V_{DC} = V_{AVE} = \frac{2V_p}{\pi} = 0.636V_p$$

(3.27.1)

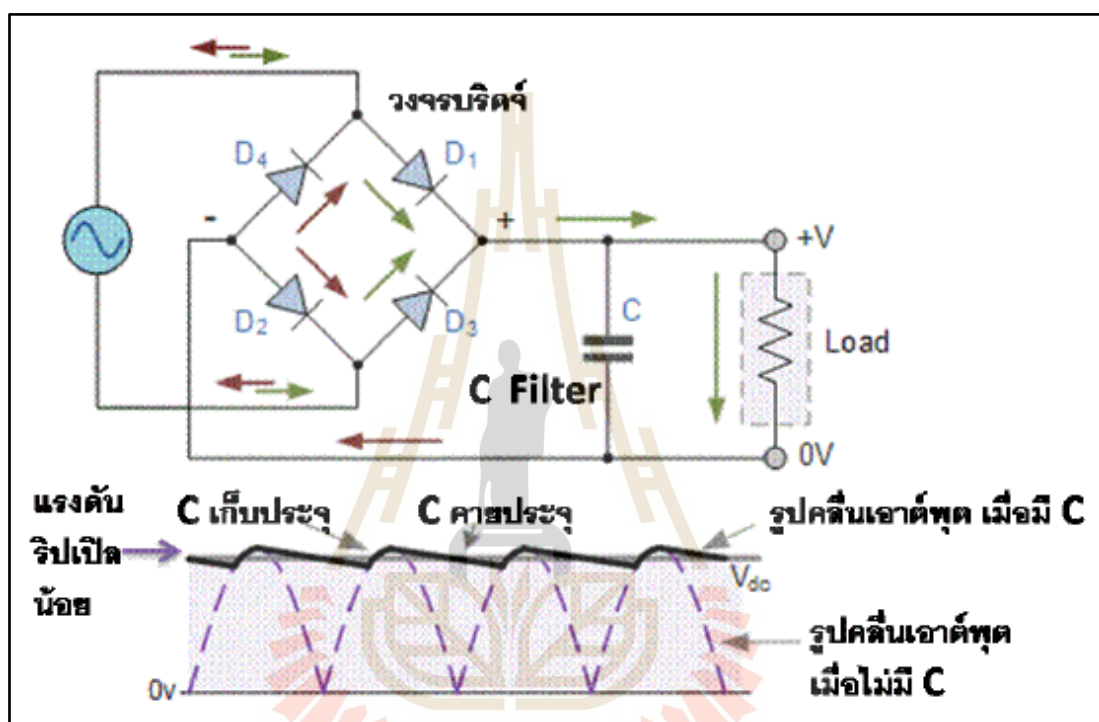
$$V_{DC} = V_{AVE} = 0.9V_{RMS}$$

3.5.1.3 วงจรกระแสเต็มคลื่นและวงจรกรองด้วยตัวเก็บประจุ (Full wave rectifier and Capacitor filter circuit)

เมื่อต่อตัวเก็บประจุ (Capacitor) ที่เอาต์พุตเพื่อกรองให้รูปคลื่นเอาต์พุตที่เรียงและมีกระแสไหลผ่านโหลดอย่างต่อเนื่อง ต่อวงจรได้ดังรูปที่ 3.13.5 จะเห็นว่าคลื่นเอาต์พุตกระแสตรงของวงจรจะเรียบมากขึ้น ใกล้เคียงกับเส้นตรง ซึ่งเป็นข้อดีเพราะวิธีนี้จะทำให้ค่าแรงดันริบเปิล (Ripple Voltage) ที่เอาต์พุตลดลง (แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงที่ดีนั้น ต้องไม่มีค่าแรงดันริบเปิล : $V_{ripple} = 0$) โดยทั่วไปค่าตัวเก็บประจุนี้จะต้องมีค่าสูงมากกว่า $100 \mu F$ จึงสามารถทำให้ เอาต์พุตกระแสตรงเรียงเป็นเส้นตรงได้ แต่ก็ต้องเลือกตัวเก็บประจุ ที่ทนแรงดันใช้งานได้สูงกว่าค่าแรงดันสูงสุด (V_p) อีกด้วย

จากวงจรกรองแรงดันไฟฟ้าตัวเก็บประจุ ทำหน้าที่เก็บประจุไฟฟ้าเอาไว้ในช่วงเวลาใดเวลาหนึ่งที่ไดโอดนำกระแสไฟฟ้า และทำหน้าที่คายประจุออกผ่านทางตัวต้านทานโหลดในช่วงเวลาที่ไดโอดไม่นำกระแส ถ้าเราสมมุติว่าความต้านทานขณะไบอัสตรงด้านหน้าตัวต้านทานของไดโอดมีค่าต่ำมากๆ รูปคลื่นของกระแสไดโอด ในสถานะอยู่ตัวเป็นดังรูปที่ 3.13.4 กล่าวคือเวลาที่ 0 แรงดันไฟฟ้าอินพุตของแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับมีค่าเป็น 0 แต่แรงดันตกคร่อมเอาต์พุตซึ่งเท่ากับแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ จะยังมีค่าสูงอยู่ที่เวลาตัดทอน (Cut in time) แรงดันไฟฟ้าอินพุตจะมีค่าสูงกว่าแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตอยู่เล็กน้อย ทำให้ไดโอดรับไบอัสตรงและนำกระแสไฟฟ้าได้ตอนนี้ความชัน

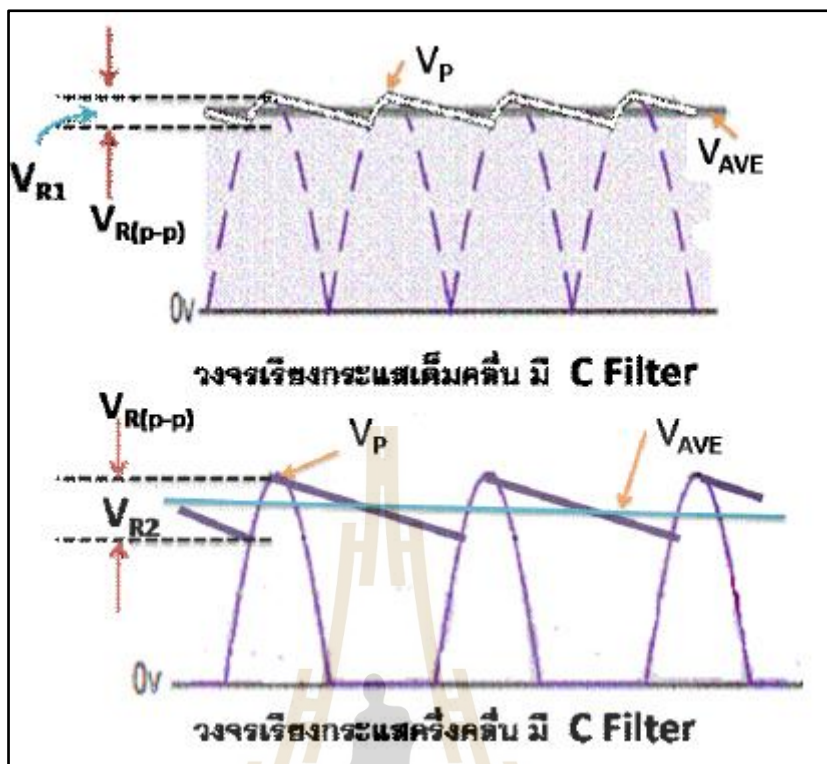
ของเส้นโค้งจะมีการเปลี่ยนแปลงอย่างทันทีทันใด ส่งผลให้กระแสที่ผ่านตัวเก็บประจุและกระแสที่ผ่านไดโอด เกิดเปลี่ยนแปลงทันทีทันใดตามไปด้วย อย่างไรก็ตามกระแสไดโอดค่อยๆ ลดลงจนเป็นศูนย์ที่เวลาตัดเอาต์ (Cut out time) หลังจากนั้นแรงดันไฟฟ้าอินพุตลดลงต่ำกว่าแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตเล็กน้อย ทำให้ไดโอดได้รับไบอัสกลับ หยุดนำกระแส ส่วนตัวเก็บประจุเริ่มคายประจุผ่านตัวต้านทาน และอยู่ในสถานะเช่นนี้ไปเรื่อยๆจนเริ่มรอบใหม่ที่คาบเวลาต่อไปและแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตจะราบเรียบกว่าตอนที่ไม่มีวงจรกรองแรงดันไฟฟ้า



รูปที่ 3.13.5 วงจรเรียงกระแสเต็มคลื่นและวงจรกรองด้วยตัวเก็บประจุ
(ที่มา : <http://www.g-tech.ac.th/vdo/ELECTRICdoc.pdf>)

3.5.1.4 แรงดันรีปเปิล (Ripple Voltage)

แรงดันรีปเปิล คือ คลื่นของแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับที่ปะปนออกมายังรูปคลื่นเอาต์พุตของวงจรเรียงกระแส เป็นคลื่นแรงดันที่ไม่เรียบ (ซึ่งในการแปลงแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับเป็นไฟตรง ไม่ต้องการหรือต้องการให้มีคลื่นนี้น้อยที่สุด) ดังนั้นแรงดันรีปเปิลจึงควรถูกขจัดออกไป จากเอาต์พุตของวงจรเรียงกระแส วิธีการขจัดทำได้โดยการใช้ตัวเก็บประจุ กรองให้เรียบนั่นเอง รูปคลื่นแรงดันรีปเปิลและค่าของมันในวงจรแบบครึ่งคลื่น จะมีมากกว่าวงจรเต็มคลื่น ดังแสดงเปรียบเทียบไว้ในรูปที่ 3.13.6



รูปที่ 3.13.6 แรงดันริปเปิลของการเรียงกระแสครึ่งคลื่นและเต็มคลื่น
(ที่มา : <http://www.g-tech.ac.th/vdo/ELECTRICdoc.pdf>)

และสมการการหาแรงดันริปเปิลเป็นไปดังสมการต่อไปนี้

$$V_{R(p-p)} = 2V_p - V_{AVE} \quad (3.27.2)$$

เมื่อ

- $V_{R(p-p)}$ คือ แรงดันริปเปิล (P-P)
- V_p คือ ค่าแรงดันเอาต์พุตสูงสุด
- V_{AVE} คือ ค่าแรงดันเฉลี่ยที่โหลด (แรงดันไฟฟ้ากระแสตรง)

3.5.2 วงจรทวีแรงดันไฟฟ้า (Boost Converter)

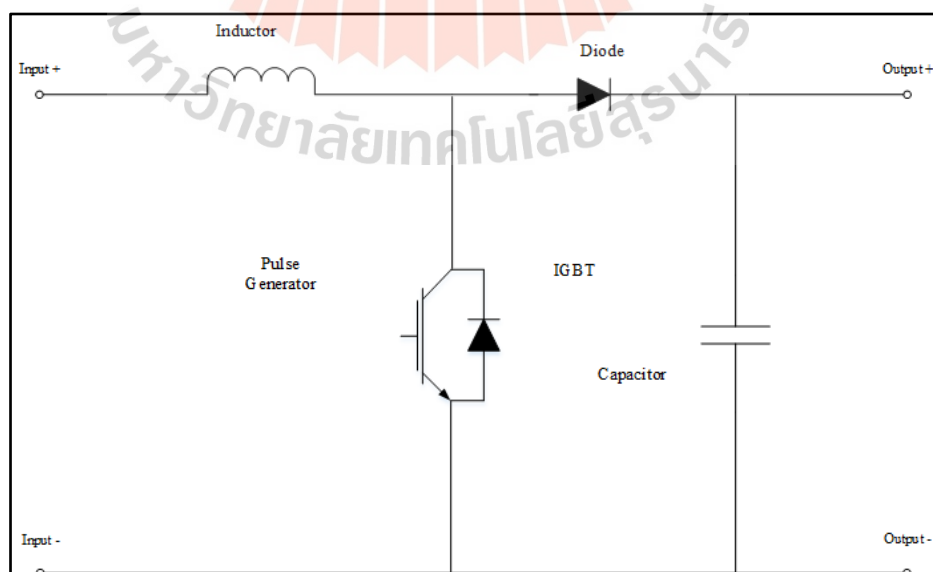
วงจรทวีแรงดันไฟฟ้าเป็นวงจรที่ใช้สำหรับการแปลงแรงดันไฟฟ้าด้านเอาต์พุตให้มีค่ามากกว่าแรงดันด้านอินพุตที่ป้อนเข้ามาในวงจร วงจรในงานวิจัยนี้จะใช้ไอจีบีที (IGBT) ทำหน้าที่แทนสวิตช์โดยจะมีเครื่องกำเนิดสัญญาณเพื่อควบคุมไอจีบีที โดยจะมีการออกแบบให้แรงดันเอาต์พุตให้ได้แรงดันตามที่ระบบต้องการ ดังนั้นจึงใช้สมการต่อไปนี้

$$K = 1 - \frac{V_s}{V_a} \quad (3.28)$$

$$C = \frac{I_a (V_a - V_s)}{\Delta V \times V_a} \quad (3.29)$$

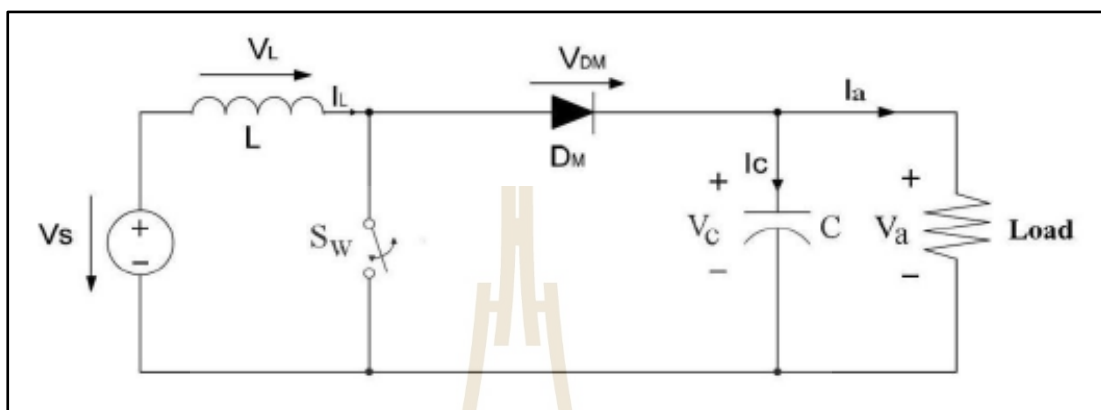
$$L = \frac{V_s (V_a - V_s)}{\Delta I \times V_a} \quad (3.30)$$

- โดยที่
- K คือ ค่า Duty Cycle (%)
 - V_s คือ แรงดันไฟฟ้าด้านอินพุต (V)
 - V_a คือ แรงดันไฟฟ้าด้านเอาต์พุต (V)
 - I_a คือ กระแสไฟฟ้าเฉลี่ยด้านเอาต์พุต (A)
 - ΔI คือ ค่ากระแสไฟฟ้ากระเพื่อม (Ripple Current) ที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ (A)
 - ΔV คือ ค่าแรงดันไฟฟ้ากระเพื่อม (Ripple Voltage) ทางด้านเอาต์พุต (V)



รูปที่ 3.14 วงจรทวีแรงดันไฟฟ้า

ทฤษฎีวงจรมอเตอร์ (Boost Converter) เป็นวงจรที่ใช้สำหรับการแปลงแรงดันไฟฟ้าทางด้านเอาต์พุต (Output) ให้มีค่ามากกว่าแรงดันทางด้านอินพุต (Input) ที่ป้อนเข้ามาในวงจรหรือเรียกอีกอย่างหนึ่งว่าวงจรทบระดับ (Step-up Converter) วงจรมอเตอร์จะใช้มอสเฟสกลาง (MOSFET) หรือไอจีบีที (IGBT)

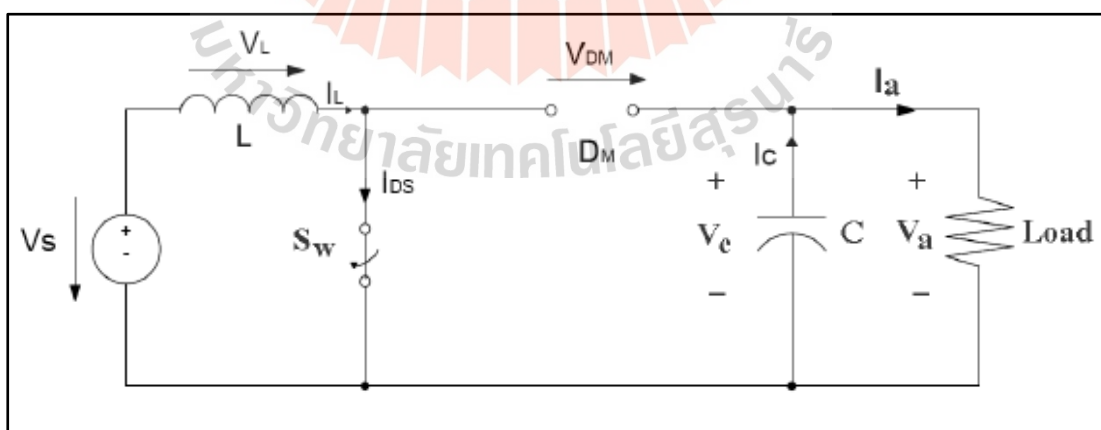


รูปที่ 3.14.1 ทฤษฎีวงจรมอเตอร์แรงดันไฟฟ้า

(ที่มา : <http://dspace.spu.ac.th/bitstream/123456789/4767/10.pdf>)

จากรูปที่ 3.14.1 เราสามารถพิจารณาการทำงานของวงจรมอเตอร์แรงดัน (Boost Converter) ในแต่ละโหมดการทำงาน (Mode) สามารถแบ่งการทำงานตามการ ปิด-เปิด ของสวิตช์ได้ดังนี้

โหมดที่ 1 เมื่อสวิตช์เปิด (Mode 1 Switch On)

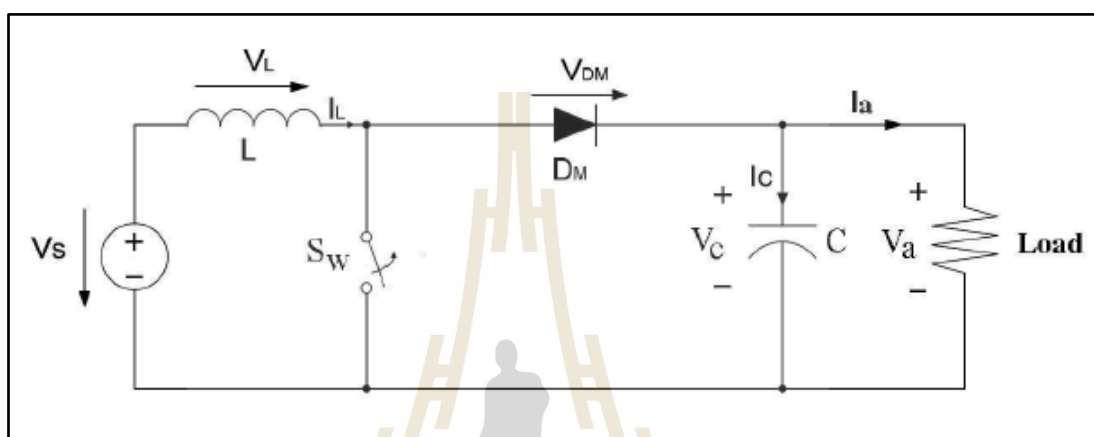


รูปที่ 3.14.2 ทฤษฎีวงจรมอเตอร์แรงดันไฟฟ้าขณะสวิตช์เปิด

(ที่มา : <http://dspace.spu.ac.th/bitstream/123456789/4767/10.pdf>)

จากรูปที่ 3.14.2 ได้นำเสนอวงจรการทำงานของวงจรทวีแรงดันในสภาวะสวิตช์เปิด (Switch On) พลังงานไฟฟ้าจากแหล่งจ่ายไฟฟ้า (V_s) จะจ่ายให้ไปสะสมอยู่ในตัวเหนี่ยวนำ ในระยะเวลาหนึ่งในช่วงเวลาที่สวิตช์เปิด อยู่โดยแรงดันไฟฟ้าที่ตัวเหนี่ยวนำจะมีค่าเท่ากับแรงดันไฟฟ้าที่แหล่งจ่าย (V_s) ตามกฎแรงดันไฟฟ้าของเคอร์ชอฟ

โหมดที่ 2 เมื่อสวิตช์ปิด (Mode 2 Switch Off)



รูปที่ 3.14.3 ทฤษฎีวงจรสมมูลทวีแรงดันไฟฟ้าขณะสวิตช์ปิด
(ที่มา : <http://dspace.spu.ac.th/bitstream/123456789/4767/10.pdf>)

การทำงานในโหมดนี้ ซึ่งแสดงในภาพที่ 3.14.3 พลังงานไฟฟ้าจากแหล่งจ่ายไฟฟ้า (V_s) และพลังงานไฟฟ้าที่สะสมอยู่ในตัวเหนี่ยวนำจะถูกส่งมาให้ยังโหลดโดยพลังงานไฟฟ้าที่ได้รับจากตัวเหนี่ยวนำเกิดจากการคายพลังงานไฟฟ้าของตัวเหนี่ยวนำหลังจากที่ได้สะสมพลังงานไว้ในช่วงเวลาที่ทำงานในโหมดสวิตช์เปิด (Mode Switch On) และจากการที่โหลดได้รับพลังงานไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายและการคายพลังงานของตัวเหนี่ยวนำนี้เองส่งผลต่อแรงดันไฟฟ้าทางด้านเอาต์พุต (Output) มีค่าสูงกว่าแรงดันไฟฟ้าทางด้านอินพุต (Input) จากการทำงานของวงจรทั้ง 2 โหมดนี้ทำให้เห็นได้ชัดว่าวงจรทวีแรงดันไฟฟ้า (Boost Converter) จะมีการจ่ายพลังงานไฟฟ้าให้กับโหลดอยู่ตลอดเวลาถึงแม้ว่าจะมีบางส่วนที่สวิตช์ที่ไม่ได้ทำงานก็ตามและจากความสัมพันธ์ของการทำงานของวงจรทวีแรงดันไฟฟ้า (Boost Converter) ทั้ง 2 โหมดนี้ เราสามารถหาค่าแรงดันไฟฟ้าขาออกได้จากสมการดังนี้

$$V_a = \frac{V_s}{1-D} \quad (3.30.1)$$

โดยที่

V_s คือ แรงดันไฟฟ้าของแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง

D คือ ดิวตี้ไซเคิล (Duty Cycle)

V_a คือ แรงดันเอาต์พุต

การหาค่าความเหนี่ยวนำที่เล็กที่สุดของวงจรถวีแรงดันไฟฟ้า สมมติว่าการสูญเสียภายในทวิแรงดันไฟฟ้า มีค่าเท่ากับศูนย์ กำลังไฟฟ้าที่ออกจากแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรงจะเท่ากับกำลังไฟฟ้าที่โหลดได้

$$P_s = P_o \frac{V_o^2}{R}$$

$$P_s = V_s L_s$$

$$V_s L_s = \frac{V_o^2}{R}$$

(3.30.2)

$$V_a = \frac{V_s}{1-D}$$

$$V_s L_s = \frac{\left(\frac{V_s}{1-D}\right)^2}{R}$$

$$I_L = \frac{V_s}{(1-D)^2 R}$$

กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำสูงสุดและต่ำสุดหาได้จากค่าเฉลี่ยและการเปลี่ยนแปลงของกระแสไฟฟ้าในช่วงที่สวิตช์นำกระแส

$$\Delta i_{L(on)} = \frac{V_s DT}{L}$$

$$I_{Lmax} = i_L + \frac{\Delta i_L}{2}$$

(3.30.3)

$$I_{Lmax} = \frac{V_s}{(1-D)^2 R} + \frac{V_s DT}{2L}$$

$$I_{Lmin} = \frac{V_s}{(1-D)^2 R} - \frac{V_s DT}{2L}$$

สมมติให้กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำเป็นแบบต่อเนื่องและมีค่าเป็นบวก ดังนั้นจะหาค่าตัวเหนี่ยวนำที่เล็กที่สุดที่ทำให้วงจรถวีแรงดันไฟฟ้าทำงานได้ในขอบเขตระหว่างโหมดกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำแบบต่อเนื่องดังสมการต่อไปนี้

$$I_{Lmin} = \frac{V_s}{(1-D)^2 R} + \frac{V_s D T}{2L}$$

$$\frac{V_s}{(1-D)^2 R} = \frac{V_s D T}{2L} \quad (3.30.4)$$

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

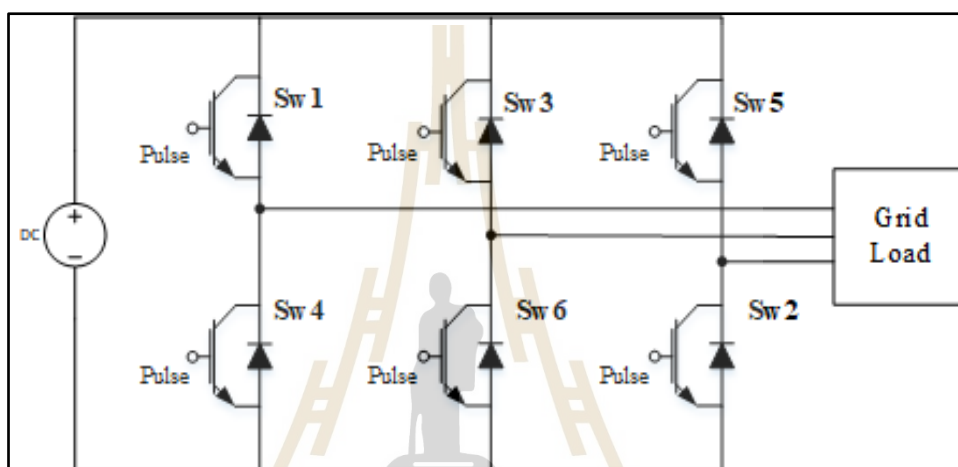
โดยที่

$\Delta i_{L(on)}$	คือ ช่วงนำกระแส
i_{Lmax}	คือ กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำสูงสุด
i_{Lmin}	คือ กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำต่ำสุดข
T	คือ คาบเวลาคงที่
P_s	คือ กำลังสูญเสียขณะเริ่มนำกระแสของมอสเฟตหรือไอจีบีที
I_L	คือ ค่าเฉลี่ยของกระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุ

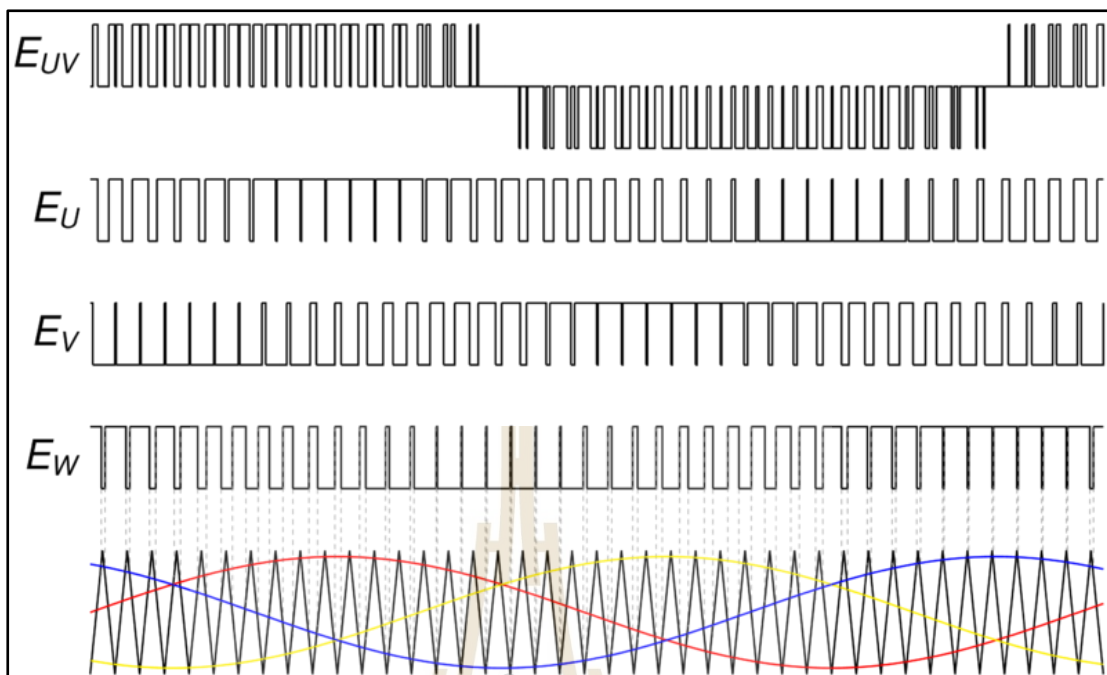
วงจรขับเคลื่อน การขับนำเกตด้วยไอซีเบอร์ TLP250 ปัจจุบันมอสเฟตกำลังเป็นที่นิยมมากในการใช้เป็น สวิตช์กำลัง ในระบบการควบคุมทั้งอินเวอร์เตอร์ (Inverter) และคอนเวอร์เตอร์ (Converter) การ ควบคุมมอเตอร์ (Motor Control) และระบบจ่ายกำลังสำรอง (UPS) และมอสเฟตที่ต้องการแรงดัน ขับเกตเพื่อให้สามารถทำงานในสภาวะนำกระแส (ON) และหยุดนำกระแส (OFF) ได้ซึ่งไอซีขับนำเกต เบอร์ TLP250 เป็นไอซีขับนำเกตได้ถูกออกแบบมาสำหรับขับนำเกตของเพาเวอร์มอสเฟตและไอจีบีที ซึ่งลักษณะโดยรวมเป็นวงจรสำเร็จรูปรวมอยู่ในชิปเดียวโดยไอซีเบอร์ TLP250 1 ตัวนั้นสามารถขับนำ เกตให้มอสเฟตได้ 1 ตัว และไฟเลี้ยงของ TLP250 เป็นแบบแหล่งจ่ายไฟฟ้าแบบเดี่ยว คือสัญญาณ อินพุตกับเอาต์พุตถูกแยกออกจากกันด้วยออปโตได (Optocoupler) ซึ่งอยู่ภายในตัวไอซีทำให้ช่วยลด ปัญหาเรื่องสัญญาณรบกวน และTLP250 ยังสามารถทำงานในย่านความถี่สูงได้

3.5.3 วงจรอินเวอร์เตอร์สามเฟส (Three – phase inverter)

วงจรอินเวอร์เตอร์สามเฟสจะแปลงแรงดันดีซีเป็นแรงดันไฟฟ้าเอซีในงานวิจัยนี้จะใช้ ไอจีบีที (IGBT) เป็นสวิตช์ในการทำงานของวงจรโดยจะสัญญาณพีดับเบิลยูเอ็ม (Pulse-width Modulation : PWM) ไปถูกขับเข้าที่ขาเกจของแต่ละตัวของไอจีบีทีซึ่งความถี่ที่ใช้คือ 1650 Hz . และการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์นี้จะถูกแบ่งออกเป็น 6 โหมดโดยแต่ละโหมดจะมีมุมเฟสต่างกันที่ 60 องศา ซึ่งการทำงานของสวิตช์ในแต่ละโหมดจะใช้ไอจีบีทีครั้งละ 3 ตัวจนทำให้เกิดแรงดันไฟฟ้าสามเฟส

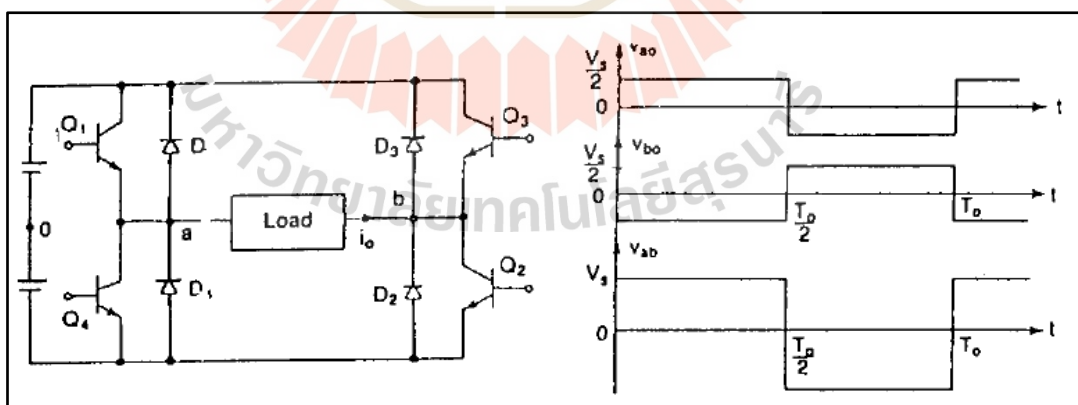


รูปที่ 3.15 วงจรอินเวอร์เตอร์

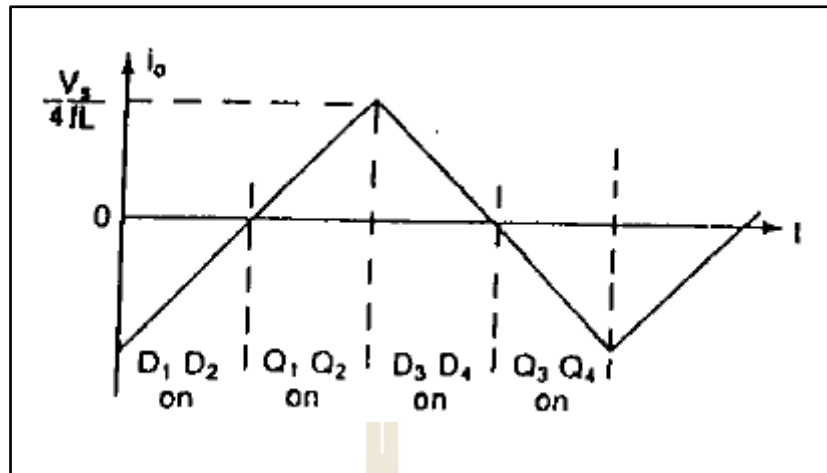


รูปที่ 3.16 สัญญาณเอาต์พุตของวงจรอินเวอร์เตอร์สามเฟส
 (ที่มา : <https://e2e.ti.com/support/microcontrollers/c2000/f/171/p/598039/2198500?tisearch=e2e-sitesearch&keymatch=TIDA-00195>)

วงจรอินเวอร์เตอร์เฟสเดียวเต็มคลื่นแบบบริดจ์



รูปที่ 3.16.1 วงจรอินเวอร์เตอร์เฟสเดียวเต็มคลื่นแบบบริดจ์
 (ที่มา : <https://kb.psu.ac.th/psukb/bitstream/2553/4330/4/ch6.pdf>)



รูปที่ 3.16.2 กระแสไหลดเมื่อไหลดเป็นชนิดตัวเหนี่ยวนำ
(ที่มา : <https://kb.psu.ac.th/psukb/bitstream/2553/4330/4/ch6.pdf>)

รูปร่างของวงจรแสดงไว้ในภาพประกอบที่ 3.16.1 ประกอบด้วยวงจรอินเวอร์เตอร์เฟสเดียวแบบเต็มคลื่น เมื่อทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 นำกระแสไฟฟ้า แรงดันไฟฟ้าด้านเข้า V_s จะไปตกคร่อมไหลด ถ้าทรานซิสเตอร์ Q_3 และ Q_4 นำกระแสไฟฟ้าและในเวลาเดียวกัน แรงดันที่คร่อมไหลดจะเปลี่ยนไปเป็น $-V_s$ เป็นแรงดันไฟฟ้าตรงข้ามที่แสดงดังรูปภาพที่ 3.16.2 แรงดันไฟฟ้าด้านเอาต์พุต จะหาได้จากสมการดังนี้

$$V_o = \left(\frac{2}{T_o} \int_0^{T_o/2} V_s^2 dt \right)^{1/2} = V_s \quad (3.30.5)$$

จากสมการข้างต้นสามารถนำมาปรับปรุงเพื่อใช้หาค่าแรงดันไฟฟ้าด้านเอาต์พุตชั่วขณะในรูปแบบอนุกรมฟูริเยร์ (Fourier transform)

$$V_o = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4V_s}{n\pi} \sin n\omega t \quad (3.30.6)$$

เมื่อ $n=1$ จากสมการที่ 3.30.6 สามารถให้ค่าเฉลี่ยกำลังสองของส่วนประกอบหลักมูลได้ดังนี้

$$V_1 = \frac{4V_s}{\sqrt{2\pi}} = 0.9V_s \quad (3.30.7)$$

เมื่อไดโอดตัวที่ D_1 และ D_2 นำกระแสไฟฟ้า จะทำให้พลังงานจะถูกจ่ายย้อนกลับไปยังแหล่งจ่ายไฟฟ้า กระแสตรงและเรียกไดโอดทั้งสองตัวนี้ว่า ไดโอดแบบย้อนกลับ (Feedback Diode) ดังรูปภาพที่ 3.16.2 ในกรณีที่ไหลดเป็นชนิดตัวเหนี่ยวนำ กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านไหลดจะไหลไปทางไดโอดตัวที่ D_4

โดยปกติช่วงเวลาหยุดนำกระแสไฟฟ้าจะสั้นมาก ๆ เมื่อเทียบกับความถี่ที่อินเวอร์เตอร์จ่ายให้แก่โหลด ถ้าโหลดของวงจรดังรูปภาพที่ 3.16.1 ด้านซ้ายเป็นความต้านทานอย่างเดียว แรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าที่โหลดจะมีสัญญาณเหมือนกัน สำหรับโหลดชนิดตัวเหนี่ยวนำรูปคลื่นของกระแสไฟฟ้าจะล่าหลังแรงดันไฟฟ้า ในรูปภาพที่ 3.16.1 ด้านขวารูปคลื่นของแรงดันคร่อมโหลดเป็นรูปสี่เหลี่ยม ทราบซิสเตอร์ถูกไบแอสด้วยสัญญาณเป็นพัลส์ความถี่สูงต่อเนื่องที่ 180 องศาของรูปคลื่นแรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมโหลด เมื่อพิจารณาที่ทราบซิสเตอร์ Q_3 และ Q_4 ถูกไบแอสให้นำกระแสไฟฟ้าเพื่อที่จะทำให้ทราบซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 หยุดนำกระแสไฟฟ้าและแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมโหลดกลับทิศทาง แต่กระแสไฟฟ้าในโหลดยังไม่เปลี่ยนทิศทาง ดังนั้นกระแสไฟฟ้าที่ไหลในโหลดจึงไหลผ่านไดโอด D_3 และ D_4 แทน โดยการต่อแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงเข้าโหลดทำให้กระแสไฟฟ้าถูกเหนี่ยวนำไหลกลับสู่แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง จนกระทั่งกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านโหลดเป็นศูนย์ เมื่อมีสัญญาณพัลส์ตลอด 180 องศาของรูปคลื่นด้านเอาต์พุต จึงทำให้ทราบซิสเตอร์ Q_3 และ Q_4 สามารถนำกระแสไฟฟ้าจ่ายไฟเข้าสู่โหลดได้ การควบคุมแรงดันไฟฟ้าด้านเอาต์พุตและปรับปรุงให้แรงดันไฟฟ้าด้านเอาต์พุตมีฮาร์มอนิกน้อยมาก ๆ สามารถใช้วิธีการควบคุมพีดับเบิลยูเอ็ม (Pulse Width Modulation: PWM) เป็นการควบคุมให้ทราบซิสเตอร์นำกระแสไฟฟ้าและหยุดนำกระแสไฟฟ้าเพื่อให้ได้รูปคลื่นของแรงดันไฟฟ้าด้านเอาต์พุตที่เปลี่ยนแปลงตามความกว้างของรูปคลื่นพัลส์

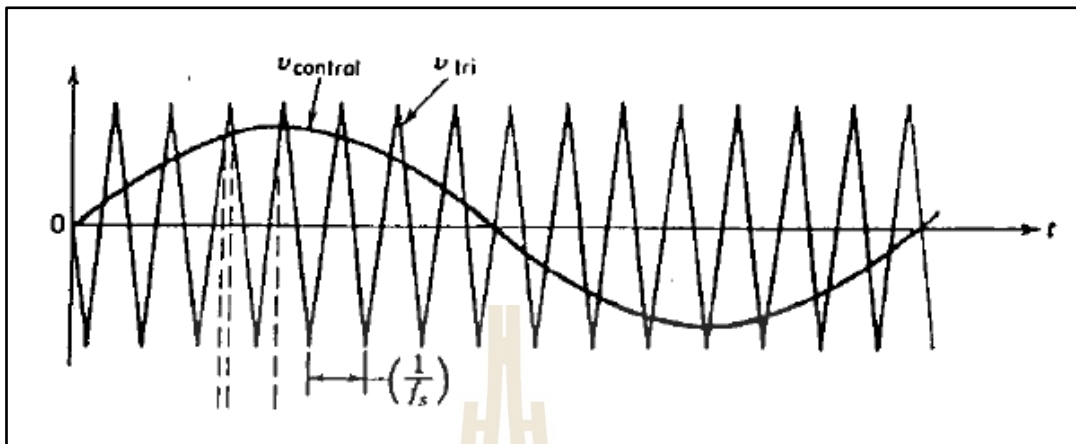
หลักการมอดูเลตความกว้างพัลส์ (Pulse Width Modulation: PWM) ใช้พัลส์แบบนี้เพื่อสร้างสัญญาณรูปคลื่นสี่เหลี่ยมที่มีการปรับความกว้างของพัลส์ โดยสัญญาณดังกล่าวนี้ได้มาจากการเปรียบเทียบของสัญญาณ 2 สัญญาณคือ สัญญาณรูปคลื่นไซน์ที่มีความถี่เท่ากับ 50 – 60 เฮิร์ตซ์ และสัญญาณรูปคลื่นสามเหลี่ยมที่มีขนาดคงที่ตลอดการทำงาน ในวงจรอินเวอร์เตอร์เราต้องการที่จะควบคุมขนาดของแรงดันไฟฟ้าด้านเอาต์พุตที่มีรูปคลื่นเป็นไซน์ เพื่อที่จะทำให้ได้แรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตที่มีส่วนประกอบหลักมูลของสัญญาณทางด้านเอาต์พุตของวงจรอินเวอร์เตอร์ที่มีความถี่ 50 – 60 บวกลบหนึ่งเปอร์เซ็นต์ เราจะเรียกสัญญาณแบบนี้ว่าสัญญาณไซน์ ซึ่งจะนำมาเปรียบเทียบกับสัญญาณรูปคลื่นสามเหลี่ยมดังแสดงไว้ในรูปภาพที่ 3.16.3 โดยสัญญาณสามเหลี่ยมเป็นสัญญาณที่ควบคุมความถี่ในการสวิตซิงของวงจรอินเวอร์เตอร์ (Inverter Switching Frequency) และเราจะไม่มีการเปลี่ยนแปลงสามเหลี่ยมนี้ตลอดการทำงานโดยแรงดันไฟฟ้าด้านอินพุตให้มีขนาด V_{tri} โดยรูปภาพที่ 3.16.3 คือความถี่สวิตซิง f (Carrier Frequency) สัญญาณควบคุม $V_{control}$ ถูกใช้ในการมอดูเลต (Switching duty ratio) และความถี่ f เป็นความถี่หลักมูลที่ต้องการแรงดันเอาต์พุตหรือเรียกว่า Modulation Frequency ส่วนแรงดันไฟฟ้าด้านเอาต์พุตจะไม่ใช้รูปคลื่นไซน์ที่แท้จริง แต่จะประกอบด้วยฮาร์มอนิกจำนวนมากและส่วนประกอบความถี่หลักมูลที่มีคือความถี่ (Amplitude Modulation Ratio : m_a)

$$m_a = \frac{V_{control}}{V_{tri}} \quad (3.30.8)$$

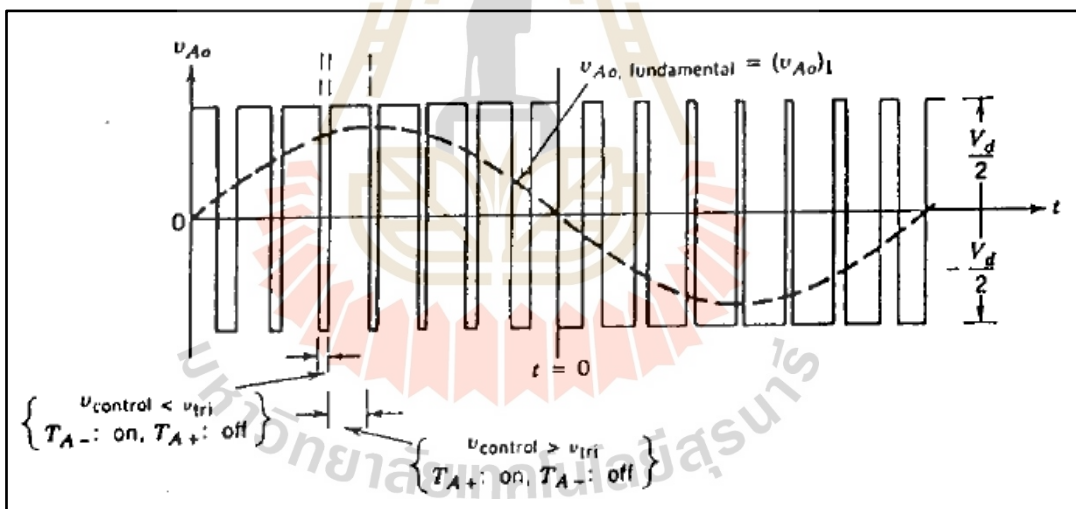
โดยที่

$V_{control}$ คือ ขนาดสูงสุดของสัญญาณควบคุม (แรงดันไฟฟ้า)
 V_{tri} คือ ขนาดของสัญญาณรูปคลื่นสามเหลี่ยม

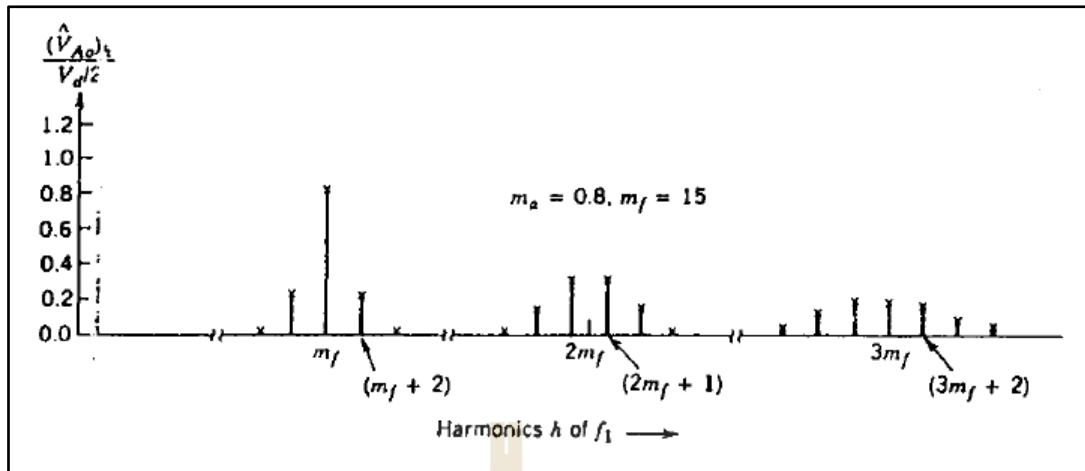
$$m_f = \frac{f_s}{f_1} \quad (3.30.9)$$



รูปที่ 3.16.3 รูปคลื่นสามเหลี่ยมในสัญญาณ PWM
(ที่มา : <https://kb.psu.ac.th/psukb/bitstream/2553/4330/4/ch6.pdf>)



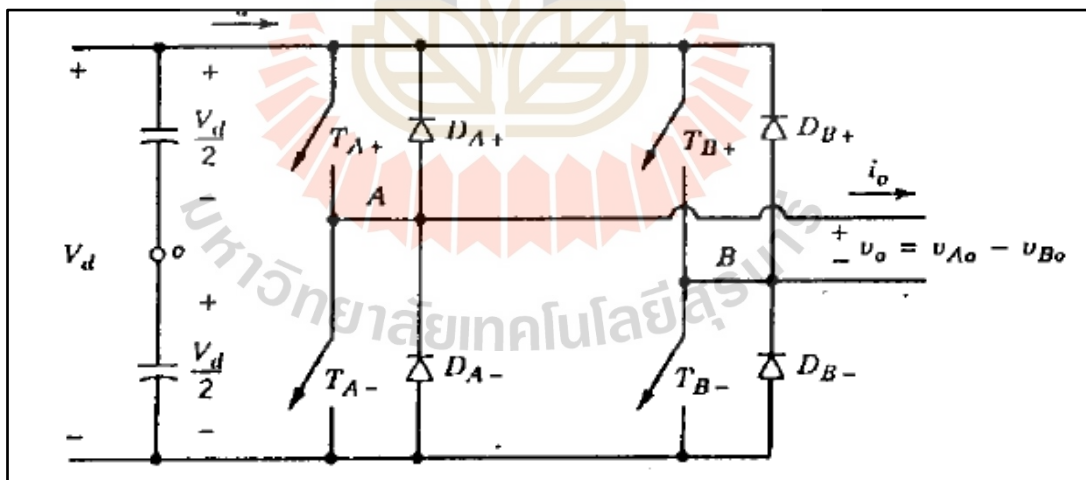
รูปที่ 3.16.4 รูปคลื่นเอาต์พุตในวงจรอินเวอร์เตอร์
(ที่มา : <https://kb.psu.ac.th/psukb/bitstream/2553/4330/4/ch6.pdf>)



รูปที่ 3.16.5 ตัวอย่างฮาร์มอนิกของวงจรรินเวอร์เตอร์

(ที่มา : <https://kb.psu.ac.th/psukb/bitstream/2553/4330/4/ch6.pdf>)

วงจรรินเวอร์เตอร์แบบการสวิตช์แรงดันไบโพลาร์ (Bipolar voltage switching) เป็นการนำหลักการของพัลส์พีดับเบิ้ลยูเอ็ม (PWM) เพื่อให้ได้สัญญาณเป็นรูปพัลส์สี่เหลี่ยมแบบไบโพลาร์ และสามารถปรับความกว้างของพัลส์ ได้โดยการเปรียบเทียบระหว่างแรงดันไฟฟ้ารูปคลื่นไซน์กับแรงดันไฟฟ้ารูปคลื่นสามเหลี่ยม โดยพิจารณาวงจรรินเวอร์เตอร์เฟสเดียวแบบบริดจ์เต็มคลื่น ดังรูปภาพต่อไปนี้



รูปที่ 3.16.6 ตัวอย่างวงจรรินเวอร์เตอร์เฟสเดียวแบบบริดจ์เต็มคลื่น

(ที่มา : <https://kb.psu.ac.th/psukb/bitstream/2553/4330/4/ch6.pdf>)

แรงดันไฟฟ้าด้านเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ที่จุดบีมีค่าตรงข้ามกับแรงดันไฟฟ้าที่จุดเอ เช่น เมื่อ T_A นำกระแสไฟฟ้า และ V_{AO} มีค่าเท่ากับ $\frac{V_d}{2}$ และ T_B ก็จะนำกระแสไฟฟ้าด้วย ส่วน $V_{BO} = -\frac{V_d}{2}$ ดังนั้น

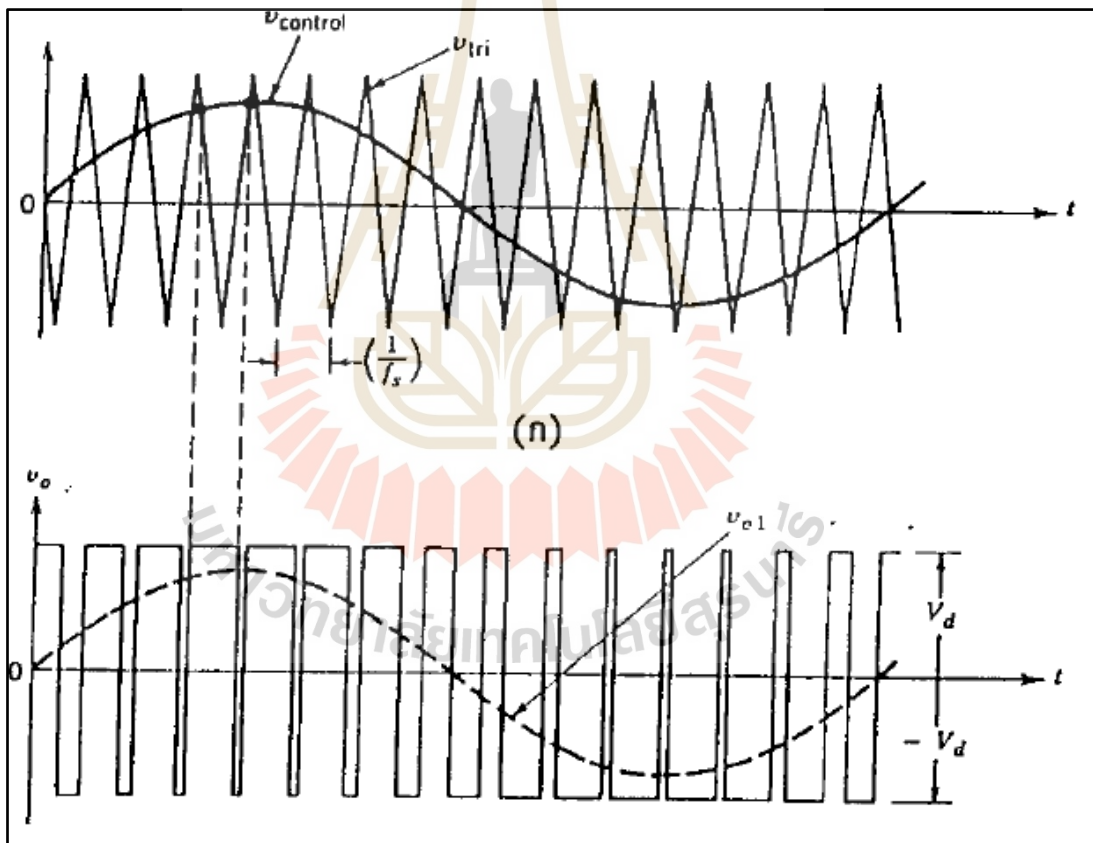
$$V_{BO} = -V_{AO} \quad (3.30.10)$$

$$V_o = V_{AO} - V_{BO} \quad (3.30.11)$$

รูปคลื่น V_o แสดงไว้ในภาพประกอบที่ 3.16.7 การวิเคราะห์สามารถทำได้เช่นเดียวกับในเรื่องพีดับเบิลยูเอ็มสำหรับวงจรอินเวอร์เตอร์เฟสเดียวแบบครึ่งคลื่นบริดจ์ ดังนั้นค่ายอดส่วนประกอบหลักมูลของแรงดันเอาต์พุต สามารถเขียนสมการได้ดังนี้

$$V_o = m_a V_d, \quad m_a \leq 1 \quad (3.30.12)$$

$$V_d < V_o < \frac{4V_d}{\pi}, \quad m_a > 1 \quad (3.30.13)$$

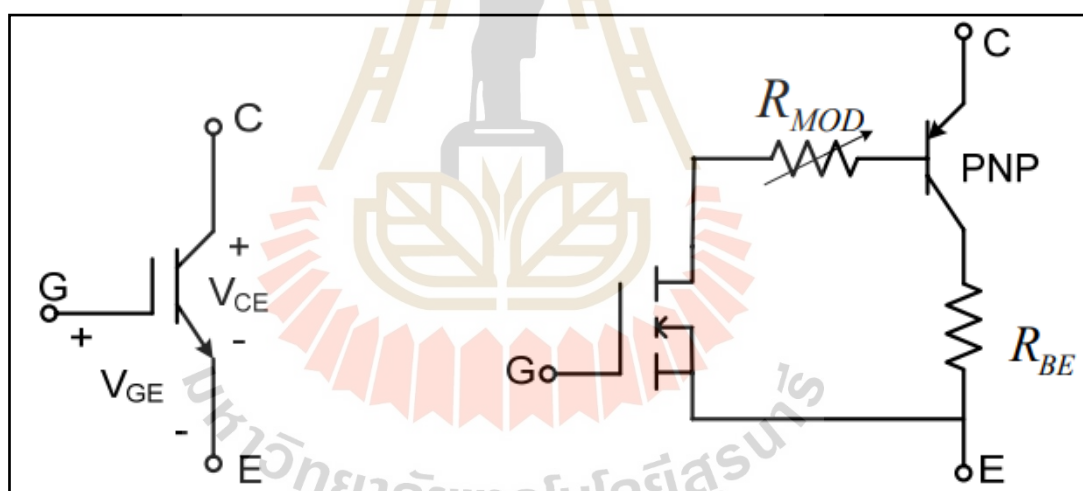


รูปที่ 3.16.7 สัญญาณพัลส์ PWM

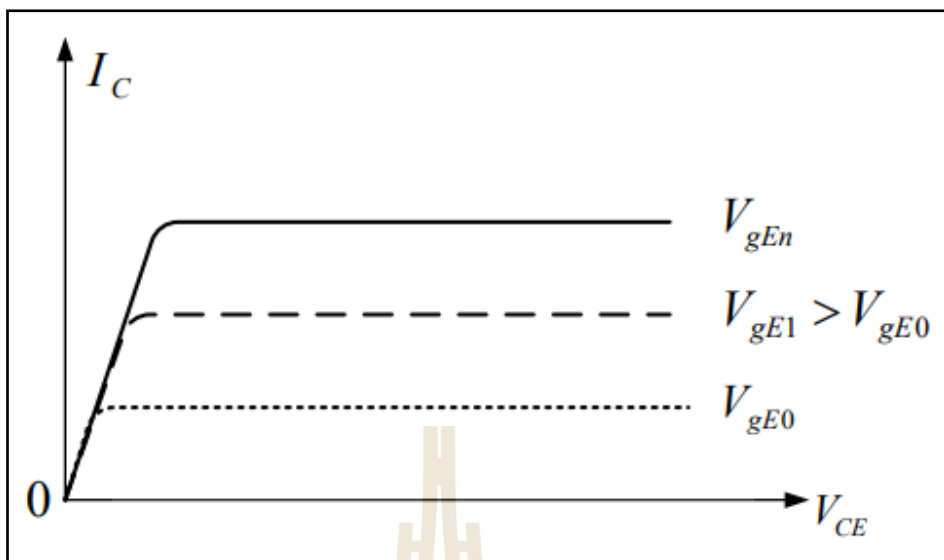
(ที่มา : <https://kb.psu.ac.th/psukb/bitstream/2553/4330/4/ch6.pdf>)

ในรูปภาพที่ 3.16.7 สังเกตได้ว่าแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต V_o จะมีค่าเปลี่ยนแปลงระหว่าง $-V_d$ และ $+V_d$ ซึ่งต่างกับกับแบบครึ่งคลื่นบริดจ์ คือแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตจะมีค่าเปลี่ยนแปลงระหว่าง $-\frac{V_d}{2}$ และ $\frac{V_d}{2}$ และนี่คือเหตุผลหนึ่งที่ว่าทำไมเราจึงเรียกพีดับเบิลยูเอ็มแบบนี้ว่า PWM with Bipolar Voltage Switching ในการนำสัญญาณควบคุมไปใช้การควบคุมการทำงานของไอจีบีที (IGBT) ในวงจรอินเวอร์เตอร์ต้องทำการแยกกราวด์ของสัญญาณควบคุมออกจากกราวด์ของสัญญาณกำลังที่ป้อนเข้าสู่วงจร โดยในความก้าวหน้าครั้งนี้ได้เลือกใช้วิธีแยกกราวด์โดยใช้วงจรแยกกราวด์ (Optoisolater) มาใช้ โดยสัญญาณที่ออกจากวงจรแยกกราวด์ที่ได้นี้จะไม่มี ความผิดพลาดจากความผิดพลาดที่สร้างขึ้น

ไอจีบีที (IGBT) เป็นอุปกรณ์สวิตช์ที่มี 3 ขา ประกอบไปด้วย ขาคอลเลคเตอร์ (Collector) ขาเบส (Base) และขาอีมิเตอร์ (Emitter) ดังแสดงสัญลักษณ์และโครงสร้างดังรูปด้านล่างตามลำดับ โดยที่ไอจีบีทีจะมีค่าอิมพีแดนซ์ที่ขาเกตสูงทำให้ใช้พลังงานในการควบคุมการทำงานต่ำคล้ายกับมอสเฟตและมีแรงดันตกคร่อมต่ำขณะที่นำกระแสคล้ายกับทรานซิสเตอร์ กำลัง ซึ่งเป็นการรวมเอาข้อดีของมอสเฟตและทรานซิสเตอร์กำลังเข้าด้วยกัน นอกจากนี้ไอจีบีทียังสามารถทำงานในช่วงความถี่สูงได้การทำงานของไอจีบีทีจะใช้แรงดันควบคุมที่ขาเกตสำหรับ



รูปที่ 3.16.8 สัญลักษณ์และวงจรสมมูลอย่างง่ายของไอจีบีที
(ที่มา : <http://elearning.psu.ac.th/courses/236/lesson%202.pdf>)

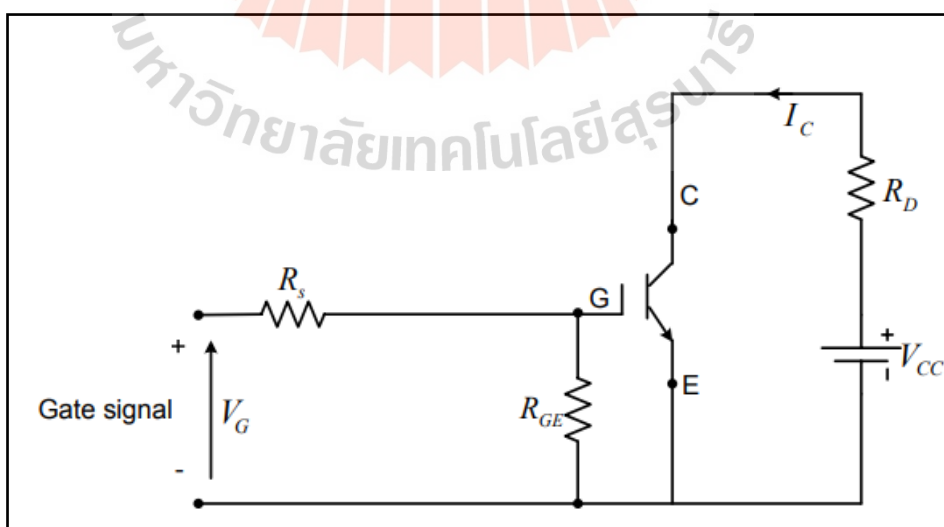


รูปที่ 3.16.9 กราฟลักษณะเบื้องต้นของไอจีบีที

(ที่มา : <http://elearning.psu.ac.th/courses/236/lesson%202.pdf>)

ควบคุมให้ไอจีบีทีนำกระแสหรือหยุดนำกระแส และไอจีบีทีที่มีช่วงเวลาในการนำกระแสและหยุดนำกระแสประมาณ 1 ไมโครวินาที โดยที่มีพิกัดแรงดัน 5000 โวลต์และกระแส 2000 แอมป์ (ไอจีบีทีแต่ละแบบมีพิกัดที่เท่ากัน)

จากการทำงานของไอจีบีทีที่มีลักษณะของการทำงานดังแสดงในกราฟคุณลักษณะของไอจีบีทีที่ตรงรูปภาพข้างต้น โดยการเพิ่มค่าแรงดัน V_{GE} ทำให้ไอจีบีทีทำงานในสถานะนำกระแสได้ในรูปภาพด้านบน แสดงวงจรขับเคลื่อนของไอจีบีที



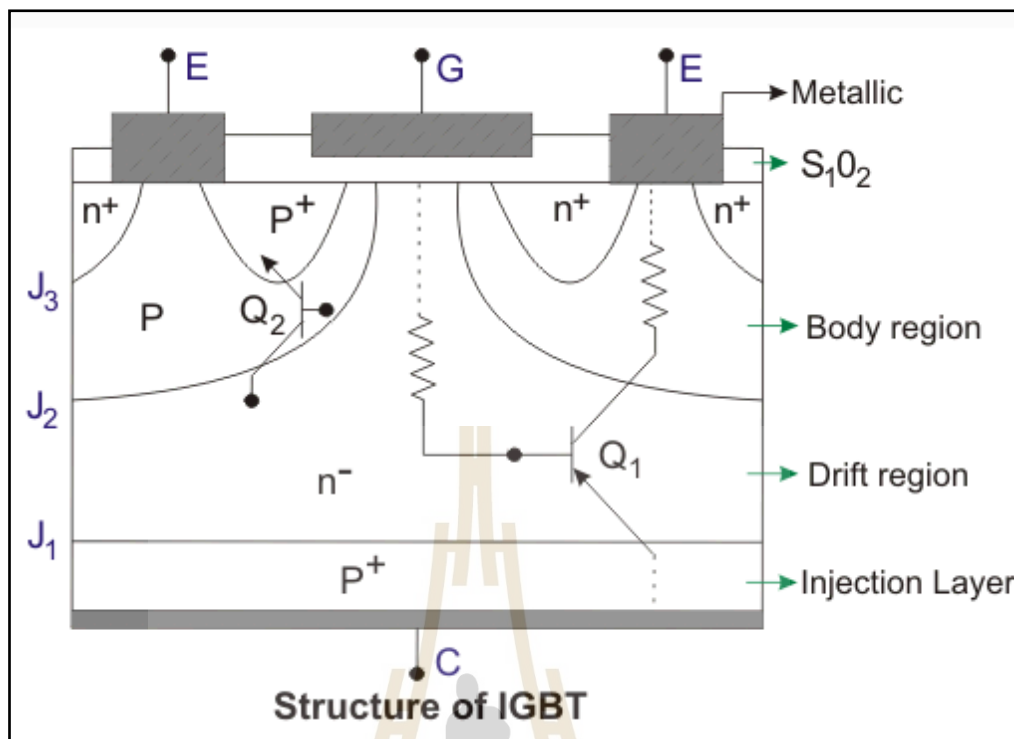
รูปที่ 3.16.10 การทำงานของวงจรไอจีบีที

(ที่มา : <http://elearning.psu.ac.th/courses/236/lesson%202.pdf>)

ทรานซิสเตอร์กำลังขณะอยู่ ในสภาวะนำกระแสจะมีอัตราการสูญเสียกำลังงานต่ำมีอัตราทนทาน แรงดันและขยายกระแสได้สูง แต่ความเร็วการสวิตซ์ทำงานต่ำโดยเฉพาะในช่วงหยุดนำกระแส จะมีช่วงเวลานานกว่าซึ่งเป็นคุณสมบัติที่ตรงข้ามกับเพาเวอร์มอสเฟทที่มีความเร็วในการสวิตซ์ทำงาน นำกระแสและหยุดนำกระแสได้เร็วกว่า แต่ก็มีกำลังสูญเสียที่สูงมากเช่นกัน ด้วยเหตุผลนี้ทำให้ เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์และเพาเวอร์มอสเฟทถูกนำมาพัฒนาอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์เพาเวอร์ คอนโทรลชนิดใหม่ขึ้นมา โดยคุณสมบัติต่าง ๆ จะรวมเอาข้อดีเปรียบของทรานซิสเตอร์ไบโพลาร์และ มอสเฟทเข้ามารวมไว้ในอุปกรณ์ชนิดใหม่นี้โดยมีชื่ออย่างเป็นทางการว่าไอจีบีที (Insulated Gate Bipolar Junction Transistor: IGBT) ไอจีบีทีได้รวมเอาข้อดีของมอสเฟทกำลัง (POWER MOSFET) ทรานซิสเตอร์กำลัง (BJT) และจีทีโอไทรซิสเตอร์ (GTO) มารวมอยู่ด้วยกันกล่าวคือ ไอจีบีที จะมีค่า อิมพีแดนซ์ที่ขาเกตสูงคล้าย กบมอสเฟทกำลัง ซึ่งต้องการพลังงานน้อยมากในการควบคุมการสวิตซ์ ควบคุมการนำกระแส และ การหยุดนำกระแสด้วยแรงดันไฟฟ้าที่ขาเกต (V_{GE}) รวมทั้งสามารถใช้งาน การสวิตซ์ที่ความถี่สูง ไอจีบีทีจะมีค่าแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมต่ำ ขณะนำกระแสคล้ายกับ ทรานซิสเตอร์กำลัง ซึ่งมีค่าประมาณ 2 - 3 โวลต์ สำหรับพิกัดแรงดันไฟฟ้า 1000 โวลต์ นอกจากนั้น ไอจีบีทีถูกออกแบบให้ทนแรงดันไฟฟ้าด้านลบได้คล้ายกับจีทีโอไทรซิสเตอร์ (GTO) ไอจีบีที จะมีช่วงเวลานำกระแสและหยุดนำกระแสประมาณ 1 ไมโครวินาที มีขนาดพิกัดกระแสไฟฟ้าถึง 2000 แอมป์ และมีพิกัดแรงดันไฟฟ้า 5000 โวลต์ (งานวิจัยวงจรรีเลย์อินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์แบบอนุกรมชนิด ครึ่งบริดจ์ 3 สวิตซ์สำหรับเตาหุงต้มแบบเหนี่ยวนำที่มีสองเอาต์พุต, 2557)

โครงสร้างไอจีบีทีคล้ายกันมากกับมอสเฟทกำลัง (POWER MOSFET : PMOSFET) ยกเว้นชั้นหนึ่งที่ เรียกว่าชั้นการฉุดซึ่งเป็น p+ ไม่เหมือน n+ สารตั้งต้นในมอสเฟทกำลัง ชั้นการฉุดนี้เป็นกุญแจสำคัญ ในคุณสมบัติที่เหนือกว่าของ IGBT ชั้นอื่น ๆ เรียกว่า การดริฟท์และส่วนของโครงสร้างจะแบ่ง ออกเป็นทางแยกสองแห่งมี J_1 และ J_2 . รูปด้านล่างแสดงโครงสร้างของ n - channel IGBT

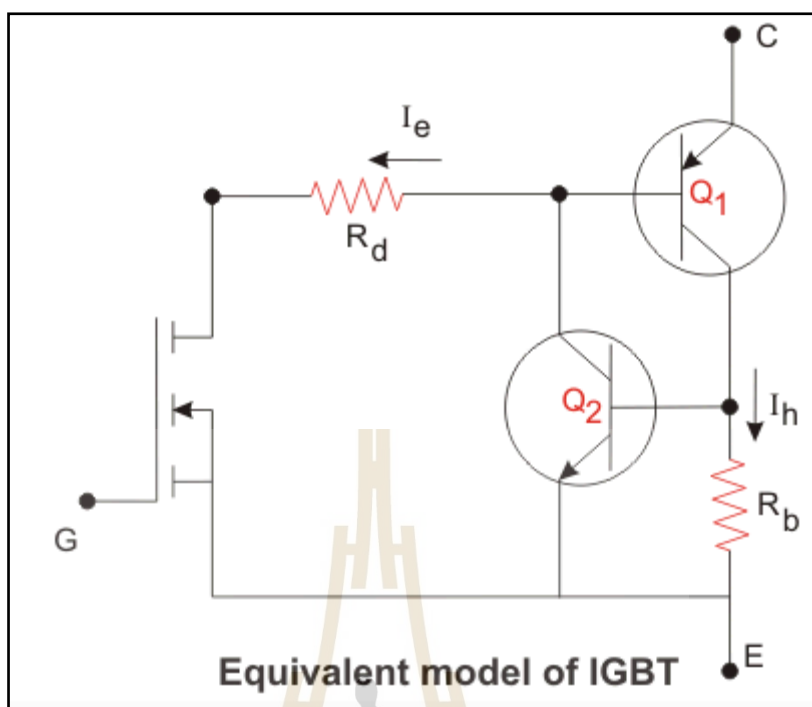
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี



รูปที่ 3.16.11 โครงสร้างไอจีบีที

(ที่มา : <http://elearning.psu.ac.th/courses/236/lesson%202.pdf>)

ไอจีบีทีเหมาะสำหรับใช้งานหลากหลายที่คล้ายกับมอสเฟตกำลังแต่มีพิกัดกำลังที่ใหญ่กว่าและสามารถออกแบบให้ทนแรงดันไฟฟ้าได้ทั้งด้านบวกและด้านลบ ไอจีบีทีจึงเรียกได้ว่า เป็นอุปกรณ์ประเภทที่ไม่จำเป็นต้องมี snubber (Snubber) คือสามารถทนกระแสและแรงดันไฟฟ้า ได้มากจนไม่จำเป็นต้องการวางจอร์น snubber ก็ได้ เมื่อสังเกตโครงสร้างอย่างระเอียดเราจะพบว่ามอสเฟต n-channel บีเจทีทั้งสองและ Q₂ ดังแสดงในรูป Q₁ คือ บีเจทีชนิดพีเอ็นพี (PNP) และ Q₂ คือ บีเจทีชนิดเอ็นพีเอ็น (NPN) R_d คือ ความต้านทานที่เสนอโดยภูมิภาคดริฟท์และ R_b คือ ความต้านทานที่เสนอโดยพีของโครงสร้างไอจีบีที เราสามารถสังเกตได้ว่าการสะสมของ Q₁ เหมือนกับฐานของ Q₂ และการสะสมของ Q₂ เหมือนกับฐานของ Q₁. ดังนั้นเราจึงสามารถมาถึงรูปแบบวงจรที่เทียบเท่าของไอจีบีที ดังแสดงในรูปด้านล่าง



รูปที่ 3.16.12 แบบจำลองของไอจีบีที

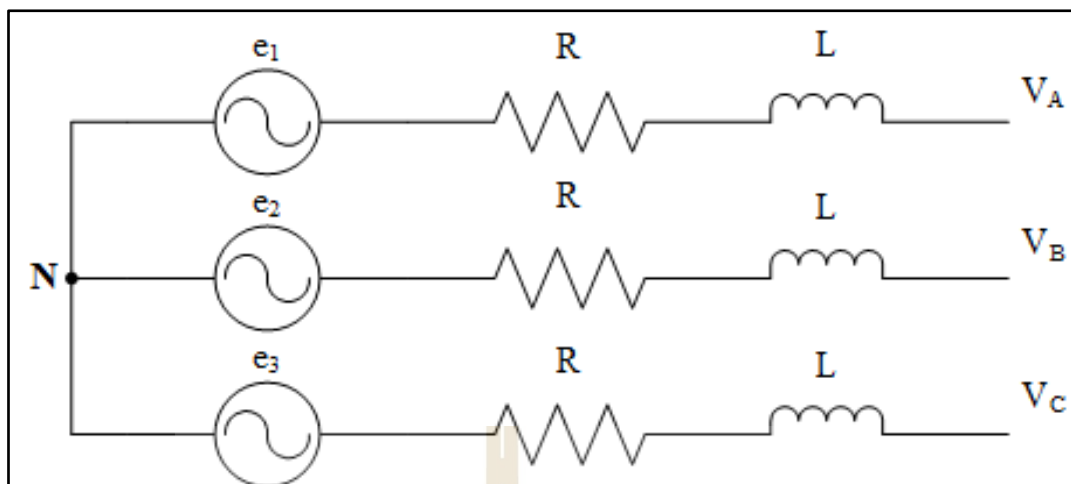
(ที่มา : <http://elearning.psu.ac.th/courses/236/lesson%202.pdf>)

การเชื่อมต่อของทรานซิสเตอร์ทั้งสองกลับไปด้านหลังก่อให้เกิดไทรสต์ของย้อนกลับ ไอจีบีทีแบบ N-channel จะเปิดขึ้นเมื่อตัวสะสมมีศักย์ภาพในเชิงบวกเมื่อเทียบกับตัวส่งและมีค่าบวกที่เพียงพอ การปล่อย เจ็อนไซน์นี้นำไปสู่การก่อตัวของชั้นผกผัน ซึ่งนำไปสู่การสร้างช่องทาง และกระแสเริ่มไหลจากตัวสะสมถึงตัวส่ง

3.5.4 กริดไฟฟ้า (Electrical Grid)

ในงานวิจัยนี้มีเป้าหมายหลักเพื่อสร้างรูปแบบที่เหมาะสมของกริดไฟฟ้าและเพื่อปรับสมดุลของระบบไฟฟ้าสามเฟส กริดไฟฟ้าจะแสดงอยู่ในรูปที่ 3.15 ซึ่งแรงดันไฟฟ้าที่เฟส a , b และ c เป็นแรงดันไฟฟ้าที่เชื่อมต่อกับวงจรอินเวอร์เตอร์สามเฟสซึ่งได้ผ่านวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบเต็มคลื่นและวงจรทวิแรงดันมาก่อนแล้ว การวิเคราะห์แบบจำลองของกริดไฟฟ้าจะแสดงดังสมการที่ 3.31 ซึ่ง e_1 , e_2 และ e_3 เป็นแรงดันไฟฟ้าสามเฟสทั่วไปและจะเรียงเฟสไปตามลำดับ (H. Xiao, 2013)

$$\begin{aligned}
 V_A - e_1 &= R \cdot I_1 + L \frac{d}{dt}(I_1) \\
 V_B - e_2 &= R \cdot I_2 + L \frac{d}{dt}(I_2) \\
 V_C - e_3 &= R \cdot I_3 + L \frac{d}{dt}(I_3)
 \end{aligned}
 \tag{3.31}$$



รูปที่ 3.17 กริดไฟฟ้า



3.6 การควบคุมมุมพิช (Pitch angle control)

การปรับมุมพิชของกังหันลมเป็นวิธีที่มีประสิทธิภาพในการจำกัดประสิทธิภาพของความเร็วลมที่รุนแรง ในอุดมคติมุมพิชที่อ้างอิงสามารถหาได้จากมุมโค้งพิชกับความเร็วลม ซึ่งวิธีการควบคุมนี้ไม่ใช่กลยุทธ์ที่น่าพึงพอใจเนื่องจากไม่สามารถวัดค่าความเร็วลมที่น่าสนใจได้อย่างถูกต้อง ดังนั้นเราจึงใช้ตัวควบคุมพีไอ (PI control) เพื่อควบคุมมุมพิชให้มีเสถียรภาพเพิ่มมากขึ้น สัญญาณเอาต์พุตจากตัวควบคุมจากตัวควบคุมพีไอ คือ β_d ตามที่แสดงในรูปที่ 3.18 ซึ่งจะประกอบด้วยฟังก์ชันถ่ายโอนตัวขับเคลื่อนที่ได้จากสมการ 3.32 จากนั้นตัวควบคุมพีไอและมุมพิชที่ต้องการสามารถแสดงดังนี้

$$\frac{\beta}{\beta_d} = \frac{1}{\tau_\beta + 1} \quad (3.32)$$

$$\beta_d = K_p e + K_i \int e dt \quad (3.33)$$

เมื่อ
$$e = \omega_{m_ref} - \omega_m \quad (3.34)$$

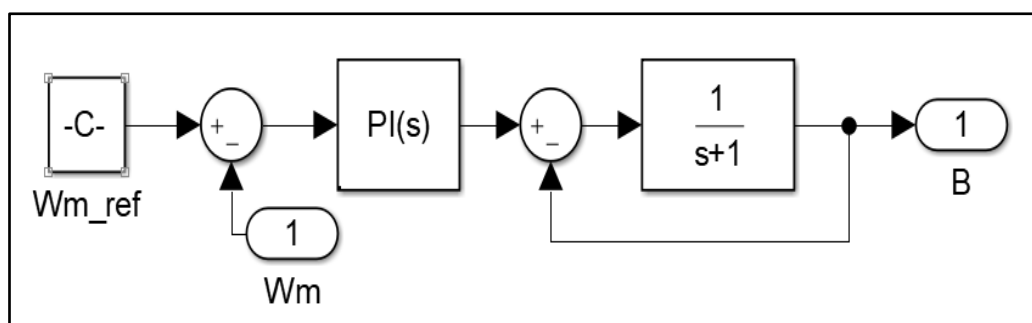
สำหรับเครื่องกำเนิดไฟฟ้าแบบอะซิงโครนัสที่สามารถปรับค่า e ได้เล็กน้อย K_p จะมีค่ามากกว่า K_i ดังนั้นสมการจะได้ดังนี้

$$K_p = \frac{d\beta_d}{de} \quad (3.35)$$

ในสถานะคงที่ $\beta_d = 2\beta$ จากสมการด้านบนจะได้ K_p และ K_i

$$K_p = \frac{2\beta}{\omega_{m_ref} - \omega_m} \quad (3.36)$$

$$K_i = \frac{1}{\omega_{m_ref} - \omega_m} \times \left(\frac{2\beta}{\omega_{m_ref} - \omega_m} - K_p \right) \frac{\partial \Delta \omega}{\partial t} \quad (3.37)$$

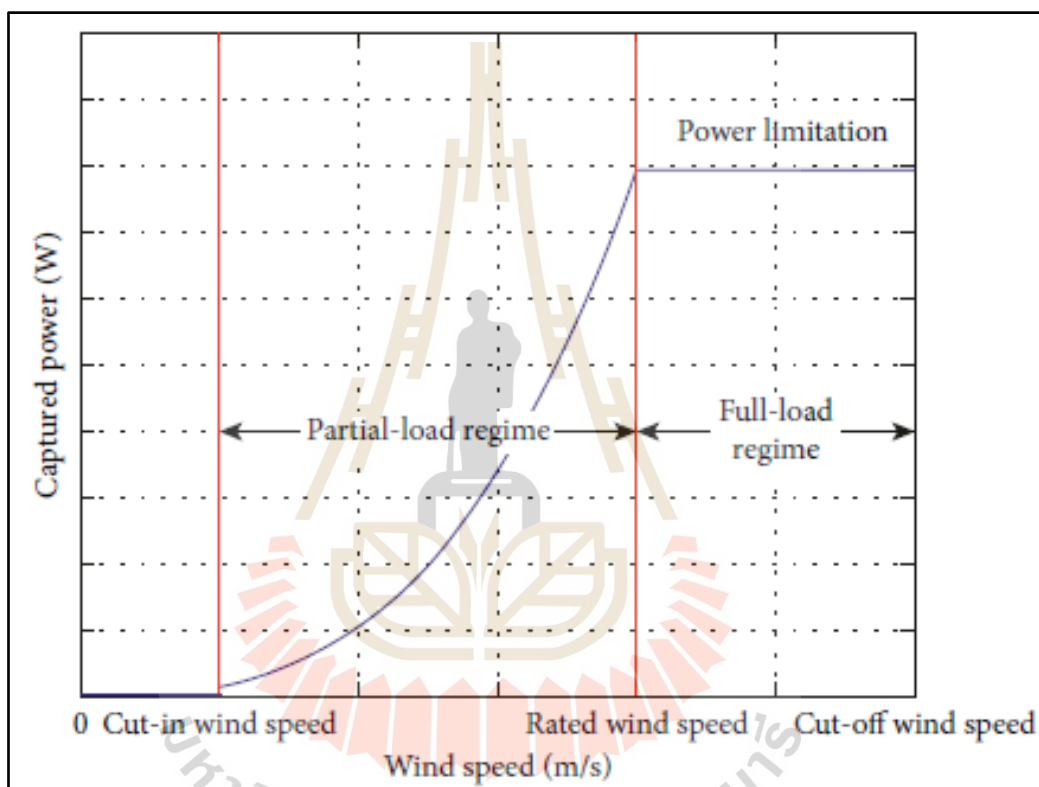


รูปที่ 3.18 การควบคุมมุมพิชโดยตัวควบคุมพีไอ (PI pitch angle control)

ด้วยปัญหาสภาพภูมิอากาศของโลกที่เด่นชัดมากขึ้นเรื่อย ๆ และแหล่งพลังงานที่ไม่สามารถหมุนเวียนได้ถูกใช้ไปเป็นส่วนใหญ่ เช่น น้ำมัน เป็นต้น ซึ่งการสำรวจนี้ใช้ประโยชน์ของแหล่งพลังงานหมุนเวียน เช่น พลังงานลมและพลังงานแสงอาทิตย์ เป็นต้น จึงได้รับความสนใจอย่างมากในฐานะที่เป็นแหล่งพลังงานหมุนเวียนที่เติบโตเร็วที่สุดในช่วงไม่กี่ปีที่ผ่านมา การผลิตลมเป็นสิ่งแพร่หลายที่สุดในบริเวณชายฝั่งทะเลซึ่งครอบคลุมภูมิภาคแบบอบอุ่นและทางเหนือ ประเทศต่างๆ เช่น จีน สหรัฐอเมริกา เดนมาร์ก และแคนาดา มีศักยภาพของพลังงานลมที่สำคัญเนื่องจากความเร็วลมเฉลี่ยสูง ดังนั้นการวิจัยและพัฒนาพลังงานลมจึงมีประโยชน์อย่างมากในปัจจุบัน เมื่อเทียบกับระบบพลังงานความถี่ที่ความถี่คงที่ ความเร็วที่คงที่ ข้อได้เปรียบที่ใหญ่ที่สุดของระบบพลังงานลมความถี่ที่คงที่คือความเร็วตัวแปรที่ใช้กันอย่างแพร่หลายคือความสามารถในการเข้าถึงการแปลงพลังงานสูงสุด โมเดลการสร้างพลังงานความถี่ที่ความเร็วตัวแปรหลักรวมถึงเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำแบบป้อนคู่หรือเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำแบบดับเบิ้ลเฟด (Doubly Fed Induction Generator : DFIG) และเครื่องกำเนิดไฟฟ้าซิงโครนัสแบบแม่เหล็กถาวร (Permanent Magnet Synchronous Generator : PMSG)

ตามรูปภาพที่ 3.18.1 ตามความเร็วลม พื้นที่ทำงานของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าซิงโครนัสแบบแม่เหล็กถาวร โดยทั่วไปสามารถแบ่งได้เป็น 2 ส่วนคือ ส่วนโหลดบางส่วนที่มีความเร็วลมต่ำกว่าความเร็วลมที่กำหนด และบริเวณโหลดเต็มที่ที่มีความเร็วลมสูงกว่า จัดอันดับความเร็วลม ในพื้นที่โหลดบางส่วน เป้าหมายการควบคุมของระบบพลังงานลมโดยทั่วไปคือสามารถดักจับพลังงานลมสูงสุดเพื่อให้บรรลุผลประโยชน์ทางเศรษฐกิจสูงสุด ในขณะที่ พื้นที่โหลดบางส่วนสามารถเรียกได้ว่าเป็นพื้นที่การติดตามจุดสูงสุด (MPPT) ในพื้นที่โหลด ใบพัดแปรผันมีความสำคัญเป็นพิเศษ ในขณะนี้กำลังไฟฟ้าของเครื่องกำเนิดไฟฟ้า-เอาร์ทพุตถูกจำกัดที่ค่าที่กำหนดโดยการควบคุมระดับมุมพิชของใบกังหันลม เนื่องจากความจุของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าและตัวแปลง นอกจากนี้ จำเป็นต้องมีการควบคุมระดับมุมพิชเป็นพิเศษทุกสภาพการทำงาน เช่น การควบคุมพลังงานที่จำกัดภายใต้ความเร็วลมที่กำหนด การข้ามสายส่งไฟฟ้าแรงต่ำในโครงข่ายไฟฟ้า จำเป็นต้องปรับกริดพลังงานเข้าไปในความถี่ และทำให้ภาระกังหันลมเบาลง ในขณะเดียวกันก็ชี้ให้เห็นว่าการควบคุมระดับมุมพิชสามารถทำให้พลังงานราบรื่นขึ้น

รูปภาพที่ 3.18.2 - 3 แสดงระบบควบคุมระดับมุมพิช เห็นได้ชัดว่า รูปที่ 3.18.2 แสดงให้เห็นการทำงานของใบพัดภายใต้การควบคุมระดับมุมพิช และรูปที่ 3.18.3 แสดงระบบการขับเคลื่อนแบบแปรผันในศูนย์กลางกังหันลม ระบบการขับเคลื่อนพิชตัวแปรประกอบด้วยตู้ไดรฟ์พิช, ไดรฟ์แบบปรับพิชได้ ระบบไฟฟูกเงิน พิช์แบริง และระบบหล่อลื่นแบบปรับระยะพิช ระบบควบคุมระดับมุมพิชและระบบการติดต่อสื่อสารอยู่ในตู้ควบคุมระดับมุมพิช โดยทั่วไปตัวควบคุมมุมพิชและตัวควบคุมหลักการเชื่อมต่อกันด้วยการสื่อสารแบบไฟเบอร์อปติก และใช้โปรฟิบัส (PROFIBUS) หรือ แคนโอเพน (CAN OPEN) ในการติดต่อสื่อสารนี้ ตัวควบคุม

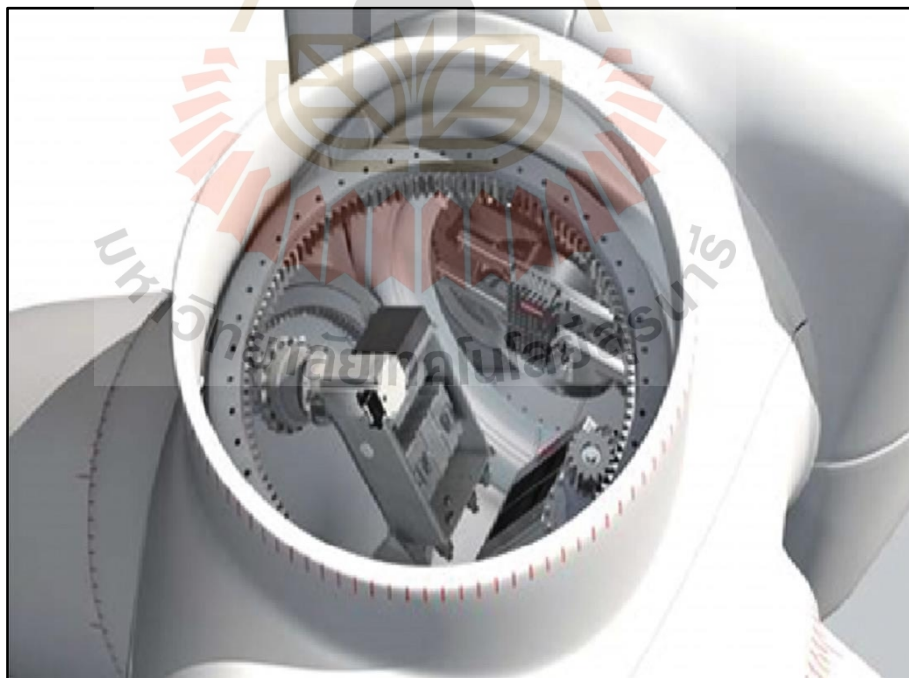


รูปที่ 3.18.1 โหมดการทำงานของความเร็วลมที่ต่างกัน

(ที่มา : Pitch Controller Design of Wind Turbine Based on Nonlinear PI/PD Control, 2008)



รูปที่ 3.18.2 ระบบการควบคุมมุมพิช ใบพัดจะถูกควบคุมด้วยมุมพิช
(ที่มา : Pitch Controller Design of Wind Turbine Based on Nonlinear PI/PD Control,
2008)



รูปที่ 3.18.3 ระบบขับเคลื่อนแบบแปรผันในศูนย์กลางกังหันลม
(ที่มา : Pitch Controller Design of Wind Turbine Based on Nonlinear PI/
PD Control, 2008)

หลักจะส่งค่าระดับพิชไปยังตัวควบคุมระดับมุมพิช และรับข้อมูลสำคัญบางอย่างจากตัวควบคุมนั้นไปพร้อม ๆ กัน เมื่อได้รับคำแนะนำ ตัวควบคุมพิชจะเริ่มควบคุมระบบปฏิบัติการโดรฟ์พิชแบบแปรผัน

ในปัจจุบัน การวิจัยเกี่ยวกับการควบคุมระยะพิชแบบแปรผันส่วนใหญ่ประกอบด้วยสองประเภทหลัก คือ การควบคุมเชิงเส้นและการควบคุมไม่เชิงเส้น การวิจัยของตัวควบคุมเชิงเส้นส่วนใหญ่มีการควบคุมพีไอ พีดี (PI/PD) ตัวควบคุม H ด้วยวิธีความไม่เท่าเทียมกันของเมทริกซ์เชิงเส้น การควบคุมแบบกึ่งเซียนเอลคิวอาร์ (Gaussian LQR) กำลังสองเชิงเส้น และการควบคุมการคาดการณ์ทั่วไป (GPC) การควบคุมแบบไม่เชิงเส้นส่วนใหญ่ประกอบด้วยวิธีการควบคุม LPV และวิธีการควบคุมอัจฉริยะบางอย่าง เช่น การควบคุมแบบคลุมเครือ เนื่องจากกังหันลมเป็นระบบมัลติเอาต์พุตแบบหลายอินพุตที่มีไดนามิกที่ไม่เป็นเชิงเส้นอย่างมาก ผลของการควบคุมแบบไม่เชิงเส้นจึงดีกว่าการควบคุมเชิงเส้น เมื่อพิจารณาถึงความซับซ้อนของอัลกอริธึมแล้ว ตัวควบคุมที่ใช้มากที่สุดในงานวิศวกรรมยังคงเป็นการควบคุมพีไอพีดี (PI/PD) ดังนั้นการออกแบบใบพัดแปรผันด้วยตัวควบคุมพีไอพีดี (PI/PD) แบบไม่เชิงเส้นโดยพิจารณาจากลักษณะไม่เชิงเส้นของกังหันลมจึงกลายเป็นกลยุทธ์ที่สำคัญ ดังนั้นจึงใช้สิ่งนี้เป็นจุดสนใจของการศึกษาและสรุปข้อสรุปที่มีค่าบางประการ และการศึกษาที่ยังสามารถให้การอ้างอิงและคำแนะนำที่จำเป็นสำหรับการปฏิบัติทางวิศวกรรม ในการหัวข้อนี้จะอธิบายโมเดลและโครงสร้างการออกแบบตัวควบคุมโดยละเอียด รวมถึงการปรับพารามิเตอร์ของตัวควบคุมและการคำนวณอัตราขยายที่ไม่เป็นเชิงเส้น

พลวัตของตัวกระตุ้นระยะพิชของใบพัดกังหันลม (Dynamics of Blade Pitch Actuator) ปัจจุบันมีโดรฟ์ สองประเภทในตัวกระตุ้นระยะพิชของใบพัดกังหันลม สิ่งเหล่านั้นคือตัวขับเคลื่อนมอเตอร์และตัวขับเคลื่อนไฮดรอลิก เมื่อเทียบกับโดรฟ์ไฮดรอลิก ตัวขับเคลื่อนมอเตอร์มีลักษณะของต้นทุนที่ต่ำกว่าและความน่าเชื่อถือที่สูงกว่า และมีการใช้กันอย่างแพร่หลาย ตัวขับเคลื่อนมอเตอร์จึงแสดงในรูปที่ 3.18.4 การใช้ทฤษฎีการรวบรวมตัวแปรพิช ตามรูปที่ 3.18.5 ดังนั้นพลวัตของใบพัดกังหันลมจะแสดงเป็น

$$J_{Blade}\ddot{\beta} = T_{drive} - (\mu + f)\dot{\beta} \quad 3.37.1$$

โดยการละเว้นการหน่วงเวลาของความเฉื่อยของตัวขับเคลื่อนมอเตอร์ แรงบิดของตัวขับเคลื่อนจะเป็น

$$T_{Drive} = (K_{\beta Ds} + K_{\beta P})(\beta_{ref} - \beta) \quad 3.37.2$$

พลวัตของตัวกระตุ้นระยะพิชของใบพัดกังหันลมที่สามารถกำหนดได้โดยรูปที่ 3.18.5 โดยที่ β_{ref} คือคำสั่งของ β และพารามิเตอร์พีดี (PD) ของตัวกระตุ้นระยะพิชของใบพัดกังหันลมคือ $K_{\beta P}$ และ $K_{\beta D}$ หากค่าสัมประสิทธิ์การล่าช้าตรงตามสมการต่อไปนี้

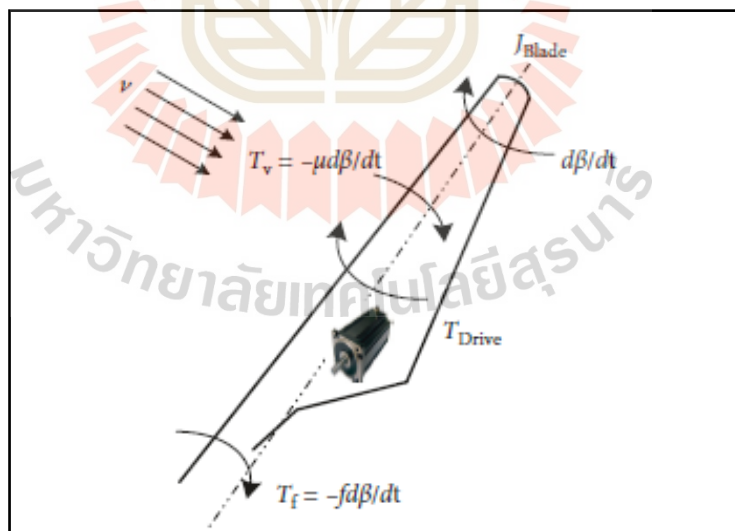
$$T_{\beta} = \frac{\mu + f}{K_{\beta P}} = \frac{J_{Blade}}{K_{\beta D}} \quad 3.37.3$$

รูปแบบพลวัตของตัวกระตุ้นระยะพิชของใบพัดกังหันลมสามารถทำให้ได้ง่ายเป็นดังนี้

$$G_{\beta}(s) = \frac{\beta(s)}{\beta_{\text{ref}}(s)} = \frac{1}{\tau_{\beta}s+1} \quad 3.37.4$$

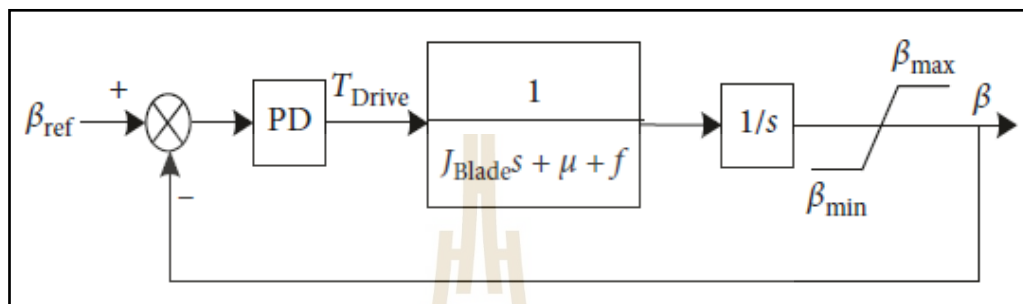


รูปที่ 3.18.4 ระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ของตัวปรับระยะพิช
(ที่มา : Pitch Controller Design of Wind Turbine Based on Nonlinear PI/PD Control,
2008)

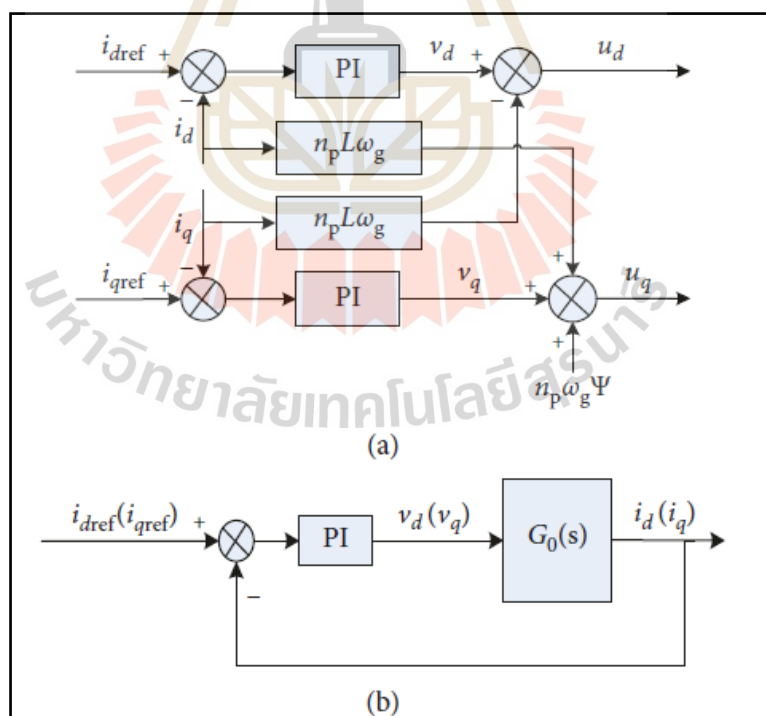


รูปที่ 3.18.5 แบบจำลองใบพัดกึ่งหั่นลม
(ที่มา : Pitch Controller Design of Wind Turbine Based on Nonlinear PI/PD Control,
2008)

- โดยที่ J_{Blade} คือ โมเมนต์ความเฉื่อยของใบพัดกังหันลม
 T_{Drive} คือ ค่าแรงบิดของมอเตอร์ขณะเคลื่อนที่
 T_V คือ แนวต้านแรงบิดของลม
 T_f คือ แนวต้านแรงบิดของของแรงเสียดทานของใบพัดกังหันลม
 f, μ คือ ค่าสัมประสิทธิ์แรงเสียดทานของใบพัดกังหันลมและแรงต้านลม



รูปที่ 3.18.6 แบบจำลองพลวัตระยะพิชของใบพัดกังหันลม
 (ที่มา : Pitch Controller Design of Wind Turbine Based on Nonlinear PI/PD Control, 2008)



รูปที่ 3.18.7 แบบจำลองการควบคุมกระแสภายในของตัวควบคุมพิช
 (ที่มา : Pitch Controller Design of Wind Turbine Based on Nonlinear PI/PD Control, 2008)

โดยที่ (a) คือ การแยกกระแสไฟฟ้าแบบควบคุมไปข้างหน้า (Current feedforward decoupling control) , (b) คือ การปรับพารามอเตอร์ลำดับแรก (First-order tuning for PI parameters)

โมเดลของโซ่ส่งกำลัง (Dynamic Model of Transmission Chain) รูปที่ 3.18.8 แสดงส่วนประกอบภายในห้องโดยสารของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าของกังหันลมแม่เหล็กถาวรความเร็วสูง เห็นได้ชัดว่าโซ่ส่งกำลังส่วนใหญ่ประกอบด้วยสปีนเดิล (หรือเพลาความเร็วต่ำ) กระจุกเกียร์ และเพลาความเร็วสูง พลวัตของโซ่ส่งกำลังถูกแสดงลักษณะโดยรูปที่ 3.18.9 พลวัตของโซ่ส่งกำลังมาจากสมการดังนี้

$$\begin{aligned} J_t \dot{\omega}_t &= T_t - D_t \omega_t - T_{sun} \\ J_g \dot{\omega}_g &= T_{sate} - D_g \omega_g - T_g \end{aligned} \quad 3.37.5$$

อัตราส่วนเกียร์กระจุกเกียร์ถูกกำหนดเป็นไปดังสมการนี้

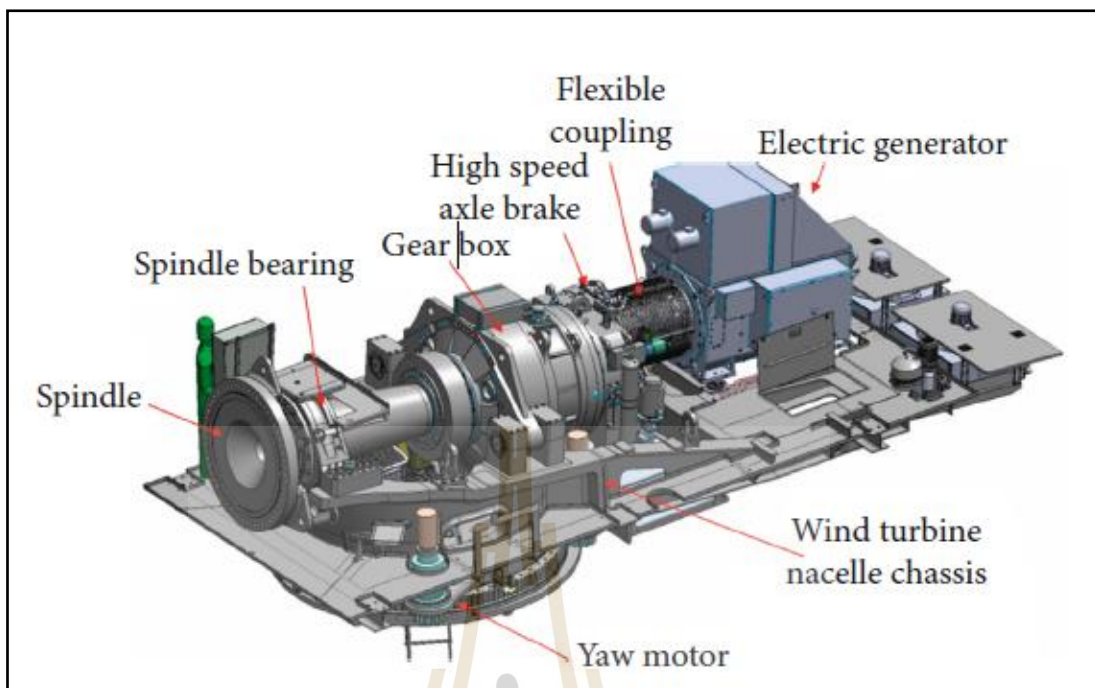
$$n = \frac{\omega_g}{\omega_t} = \frac{T_{sun}}{T_{sate}} \quad 3.37.6$$

จากสมการที่ 14 และ 15 สามารถทำแบบจำลองพลวัตของโซ่ส่งกำลังได้ดังนี้

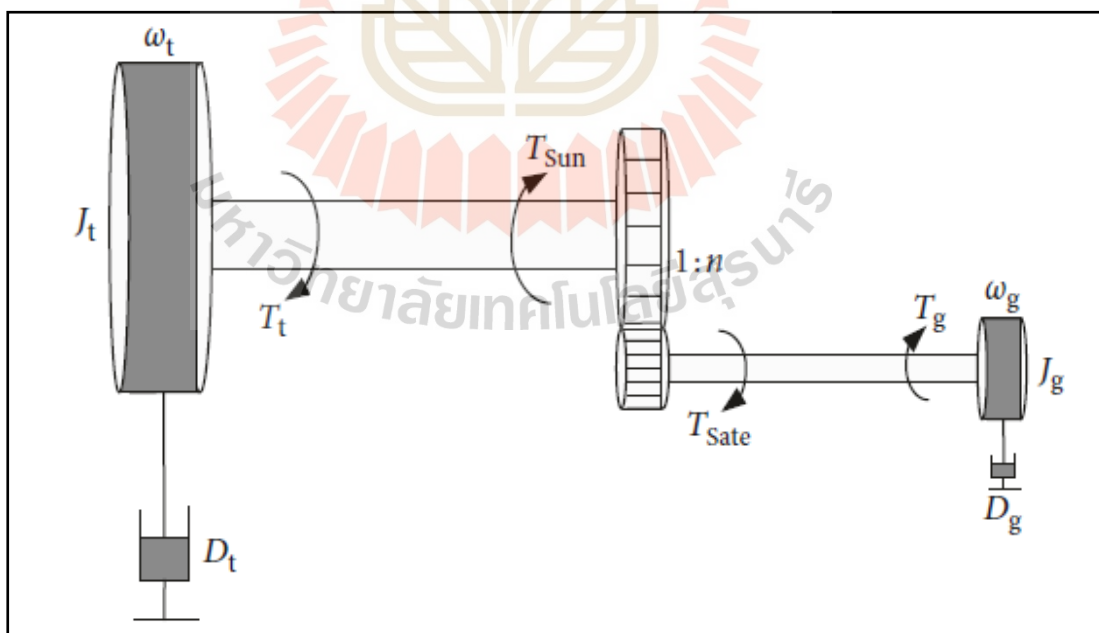
$$J_{eq} \dot{\omega}_t = T_t - D_{eq} \omega_t - nT_g \quad 3.37.7$$

เมื่อ

$$J_{eq} = J_t + n^2 J_g, \quad D_{eq} = D_t + n^2 D_g \quad 3.37.8$$



รูปที่ 3.18.8 ส่วนประกอบภายในเครื่องกำเนิดไฟฟ้า
 (ที่มา : Pitch Controller Design of Wind Turbine Based on Nonlinear PI/
 PD Control, 2008)



รูปที่ 3.18.9 แบบจำลองไดนามิกของโซ่ส่งกำลัง
 (ที่มา : Pitch Controller Design of Wind Turbine Based on Nonlinear PI/
 PD Control, 2008)

การออกแบบตัวควบคุม (Design of Controller) เมื่อความเร็วลม (v) สูงกว่าระดับลมที่กำหนด ระบบต้องการการควบคุมระดับมุมพิชเพื่อถ่ายพลังงานออก และเปิดใช้งานความเร็ว (ω_t) เพื่อเข้าใกล้ความเร็วที่กำหนด (ω_{rate}) หากการหน่วงความเฉื่อย (T_t) และ (T_b) ถูกละลายโดยการปรับพารามิเตอร์ควบคุมแรงบิดแม่เหล็กไฟฟ้า (T_g) และมุมพิช (β) สามารถประมาณเป็นค่า T_{g_ref} และ β_{ref}

$$T_g \approx T_{g_ref} = \frac{P_{rate}}{\omega_g} = \frac{P_{rate}}{n\omega_t} \quad 3.37.9$$

$$\beta \approx \beta_{ref} = \left(K_D s + K_p + \frac{K_1}{s} \right) (\omega_t - \omega_{rate})$$

เมื่อ s คือ แฟกเตอร์ลาปลาซ (Laplace Factor)

โดยสมการเชิงเส้นแรกถึงสุดท้ายจะสามารถเขียนสมการขนาดเล็กได้ดังนี้

$$\tilde{T}_t = a\tilde{\beta} + b\tilde{\omega}_t + c\tilde{v} + o(\tilde{\beta}, \tilde{\omega}_t, \tilde{v}) \quad 3.37.10$$

$$\tilde{T}_g \approx -\frac{P_{rate}}{\omega_g^2} \tilde{\omega}_g = -\frac{P_{rate}}{n\omega_t^2} \tilde{\omega}_t \quad 3.37.11$$

$$\tilde{\beta} \approx \left(K_D s + K_p + \frac{K_1}{s} \right)$$

เมื่อ

$$a = \frac{\delta T_t}{\delta \beta} = \frac{\rho \pi R^2 \bar{V}^3}{2 \bar{\omega}_t} \frac{\delta C_p}{\delta \beta}$$

$$b = \frac{\delta T_t}{\delta \omega_t} = \frac{\rho \pi R^3 \bar{V}^2}{2 \bar{\omega}_t} \left(\frac{\delta C_p}{\delta \lambda} - \frac{\bar{C}_p}{\lambda} \right) \quad 3.37.12$$

$$c = \frac{\delta T_t}{\delta v} = \frac{\rho \pi R^3 \bar{v}}{2} \left(\frac{3 C_p}{\lambda} - \frac{\delta \bar{C}_p}{\delta \lambda} \right)$$

โดยที่ \sim และ $-$ คือค่าสัญญาณขนาดเล็กและมีค่าเฉลี่ยลำดับที่ศูนย์ แต่มีลำดับที่สูงกว่าลำดับขนาดที่เล็กที่สุด ในขณะที่เดียวกันจะเขียนสมการใหม่ได้ดังนี้

$$J_{eq}(\ddot{\omega}_t + \dot{\omega}_t) = \bar{T}_t + \tilde{T}_t - D_{eq}(\ddot{\omega}_t + \dot{\omega}_t) - n(\bar{T}_g + \tilde{T}_g) \quad 3.37.13$$

โดยสามารถกำจัดค่าเฉลี่ยของสมการข้างต้นได้ดังนี้

$$\left[\frac{(J_{eq} - ak_D)s^2 + (D_{eq} - ak_p - b - (P_{rate}\sqrt{\omega_t^2}))s - ak_1}{s} \right] \tilde{\omega}_t = c\tilde{v} \quad 3.37.14$$

เนื่องจากมีค่า $a < 0$ สามารถเพิ่มความเฉื่อยของระบบได้ โดยทั่วไป k_D และ k_I จะไม่ถูกใช้พร้อมกันเนื่องจากมีผลตรงกันข้ามกับระบบ กล่าวคือ การควบคุมพีไอ (PI) หรือการควบคุมพีดี (PD) สามารถใช้ในการควบคุมระดับมุมพิชได้

การออกแบบตัวควบคุมพีไอแบบไม่เชิงเส้น (Design of Nonlinear PI Controller) เมื่อ $k_D = 0$ และสมการข้างต้นมาเขียนใหม่ได้ดังนี้

$$d(s)\tilde{\omega}_t = \frac{c}{J_{eq}} s\tilde{v} \quad 3.37.15$$

$$d(s) = s^2 + \frac{D_{eq} - ak_p - b - (P_{rate}\sqrt{\omega_t^2}) - ak_p}{J_{eq}} s + \frac{-ak_1}{J_{eq}}$$

โดยการเปรียบเทียบ $d(s)$ กับระบบลำดับที่สองทั่วไป จะได้สมการใหม่ดังนี้

$$d(s) = s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2 \quad 3.37.16$$

เมื่อนำความสัมพันธ์สมการข้างต้นมาเขียนใหม่ได้ดังนี้

$$\omega_n = \sqrt{\frac{-ak_1}{J_{eq}}} \quad 3.37.17$$

$$\zeta = \frac{D_{eq} - b - (P_{rate}\sqrt{\omega_t^2}) - ak_p}{2\sqrt{-ak_1J_{eq}}}$$

รูปที่ 3.18.10 แสดงลักษณะแรงบิดของเกียร์เห็นได้ชัดว่ามีจุดสมดุลที่ A และ B สองจุดในระบบ สำหรับจุด B หากมีสิ่งรบกวนที่ทำให้เพิ่มความเร็วของโรเตอร์ แรงบิดของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าซิงโครนัส

แบบแม่เหล็กถาวร (PMSG) จะมากกว่าแรงบิดของกังหันลม หลังจากกำจัดสิ่งรบกวนแล้ว ความเร็วของโรเตอร์จะลดลง ด้วยวิธีเดียวกันนี้ เราสามารถยืนยันได้ว่าระบบจะกลับมาที่จุด B โดยสันนิษฐานว่ามีการรบกวนเล็กน้อยทำให้ความเร็วของโรเตอร์ลดลง ดังนั้นจุดทำงานที่ B จึงมีความเสถียรภาพ และสามารถยืนยันได้ว่าจุดที่ A ไม่เสถียรโดยวิธีสังเกตการณ์ได้ ดังนั้นตรงเฉพาะจุด B เท่านั้นที่เสถียร จุดสมดุล และช่วงของความเสถียรคือ $\omega_t \geq \omega_A$ ความชันของลักษณะแรงบิดของกังหันลม T_t คือ b และความชันของลักษณะแรงบิดของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเชิงโรตอร์แบบแม่เหล็กถาวร (PMSG) nT_g คือ $-P_{rate}\sqrt{\omega_t^2}$ เมื่อระบบทำงานที่จุด B เราจะได้สมการ ด้านล่างและได้รูปที่ 3.18.10 ต่อไป

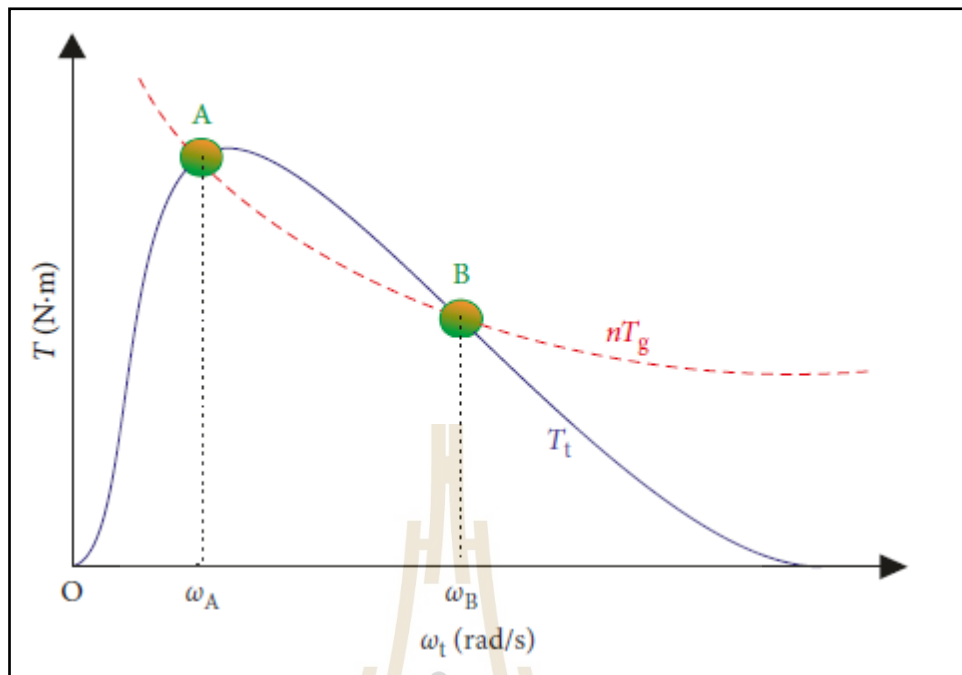
$$0 > -\frac{P_{rate}}{\omega_t^2} > b \quad 3.37.18$$

โดยทั่วไปแล้ว D_{eq} เป็นค่าที่ไม่รู้จัก จากสมการข้างต้นเมื่อนำอัตราส่วน ζ เราจะได้สมการใหม่ดังต่อไปนี้

$$\zeta > \frac{-ak_p}{2\sqrt{-ak_1J_{eq}}} \quad 3.37.19$$

เมื่อนำ $\frac{-ak_p}{2\sqrt{-ak_1J_{eq}}} = \epsilon \geq 1$ จะได้สมการดังต่อไปนี้

$$\begin{aligned} -ak_p &= k_p \\ -ak_1 &= J_{eq}\omega_n^2 \end{aligned} \quad 3.37.20$$



รูปที่ 3.18.10 ลักษณะแรงบิดของโรเตอร์

(ที่มา : Pitch Controller Design of Wind Turbine Based on Nonlinear PI/
PD Control, 2008)

พารามิเตอร์อัตราส่วนการหน่วง ζ และ PI จะเป็นไปตาม $\zeta > \epsilon$ และ $K_p^2 = 4K_1J_{eq}\epsilon^2$ ดังนั้น
พารามิเตอร์ KP และ KI ถูกกำหนดโดย

$$K_p = 2J_{eq}\omega_n\epsilon$$

3.37.21

$$K_1 = J_{eq}\omega_n^2$$

โดยสมมติฐานของ $K_p = \eta_I K_I$ และสมการสามารถเขียนได้ใหม่ดังนี้

$$\omega_n = \frac{2\epsilon}{\eta_I}$$

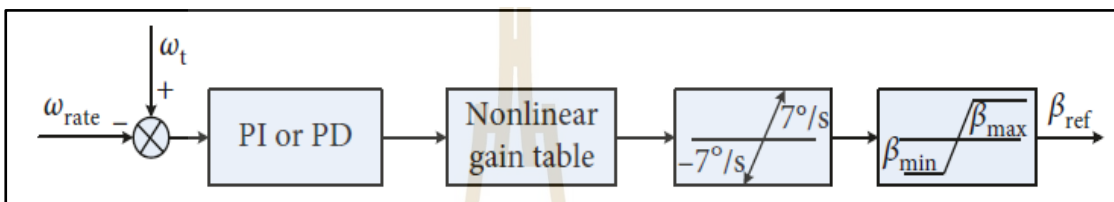
$$K_p = \frac{4J_{eq}\epsilon^2}{\eta_I}$$

3.37.22

$$K_I = \frac{4J_{eq}\epsilon^2}{\eta_I^2}$$

การออกแบบตัวควบคุมพีดีแบบไม่เชิงเส้น (Design of Nonlinear PD Controller) ความเฉื่อยมีความสามารถในการป้องกันการเปลี่ยนแปลงของความถี่ในระบบ การสั่นของความถี่ต่ำและการสั่นของโรเตอร์ของระบบสามารถระงับได้โดยการเพิ่มความเฉื่อย ดังนั้นการควบคุมพีดีที่ทำให้แรงเฉื่อยเสมือนสำหรับระบบมักใช้กับระบบความเฉื่อยขนาดเล็กและสถานการณ์ที่ต้องฉีดเข้าไปในความเฉื่อยในทำนองเดียวกัน เมื่อ $kl = 0$ สมการนี้สามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$\left[(J_{eq} - ak_D)s + (D_{eq} - b - \frac{P_{rate}}{\omega_t^2} - ak_p) \right] \tilde{\omega}_t = c\tilde{v} \quad 3.37.23$$



รูปที่ 3.18.11 การควบคุมระดับมุมพิชตามตัวควบคุม PI หรือ PD แบบไม่เชิงเส้น
(ที่มา : Pitch Controller Design of Wind Turbine Based on Nonlinear PI/PD Control, 2008)

ถ้า $D_{eq} - b - P_{rate}\sqrt{\omega_t^2}$ ในสมการนี้จะนำไปเป็นใส่ในฟังก์ชันการถ่ายโอน $G_{v\omega}$ ถูกกำหนดโดย

$$G_{v\omega}(s) = \frac{\tilde{v}(s)}{\tilde{\omega}(s)} \approx \frac{c}{-ak_p} G_0(s) \quad 3.37.24$$

$$G_0(s) = \frac{1}{\left(\frac{J_{eq} - ak_D}{-ak_p} \right) s + 1}$$

โดย

$$-ak_p = K_p \quad 3.37.25$$

$$-ak_D = K_D$$

และ $K_D = \eta_D J_{eq}$ โดยพารามิเตอร์ของ K_p คือ

$$K_p = (J_{eq} + K_D)BW = (1 + \eta_D)J_{eq}BW \quad 3.37.26$$

โดยที่ BW คือแบนด์วิดท์ (Band width)ของ $G_0(s)$

โดยทั่วไป เราเก็บ KD และ KP (KI และ KP) คงที่และสร้าง $-1/a$ เป็นตารางขยายแบบไม่เชิงเส้น ในขณะเดียวกัน คำนึงถึงขีดจำกัดของอัตราพิชและมุมของตัวแปร และการควบคุมพิชตามตัวควบคุม PI หรือ PD แบบไม่เชิงเส้นจะแสดงในรูปที่ 3.18.11

ตารางอัตราการขยายแบบไม่เชิงเส้น (Nonlinear Gain Table) เห็นได้ชัดว่าความเร็วลม v ความเร็วโรเตอร์ของกังหันลม ω_t และมุมพิช β ทั้งหมดสามารถส่งผลต่อการเพิ่มแบบไม่เชิงเส้น A ดังสมการด้านล่าง แต่ความไวของระบบต่อมุมพิชนั้นมากกว่าปัจจัยอื่น ๆ เมื่อระบบทำงานที่จุดทำงานที่กำหนด $\omega_t = \omega_{rate}$ และ $T_t = T_{rate}$ ความสัมพันธ์ระหว่าง v และ β คือ

$$\frac{\pi\rho R^2 C_p(\bar{\beta}, ((R\bar{v})/\omega_{rate}))\bar{v}^3}{2\omega_{rate}} = T_{rate} \quad 3.37.27$$

โดยทั่วไป เกนแบบไม่เชิงเส้น a ขึ้นกับมุมพิช β เท่านั้น กระบวนการคำนวณของเกนแบบไม่เชิงเส้นแสดงในรูปที่ 3.18.12 และพารามิเตอร์ของ $WECS$ แสดงในตารางที่ 1 ในทางปฏิบัติ ฟังก์ชัน $C_p(\beta, A)$ สามารถปรับได้โดยการปรับข้อมูลให้พอดีเท่านั้น และข้อมูลเหล่านี้สำหรับการติดตั้งจะถูกสร้างขึ้นโดยซอฟต์แวร์ (Bladed Software) เพื่อตรวจสอบความถูกต้องของอัลกอริทึมที่แสดงในรูปที่ 3.18.11 จะใช้สูตรเชิงประจักษ์ของ C_p

$$C_p(\beta, \lambda) = 0.5176 \left(\frac{116}{\lambda_m} - 0.4\beta - 5 \right) e^{-\left(\frac{21}{\lambda_m}\right)} + 0.0068\lambda \quad 3.37.28$$

$$\frac{1}{\lambda_m} = \frac{1}{\lambda + 0.08\beta} - \frac{0.035}{\beta^3 + 1}$$

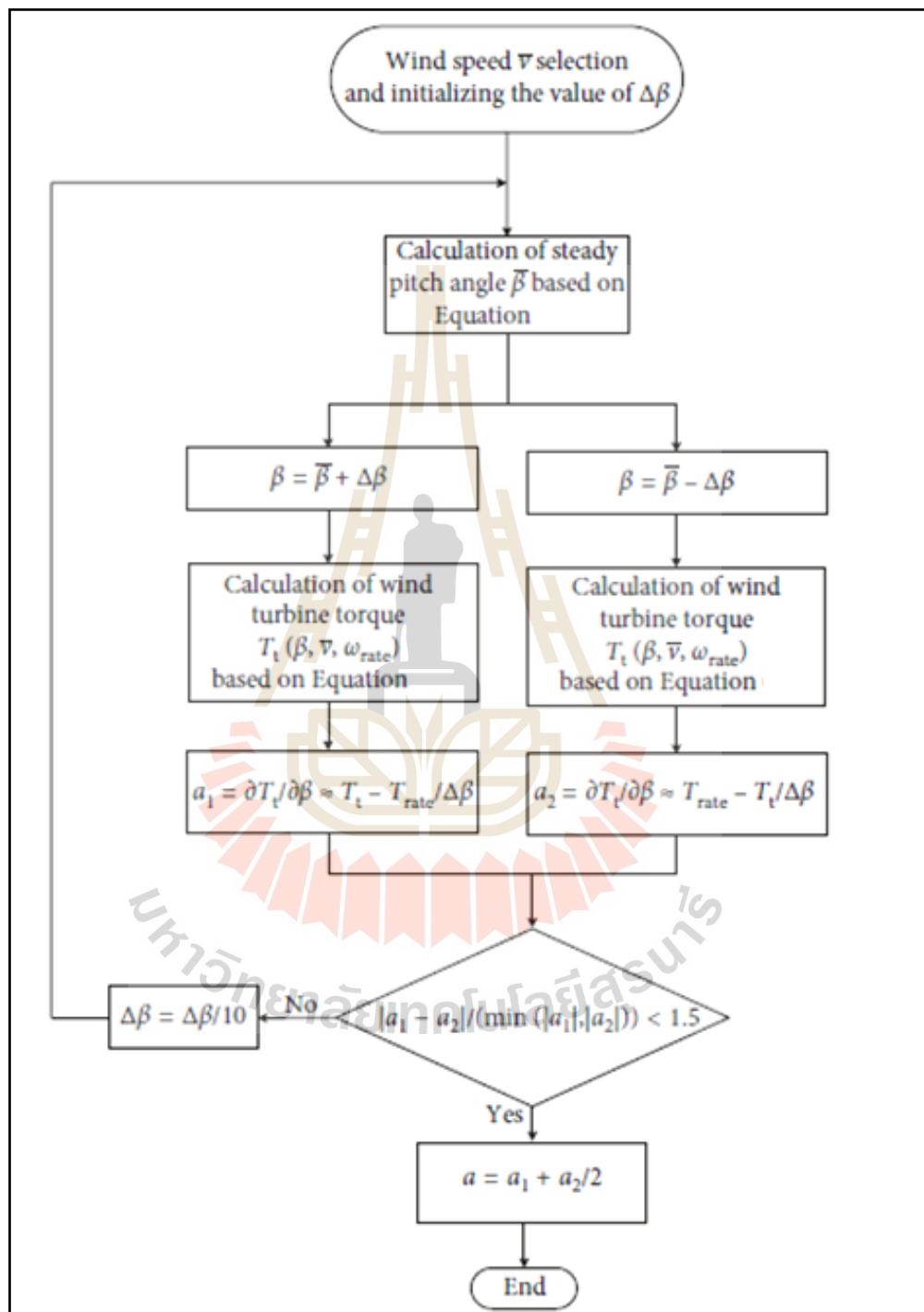
อนุพันธ์ย่อยของสูตรด้านบนคือ

$$\frac{\delta C_p}{\delta \beta} = 0.5176 e^{-\left(\frac{21}{\lambda_m}\right)} \left[116 \frac{\delta\left(\frac{1}{\lambda_m}\right)}{\delta \beta} - 0.4 - 21 \frac{\delta\left(\frac{1}{\lambda_m}\right)}{\delta \beta} \left(\frac{116}{\lambda_m} - 0.4\beta - 5 \right) \right] \quad 3.37.29$$

$$\frac{\delta(1/\lambda_m)}{\delta \beta} = \frac{-0.08}{(\lambda + 0.08\beta)^2} + \frac{0.105\beta^2}{(\beta^3 + 1)^2}$$

ค่าจริงของ a สามารถคำนวณได้จากสมการด้านบน แสดงค่าที่คำนวณและค่าความจริงของอัตราขยายแบบไม่เชิงเส้นที่ความเร็วลมต่างกัน จากสมการด้านบน ค่าที่คำนวณได้ของ a นั้นใกล้เคียงกับค่าความจริงของ a มาก ดังนั้นอัลกอริทึมที่แสดงดังรูปด้านบน ค่าต่ำสุดของ $\beta = 2.21$ เหนือลม

ที่กำหนด และความสัมพันธ์ระหว่าง $-1/a, \beta$ แสดงไว้ดังรูปด้านล่างนี้ และอัตราขยายของ $-1/a$ คือ



รูปที่ 3.18.12 การคำนวณอัตราขยายแบบไม่เชิงเส้น A
(ที่มา : Pitch Controller Design of Wind Turbine Based on Nonlinear PI/
PD Control, 2008)

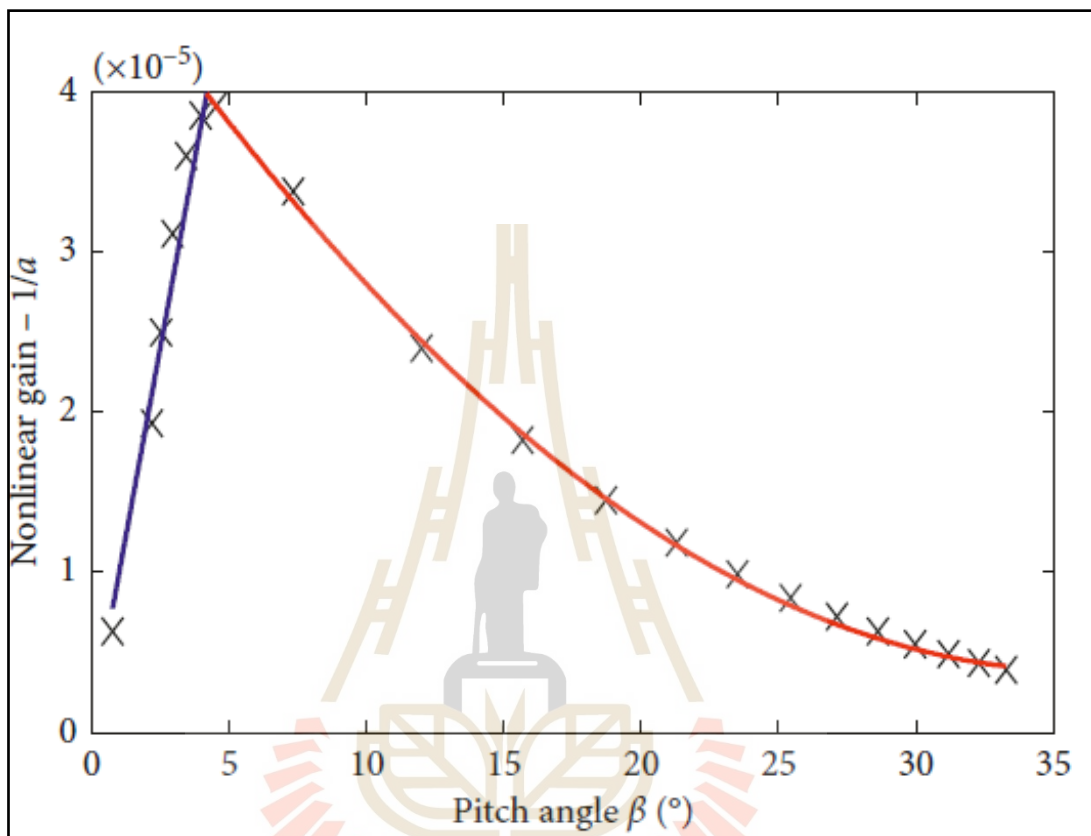
$$9.37 \times 10^{-6} \beta + 5.79 \times 10^{-7}$$

$$2.21 \leq \beta \leq 4.2 - \frac{1}{a(\beta)}$$

3.37.30

$$3.5 \times 10^{-8} \beta^2 - 2.54 \times 10^{-6} \beta + 4.99 \times 10^{-5}$$

$$4.2 \leq \beta \leq 33.29$$



รูปที่ 3.18.13 เส้นโค้งที่เหมาะสมและข้อมูลข้างต้น

(ที่มา : Pitch Controller Design of Wind Turbine Based on Nonlinear PI/PD Control, 2008)

3.7 ตัวสังเกตสถานะ (State - observer)

ตัวสังเกตการณ์สถานะเชิงเส้นหรือที่เรียกว่า ตัวสังเกตการณ์ของลูนเบอร์เกอร์ (Luenberger Observer) มีการทำงานเกี่ยวกับวิธีสังเกตสถานะมากมาย ดังนั้นระบบพลวัต (Dynamic system) ที่สมการสถานะที่สามารถตรวจจับได้ถูกออกแบบมาเพื่อให้วัดค่าสถานะต่าง ๆ พร้อมกันแบบเชิงเส้นกำกับ (Asymptotically) ซึ่งได้สมการดังนี้ (John Willy, 2007)

$$\begin{aligned}\dot{x}(t) &= Ax(t) + Bu(t) \\ y(t) &= Cx(t)\end{aligned}\quad (3.38)$$

โดยที่ $x(0) = x_0$

สำหรับสมการสถานะเชิงเส้นเอ็นไดเมนชัน (n - dimension) จะกำหนดตัวสังเกตสถานะเชิงเส้นเป็นสมการสถานะเชิงเส้นเอ็นไดเมนชัน จะยอมรับค่า $u(t)$ และ $y(t)$ เป็นอินพุตและสถานะของมัน แสดงถึงค่าประมาณของ $x(t)$ ตัวสังเกตสถานะจะมีสมมติฐานดังนี้

$$\begin{aligned}\dot{\hat{x}}(t) &= A\hat{x}(t) + Bu(t) + L[y(t) - \hat{y}(t)] \\ \hat{y}(t) &= C\hat{x}(t)\end{aligned}\quad (3.39)$$

โดยที่ $\hat{x}(0) = \hat{x}_0$

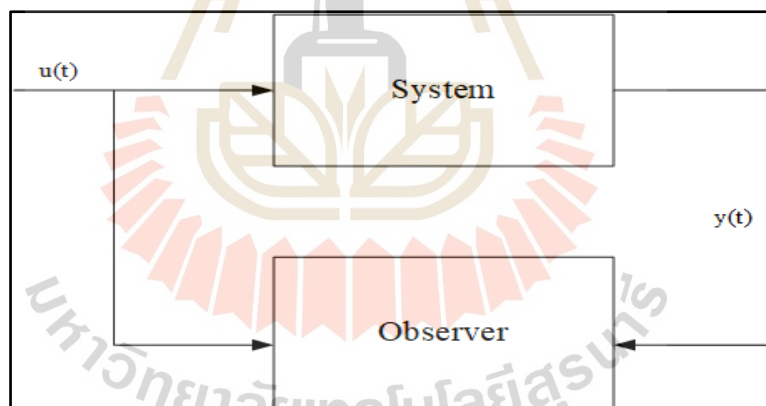
จากสมการตัวสังเกตสถานะที่ 3.39 โดยความผิดพลาดของ $y(t) - \hat{y}(t)$ ที่เข้าสู่การเปลี่ยนแปลงผ่านตัวสังเกตสถานะ $n \times p$ เมทริกซ์ L จากค่าความผิดพลาด (Error) นี้มีวัตถุประสงค์เพื่อให้ได้ค่าประมาณ $\hat{x}(t)$ ไปยังค่าสถานะจริง $x(t)$ เมื่อเวลาผ่านไปการสำรวจปัญหาการลู่เข้าที่สำคัญนี้จะกำหนดข้อผิดพลาดในการประมาณการ $\tilde{x}(t) = x(t) - \hat{x}(t)$ ในรูปแบบของการเปลี่ยนแปลงข้อผิดพลาด

สถานะเริ่มต้นคือ $\tilde{x}(0) = x(0) - \hat{x}(0) = x_0 - \hat{x}_0$ ตั้งแต่ตัวพลวัตของข้อผิดพลาดสามารถระบุสมการสถานะเชิงเส้นที่แบบเดียวกัน ถ้าตัวสังเกตสถานะเริ่มต้นโดย $\hat{x}(0) = \hat{x}_0 = x_0$ เพื่อให้ข้อผิดพลาดเริ่มแรกเป็นศูนย์จึงได้ $\tilde{x}(0) = 0, \dot{\tilde{x}}(t) = 0$ และ $\hat{x}(t) = x(t)$

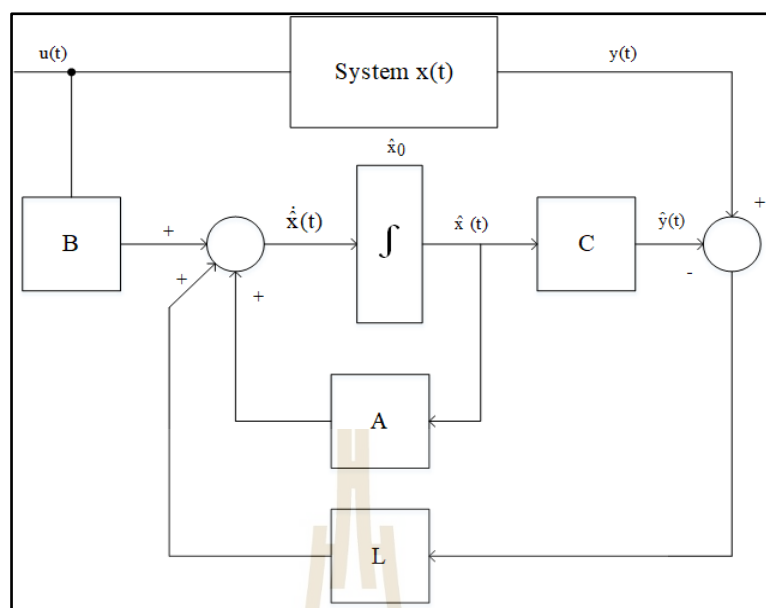
$$\begin{aligned}\dot{\tilde{x}}(t) &= \dot{x}(t) - \dot{\hat{x}}(t) \\ &= [Ax(t) + Bu(t)] - [A\hat{x}(t) + Bu(t) + L(y(t) - \hat{y}(t))] \\ &= Ax(t) - A\hat{x}(t) - L[Cx(t) - C\hat{x}(t)] \\ &= A\tilde{x}(t) - LC\tilde{x}(t) \\ &= (A - LC)\tilde{x}(t)\end{aligned}\quad (3.40)$$

เมื่อ $t \geq 0$ สมการที่ 3.40, $x(0) = x_0$ เราคงไม่ทราบแน่ชัดและไม่สามารถบรรลุการประมาณค่าที่สมบูรณ์ได้ ดังนั้นเราจึงกำหนดขนาด (size) ในการสร้างการประมาณการรวมกันของรูปแบบเชิงเส้นกำกับ (Asymptotically) กับข้อผิดพลาดพื้นฐานใด ๆ ความสัมพันธ์กับองค์ประกอบของข้อผิดพลาดจะมีเสถียรภาพ ถ้าเมทริกซ์ $A-LC$ ที่แสดงถึงข้อผิดพลาดแบบพลวัต (Dynamic error) มีค่าลักษณะเฉพาะ (Eigenvalue) เป็นค่าลบของส่วนจริง ซึ่งมีเงื่อนไขของค่าลักษณะเฉพาะนี้ขึ้นอยู่กับอัตราการเพิ่มขึ้นของเวกเตอร์ตัวสังเกตสถานะ L ส่วนเมทริกซ์ L จะใช้การคำนวณของอักเคอร์แมน (Ackerman's formula) ซึ่งจะใช้การสังเกตการณ์ของ (A, C) กลยุทธ์แรกคือการนำผลลัพธ์ของเราไปใช้คู่กับการควบคุม (A^T, C^T) และได้รับ $[\alpha(A^T)]^T = \alpha(A)$ เพื่อเขียนสมการ

$$L = \alpha(A)Q_{(A,C)}^{-1} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (3.41)$$



รูปที่ 3.19 ไดอะแกรมของตัวสังเกตสถานะ



รูปที่ 3.20 รายละเอียดไดอะแกรมของตัวสังเกตสถานะ

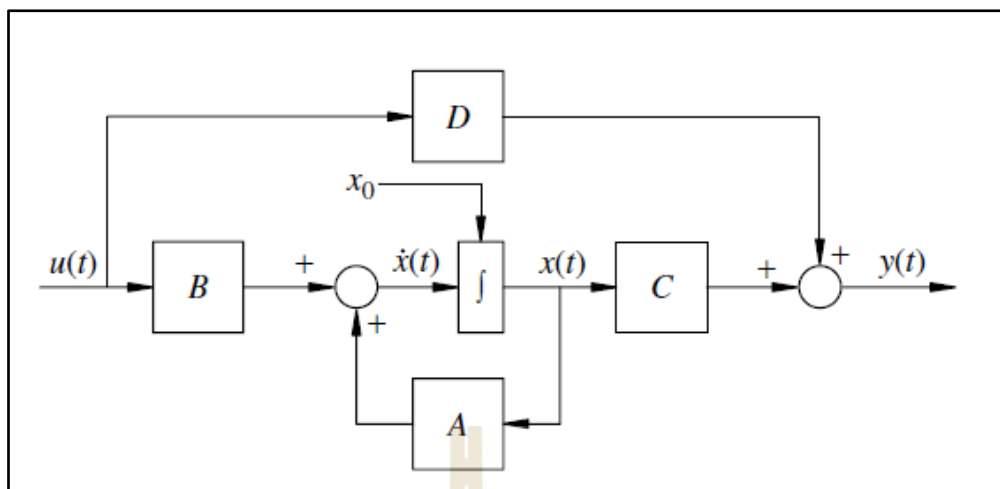
การควบคุมการป้อนกลับ (State feedback control law) จากสมการที่ 3.38 เป็นการแสดงถึงระบบวงเปิดหรือแพลนส์ที่จะควบคุม โดยมุ่งเน้นไปที่การใช้กฎการควบคุมการป้อนกลับของรูปแบบนี้

$$u(t) = -Kx(t) + r(t) \quad (3.42)$$

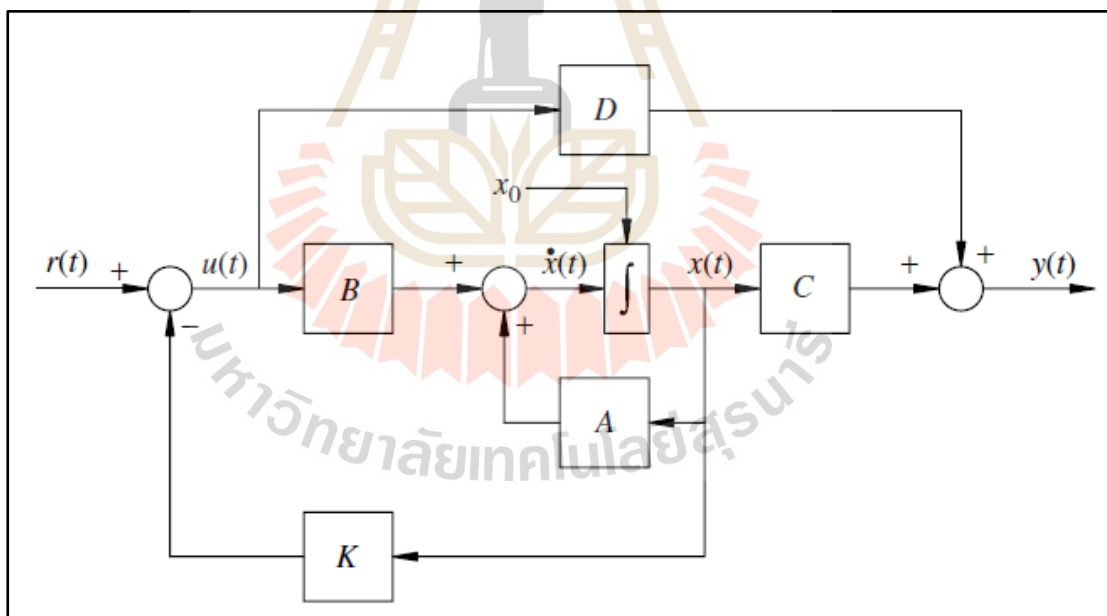
โดยมีเป้าหมายเพื่อให้บรรลุคุณสมบัติการทำงานที่ต้องการสำหรับสมการสถานะวงปิด

$$\dot{x}(t) = (A - Bk)x(t) + Br(t) \quad (3.43)$$

ผลของการตอบรับสถานะบนแผนภาพลู่วงเปิดของรูปที่ 3.21 ส่วนกฎการควบคุมการป้อนกลับของสถานะ มีคุณลักษณะของข้อเสนอนั้นสถานะคงที่ K ของเมทริกซ์ $m \times n$ และอินพุตอ้างอิงภายนอกใหม่ $r(t)$ จำเป็นต้องมีมิติเดียวกัน $m \times 1$ เป็นอินพุตลู่เปิด $u(t)$ เช่นเดียวกับหน่วยกายภาพเดียวกัน



รูปที่ 3.21 แผนภาพบล็อกวงเปิดของตัวสังเกตสถานะ
(ที่มา : Wiley Linear state-space control system)



รูปที่ 3.22 แผนภาพบล็อกวงปิดของตัวสังเกตสถานะ
(ที่มา : Wiley Linear state-space control system)

กฎการควบคุมข้อเสนอแนะของแพลนส์เพื่อรวมเมทริกซ์ตัวเลขที่คูณอินพุตอ้างอิง กฎการควบคุมข้อเสนอแนะของแพลนส์ สามารถเขียนในรูปของส่วนประกอบสเกลาร์เป็น

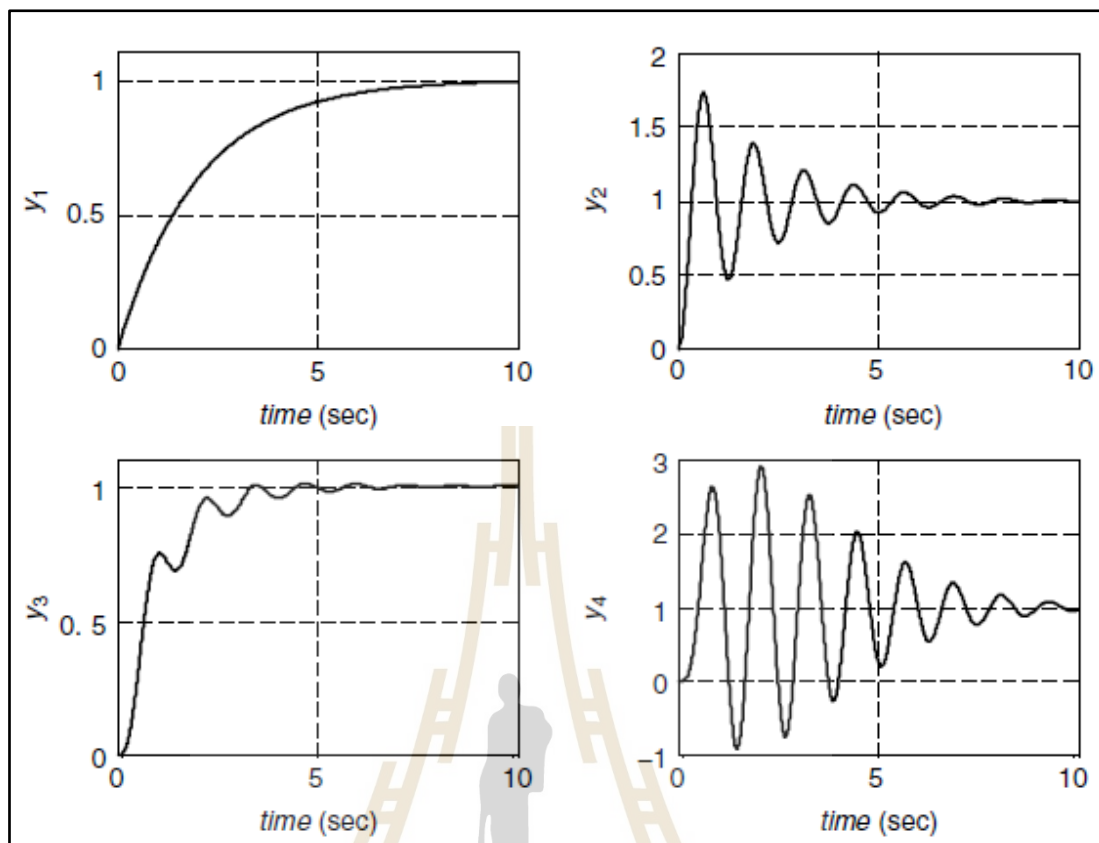
$$\begin{bmatrix} u_1(t) \\ u_2(t) \\ \vdots \\ u_m(t) \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} k_{11} & k_{12} & \cdots & k_{1n} \\ k_{21} & k_{22} & \cdots & k_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ k_{m1} & k_{m2} & \cdots & k_{mn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \\ \vdots \\ x_n(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} r_1(t) \\ r_2(t) \\ \vdots \\ r_m(t) \end{bmatrix} \quad (3.44)$$

สำหรับกรณีอินพุตเดี่ยวเอาต์พุตเดี่ยวค่าตอบรับ K คือ $1 \times n$ คือเวกเตอร์แถว อินพุตอ้างอิง $r(t)$ เป็นสัญญาณสเกลาร์และสถานะของกฎการควบคุมข้อเสนอมีรูปแบบดังนี้

$$\begin{aligned} u(t) &= -[k_1 \ k_2 \ \cdots \ k_n] \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \\ \vdots \\ x_n(t) \end{bmatrix} + r(t) \\ &= -k_1 x_1(t) - k_2 x_2(t) - \cdots - k_n x_n(t) + r(t) \end{aligned} \quad (3.45)$$

หากไม่มีอินพุตอ้างอิงภายนอกกฎการควบคุมป้อนกลับของแพลนส์เรียกว่าตัวควบคุมที่ออกแบบมาเพื่อตอบสนองชั่วคราว สำหรับเงื่อนไขเริ่มต้นที่ไม่ใช่ศูนย์หรือลดสัญญาณรบกวนเพื่อรักษาสถานะสมดุล $\dot{x} = 0$ นอกเหนือจากความเสถียรของวงปิด ซึ่งกำหนดให้เมทริกซ์พลวัตของระบบวงปิด $A-BK$ มีค่าลักษณะเฉพาะของส่วนจริงที่เป็นลบ เรามักจะสนใจในส่วนอื่น ๆ ลักษณะของการตอบสนองชั่วคราวของวงปิดเช่นเวลาเพิ่มขึ้น ก่อนเราตรวจสอบขอบเขตที่ข้อเสนอแนะของค่าเฉพาะจะมีอิทธิพลต่อวงปิด ค่าลักษณะเฉพาะจะตรวจสอบหัวข้อที่เกี่ยวข้องกับการตอบสนองชั่วคราวก่อน จะมีประสิทธิภาพของระบบควบคุมป้อนกลับที่มักจะนำมาใช้ในหัวข้อนี้ ในสถานะพื้นที่ เราพยายามที่แปลลักษณะการตอบสนองชั่วคราวที่ต้องการเป็นข้อกำหนดเกี่ยวกับค่าลักษณะเฉพาะของระบบซึ่งใกล้เคียงกัน ที่เกี่ยวข้องกับเสาฟังกชันการถ่ายโอน การระบุลักษณะการทำงานของระบบวงปิดที่ต้องการผ่านการเลือกค่าลักษณะเฉพาะเรียกว่าการสร้างการตอบสนองแบบพลวัต ซึ่งวิศวกรมักใช้ระบบควบคุมลำดับที่หนึ่งและสอง เป็นค่าประมาณในกระบวนการออกแบบพร้อมกับเกณฑ์ที่แสดงให้เห็นถึงการประมาณดังกล่าวสำหรับระบบลำดับที่สูงกว่า โดยรูปที่ 3.23 แสดงถึงการตอบสนองขั้นตอนของหน่วยของระบบลำดับที่หนึ่งถึงสี่ สำหรับระบบลำดับที่หนึ่ง สามารถบรรลุค่าชั่วคราวที่ต้องการได้ โดยการระบุค่าลักษณะเฉพาะเดี่ยวในรูปที่ 3.23 ทางด้านซ้าย แสดงการตอบสนองขั้นตอนระบบมาตรฐานลำดับหนึ่ง ระบบลำดับแรกที่เสถียรทั้งหมดที่ขับเคลื่อนด้วยอินพุตขั้นตอนของหน่วยจะทำงานในลักษณะนี้โดยมีการตอบสนองชั่วคราวที่ควบคุมโดยเลขชี้กำลังที่สลายตัวเดียวซึ่งเกี่ยวข้องกับค่าคงที่ของเวลา τ หลังจากค่าคงที่สามครั้งการตอบสนองขั้นตอนของหน่วยลำดับที่หนึ่งจะอยู่ภายใน 95 เปอร์เซ็นต์ของค่าคงที่ ค่าคงที่ของเวลาที่น้อยกว่าจะตอบสนองได้เร็วกว่าในขณะที่ค่าคงที่ของเวลาที่มากขึ้นจะตอบสนองช้ากว่า เกี่ยวกับการระบุเวลาที่ต้องการค่าคงที่พหุนามลักษณะเฉพาะที่เกี่ยวข้องคือ

$$\lambda + \frac{1}{\tau} \quad \text{และ} \quad \lambda_1 = -\frac{1}{\tau} \quad (3.46)$$



รูปที่ 3.23 ผลตอบสนองของระบบลำดับที่หนึ่งถึงลำดับที่สอง
(ที่มา : Wiley Linear state-space control system)

สำหรับระบบลำดับที่สอง สามารถบรรลุพฤติกรรมชั่วคราวที่ต้องการได้ผ่านการระบุค่าลักษณะเฉพาะคู่หนึ่ง เพื่อเป็นตัวอย่างเราพิจารณาเส้นตรงระบบกลไกการแปลง โดยใช้แรงกระทำ $f(t)$ เป็นอินพุตและการกระจัดมวล $y(t)$ เป็นเอาต์พุต เราระบุสิ่งนี้ด้วยระบบลำดับที่สองมาตรฐาน โดยการกำหนดใหม่อินพุตผ่าน $u(t) = f(t)/k$ อินพุตใหม่ $u(t)$ สามารถตีความได้ว่าเป็นการกระจัดตามคำสั่ง สิ่งนี้จะทำให้ค่าสถานะคงที่ของการตอบสนองขั้นตอนหน่วยเป็นปกติเป็น 1.0 ด้วยการเปลี่ยนแปลงนี้สมการสถานะจะกลายเป็น

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1(t) \\ \dot{x}_2(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\frac{k}{m} & -\frac{c}{m} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{k}{m} \end{bmatrix} u(t) \quad (3.47)$$

$$y(t) = [1 \quad 0] \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \end{bmatrix}$$

ด้วยฟังก์ชันการถ่ายโอนที่เกี่ยวข้องนี้คือ

$$H(s) = \frac{\frac{k}{m}}{s^2 + \frac{c}{m}s + \frac{k}{m}} \quad (3.48)$$

เราเปรียบเทียบกับฟังก์ชันการถ่ายโอนลำดับที่สองกล่าวคือ

$$\frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\varepsilon\omega_n s + \omega_n^2} \quad (3.49)$$

ซึ่ง ε คืออัตราส่วนการทำให้หนืด ๆ แบบไม่มีหน่วยและ ω_n คือความถี่พื้นฐานที่ยังไม่ได้ดูดซับในหน่วยเรเดียนต่อวินาที สิ่งนี้นำไปสู่ความสัมพันธ์

$$\varepsilon = \frac{c}{2\sqrt{km}} \text{ และ } \omega_n = \sqrt{\frac{k}{m}} \quad (3.50)$$

ดังนั้นพหุนามลักษณะเฉพาะคือ

$$\lambda^2 + \frac{c}{m}\lambda + \frac{k}{m} = \lambda^2 + 2\varepsilon\omega_n\lambda + \omega_n^2 \quad (3.51)$$

ซึ่งค่าลักษณะเฉพาะคือ

$$\lambda_{1,2} = -\varepsilon\omega_n \pm \omega_n\sqrt{\varepsilon^2 - 1} \quad (3.52)$$

เพื่อศึกษาความสัมพันธ์ระหว่างค่าลักษณะเฉพาะเหล่านี้กับการตอบสนองชั่วคราวของระบบอนุกรมที่แตกต่างกัน 5 กรณีซึ่งกำหนดโดยอัตราส่วนการทำให้หนืด ε สำหรับความถี่พื้นฐานที่ไม่ได้รับการคงที่ ω_n ต่อไปจะอธิบายถึงลักษณะการตอบสนองของขั้นตอนกับค่าลักษณะเฉพาะของระบบ สำหรับกรณีเหล่านี้ น่าสนใจตรงที่ค่าความเข้มต่ำมีลักษณะโดยที่ $0 < \varepsilon < 1$ ในกรณีนี้ค่าลักษณะเฉพาะคอนจูเกตเชิงซ้อนโดยให้

$$\lambda_{1,2} = -\varepsilon\omega_n \pm j\omega_d \quad (3.53)$$

ซึ่ง $\omega_d = \omega_n\sqrt{1 - \varepsilon^2}$ คือความถี่พื้นฐานที่ลดลงในหน่วยเรเดียนต่อวินาที การตอบสนองขั้นตอนหน่วยสำหรับระบบลำดับที่สองในแบบนี้คือ

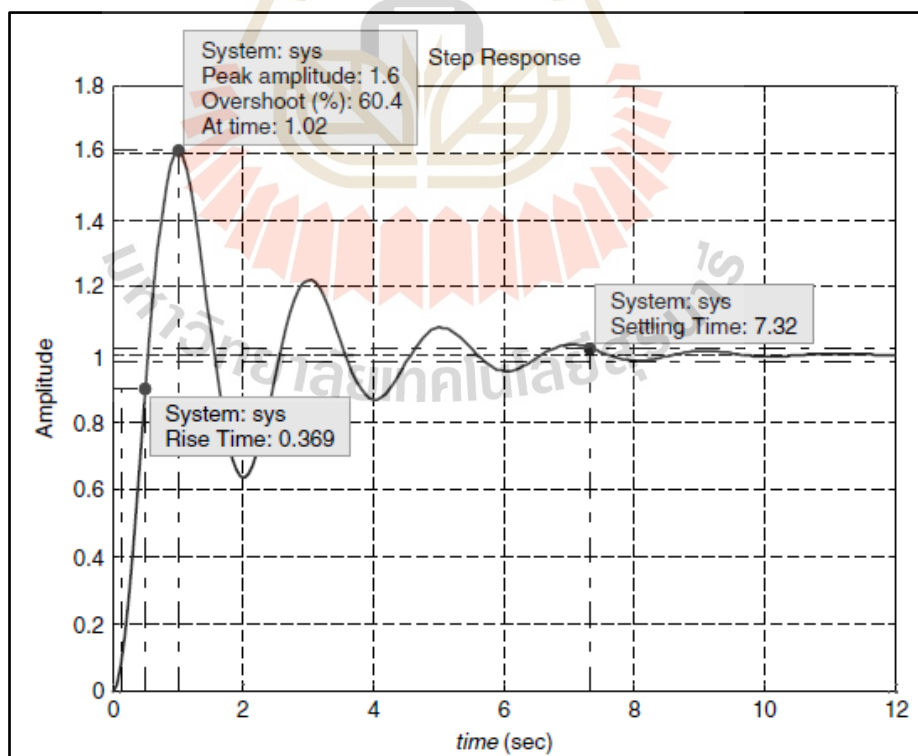
$$y(t) = 1 - \frac{e^{-\varepsilon\omega_n t}}{\sqrt{1 - \varepsilon^2}} \sin(\omega_d t + \theta) \quad (3.54)$$

ซึ่งมุมเฟสถูกกำหนดโดย $\theta = \cos^{-1}(\varepsilon)$ จึงถูกอ้างอิงถึงเป็นมุมลดแรงการกระทำ การตอบสนองส่วนนี้มีส่วนประกอบของรูปแบบไซน์ควบคุมโดยความถี่พื้นฐานที่ลดลง ซึ่งถูกลดลงโดยเลขชี้กำลังที่เกี่ยวข้องกับค่าลบของค่าลักษณะเฉพาะการตอบสนองประเภทนี้เป็นดังรูปที่ 3.24 สำหรับกรณีที่มีการหน่วงค่าต่ำจะมีลักษณะการทำงานหลักสี่ประการ (ดูรูปที่ 3.24) ที่เกี่ยวข้องกับการตอบสนองขั้นตอนของหน่วยซึ่งอาจเกี่ยวข้องโดยตรงหรือโดยประมาณกับอัตราส่วนการทำให้ ความถี่พื้นฐานที่ไม่ได้รับการดูดซึม คำจำกัดความและสูตรของคุณลักษณะด้านประสิทธิภาพมีอยู่ในทฤษฎีของดอล์ฟและบิชอป (Dolf and Bishop 2005) เมื่อเวลาเพิ่มมากขึ้น t_R เมื่อเวลาผ่านไประหว่างการตอบสนองครั้งแรกถึง 10 เปอร์เซ็นต์ของค่าสถานะคงที่จนถึงเวลาที่การตอบสนองครั้งแรกถึง 90 เปอร์เซ็นต์ของค่าสถานะคงที่ สำหรับอัตราส่วนการทำให้ช่วงเวลา $0.3 < \varepsilon < 0.8$ ให้เพิ่มขึ้นดังนั้นเวลาสามารถประมาณได้โดย

$$t_R = \frac{2.16\varepsilon + 0.6}{\omega_n} \quad (3.55)$$

เวลาสูงสุดของ t_P คือเวลาที่ถึงค่าตอบสนองสูงสุดและได้รับอย่างแน่นอน

$$t_P = \frac{\pi}{\omega_n \sqrt{1 - \varepsilon^2}} = \frac{\pi}{\omega_d} \quad (3.56)$$



รูปที่ 3.24 ผลการตอบสนองจากบทความที่กล่าวมา
(ที่มา : Wiley Linear state-space control system)

เปอร์เซ็นต์การโอเวอร์ชูตของพีโอ (PO) แสดงลักษณะความสัมพันธ์ระหว่างค่าสูงสุดและค่าสถานะคงที่ตามสมการต่อไปนี้

$$PO = \frac{\text{peak value} - \text{steady-state value}}{\text{stead-state value}} \times 100\% \quad (3.56)$$

และสามารถคำนวณได้อย่างแน่นอนและถูกต้องดังสมการต่อไปนี้

$$PO = 100e^{-\varepsilon\pi/\sqrt{1-\varepsilon^2}} \quad (3.57)$$

โดยทั่วไปการกำหนดเวลา (t_s) จะถูกกำหนดให้เป็นเวลาที่ต้องการตอบสนองเข้าสู่และยังคงอยู่ภายในแถบ ± 2 เปอร์เซ็นต์เกี่ยวกับค่าสถานะคงที่และสามารถประมาณได้โดย

$$t_s \cong \frac{4}{\varepsilon\omega_n} \quad (3.58)$$

ความเร็วของการตอบสนองสัมพันธ์กับเวลาที่เพิ่มขึ้นและเวลาสูงสุด ความเบี่ยงเบนระหว่างการตอบสนองและค่าสถานะคงที่นั้นสัมพันธ์กับเปอร์เซ็นต์การโอเวอร์ชูตและเวลาในการตั้งค่า

3.8 การควบคุมแบบทำนาย (Model predictive control)

กฎการควบคุมการคาดการณ์แบบมีองค์ประกอบพื้นฐานของการทำนายการปรับให้เหมาะสมและการใช้ขอบเขต โดยสามารถสรุปได้ดังนี้

3.8.1 การทำนาย (Prediction)

การควบคุมการคาดการณ์ในอนาคตของพลานต์ (Plant) จะได้รับการคาดการณ์โดยใช้แบบพลวัต (Dynamic) ในส่วนนี้เกี่ยวข้องกับกรณีเวลาที่ต่อเนื่องของระบบเชิงเส้นกับปริภูมิสถานะ(State-space) โดยสามารถเขียนสมการที่เกี่ยวข้องได้ดังนี้ (Mark Cannon, 2016)

$$x(k+1) = Ax(k) + Bu(k) \quad (3.59)$$

โดยที่ $x(k)$ และ $u(k)$ เป็นสถานะของแบบจำลองและเวกเตอร์อินพุตที่มีการสุ่มตัวอย่างที่เฮซ (kth) และการรับลำดับการป้อนข้อมูลที่คาดการณ์ไว้ลำดับที่สอดคล้องกันของการทำนายสถานะถูกสร้างขึ้นโดยการจำลองโมเดลในอนาคต การทำนายของช่วงการสุ่มตัวอย่างเอ็น (N) เพื่อความสะดวกสบายลำดับเหล่านี้ที่คาดการณ์มักจะถูกซ้อนกันเป็นเวกเตอร์ u, x โดยนิยามได้ดังนี้

$$u(k) = \begin{bmatrix} u(k|k) \\ u(k+1|k) \\ \vdots \\ u(k+N-1|k) \end{bmatrix}, x(k) = \begin{bmatrix} x(k+1|k) \\ x(k+2|k) \\ \vdots \\ x(k+N|k) \end{bmatrix} \quad (3.60)$$

โดยที่ $u(k+i|k)$ และ $x(k+i|k)$ หมายถึงสถานะเวกเตอร์ที่เวลา $k+i$ ที่คาดการณ์ไว้ในเวลา k และ $x(k+i|k)$ จึงพัฒนาไปตามแบบจำลองการทำนายได้ดังนี้

$$x(k+i+1|k) = Ax(k+i|k) + Bu(k+i|k) : i=0,1,\dots \quad (3.61)$$

โดยมีเงื่อนไขเริ่มต้น (ที่จุดเริ่มต้นของการทำนายแกนแนวนอน) ที่กำหนดไว้ดังนี้

$$x(k|k) = x(k) \quad (3.62)$$

3.8.2 การหาค่าเหมาะสมที่สุดของการทำนาย (Optimization)

กฎการควบคุมการป้อนกลับของการทำนายจะถูกคำนวณโดยการย่อให้เล็กสุดที่คาดการณ์ไว้ และกำหนดไว้ในแง่ของลำดับที่คาดการณ์ไว้ u, x หลักสูตรนี้เกี่ยวข้องกับกรณีขอค่าความคลาดเคลื่อนกำลังสอง ที่มีการคาดการณ์โดยมีรูปแบบทั่วไปดังนี้

$$J(k) = \sum_{i=0}^N \left[x^T(k+i|k)Qx(k+i|k) + u^T(k+i|k)Ru(k+i|k) \right] \quad (3.63)$$

เมื่อ Q, R เป็นเมทริกซ์ที่มีจุดประสงค์แน่นอน (Definite matrices) โดย Q อาจจะเป็นเมทริกซ์ที่ไม่มีจุดประสงค์แน่นอนหรือกึ่งชัดเจน (Semi-definite matrices) เห็นได้ชัดเจนว่า $J(k)$ เป็นฟังก์ชันของ $u(k)$ และลำดับการป้อนข้อมูลที่เหมาะสมที่สุดสำหรับปัญหาการลดขนาด $J(k)$ คือ $u^*(k)$

$$u^*(k) = \arg \min_u J(k) \quad (3.64)$$

ถ้าพลานต์ (Plant) มีข้อจำกัดด้านอินพุตและสถานะ สิ่งเหล่านี้จะรวมอยู่ในการเพิ่มประสิทธิภาพเป็นข้อจำกัดที่เทียบเท่ากับ $u(k)$ เมื่อนำสมการที่ 3.46 มาเขียนสมการในรูปแบบของการทำนายทั่วไป (General quadratic cost) ดังนั้นจะได้สมการดังนี้

$$J(k) = \sum_{i=0}^N \left[x^T(k+i|k) Q x(k+i|k) + u^T(k+i|k) R u(k+i|k) \right] + x^T(k+N|k) \bar{Q} x(k+N|k) \quad (3.65)$$

โดยที่ $u(k+N|k)$ จะถูกละเว้นจากสมการที่ 3.48 เนื่องจากไม่มีค่าอื่นใน $J(k)$ ที่ขึ้นอยู่กับ $u(k+N|k)$ นอกจากนี้ยังสามารถใช้เมทริกซ์คว (Matrix: \bar{Q}) ที่ต่างกัน ในสมการที่เกี่ยวข้องกับสถานะที่คาดการณ์ของ $x(k+N|k)$ โดยจะเลือกค่าเหมาะสมสำหรับ \bar{Q} นี้จะช่วยทำให้ค่ามีมากกว่าการคาดการณ์ที่ไม่มีสิ้นสุดใน $J(k)$ สามารถเขียนลำดับของสถานะที่คาดการณ์ไว้ซึ่งถูกสร้างขึ้นโดยโมเดลปริภูมิสถานะเชิงเส้น (Linear state-space model) โดยใช้การป้อนลำดับ $u(k)$ ซึ่งจะได้สมการดังนี้

$$\begin{aligned} x(k|k) &= x(k) \\ x(k+1|k) &= Ax(k) + Bu(k|k) \\ x(k+2|k) &= A^2x(k) + ABu(k|k) + Bu(k+1|k) \\ &\vdots \\ x(k+i|k) &= A^i x(k) + C_i u(k), i=0, \dots, N \end{aligned} \quad (3.66)$$

จากสมการข้างต้นจะสามารถเปลี่ยนรูปสมการได้ดังนี้

$$x(k) = Mx(k) + Cu(k), \quad M = \begin{bmatrix} A \\ A^2 \\ \vdots \\ A^N \end{bmatrix} \quad (3.67)$$

โดย C คือเมทริกซ์คอนโวลูชัน (Convolution matrix) กับแถวที่ C_i โดยกำหนดให้

$$C = \begin{bmatrix} B & 0 & \dots & 0 \\ AB & B & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ A^{N-1}B & A^{N-2}B & \dots & B \end{bmatrix} \quad (3.68)$$

โดยที่ $C_0 = 0$

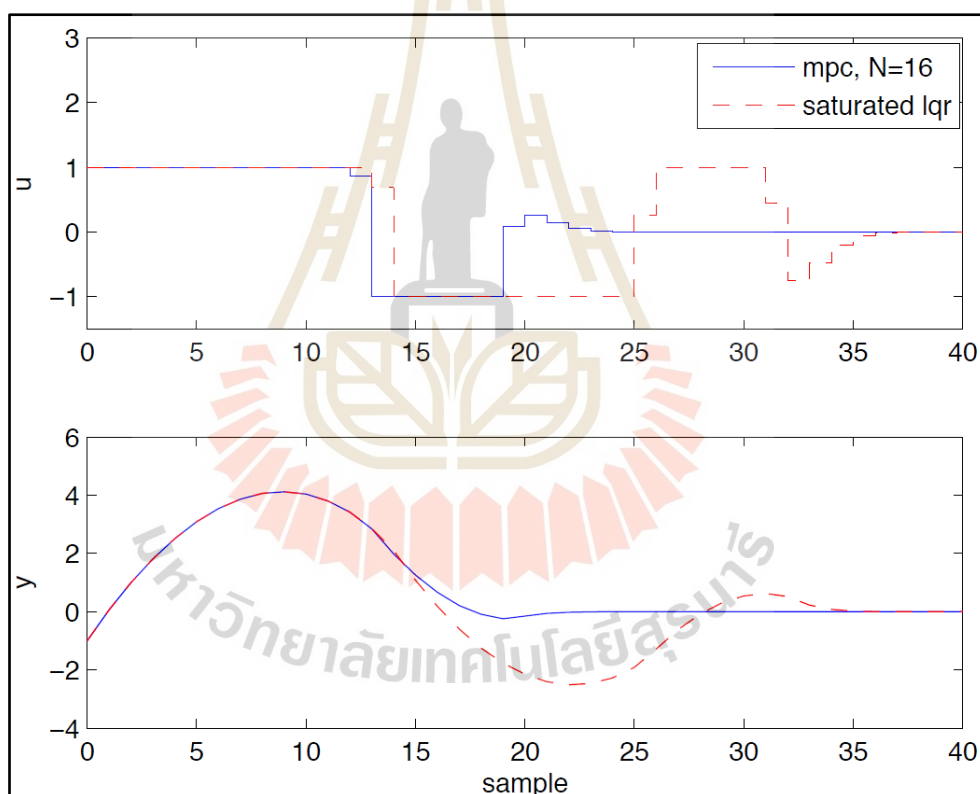
C_i = ลำดับแถวที่ i ของเมทริกซ์ C

เมื่อแทนที่ด้วย $x(k+i|k)$ ในสมการที่ 3.48 จะได้สมการใหม่ดังนี้

$$J(k) = u^T(k)Hu(k) + 2x^T(k)F^T u(k) + x^T(k)Gx(k) \quad (3.69)$$

โดยที่ $H = C^T \tilde{Q}C + \tilde{R}$, $F = C^T \tilde{Q}M$ และ $G = M^T \tilde{Q}M + Q$

$$\tilde{Q} = \begin{bmatrix} Q & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \ddots & & \vdots \\ \vdots & & Q & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & \bar{Q} \end{bmatrix}, \tilde{R} = \begin{bmatrix} R & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \ddots & & \vdots \\ \vdots & & R & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & R \end{bmatrix}$$



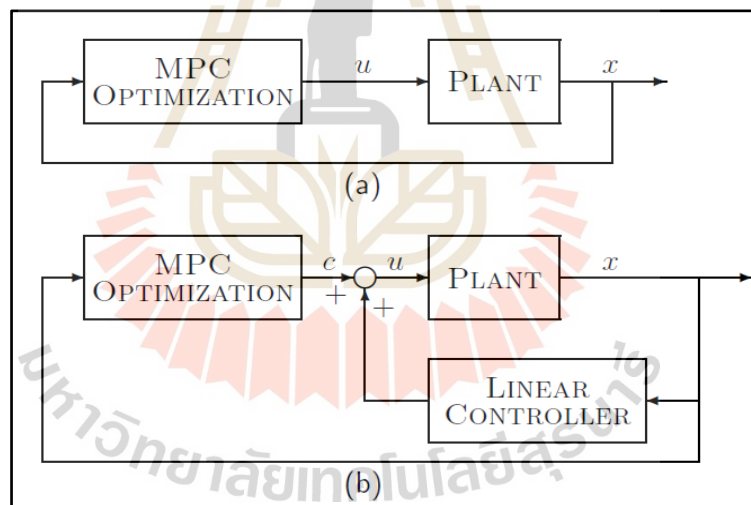
รูปที่ 3.25 ผลตอบสนองการควบคุมเชิงเส้นของ MPC
(ที่มา : C21 Model Predictive Control)

เมื่อระบบที่เราทำการศึกษาไม่มีความเสถียรภาพ จึงทำให้ต้องมีการปรับค่าต่าง ๆ จากสมการข้างต้น โดยสามารถจำกัดขอบเขตของปัญหาสัญญาณรบกวนต่าง ๆ ด้วยการใช้เงื่อนไขเริ่มต้นในการคาดการณ์และปรับค่า S_{Ω} เพื่อการคาดการณ์ที่แม่นยำมากขึ้นโดยกฎของการควบคุมนี้

จะต้องปฏิบัติตามข้อจำกัดสำหรับปัญหาการรบกวนที่อาจเกิดขึ้นทั้งหมด ปัญหานี้สามารถแก้ไขได้โดยการคาดการณ์ว่าเป็นการรบกวนการรักษาเสถียรภาพของกฎการป้อนกลับเชิงเส้น (Linear feedback law) หรือเรียกว่า การป้อนกลับของการควบคุมแบบทำนายแบบมีการทำนายล่วงหน้า (The feedback of MPC with pre-stabilized prediction)

$$\begin{aligned}
 S_{\Omega} &= x(0) \\
 x(N|0) &\in \Omega \\
 u &\leq u(i|0) \leq \bar{u} : i \leq N-1 \\
 x &\leq x(i|0) \leq \bar{x} : i \leq N
 \end{aligned} \tag{3.70}$$

$$\begin{aligned}
 u(k+i|k) &= \begin{bmatrix} K & K_I \end{bmatrix} z(k+i|k) + c(i|k) \\
 c(i|k) &= \begin{cases} \text{optimization} & i = 0, 1, \dots, N-1 \\ 0 & i \geq N \end{cases}
 \end{aligned} \tag{3.71}$$

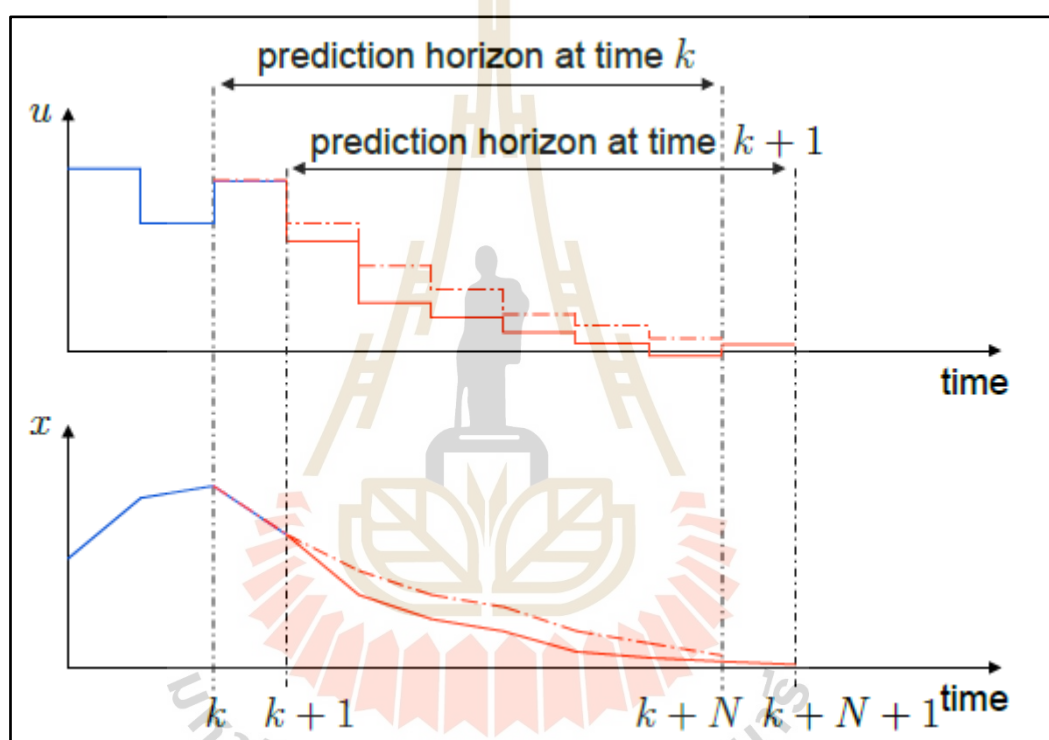


รูปที่ 3.26 โครงสร้างการป้อนกลับของการควบคุมแบบทำนายแบบปกติ [a]
 โครงสร้างการป้อนกลับของการควบคุมแบบทำนายแบบมีการทำนาย [b]
 (ที่มา : C21 Model Predictive Control)

การนำขอบเขตมาใช้งาน (Receding horizon implementation) โดยองค์ประกอบแรกของลำดับอินพุตของการทำนายที่เหมาะสมที่สุด $u^*(k)$ คือ อินพุตของระบบ

$$u(k) = u^*(k|k) \tag{3.72}$$

กระบวนการคำนวณ $u^*(k)$ โดยการลดกระบวนการทำนายให้น้อยที่สุด ดังนั้นองค์ประกอบแรกของ u^* คือ การทำซ้ำในการสุ่มตัวอย่างแต่ละครั้ง $k = 0, 1, \dots$ ด้วยเหตุนี้การหาค่าเหมาะสมที่สุดของ u^* จึงเรียกว่า การหาค่าเหมาะสมที่สุดแบบออนไลน์ การทำนายขอบเขตยังคงมีความยาวเท่าเดิมแม้จะมีการทำซ้ำของการหาค่าเหมาะสมที่สุดในอนาคต ดังรูปที่ 3.23 และแนวทางที่เป็นเช่นนั้นเรียกว่า ทฤษฎีขอบเขตที่ใช้งาน (Receding horizon strategy) เนื่องจากการทำนายของ x และด้วยเหตุนี้ลำดับการป้อนข้อมูลที่เหมาะสมจึงขึ้นอยู่กับ u^* ขั้นตอนนี้จะนำเสนอการวัดสถานะ $x(k)$ ในการป้อนกลับของแบบจำลองการควบคุมแบบทำนาย (Model Predictive Control) ดังนั้นการให้ระดับความยากของความผิดพลาดแบบจำลองจึงสำคัญ

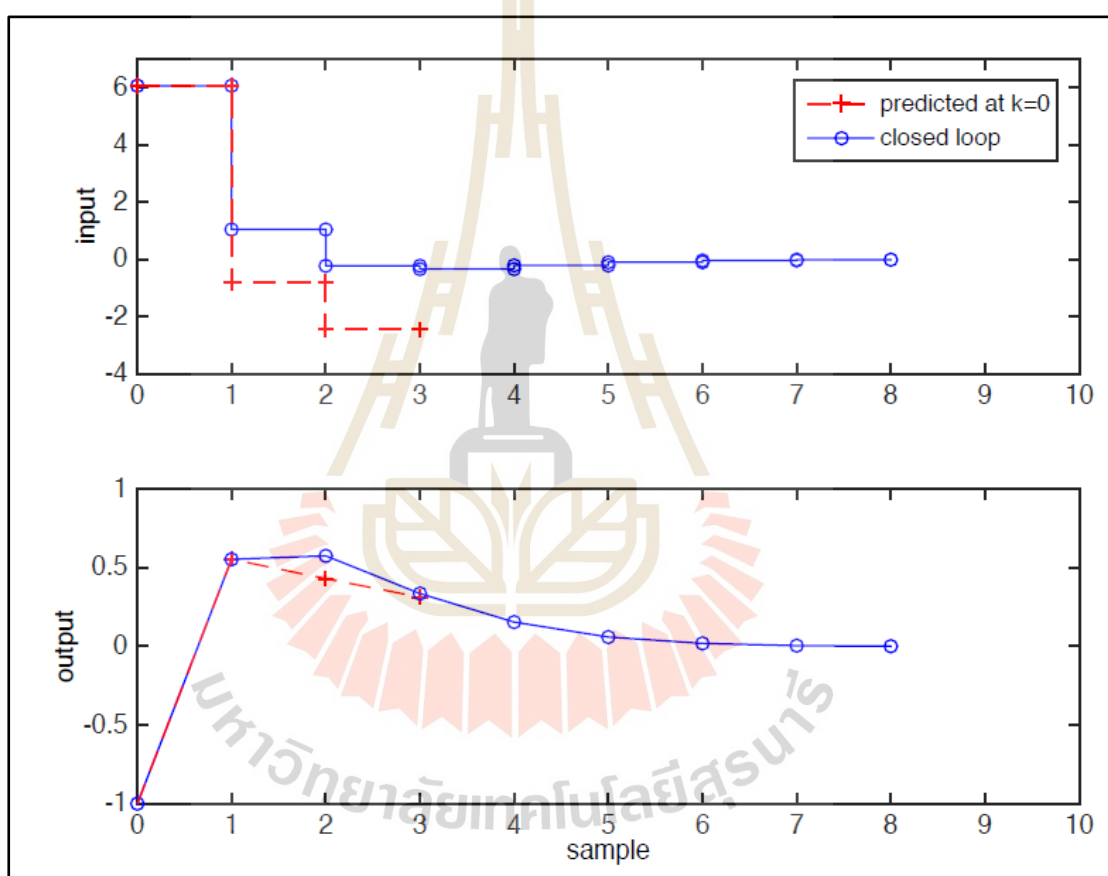


รูปที่ 3.27 ทฤษฎีการนำขอบเขตมาใช้งาน
(ที่มา : C21 Model Predictive Control)

และความไม่แน่นอน คุณสมบัติประการที่สองของขอบเขตที่ลดลงคือ โดยการเลื่อนขอบเขตไปเรื่อย ๆ ซึ่งมีการปรับอินพุตตัวถัดไปให้เหมาะสมที่สุด ซึ่งจะพยายามชดเชยความจริงที่ว่าขอบเขตนี้มีการจำกัด โดยสามารถดูได้จากรูปที่ 3.24 ซึ่งแสดงให้เห็นว่าการตอบสนองที่มีการทำนายไว้ว่าจะแตกต่างจากการตอบสนองวงปิดอย่างมีนัยสำคัญ หากมีการออกแบบอย่างถูกต้องทฤษฎีขอบเขตที่ลดลงสามารถมั่นใจได้ว่าประสิทธิภาพของระบบปิดจะมีใกล้เคียงหรือประมาณเท่ากันกับการทำนายที่เหมาะสมที่สุด

จากการพัฒนาการทางประวัติศาสตร์ จะแสดงให้เห็นเกี่ยวกับทฤษฎีแบบจำลองการควบคุมแบบทำนาย ถูกค้นพบและคิดค้นขึ้นใหม่หลายครั้ง แนวทางการนำขอบเขตมาใช้ในทศวรรษที่ 1960

และ 70 เพื่อกำหนดวิธีการคำนวณสำหรับปัญหาการควบคุมที่เหมาะสมที่สุดซึ่งวิธีแก้ปัญหามีรูปแบบปิด การควบคุมเชิงการทำนายเกิดขึ้นอีกครั้งในบริบทที่แตกต่างกันอย่างสิ้นเชิงของกระบวนการทางอุตสาหกรรม การควบคุมในทศวรรษที่ 1980 เพื่อใช้ประโยชน์จากการปรับปรุงอย่างต่อเนื่องในทรัพยากรการคำนวณเพื่อปรับปรุงประสิทธิภาพ เมื่อไม่นานมานี้แนวทางดังกล่าวถูกใช้เป็นเทคนิคทั่วไปในการควบคุมเสถียรภาพสำหรับระบบที่มีข้อจำกัด ในขณะเดียวกันความพร้อมของระบบสารสนเทศที่รวดเร็วมากขึ้นและการปรับปรุงประสิทธิภาพในการคำนวณของตัวควบคุมการทำนาย (รวมถึงแบบจำลองการควบคุมแบบทำนายที่ไม่เป็นเชิงเส้น) ได้ขยายขอบเขตการใช้งานเพื่อรวมระบบการสุ่มตัวอย่างที่รวดเร็ว



รูปที่ 3.28 การตอบสนองแบบวงปิดและการตอบสนองที่ทำนายไว้
(ที่มา : C21 Model Predictive Control)

แบบจำลองการควบคุมของพลานต์ (Prediction Plant Model) เป็นการรวมทฤษฎีการควบคุมแบบทำนายที่เป็นแบบโมเชิงเส้น (Linear Plant Model) และแบบไม่เชิงเส้น (Non-Linear Plant Model) ทั้งแบบเวลาต่อเนื่องและไม่ต่อเนื่อง แบบจำลองการทำนายทั้งอาจเป็น แบบที่ถูกกำหนดตายตัว (Deterministic) หรือแบบสุ่มขึ้นมา (Stochastic) และไม่ชัดเจนได้ (Fuzzy)

แบบจำลองพลานต์แบบเชิงเส้น (Linear Plant Model) โดยสำหรับระบบเชิงเส้น การใช้การทำนายของ $x(k)$ บน $u(k)$ เป็นแบบเส้นตรง ค่ากำลังสองของสมการที่ 3.72 จึงเป็นฟังก์ชันกำลังสองของอินพุต $u(k)$ ดังนั้น $j(k)$ สามารถแสดงเป็นฟังก์ชันของ u ดังสมการถัดไป

$$j(k) = u^T(k)Hu(k) + 2f^T u(k) + g \quad (3.73)$$

โดยที่ H คือ เมทริกซ์ที่แน่นอนที่เป็นค่าคงที่ค่าบวก (หรือเป็นค่าบวกที่แบบกึ่งแน่นอน) และค่า f , g เป็นเวกเตอร์และสเกลาร์ตามลำดับ ซึ่งขึ้นอยู่กับ $x(k)$ การป้อนข้อมูลเชิงเส้นและข้อจำกัดของสถานะแสดงให้เห็นถึงข้อจำกัดเชิงเส้นบน $u(k)$ ซึ่งสามารถแสดงได้ดังสมการถัดไป

$$A_c u(k) \leq b_c \quad (3.74)$$

โดยที่ A_c เป็นเมทริกซ์คงที่และขึ้นอยู่กับรูปแบบของข้อจำกัด เวกเตอร์ b_c อาจเป็นฟังก์ชันของ $x(k)$ ดังนั้นการหาค่าเหมาะสมที่สุดของแบบจำลองการควบคุมแบบทำนาย จึงประกอบด้วยการลดลงบน u ของสมการกำลังสองภายใต้ข้อจำกัดเชิงเส้น

$$\text{minimize } u^T H u + 2f^T u \quad (3.75)$$

$$\text{subject to } A_c u \leq b_c \quad (3.76)$$

ปัญหาการหาค่าเหมาะสมที่สุดระดับนี้เรียกว่าการเขียนโปรแกรมกำลังสองของ QP และเนื่องจาก H เป็นเมทริกซ์ที่แน่นอนเชิงบวกและข้อจำกัดต่าง ๆ เป็นเส้นตรงจึงสามารถแสดงได้ดังสมการที่ 3.75 – 3.76 ซึ่งเป็นปัญหาการลู่ออก (Convex Problem) ซึ่งสมการที่ 3.75 – 3.76 เป็นฟังก์ชันการลู่ออกของการหาค่าเหมาะสมที่สุดของตัวแปร u สามารถแก้ไขได้อย่างมีประสิทธิภาพและเชื่อถือได้โดยใช้อัลกอริทึมพิเศษ

แบบจำลองการทำนายแบบไม่เชิงเส้น เนื่องจากการทำนายสถานะ $x(k)$ บน $u(k)$ ปัญหาการหาค่าเหมาะสมที่สุดของแบบจำลองการควบคุมแบบทำนาย นั้นยากกว่ากรณีแบบจำลองเชิงเส้นอย่างมีนัยสำคัญ เนื่องจากสมการที่ 3.56 สามารถจัดรูปแบบเป็น $J(u(k), x(k))$ และ $g(u(k), x(k)) \leq 0$ เป็นฟังก์ชันที่ไม่ลู่ออกของ $u(k)$ และนั่นคือการหาค่าเหมาะสมที่สุดของปัญหานี้

$$\text{minimize } J(u, x(k)) \quad (3.77)$$

$$\text{subject to } g(u, x(k)) \leq 0 \quad (3.78)$$

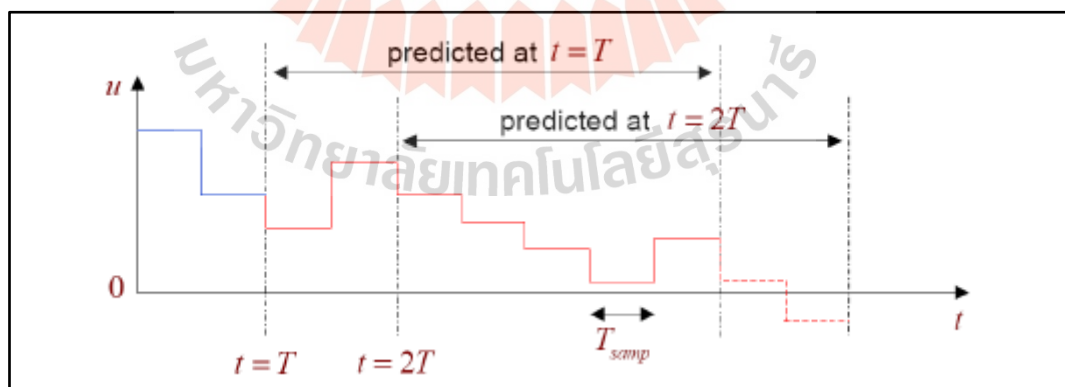
โดยทั่วไปจะไม่มีกรับประกันว่าผู้แก้ปัญหาจะลู่ออกไปที่ค่าต่ำสุด (ดังสมการที่ 3.60) และเวลาที่ต้องใช้การค้นหาแม้แต่โซลูชันในพื้นที่มักจะลำดับความสำคัญมากกว่าปัญหาควิพี (QP Problem) ที่มี

ขนาดใกล้เคียงกัน ตัวอย่างเช่น ในการแก้ปัญหาการหาค่าเหมาะสมที่สุดของแบบจำลองการควบคุมแบบทำนาย (Model Predictive Control) ที่ได้จากปัญหาการควบคุมตัวแปร 10 ตัวใน u ซึ่งจะใช้เวลาในการแก้ปัญหาประมาณ 10 วินาที ซึ่งแตกต่างจากตัวแก้ปัญหาคิวพี การคำนวณจำนวนมากสำหรับปัญหาการเขียนโปรแกรมแบบไม่เชิงเส้นนั้นจะขึ้นอยู่กับปัญหาที่แตกต่างกัน

แบบจำลองการทำนายของเวลาที่ต่อเนื่องและไม่ต่อเนื่อง (Discrete and continuous-time prediction models) ในการใช้งานแบบจำลองการควบคุมการทำนาย (MPC) โดยทั่วไปการหาค่าเหมาะสมจะได้รับการแก้ไขเป็นระยะ ๆ ในช่วงเวลา $t = kT, k = 0, 1, \dots$ และสำหรับแต่ละ k โดยการควบคุมของ $u = u^*(k|k)$ จะถูกนำไปใช้จนกว่าจะมีการแก้ปัญหาของการหาค่าเหมาะสมที่สุดของ $t = (k + 1)T$ ดังนั้นเห็นได้ชัดว่า T อย่างน้อยต้องมีขนาดใหญ่เท่ากับเวลาในการคำนวณที่ต้องการหาค่าเหมาะสมที่สุด และโดยหลักการแล้ว T ควรมีขนาดใหญ่กว่านี้มากหากความล่าช้าของการคำนวณไม่ได้ถูกคำนวณอย่างชัดเจนในการทำนาย อย่างไรก็ตามข้อจำกัดใช้ไม่ได้กับการเลือกช่วงเวลาการสุ่มตัวอย่างสำหรับแบบจำลองการทำนายเวลาแบบไม่ต่อเนื่อง ซึ่งอาจถูกด้วยกำหนดโดยการพิจารณาอื่น ๆ (แบนด์วิดท์ของพลาซมหรือสัญญาณรบกวน) โดยส่วนใหญ่จะใช้ช่วงเวลาการสุ่มตัวอย่างแบบจำลอง T_{samp} ซึ่งมีขนาดเล็กกว่า T โดยมีเงื่อนไขว่า

$$T_{samp} = T/m, \text{ for integer } m. \quad (3.79)$$

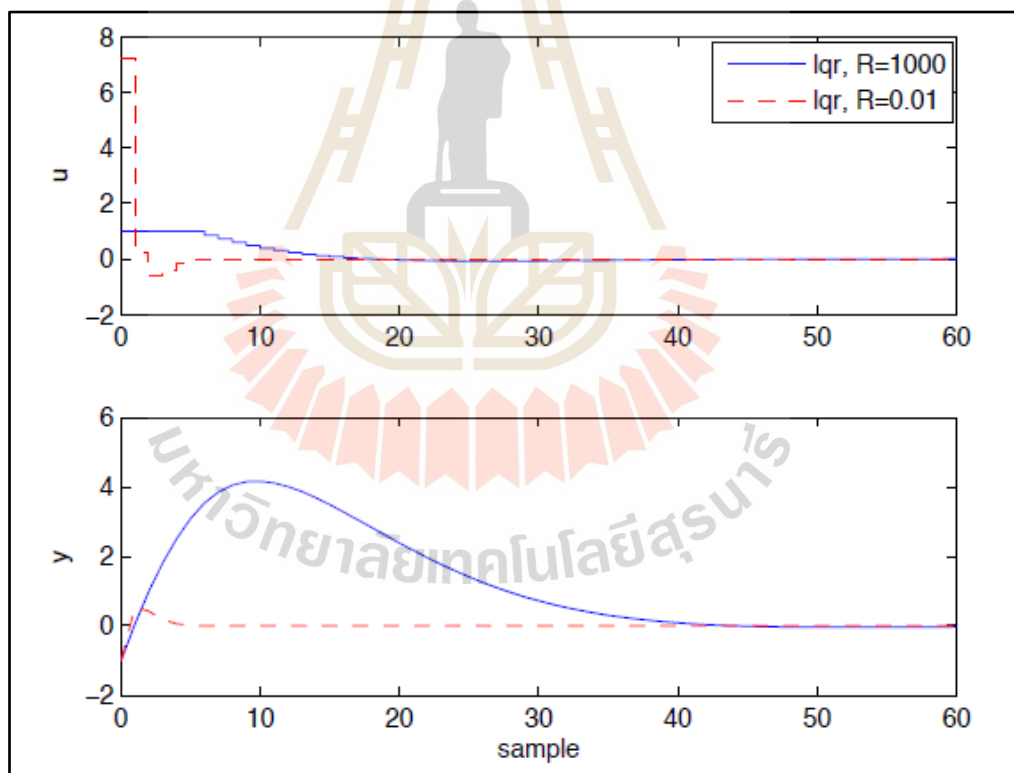
เงื่อนไขนี้ทำให้สามารถใช้ลำดับอินพุตที่การทำนายได้ดีที่สุดที่คำนวณไว้ก่อนหน้านี้ ดังรูปภาพที่ 3.28 ซึ่งช่วยรับประกันความเสถียรและการบรรจบกันของทฤษฎีแบบจำลองการควบคุมแบบทำนายซึ่งจะกล่าวถึงในส่วนที่ 3 เพื่อความเรียบง่ายของรูปแบบการทำนายเวลาแบบไม่ต่อเนื่องด้วย $T_{samp} = T$ จะถือว่าอยู่ในบันทึกย่อเหล่านี้



รูปที่ 3.29 อินพุตการทำนายในช่วงเวลาการเพิ่มประสิทธิภาพที่ต่อเนื่องกัน $T = 2T_{samp}$
(ที่มา : C21 Model Predictive Control)

นอกจากนี้ยังเป็นไปได้ที่จะใช้แบบจำลองการทำนายเวลาต่อเนื่องในแบบจำลองการควบคุมแบบทำนาย หากการดำเนินการปรับให้เหมาะสมเพื่อกำหนดวิธีที่เหมาะสมที่สุดในปัจจุบันคุณสามารถใช้วิธีที่เหมาะสมที่คำนวณได้ก่อนหน้านี้เสมอ การใช้แบบจำลองการทำนายเวลาต่อเนื่องเป็นที่ต้องการเมื่อพลวัตของพลาซมีไม่มีการแทนเวลาแบบไม่ต่อเนื่องในรูปแบบปิดซึ่งมักเป็นกรณีสำหรับระบบที่ไม่เชิงเส้นที่มีแบบจำลองเชิงปรากฏการณ์วิทยา (Phenomenological) อัลกอริทึมเฉพาะทางที่ผสมผสานการรวมตัวเลขของแบบจำลองการทำนายเวลาต่อเนื่องมีไว้สำหรับการแก้ปัญหาการหาค่าที่เหมาะสมที่สุด

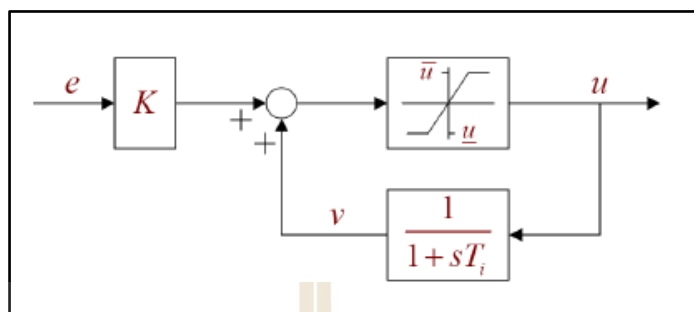
การปรับการควบคุมที่เหมาะสม (De-tuned optimal Control) จะอธิบายถึงข้อจำกัดของอินพุตโดยการเพิ่มประสิทธิภาพอินพุตของ R ใน LQ จนกว่าค่าจะเหมาะสมที่สุดที่เกี่ยวข้องจะเป็นไปตามข้อจำกัดในพื้นที่ปฏิบัติการที่ต้องการ แนวทางนี้เห็นได้ชัดว่าไม่เหมาะสมในแง่ของดัชนีประสิทธิภาพดั้งเดิมและอาจนำไปสู่การตอบสนองวงปิดที่ช้ามาก ดังตัวอย่างรูปที่ 3.26 แสดงการตอบสนองขั้นตอนของระบบของรูปที่ 3.29 เมื่อ R ถูกเลือกให้มีขนาดใหญ่พอ ($R = 1000$) ที่ข้อจำกัดเป็นที่พอใจของการตอบสนองขั้นตอนของหน่วย



รูปที่ 3.30 การตอบสนองของ LQ ที่ถูกควบคุมแบบเหมาะสม
(ที่มา : C21 Model Predictive Control)

ทฤษฎีการต่อต้านบรรจบกัน (Anti-windup strategies) มีจุดมุ่งหมายเพื่อป้องกันความไม่เสถียรที่อาจเกิดขึ้นในตัวควบคุม ซึ่งรวมการดำเนินการของอินทิกรัล (Integral) เมื่อมีการใช้งานข้อจำกัดของ

อินพุต ดังตัวอย่างตัวควบคุมแบบพีไอที่มีตัวต่อต้านการบรรจบ ที่แสดงในรูปที่ 3.31 เพื่อหลีกเลี่ยงการลดของประสิทธิภาพที่ส่งผลให้เกิดข้อผิดพลาดในตัวเอง



รูปที่ 3.31 แบบจำลองของตัวต่อต้านการบรรจบและตัวควบคุมอินทิกรัล
(ที่มา : C21 Model Predictive Control)

ขณะที่ตัวอินพุตมีขนาดใหญ่ จึงใช้กฎการควบคุมดังนี้

$$u = \text{sat}(Ke + v) \quad (3.80)$$

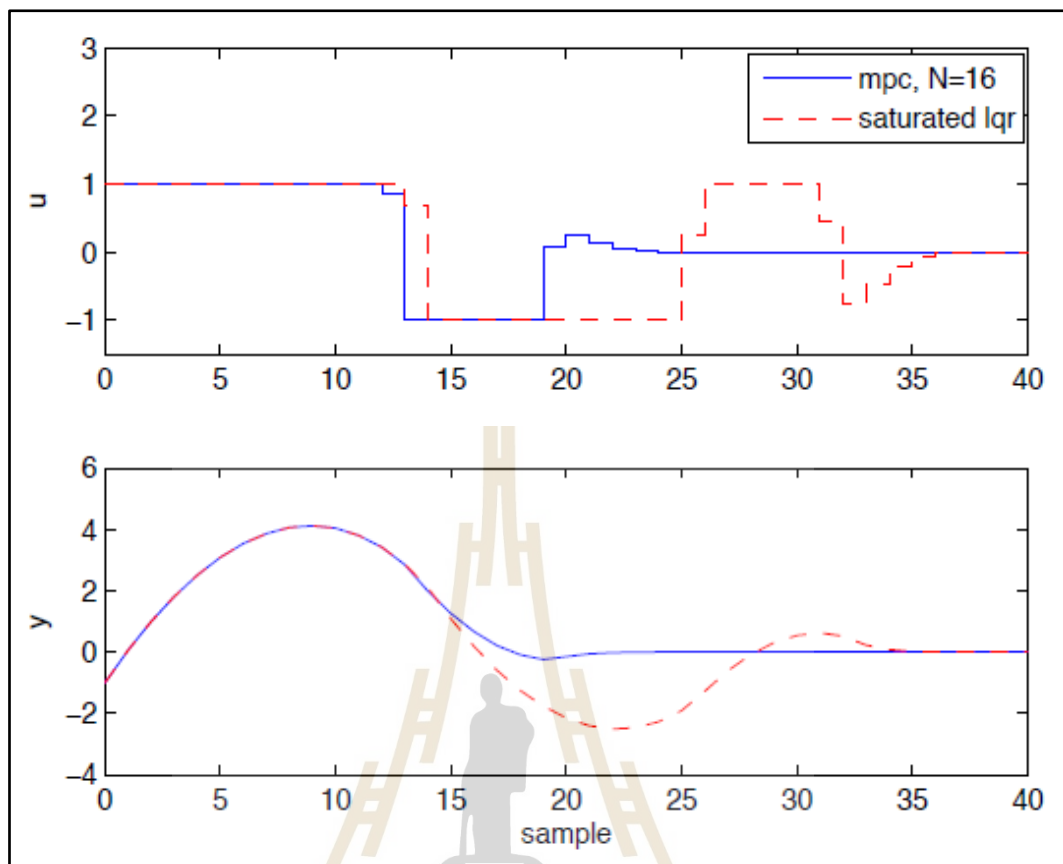
$$T_v + v = u$$

บล็อกที่ทำให้มั่นใจว่า $u(t)$ ยังคงตลอดเวลาภายในข้อจำกัด และฟังก์ชันการถ่ายโอนจาก e ไปยัง u จะปรากฏดังรูปที่ 3.31

$$u(t) = K \left(e^t + \frac{1}{T_i} \int_0^t e dt' \right) \quad (3.81)$$

เมื่อใดก็ตามที่ $u < u(t) < \bar{u}$ ในทางกลับกันถ้าอยู่บนขีดจำกัดบนหรือขีดจำกัดล่าง $v(t)$ จะมาบรรจบกัน (แบบยกกำลัง) เป็น u หรือ \bar{u} และ $u(t)$ ตัวอย่างหลังจากการเปลี่ยนแปลงเครื่องหมาย $e(t)$ ในภายหลัง แม้ว่าจะใช้งานได้ค่อนข้างง่าย แต่แนวทางนี้ไม่มีส่วนขยายที่ชัดเจนสำหรับระบบที่มีอินพุตและเอาต์พุตมากกว่าหนึ่งรายการและไม่มีอะไรรับประกันได้ว่าความเสถียรภาพและประสิทธิภาพได้

การใช้การควบคุมแบบทำนายกับตัวอย่างก่อนหน้านี้ จะนำไปสู่การตอบสนองที่แสดงในรูปที่ 3.32 แม้ว่าการหาค่าเหมาะสมที่สุดของแบบจำลองการควบคุมแบบทำนาย จะใช้การเพิ่ม - ลดองศาในการลำดับอินพุตการทำนายไว้ ในกรณีนี้กฎการควบคุมที่เป็นผลลัพธ์จะเหมาะสมที่สุดสำหรับขอบเขตที่เป็นปัญหา แต่การเพิ่มประสิทธิภาพเป็นวิธีแก้ปัญหของควิพี (QP) ซึ่งถือว่าการเพิ่มขึ้นอย่างมากในการคำนวณ เมื่อเทียบกับวิธีการต่อต้านการบรรจบ



รูปที่ 3.32 การตอบสนองของแบบจำลองการควบคุมแบบทำนาย
(ที่มา : C21 Model Predictive Control)

แบบจำลองการทำนายแบบเอลทีวี (LTV Prediction Models) โดยสมการต่อไปนี้จะใช้กับรูปแบบการเปลี่ยนแปลงเวลาเชิงเส้น

$$x(k+1) = A(k)x(k) + B(k)u(k) \quad (3.82)$$

ในกรณีที่สามารถทำนายค่าสถานะต่าง ๆ จะเขียนสมการเป็น

$$x(k+i|k) = \prod_{j=i-1}^0 A(k+j)x(k) + C_i(k)u(k) \quad i = 0, \dots, N \quad (3.83)$$

โดยที่

$$\begin{aligned} C_0(k) &= 0 \\ C_i(k) &= [\prod_{j=i-1}^1 A(k+j)B(k) \prod_{j=i-1}^2 A(k+j)B(k) \dots] \end{aligned} \quad (3.84)$$

$$[B(k+i-1) \ 0 \ \dots \ 0]$$

การหาค่าเหมาะสมที่สุดแบบไม่มีขอบเขตและข้อจำกัด (Unconstrained Optimization) ในกรณีที่ไม่มีข้อจำกัดการหาค่าเหมาะสมที่สุด $u^*(k) = \operatorname{argmin}_u J(k)$ มีวิธีการรูปแบบปิดซึ่งได้มาจากการพิจารณาเกรเดียนของ J เมื่อเทียบกับ U

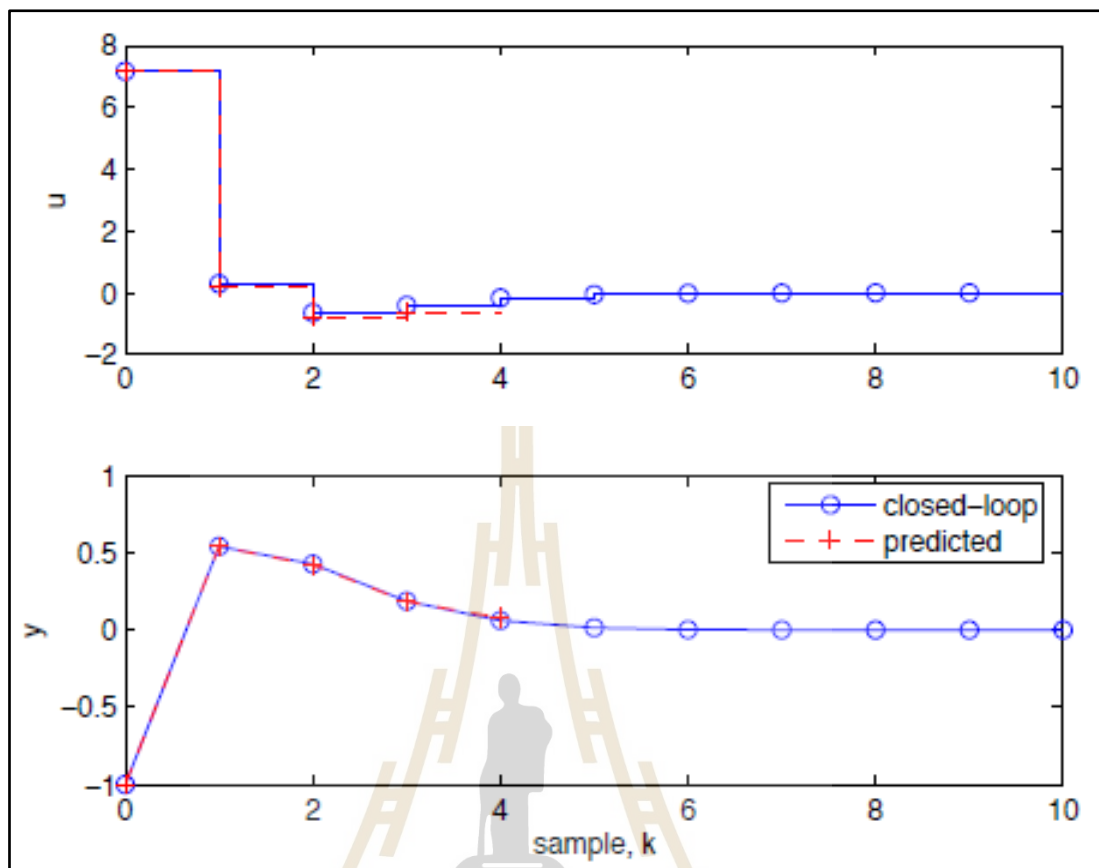
$$\nabla_u J = 2Hu + Fx \quad (3.85)$$

เห็นได้ชัดว่า $\nabla_u J = 0$ ต้องมีค่าที่จุดต่ำที่สุดของ J และเนื่องจาก H เป็นค่าบวกที่แน่นอน (หรือค่ากึ่งที่ไม่มีที่สิ้นสุดบวก) เมื่อ U ใด ๆ ที่ $\nabla_u J = 0$ จึงจำเป็นต้องเป็นค่าที่ต่ำที่สุด ดังนั้น u^* เป็นค่าที่ดีที่สุดก็ต่อเมื่อ H ไม่เป็นเอกพจน์ และจากนั้นจะกำหนดโดย

$$u^*(k) = -H^{-1}Fx(k) \quad (3.86)$$

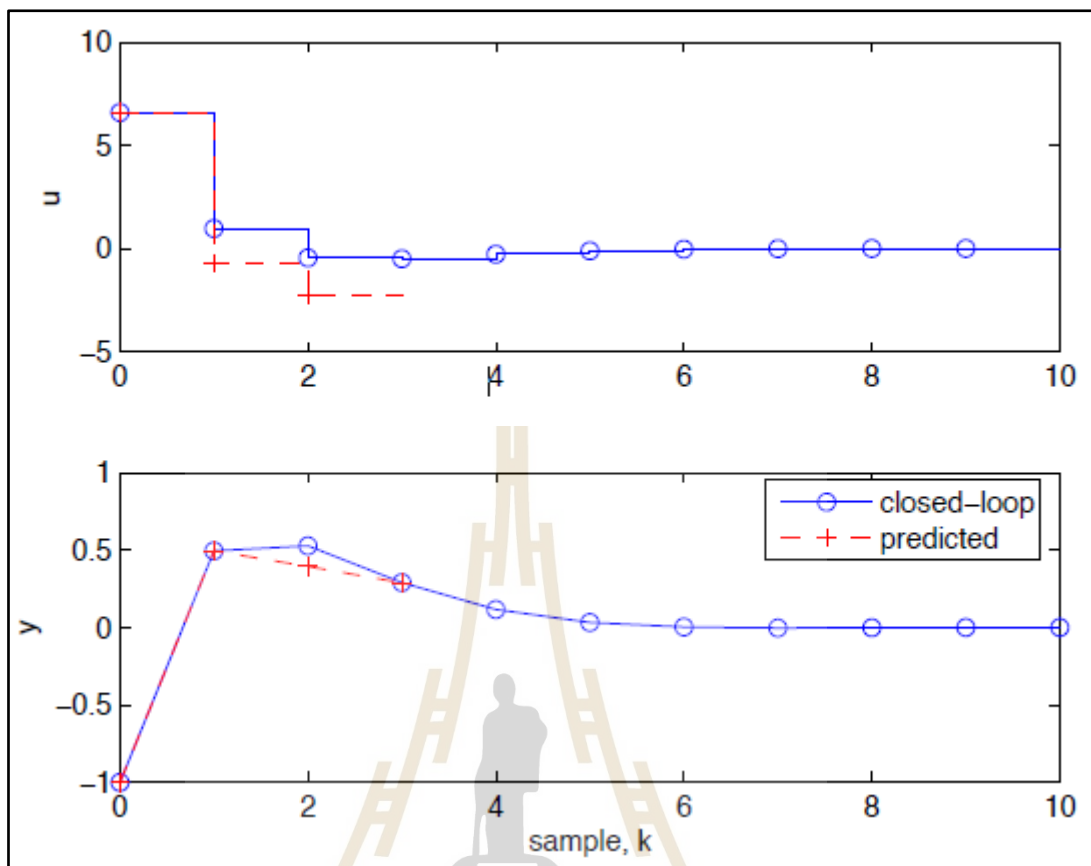
ถ้า H เป็นเอกพจน์ (เช่นค่ากึ่งเป็นบวกที่ไม่มีที่สิ้นสุดแทนที่จะเป็นบวกแน่นอน) ดังนั้น u^* คือค่าที่ดีที่สุดที่ไม่ซ้ำใครและต้องมีวิธีแก้ปัญหาเฉพาะของ $\nabla_u J = 0$ ถูกกำหนดให้เป็น $u^*(k) = -H^{-1}Fx(k)$ โดยที่ H^{-1} เป็นค่าผกผันทางซ้ายของ H (ดังนั้น $H^{-1}H = 1$) การใช้องค์ประกอบแรกของการทำนายที่เหมาะสมที่สุด $u^*(k)$ ในการสุ่มตัวอย่างแต่ละครั้ง ค่า k จะถูกกำหนดขอบเขตที่ลดลง เนื่องจาก H และ F มีค่าคงที่ตัวควบคุมที่ไม่แปรผันตามเวลาเชิงเส้น $u(k) = K_N x(k)$ โดยที่เมทริกซ์ K_N คือแถวแรกของ $-H^{-1}F$ (สำหรับกรณีอินพุตเดี่ยวแถว NU แรกจะมีขนาดเท่ากัน)

$$u(k) = u^*(k|k) = K_N x(k), K_N = -[I_{nu} \ 0 \ \dots \ 0]H^{-1}F \quad (3.87)$$



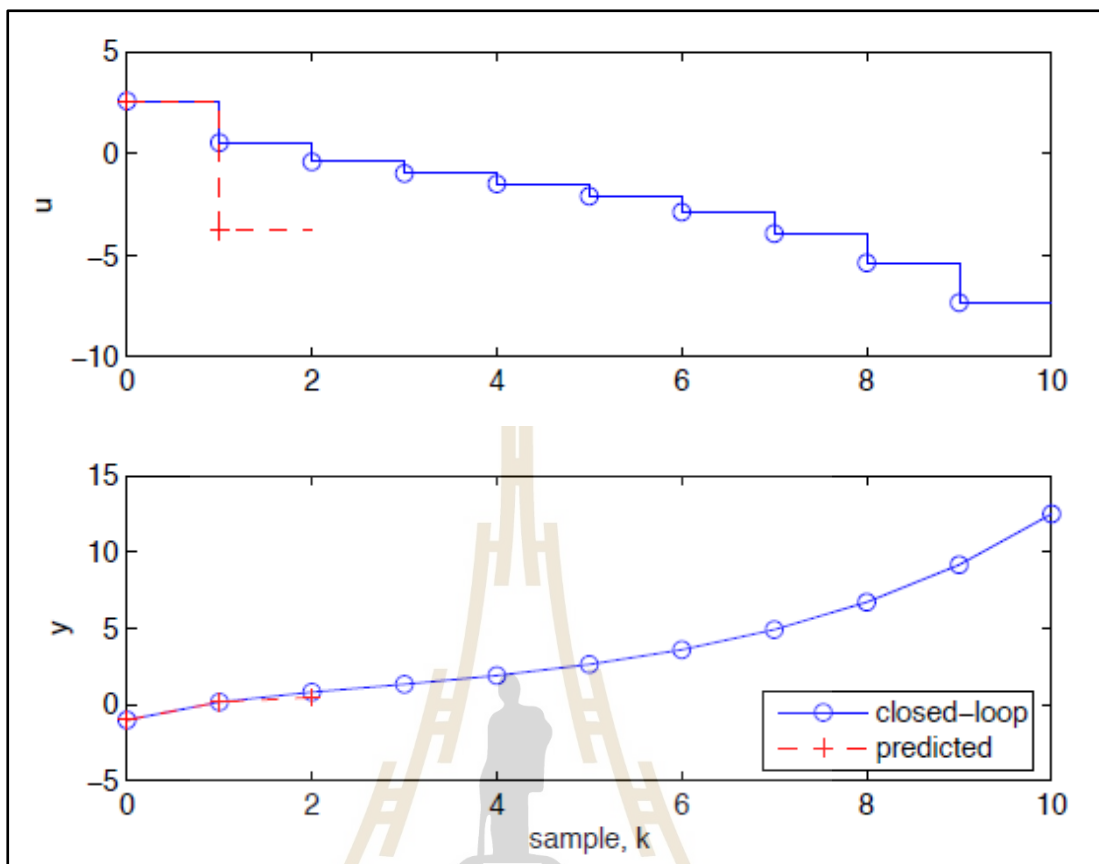
รูปที่ 3.33 การตอบสนองของแบบจำลองที่ทำนายในวงปิดที่ $k = 0, N = 4$
(ที่มา : C21 Model Predictive Control)

ความยาวและประสิทธิภาพของขอบเขต (Horizon length and performance) รูปแบบการตอบกลับเชิงเส้นของ 3.86 เนื่องจาก u^* เป็นวิธีการแก้ปัญหาการควบคุมที่เหมาะสมกับ LQ อย่างไรก็ดีไม่เหมือนกับปัญหาการควบคุม LQ ที่ดีที่สุดของขอบเขตที่ไม่มีที่สิ้นสุดซึ่งไม่มีความแตกต่างระหว่างลำดับอินพุตที่ทำนายไว้ที่เหมาะสมกับการใช้งานขอบเขตที่ถอยห่างออกไป ในกรณีที่ไม่มีสิ่งรบกวนและข้อผิดพลาดของแบบจำลองอาจมีความคลาดเคลื่อนอย่างมีนัยสำคัญระหว่างการทำนายและการตอบสนองวงปิดกับตัวควบคุมขอบเขต



รูปที่ 3.34 การตอบสนองที่ทำนายบนรูปปิดสำหรับ $N = 3$
(ที่มา : C21 Model Predictive Control)

ค่าของขอบเขตที่ไม่สิ้นสุด (Infinite Horizon Cost) เนื่องจากความแตกต่างระหว่างการตอบสนองที่การทำนายและการตอบสนองแบบวงปิดจึงไม่มีการรับประกันได้ว่าตัวควบคุมขอบเขตที่ลดลงตามค่าที่จำกัดไว้ จึงได้รับประสิทธิภาพที่ทำนายไว้สูงที่สุดในการดำเนินการวงปิด

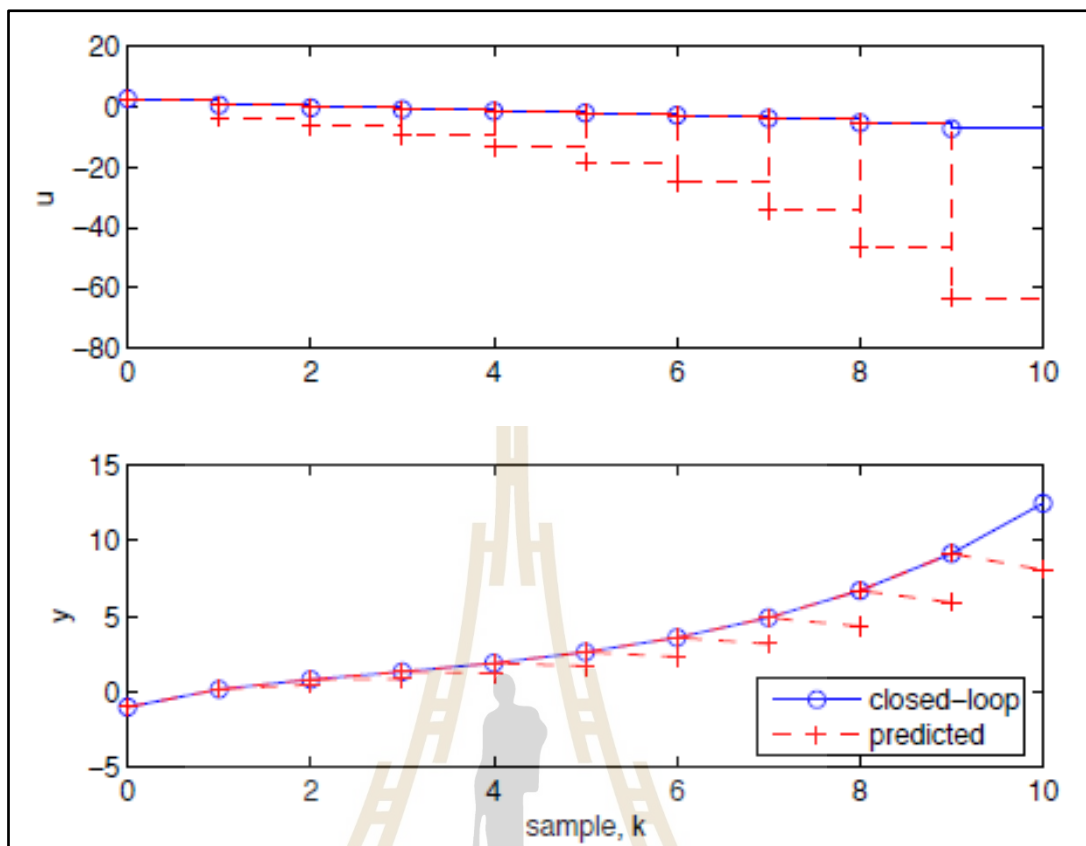


รูปที่ 3.35 การตอบสนองที่ทำนายบนรูปปิดสำหรับ $N = 2$
(ที่มา : C21 Model Predictive Control)

เมื่อเทียบกับการตอบสนองแบบวงปิด (รูปที่ 3.34) การใช้วัตถุประสงค์แบบสั้น ๆ นำไปสู่การทำนายที่ดีที่สุดซึ่งประเมินความจำเป็นในการบังคับให้ผลลัพธ์ที่อยู่ไกลออกไปในอนาคต เป็นศูนย์หรือต่ำกว่าปกติอย่างต่อเนื่อง โดยพฤติกรรมแบบนี้เป็นเรื่องปกติ ระบบเฟสที่ไม่ใช่ขั้นต่ำซึ่งข้อผิดพลาดในการทำนาย จะต้องเพิ่มขึ้นด้วย โดยทั่วไปตอนแรกจะลดลงตามขอบเขต ปัญหาประเภทนี้จะหลีกเลี่ยงได้ทั้งหมดหากประสิทธิภาพที่ได้รับอยู่ในขอบเขตของการทำนายที่ไม่สิ้นสุดดังสมการต่อไป

$$J(k) = \sum_{i=0}^{\infty} [x^T(k+i|k)Qx(k+i|k)Ru(k+i|k)] \quad (3.88)$$

ปัญหาการลดค่าให้น้อยที่สุดนี้ จึงจำเป็นต้องลำดับข้อมูลที่ทำนายไว้ให้มากกว่าขอบเขตการทำนายที่ไม่มีที่สิ้นสุดในลักษณะที่จำนวนตัวแปรอิสระในการหาค่าเหมาะสมที่สุดของแบบจำลองการควบคุมแบบทำนาย

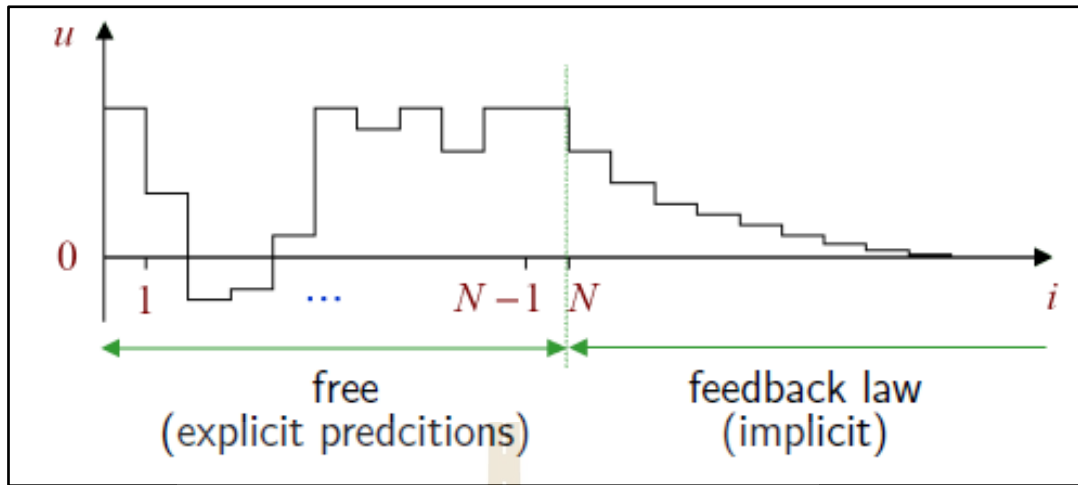


รูปที่ 3.36 การตอบสนองแบบวงปิดและการป้อนกลับที่ทำนายไว้ $k = 0, 1, \dots, 8$ สำหรับ $N = 2$
(ที่มา : C21 Model Predictive Control)

วิธีการที่เร็วที่สุดในการแก้ปัญหานี้ (ซึ่งในส่วนนี้จะแสดงให้เห็นว่าค่าเหมาะสมที่สุดภายใต้เงื่อนไขบางประการ) คือการทำนายแบบโหมดคู่

$$u(k+i|k) = \begin{cases} \text{optimization variables } i = 0, 1, \dots, N-1 & (\text{mode 1}) \\ Kx(k+i|k) & i = N, N+1, \dots & (\text{mode 2}) \end{cases} \quad (3.89)$$

ในโหมดที่ 1 คือขอบเขตเริ่มต้นของ N ซึ่งอินพุตที่ทำนายไว้เป็นตัวแปรในการเพิ่มประสิทธิภาพของแบบจำลองการควบคุมแบบทำนาย ในทางกลับกันอินพุตถูกกำหนดโดยการตอบสนองที่มีเสถียรภาพ ($u = Kx$) เป็นค่านับของขอบเขตในโหมดที่ 2 ดังรูปที่ 3.36 สำหรับการทำนายการป้อนข้อมูลในโหมดคู่ ค่าขอบเขตอนันต์ จะได้รับการประมาณในโหมดที่ 1 เนื่องจาก $J(k)$ สามารถเขียนใหม่ได้ในรูปแบบของ 3.89 ซึ่งทำได้โดยการเลือกเมทริกซ์ตามสมาชิกของเทอร์มินัล Q ดังนั้น $x^T(k+N|k)Qx(k+N|k)$ จะเท่ากับค่าในโหมดที่ 2



รูปที่ 3.37 อินพุตการทำนายของโหมดคู่
(ที่มา : C21 Model Predictive Control)

ขอบเขตการทำนายซึ่งทำนายได้โดยการระบุ Q เป็นคำตอบของสมการของโรยาปูนอป (Lyapunov Equation)

$$\bar{Q} - (A + BK)^T \bar{Q} (A + BK) = Q + K^T R K \quad (3.90)$$

การตั้งค่าเมทริกซ์ ตามวิธีแบบจำลองวงปิดภายใต้กฎการป้อนกลับ $u(k) = Kx(k)$ ค่ากำลังสองของขอบเขตที่ไม่มีที่สิ้นสุดได้รับจาก

$$\sum_{i=0}^{\infty} [x^T(i) Q x(i) + u^T(i) R u(i)] = x^T(0) \bar{Q} x(0) \quad (3.91)$$

เมื่อ \bar{Q} คือค่าที่เราต้องการ ในการพิสูจน์ผลลัพธ์นี้อันดับแรกก่อนและหลังคูณที่สมการที่ 3.90 ด้วย $x^T(i)$ และ $x(i)$ จะได้สมการดังนี้

$$x^T(i) \bar{Q} x(i) - x^T(i) (A + BK)^T \bar{Q} (A + BK) x(i) = x^T(i) Q x(i) + x^T(i) K^T R K x(i) \quad (3.92)$$

โดยกำหนด $V(x) = x^T \bar{Q} x$ และ $U(i) = Kx(i)$, $x(i+1) = (A + BK)x(i)$ จึงได้สมการดังต่อไปนี้

$$V(x(i)) - V(x(i+1)) = x^T(i) Q x(i) + u^T(i) R u(i) \quad (3.93)$$

เมื่อสมการนี้ให้ $i = 0, 1, \dots$ จึงได้สมการดังนี้

$$V(x(0)) - \lim_{k \rightarrow \infty} V(x(k)) = \sum_{i=0}^{\infty} [x^T(i) Q x(i) + u^T(i) R u(i)] \quad (3.94)$$

โดยที่ $V(x(k)) = x^T(0)(A + BK)^T \bar{Q}(A + BK)^k x(0) \rightarrow 0, k \rightarrow \infty$ เนื่องจากสมมุติฐานที่ว่า $(A + BK)$ เป็นค่าที่มีเสถียรภาพ ดังนั้นสมการจะเขียนใหม่ได้ว่า

$$V(x(0)) = \sum_{i=0}^{\infty} [x^T(i)Qx(i) + u^T(i)Ru(i)] \quad (3.95)$$

ความสัมพันธ์ระหว่างแบบจำลองการควบคุมแบบทำนายและการควบคุมการหาค่าเหมาะสมที่สุดของแอลคิว (The relationship between unconstrained MPC and LQ-optimal control) สำหรับการป้อนกลับอัตราขยาย K คืออัตราขยายที่เหมาะสมของ LQ เนื่องจากสิ่งนี้ทำให้การหาค่าเหมาะสมของการทำนายที่ดีที่สุด ในโหมดที่ 2 เนื่องจากความเหมาะสมของการทำนายในทั้งสองโหมดวิธีการทำนายที่เหมาะสมที่สุด u^* จำเป็นต้องเหมือนกับลำดับอินพุตที่เหมาะสมที่สุดของขอบเขตที่ไม่สิ้นสุด

$$u^*(k) = \begin{bmatrix} K \\ K(A + BK) \\ \vdots \\ K(A + BK)^{N-1} \end{bmatrix} x(k) \quad (3.96)$$

กฎการควบคุมขอบเขตที่ลดลงของสมการที่ 3.79 คือกฎการป้อนกลับที่ดีที่สุดของ LQ $u = Kx$ ผลลัพธ์นี้เป็นรูปแบบและค่าต่าง ๆ เหมือนกันสำหรับการควบคุมแบบจำลองการทำนายและ LQ ที่เหมาะสมแบบจำลองนี้เป็นเพียงวิธีการกำหนดกฎการควบคุมที่เหมาะสมที่สุด

จุดประสงค์ของแบบจำลองการควบคุมแบบทำนาย นั้นชัดเจนว่าจะไม่เลียนแบบตัวควบคุมที่เหมาะสมของ LQ ที่ไม่มีข้อจำกัด ซึ่งท้ายที่สุดก็เป็นเพียงกฎข้อเสนอแนะเชิงเส้นที่สามารถคำนวณได้แบบออฟไลน์โดยใช้ความรู้เกี่ยวกับแบบจำลองแพลนซ์ ข้อได้เปรียบที่แท้จริงของแบบจำลองการควบคุมแบบทำนาย อยู่ที่ความสามารถในการกำหนดกฎการตอบกลับแบบไม่เชิงเส้นซึ่งเหมาะสมที่สุดสำหรับระบบที่มีข้อจำกัด ผ่านการคำนวณตัวเลขที่ดำเนินการทางออนไลน์ เมื่อกำหนดค่ากำลังสองเป็นฟังก์ชันของการทำนายอินพุต ในส่วนนี้จะเขียนอินพุตเชิงเส้นและข้อจำกัดของสถานะอีกครั้ง

$$u \leq u(k) \leq \bar{u} \quad (3.97)$$

$$x \leq x(k) \leq \bar{x}$$

ข้อจำกัดอินพุตตามสมการที่ 3.97 เทียบเท่ากับ $u(k) \leq \bar{u}$ และ $-u(k) \leq -u$ ข้อจำกัดเหล่านี้ใช้กับการทำนายในโหมด 1 $u(k + i|k), i = 0, \dots, N - 1$ จึงสามารถแสดงในรูปของ $u(k)$

$$\begin{bmatrix} I \\ -I \end{bmatrix} = u(k) \leq \begin{bmatrix} 1\bar{u} \\ -1\bar{u} \end{bmatrix} \quad (3.98)$$

โดยที่ 1 คือ เวกเตอร์ของเวกเตอร์สำหรับกรณีอินพุตเดียว ($1 = [I_{nu} \ \cdots \ I_{nu}]$) สำหรับกรณีที่ u มีขนาด nu ในทำนองเดียวกันการใช้สมการ 3.97 ของข้อจำกัดของสถานะ ใช้สำหรับการทำนายโหมด 1 $x(k+i|k), i = 1, \dots, N$ เทียบเท่ากับ

$$\begin{bmatrix} C_i \\ -C_i \end{bmatrix} u(k) \leq \begin{bmatrix} \bar{x} \\ -x \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -A^i \\ A^i \end{bmatrix} x(k), i = 1, \dots, N \quad (3.99)$$

ดังนั้นการรวมกันของ สมการที่ 3.99 ที่ใช้กับการทำนายโหมดที่ 1 จึงสามารถเป็นข้อจำกัดใน $u(k)$ ของรูปแบบนั้น

$$A_c u \leq b_0 + B_x x(k) \quad (4.00)$$

โดยที่ A_c, b_0, B_x เป็นเมทริกซ์คงที่ซึ่งสามารถกำหนดได้ การรวมฟังก์ชันวัตถุประสงค์และข้อจำกัดที่ได้รับข้างต้นของการเพิ่มประสิทธิภาพของขอบเขตที่ไม่มีที่สิ้นสุด ภายใต้ข้อจำกัดสมการที่ 3.97 จำเป็นต้องมีการแก้ปัญหา QP

$$\begin{aligned} & \text{minimize } u^T H u + 2x^T(k) F^T u \\ & \text{subject to } A_c u \leq b_0 + B_x x(k) \end{aligned} \quad (4.01)$$

เนื่องจาก H เป็นค่าบวก (กึ่ง) แน่นอน และเนื่องจากข้อ จำกัด เป็นเส้นตรงนี้จึงเป็นปัญหาการเพิ่มประสิทธิภาพแบบนูนซึ่งจึงมีวิธีแก้ปัญหาเฉพาะ ส่วนนี้จะสรุปอัลกอริทึมได้สองประเภท (ชุดที่ใช้งานอยู่และอัลกอริทึมภายใน) ที่ใช้กันทั่วไปในการแก้ปัญหา QP แต่เพื่อช่วยอธิบายวิธีการเหล่านี้ผลลัพธ์ทั่วไปของทฤษฎีการเพิ่มประสิทธิภาพที่จำกัด การเพิ่มประสิทธิภาพด้วยข้อจำกัดด้านความเท่ากัน

$$u^* = \text{argmin } f(u) \quad (4.02)$$

$$\text{subject to } C_i(u) = 0, i = 1, \dots, m$$

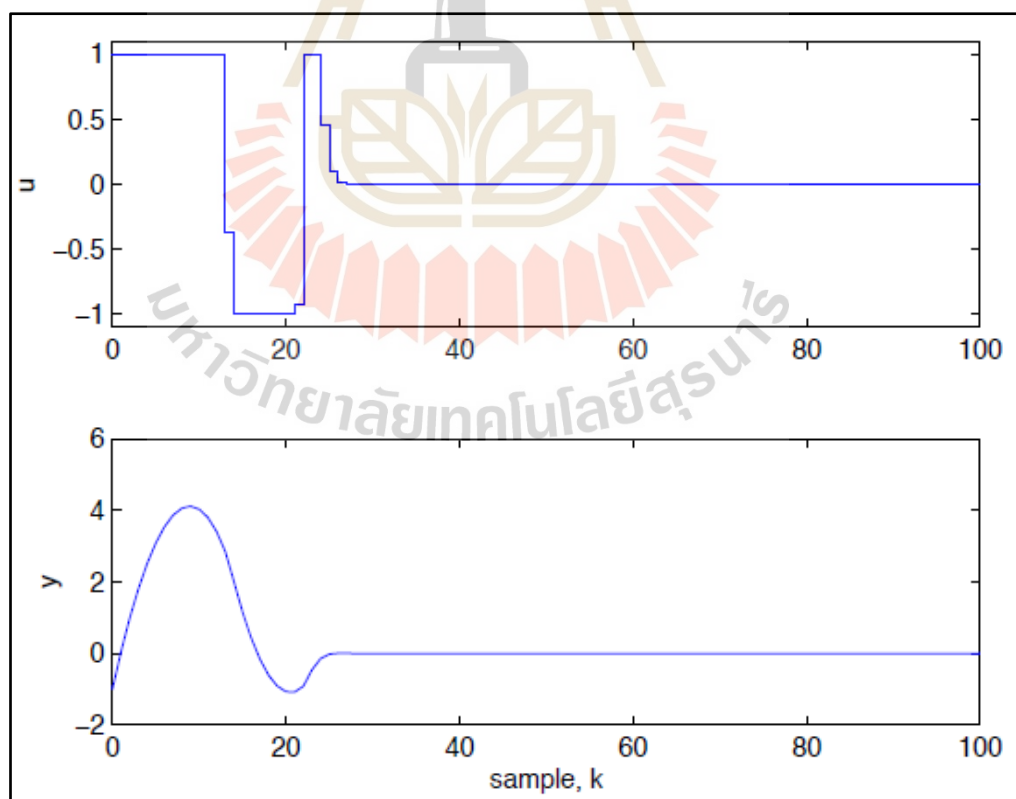
โดยที่ f, C_i คือ ฟังก์ชันที่ราบเรียบ และสเกลาร์คือ γ_i $i = 1, \dots, m$

$$\nabla u f(u^*) + \sum_{i=1}^m \gamma_i \nabla_u C_i(u^*) = 0 \quad (4.03)$$

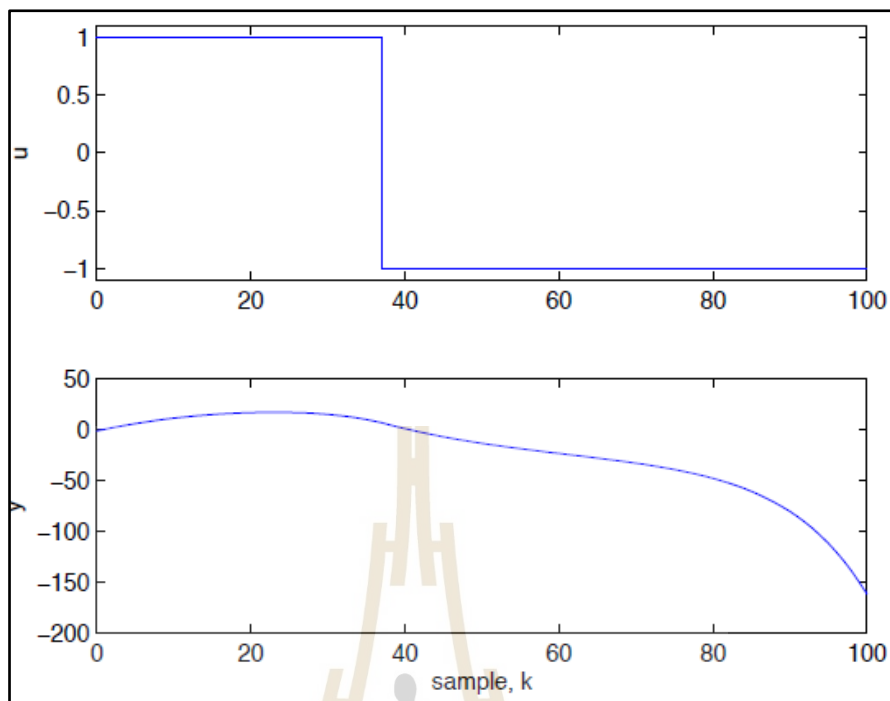
จากเงื่อนไขสมการที่ 4.03 เป็นส่วนขยายของเงื่อนไข $\nabla u f(u^*) = 0$ ซึ่งต้องใช้ค่าที่ต่ำที่สุดของ $f(u)$ ไม่สามารถลดได้โดยการรบกวน u^* ด้วยระยะห่างที่เพิ่มขึ้นในทิศทางใด ๆ ที่ยังอยู่ในข้อจำกัด $C_i(u) = 0$

เนื่องจากสมการที่ 4.03 บังคับให้ $\nabla u f(u)$ จะเป็นปกติใน u -space กับข้อจำกัดอย่างน้อยหนึ่งอย่าง $C_i(u) = 0$ เมื่อ $u = u^*$ โดยตัวสเกลาร์เรียกแบบนี้ว่าตัวคูณลากรองซ์ (Lagrange Multipliers)

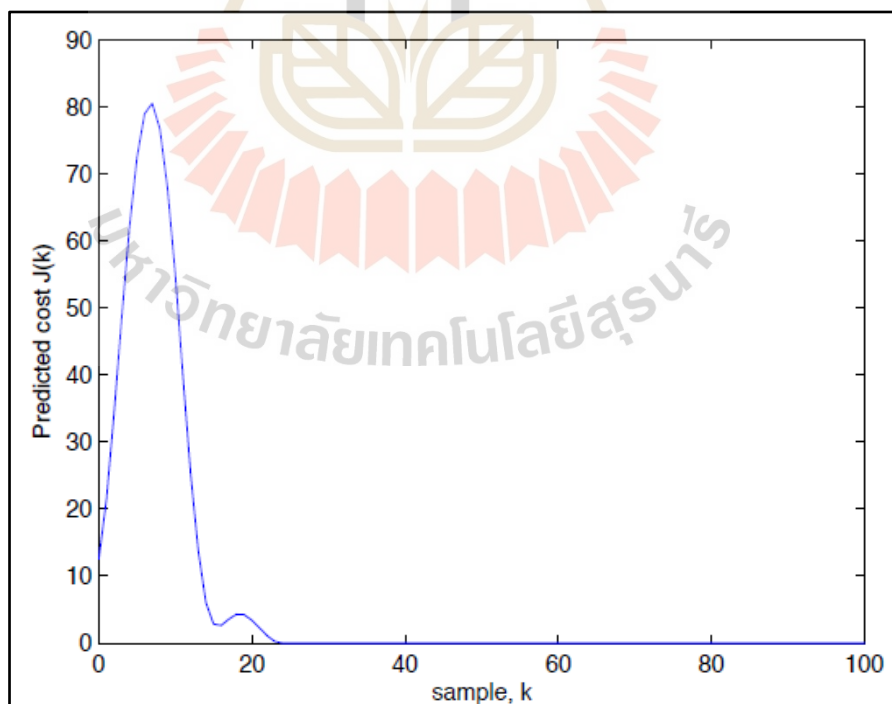
การควบคุมแบบทำนายวงปิด การหาค่าเหมาะสมที่สุดของกฎการควบคุมการทำนายในการทำงานของวงปิด โดยเฉพาะวิธีการเลือกค่าเริ่มต้นและขอบเขต เพื่อให้แน่ใจเกี่ยวกับเสถียรภาพวงปิด และการหาค่าเหมาะสมที่สุดเมื่อไม่มีข้อผิดพลาดในการสร้างแบบจำลอง โดยจะอธิบายถึงวิธีการขอบเขตของค่าเริ่มต้นที่ใช้ในแบบจำลอง MPC ไปถึงค่านันต์ โดยขอบเขตเริ่มต้นช่วยให้แน่ใจว่าอินพุตที่ทำนายไว้เหมือนกัน เมื่อไม่มีข้อจำกัด เนื่องจากในทั้งสองกรณีอินพุตที่เหมาะสมจะได้รับจากตัวควบคุมป้อนกลับในสถานะเชิงเส้น แต่เมื่อรวมข้อจำกัดไว้ที่ปัญหาการหาค่าเหมาะสมที่สุดที่ทำนายไว้และการตอบสนองตามความจริงอาจจะน้อยลงแม้ว่าจะใช้ขอบเขตเริ่มต้นที่เป็นอนันต์ก็ตาม การวิเคราะห์เสถียรภาพของไลยาบูนอฟ (Lyapunov stability analysis) ความไม่เสถียรภาพอาจเป็นปัญหาของการหาค่าเหมาะสมที่สุดของ MPC จะยังคงเป็นไปได้ตลอดเวลา ที่ระบบวงปิดไม่เชิงเส้น เนื่องจาก MPC ที่มีข้อจำกัดการควบคุมแบบไม่เชิงเส้นดังนั้นก็ไม่สามารถตรวจสอบความเสถียรของวงปิดได้โดยพิจารณาจากขอบเขตของระบบวงปิด อย่างไรก็ตามจะเห็นได้ว่าอัลกอริทึม MPC อาจไม่เสถียรโดยดูที่การเปลี่ยนแปลงเวลาของค่าที่ทำนายไว้ที่เหมาะสมที่สุด $j^*(k)$ (รูปที่ 3.38) สำหรับการตอบสนองที่มีพฤติกรรมตามรูปที่ 3.37 โดย $j^*(k)$ เป็นการเพิ่มขึ้นทีละครั้ง แม้ว่าวิถีของสถานะที่ทำนายไว้จำเป็นต้องคงที่(เนื่องจากค่าเริ่มต้นของขอบเขตอนันต์มีอย่างจำกัด)



รูปที่ 3.38 การตอบสนองของเงื่อนไขเริ่มต้นที่ $x(0) = (0.5, -0.5)$
(ที่มา : Model Predictive Control)



รูปที่ 3.39 การตอบสนองของเงื่อนไขเริ่มต้นที่ $x(0) = (0.8, -0.8)$
(ที่มา : Model Predictive Control)



รูปที่ 3.40 การหาค่าเหมาะสมที่สุดของ $j^*(k)$ โดย $x(0) = (0.5, -0.5)$
(ที่มา : Model Predictive Control)

ข้อสังเกตเหล่านี้ชี้ให้เห็นว่าสามารถหลีกเลี่ยงความไม่เสถียรได้หาก $J^*(k)$ ลดลงเมื่อเวลาผ่านไปหรือเทียบเท่ากับความเร็วที่สามารถวิเคราะห์ได้โดย พิจารณา $J^*(k)$ เป็นฟังก์ชันไลยาปูนอฟ (Lyapunov) ก่อนที่จะให้รายละเอียดส่วนขยายบางส่วนของทฤษฎีเสถียรภาพของไลยาปูนอฟไปยังระบบเวลาไม่ต่อเนื่อง

จุดสมดุล (Equilibrium point) คือจุดสมดุลของ X_0 คือ จุดสมดุลของระบบ $x(k+1) = f(x(k))$ โดยที่ $f(x_0) = x_0$ โดยที่ $x = 0$ คือ $f(0) = 0$

จุดเสถียรภาพ (Stable equilibrium) โดยที่ $x = 0$ คือจุดเสถียรภาพ โดยที่ $k > 0$ คือ ค่าสถานะ $x(k)$ ยังคงอยู่ในพื้นที่ขนาดเล็ก $x = 0$ เมื่อใดก็ตามที่เงื่อนไขเริ่มต้น $x(0)$ อยู่ใกล้ $x = 0$ อย่างเพียงพอ นั่นคือสำหรับทุก ๆ ค่าสถานะ

$$|x(0)| < r \rightarrow |x(k)| < R, \forall k > 0 \quad (4.04)$$

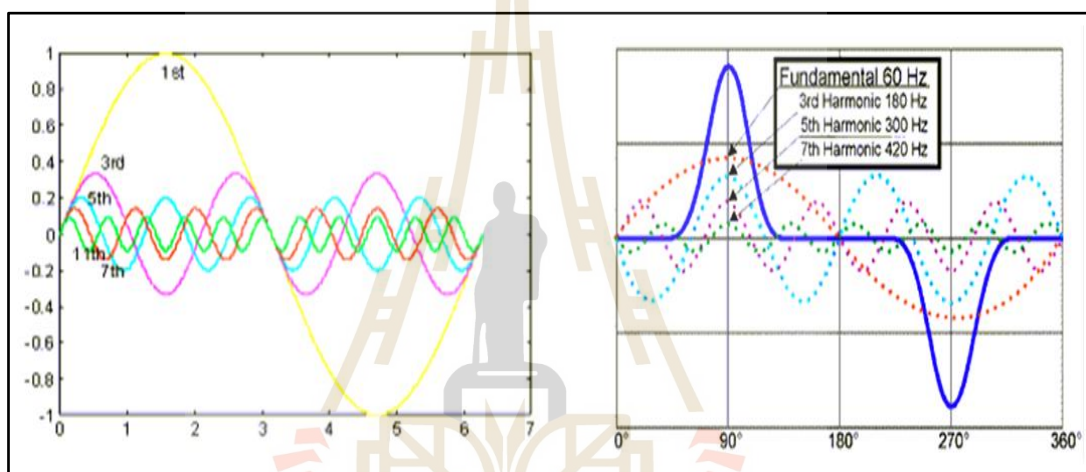
จากทฤษฎี ความเสถียรภาพ หากมีสเกลาร์ที่แตกต่างอย่างต่อเนื่องฟังก์ชัน $V(x)$ เป็นค่าบวกที่แน่นอน และ $V(f(x)) - V(x) \leq 0$ และเมื่อใดก็ตามที่ $|x|$ มีขนาดเล็กพอ $x = 0$ คือจุดสมดุลที่เสถียรภาพ



3.9 IEEE 519

3.9.1 ฮาร์มอนิก (Harmonic)

ฮาร์มอนิก คือ ส่วนประกอบในรูปสัญญาณคลื่นไซน์ (Sine wave) ของสัญญาณหรือปริมาณไฟฟ้า เป็นความถี่ใด ๆ ซึ่งมีความถี่เป็นจำนวนเต็มเท่าของความถี่มูลฐาน (Fundamental Frequency ในระบบไฟฟ้าประเทศไทยมีค่าเท่ากับ 50 เฮิร์ตซ์) เช่น 150 เฮิร์ตซ์, 250 เฮิร์ตซ์ เป็นต้น ซึ่งการเกิดเป็นฮาร์มอนิกส์ มักเกิดจากการทำงานของโหลดที่มีลักษณะไม่เป็นเชิงเส้น (Nonlinear Load) โดยเมื่อ ฮาร์มอนิกส์เกิดขึ้นจากโหลดที่มีลักษณะไม่เป็นเชิงเส้น ฮาร์มอนิกส์จะไปรวมกับสัญญาณคลื่นไซน์ความถี่มูลฐาน ทำให้สัญญาณคลื่นไซน์มีลักษณะผิดเพี้ยนไป (บริษัทพี.เอส. เจ คอนซัลแทนท์จำกัด ฮาร์มอนิก, 2017)



รูปที่ 3.41 สัญญาณคลื่นไซน์และสัญญาณฮาร์มอนิก (ซ้าย)

สัญญาณคลื่นไซน์ร่วมกับสัญญาณฮาร์โมนิก (ขวา)

(ที่มา : <https://www.psjenergysave.com/th/knowledge/articles/harmonic-th>)

3.9.2 ประเภทของฮาร์มอนิก

ฮาร์มอนิกที่เกิดขึ้นกับแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าแบ่งออกเป็นประเภทต่าง ๆ ดังนี้ (บริษัท เพาเวอร์ ควอลิตี้ ทิม จำกัด, 2015)

3.9.2.1 อินเตอร์ฮาร์มอนิก (Inter Harmonic)

อินเตอร์ฮาร์มอนิก (Inter Harmonic) คือ ฮาร์มอนิกที่มีอันดับไม่เป็นเลขจำนวนเต็มเท่าของความถี่มูลฐาน คือ ความถี่ที่เกิดขึ้นระหว่างฮาร์มอนิกที่มีอันดับติดกันอินเตอร์ฮาร์มอนิกเกิดจากอุปกรณ์ที่ไม่เป็นเชิงเส้นที่สามารถกำเนิดความถี่ได้ในช่วงกว้าง เช่น ตัวควบคุมความเร็วปรับค่าได้ อินเวอร์เตอร์ชนิดพีดีบีแอลเอ็ม (Pulse Width Modulation : PWM) เป็นต้น

3.9.2.2 ฮาร์มอนิกคุณลักษณะ (Characteristic Harmonic)

ฮาร์มอนิกคุณลักษณะ (Characteristic Harmonic) คือ ฮาร์มอนิกที่ถูกสร้างขึ้นโดยเครื่องแปลงผันทางไฟฟ้า ที่แปลงไฟฟ้ากระแสสลับเป็นกระแสตรงหรือเรียกว่าวงจรเรียงกระแส (Rectifier) หรือ แปลงไฟฟ้ากระแสตรงเป็นกระแสสลับหรือเรียกว่าวงจรอินเวอร์เตอร์ (Inverter) โดยใช้สารกึ่งตัวนำเป็นสวิตช์ตัดต่อกระแสโดยในสภาวะการทำงานปกติอันดับของฮาร์มอนิกคุณลักษณะสามารถหาได้จากสมการที่ 4.05

$$h = kP \pm 1 \quad (4.05)$$

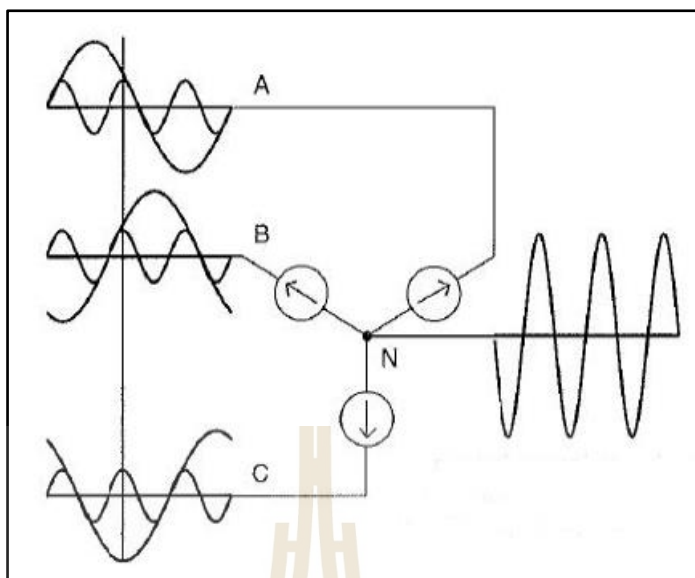
โดยที่ h คือ อันดับฮาร์มอนิกคุณลักษณะ
 k คือ เลขจำนวนเต็มบวกใด ๆ
 p คือ จำนวนพัลส์ของวงจรหรือเครื่องแปลงผันไฟฟ้า

3.9.2.3 ฮาร์มอนิกที่ไม่เกิดจากคุณลักษณะ (Non Characteristic Harmonic)

ฮาร์มอนิกที่ไม่เกิดจากคุณลักษณะ (Non Characteristic Harmonic) คือ ฮาร์มอนิกที่สร้างโดยวงจรไฟฟ้าหรือเครื่องแปลงผันไฟฟ้า โดยอันดับฮาร์มอนิกไม่เป็นไปตามสมการที่ 4.05 เช่น เครื่องแปลงผันไฟฟ้าหรือวงจรแปลงไฟฟ้าชนิด 12 พัลส์ ซึ่งมีคุณลักษณะที่มีอันดับ 11, 13, 23, 25, 35, 37 ฯลฯ ดังนั้นถ้ามีฮาร์มอนิกที่มีอันดับเป็น 5, 7, 17, 19 ฯลฯ ปนมาด้วย ซึ่งฮาร์มอนิกเหล่านี้ถือว่าเป็นฮาร์มอนิกที่ไม่เกิดจากคุณลักษณะ

3.9.2.4 ฮาร์มอนิกที่หารสามลงตัว (Triple Harmonic)

ฮาร์มอนิกที่หารสามลงตัว (Triple Harmonic) คือ ฮาร์มอนิกที่มีผลกับระบบที่มีการต่อลงดิน เนื่องจากมีความสัมพันธ์กับค่าในลำดับที่ศูนย์ ฮาร์มอนิกชนิดนี้ก่อให้เกิดกระแสไหลในตัวนำนิวทรัลและยังสามารถรบกวนระบบการสื่อสารต่าง ๆ ได้อีกด้วยดังรูปภาพที่ 3.24 แสดงให้เห็นระบบที่มีฮาร์มอนิกชนิดนี้เกิดขึ้น โดยผลรวมของกระแสฮาร์มอนิกมีค่าเป็นสามเท่าในสายนิวทรัล



รูปที่ 3.42 กระแสไฟฟ้าที่มีฮาร์โมนิกในสายนิวทรัลในระบบที่โหลดไม่เป็นเชิงเส้น
(ที่มา : http://www.pq-team.com/_/rsrc/1472850614179/engineering-zone/neutral-harmonic/neutral_img4.jpg)

3.9.2.5 ฮาร์โมนิกเลขคู่และฮาร์โมนิกเลขคี่

ฮาร์โมนิกเลขคู่และฮาร์โมนิกเลขคี่ คือ ระบบไฟฟ้าที่มีโหลดไม่เป็นเชิงเส้น (Non Linear Load) อยู่ในระบบจะพบว่าปริมาณฮาร์โมนิกเลขคู่อยู่น้อยมาก และไม่ส่งผลกระทบต่อความผิดเพี้ยนหนักมาก ดังนั้นโหลดที่ไม่เป็นเชิงเส้นจะเป็นตัวสร้างฮาร์โมนิกเลขคี่เพียงอย่างเดียว และฮาร์โมนิกเลขคี่ จะส่งผลกระทบต่อรูปร่างของกระแสไฟฟ้าและแรงดันไฟฟ้าอย่างมาก

3.9.3 ผลกระทบเมื่อมีฮาร์โมนิกอยู่ในระบบ

เมื่อมีฮาร์โมนิกอยู่ในระบบจะส่งผลกระทบต่ออุปกรณ์ในระบบไฟฟ้าทำให้อุปกรณ์ไฟฟ้าในระบบมีการทำงานผิดพลาดด้วยผลของค่าแรงดันและกระแสฮาร์โมนิกส์ที่ทำให้ขนาดและรูปคลื่นสัญญาณไซน์ผิดเพี้ยนไป ทำให้อุปกรณ์ในระบบมีอายุการใช้งานน้อยลงหรือเกิดการชำรุดเสียหายเนื่องจากมีค่ารากเฉลี่ยกำลังสอง (Root Mean Square : rms) ของแรงดันหรือกระแสสูงขึ้นที่เกิดจากค่าฮาร์โมนิก หรือมีการขยายของแรงดันและกระแสฮาร์โมนิก ที่เกิดจากฮาร์โมนิก “รีโซแนนซ์” และผลของฮาร์โมนิกดังกล่าวอาจจะไหลเข้าสู่ระบบใกล้เคียงอาจไปรบกวนการทำงานหรือสร้างความเสียหายแก่อุปกรณ์ของผู้ใช้ไฟรายอื่น ๆ และอุปกรณ์ในระบบของการไฟฟ้าได้ ผลกระทบกระแสฮาร์โมนิกที่ไหลอยู่ในระบบต่าง ๆ ทำให้เกิดกำลังสูญเสียมากขึ้น และทำให้ประสิทธิภาพลดลงอย่างมาก และเนื่องจากกระแสฮาร์โมนิกทำให้ค่ารากที่สองของกระแสไฟฟ้า (rms) ทำให้ความต้านทานของระบบสูงขึ้น ผลของกระแสฮาร์โมนิกทริเพลน จัดอยู่ในกลุ่มที่มีลำดับที่ศูนย์ในระบบสามเฟส สายโดยฮาร์โมนิกในกลุ่มนี้จะรวมกันอยู่ในสายนิวทรัล อาจทำให้สายนิวทรัลหรือหม้อแปลงเสียหายได้ หากไม่ได้รับการออกแบบรองรับเอาไว้ ผลของกระแสฮาร์โมนิกทำให้กำลังสูญเสียขณะมีโหลดและกำลังสูญเสียสเตรย์ฟลักซ์ (Stray Flux Loss) ของหม้อแปลงมีค่าเพิ่มขึ้น และทำให้ประสิทธิภาพใน

การรับโหลดของหม้อแปลงลดลงไป (Derating) ผลของแรงดันฮาร์มอนิกทำให้เกิดกำลังสูญเสีย กระแสไหลวน (Eddy Current Loss) และกำลังสูญเสียฮิสเทอรีซิส (Hysteresis -Loss) เพิ่มขึ้น ถัดไปผลของกระแสฮาร์มอนิกทำให้เกิดความร้อนและความเครียดไดอิเล็กตริกกับตัวคาปาซิเตอร์และ ทำให้พิวส์ของคาปาซิเตอร์ขาดง่ายกว่าการใช้งานปกติ ผลของแรงดันฮาร์มอนิกทำให้เกิดค่ากำลังสูญเสียในคาปาซิเตอร์ ทำให้เกิดการขยายของกระแสและแรงดันไฟฟ้าขนาดใหญ่อาจทำให้เกิดความเสียหายได้ ถัดไปฮาร์มอนิกทำให้พิวส์เกิดความร้อนสะสม ฮาร์มอนิกทำให้เกิดการทำงานของรีเลย์ ผิดพลาด ซึ่งขึ้นอยู่กับคุณสมบัติของรีเลย์เช่น การทำงานของรีเลย์ชนิดสนามแม่เหล็ก (Electromagnetic) ขึ้นอยู่กับกระแสและแรงดันไฟฟ้า (rms) ส่วนการทำงานของรีเลย์แบบดิจิตอล ขึ้นอยู่กับแรงดันยอดคลื่นจากการสุ่มและการเทียบศูนย์ (zero crossing) ของค่ากระแสไฟฟ้า เพื่อวัตถุประสงค์ในการประเมินระดับหรือลำดับฮาร์มอนิกใช้เอกสารตาม IEC 61000 – 4 – 7 และ IEC 61000 – 4 – 30 ซึ่งกล่าวไว้ในหัวข้อถัดไป

3.9.4 IEEE 519

ความกว้างของการวัดที่ใช้เครื่องมือดิจิตอล แปลงฟูริเยร์แบบไม่ต่อเนื่อง (Discrete Fourier Transform) โดยเทคนิคการแปลงใช้ประมาณ 12 รอบ (cycles) ประมาณ 200 มิลลิวินาที สำหรับความถี่ 60 เฮิร์ตซ์ และ 10 รอบสำหรับความถี่ 50 เฮิร์ตซ์ ของระบบไฟฟ้า ด้วยความกว้างของเครื่องมือนี้ ทำให้สเปกตรัมสามารถใช้งานได้ทุก ๆ 5 Hz สำหรับวัตถุประสงค์ของเอกสารนี้ขนาด ส่วนประกอบของฮาร์มอนิกที่เป็นความถี่กลาง คือ 60, 120 150 และ 50, 100, 150 เฮิร์ตซ์ เป็นต้น (สำหรับความถี่ 60 และ 50 เฮิร์ตซ์ ตามลำดับ) เมื่อรวมค่าความถี่ 5 เฮิร์ตซ์ ที่อยู่ติดกัน 2 – 3 ค่า รวมกันจะเป็นค่ารากที่สอง (rms) ของฮาร์มอนิกที่เกิดขึ้น

เมื่อพิจารณาค่าฮาร์มอนิกในเวลานาทีน้อยมาก ๆ ซึ่งจะถูกระเมินในช่วงเวลา 3 วินาที โดยอ้างอิงรวม 15 รอบ โดยจะพิจารณาที่ 12 รอบที่ 60 เฮิร์ตซ์ และ 10 รอบที่ 50 เฮิร์ตซ์ ตามความถี่ที่เราพิจารณา โดยการคำนวณตามสมการที่ 4.06 โดยที่ F คือ แรงดันไฟฟ้าหรือ กระแสไฟฟ้า, n คือ ลำดับฮาร์มอนิก, i คือ ตัวนับรอบ (counter) และ F คือ แรงดันไฟฟ้าหรือ กระแสไฟฟ้าของรากที่สอง (rms)

$$F_{n,vs} = \sqrt{\frac{1}{15} \sum_{i=1}^{15} F_{n,i}^2} \quad (4.06)$$

เมื่อพิจารณาค่าฮาร์มอนิกในช่วงเวลา 10 นาที โดยพิจารณาจากการรวม 200 รอบ โดยการรวมกันขึ้นอยู่กับค่าคำนวณรากที่สอง (rms) ตามที่แสดงในสมการที่ 3.57 โดยที่ F คือ แรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้า, n คือลำดับฮาร์มอนิก, i คือ ตัวนับ (counter) และ F คือ แรงดันไฟฟ้าหรือกระแสไฟฟ้าของรากที่สอง (rms)

$$F_{n,sh} = \sqrt{\frac{1}{200} \sum_{i=1}^{200} F_{(n,vs),i}^2} \quad (4.07)$$

3.9.4.1 ฮาร์มอนิกของแรงดันไฟฟ้า

ในระบบพีซีซี (PCC System) ควรจำกัดฮาร์มอนิกของแรงดันไฟฟ้าจากสายถึงนิวทรัล (Line to Neutral) เป็นดังต่อไปนี้

ตารางที่ 3.2 ฮาร์มอนิกของแรงดันไฟฟ้า

แรงดันไฟฟ้าของบัส (Bus voltage V at PCC)	ฮาร์มอนิกตัวเอง (Individual harmonic) (%)	ฮาร์มอนิกโดยรวม (Total Harmonic Distortion , THD) (%)
$V < 1.0 \text{ kV}$	5.0	8.0
$1.0 \text{ kV} < V < 69 \text{ kV}$	3.0	5.0
$69 \text{ kV} < V < 161 \text{ kV}$	1.5	2.5
$161 \text{ kV} < V$	1.0	1.5

3.9.4.2 ฮาร์มอนิกของกระแสไฟฟ้า

ในระบบพีซีซี (PCC System) เชื่อมต่อกับแรงดันไฟฟ้าที่ 120 V. ถึง 69 kV. ควรจำกัดกระแสไฟฟ้างดังต่อไปนี้

ตารางที่ 3.3 ฮาร์มอนิกกระแสไฟฟ้าที่ 120 V. – 69 kV.

Maximum harmonic current distortion in percent of I_L						
Individual harmonic order (odd harmonics)						
I_{sc}/I_L	$3 < h < 11$	$11 < h < 17$	$17 < h < 23$	$23 < h < 35$	$35 < h < 50$	TDD
< 20	4.0	2.0	1.5	0.6	0.3	5
$20 < 50$	7.0	3.5	2.5	1.0	0.5	8
$50 < 100$	10.0	4.5	4.0	1.5	0.7	12
$100 < 1000$	12.0	5.5	5.0	2.0	1.0	15
> 1000	15.0	7.0	6.0	2.5	1.4	20

โดยข้อจำกัดนี้เชื่อมต่อกับระบบแรงดันไฟฟ้า 69 kV. – 161 kV. ที่ PCC โดยกระแสฮาร์มอนิกมีดังนี้

ตารางที่ 3.4 ฮาร์มอนิกกระแสไฟฟ้าที่ 69 V. – 161 kV.

Maximum harmonic current distortion in percent of I_L						
Individual harmonic order (odd harmonics)						
I_{sc}/I_L	$3 < h < 11$	$11 < h < 17$	$17 < h < 23$	$23 < h < 35$	$35 < h < 50$	TDD
< 20	2.0	1.0	0.75	0.3	0.15	2.5
20 < 50	3.5	1.75	1.25	0.5	0.25	4.0
50 < 100	5.0	2.25	2.0	0.75	0.35	6.0
100 < 1000	6.0	2.75	2.5	1.0	0.5	7.5
> 1000	7.5	3.5	3.0	1.25	0.7	10.0

โดยข้อจำกัดนี้เชื่อมต่อกับระบบแรงดันไฟฟ้ามากกว่า 161 kV. ที่ PCC โดยกระแสฮาร์มอนิกมีดังนี้

ตารางที่ 3.5 ฮาร์มอนิกกระแสไฟฟ้าที่ 161 kV.

Maximum harmonic current distortion in percent of I_L						
Individual harmonic order (odd harmonics)						
I_{sc}/I_L	$3 < h < 11$	$11 < h < 17$	$17 < h < 23$	$23 < h < 35$	$35 < h < 50$	TDD
< 25	1.0	0.5	0.38	0.15	0.1	1.5
25 < 50	2.0	1.0	0.75	0.3	0.15	2.5
> 50	3.0	1.5	1.15	0.45	0.22	3.75

I_{sc} คือ กระแสลัดวงจรที่ PCC

I_L คือ กระแสสูงสุดของโหลดที่ความถี่มูลฐาน

TDD คือ ค่าฮาร์มอนิกกระแสไฟฟ้าดังสมการที่ 3.58

$$TDD = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}}{I_L} \times 100 \quad (3.58)$$

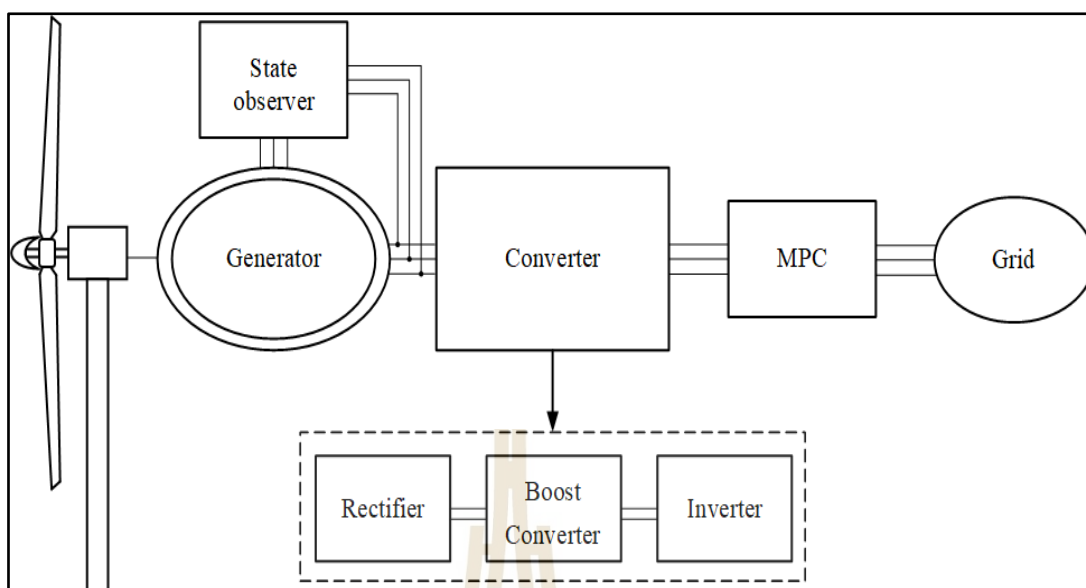
บทที่ 4 ผลการจำลอง

4.1 บทนำ

ในบทที่ 4 เป็นการอธิบายถึงโปรแกรมการจำลองผล พร้อมผลการจำลองของการหาค่าที่เหมาะสมที่สุดสำหรับกังหันลมด้วยเครื่องกำเนิดไฟฟ้าแบบซิงโครนัส ซึ่งงานวิจัยนี้จะประยุกต์ใช้ตัวสังเกตสถานะ (State Observer) และการควบคุมแบบทำนาย (Model Predictive Control) เพื่อทำการวิเคราะห์ผลการจำลอง เพื่อลดฮาร์มอนิกที่เกิดขึ้นจากระบบนี้ และจะกล่าวถึงค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ที่ใช้ในการจำลองผลการทดลอง จะอธิบายถึงโปรแกรมการจำลองผลที่ใช้ตัวสังเกตสถานะและการควบคุมแบบทำนาย โดยการจำลองนี้จะใช้ความเร็วลม 3 แบบคือ ความเร็วลมที่ 1 เมตรต่อวินาที, 2.5 เมตรต่อวินาที และ 4 เมตรต่อวินาที เพื่อวิเคราะห์และเปรียบเทียบผลการจำลองที่เกิดขึ้น โดยใช้โปรแกรม MATLAB / SIMULINK ในการทำการจำลองทั้งหมด

4.2 ระบบกังหันลมด้วยเครื่องกำเนิดไฟฟ้าโดยใช้ตัวสังเกตสถานะและการควบคุมแบบทำนาย

ระบบกังหันลมที่ทำการศึกษามี 4 ส่วนที่สำคัญคือ ส่วนแรกเป็นส่วนของกังหันลม ส่วนที่สองคือ ส่วนของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าแบบซิงโครนัส ส่วนที่สามคือวงจรไฟฟ้าต่าง ๆ และส่วนสุดท้ายคือกริดโหลด (Grid Load) ในส่วนของกังหันลมจะใช้การควบคุมแบบพีไอ (PI Control) เข้ามาช่วยในการปรับมุมสนาม (Pitch Angle) เพื่อปรับปรุงคุณลักษณะกำลัง (Power Characteristic) ของมุมพิชให้ดีขึ้น ส่วนของเครื่องกำเนิดไฟฟ้ามีการใช้ตัวสังเกตสถานะ (State - Observer) มาปรับปรุงเกี่ยวกับกระแสไฟฟ้าของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าให้มีคุณลักษณะที่ดีขึ้น ส่วนของวงจรไฟฟ้ามีทั้งหมด 3 วงจรคือ วงจรแรกคือ วงจรเรียงกระแสไฟฟ้าแบบบริดจ์ (Bridge Rectifier) เพื่อแปลงแรงดันไฟฟ้าเอซีให้เป็นแรงไฟฟ้าดีซี วงจรที่สองคือ วงจรทวีแรงดัน (Boost Converter) เพื่อเพิ่มแรงดันดีซีให้เท่ากับค่ายอดของแรงดันที่กริดโหลด และวงจรที่สามคือ วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าหรือวงจรอินเวอร์เตอร์ (DC to AC Converter or Inverter) เพื่อแปลงแรงดันดีซีเป็นแรงดันเอซีเพื่อไปเชื่อมต่อกับกริดโหลด ซึ่งในส่วนของวงจรอินเวอร์เตอร์นี้มีการนำการควบคุมแบบทำนาย (Model Predictive Control) มาใช้ เพื่อควบคุม ทำนายกระแสของกริดโหลด และเพื่อลดค่าฮาร์มอนิกที่เกิดจากตัววงจรไฟฟ้า จากที่กล่าวมาข้างต้นสามารถสรุปเป็นดังรูปที่ 4.1

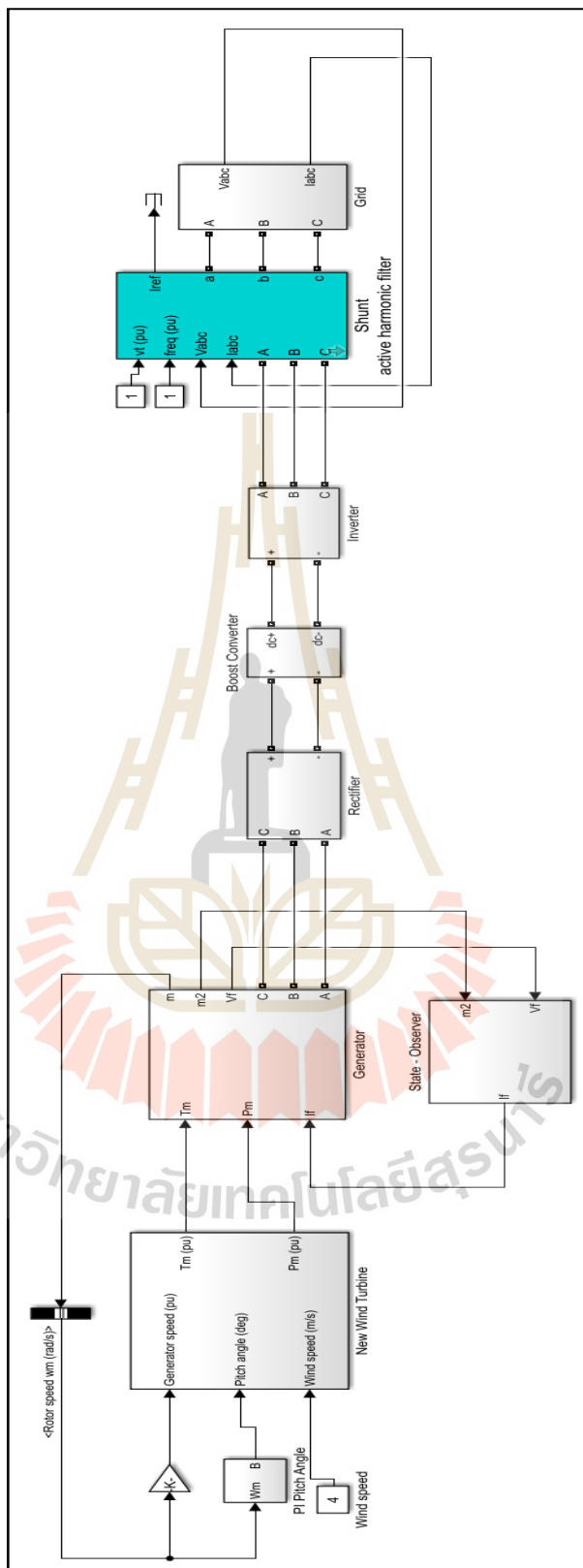


รูปที่ 4.1 ภาพรวมระบบกังหันลม

โดยโปรแกรมจำลองผลเพื่อศึกษาถึงระบบกังหันลมที่มีเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเพื่อผลิตกระแสไฟฟ้าโดยใช้ตัวสังเกตสถานะและการควบคุมแบบทำนายมาควบคุม ซึ่งการจำลองนี้จะใช้โปรแกรมคอมพิวเตอร์ MATLAB/SIMULINK ซึ่งแสดงได้ดังรูปที่ 4.2

ตัวสังเกตสถานะที่ใช้ในโปรแกรมการจำลอง จะสามารถเขียนสมการที่ใช้ในการใช้แบบจำลองและอาศัยความสัมพันธ์ของทฤษฎีตัวสังเกตสถานะ ได้ดังสมการที่ 4.1

$$\begin{bmatrix} \dot{V}_d \\ -\dot{V}_F \\ 0 \\ \dot{V}_q \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tau & 0 & 0 & \omega L_q & \omega kM_q \\ 0 & \tau_F & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \tau_D & 0 & 0 \\ -\omega L_d & -\omega kM_F & -\omega kM_D & \tau & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \tau_Q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_F \\ i_D \\ i_q \\ i_Q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_d & kM_F & kM_D & 0 & 0 \\ kM_F & L_F & M_R & 0 & 0 \\ kM_D & M_R & L_D & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & L_q & kM_Q \\ 0 & 0 & 0 & kM_Q & L_Q \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_F \\ i_D \\ i_q \\ i_Q \end{bmatrix} \quad (4.1)$$



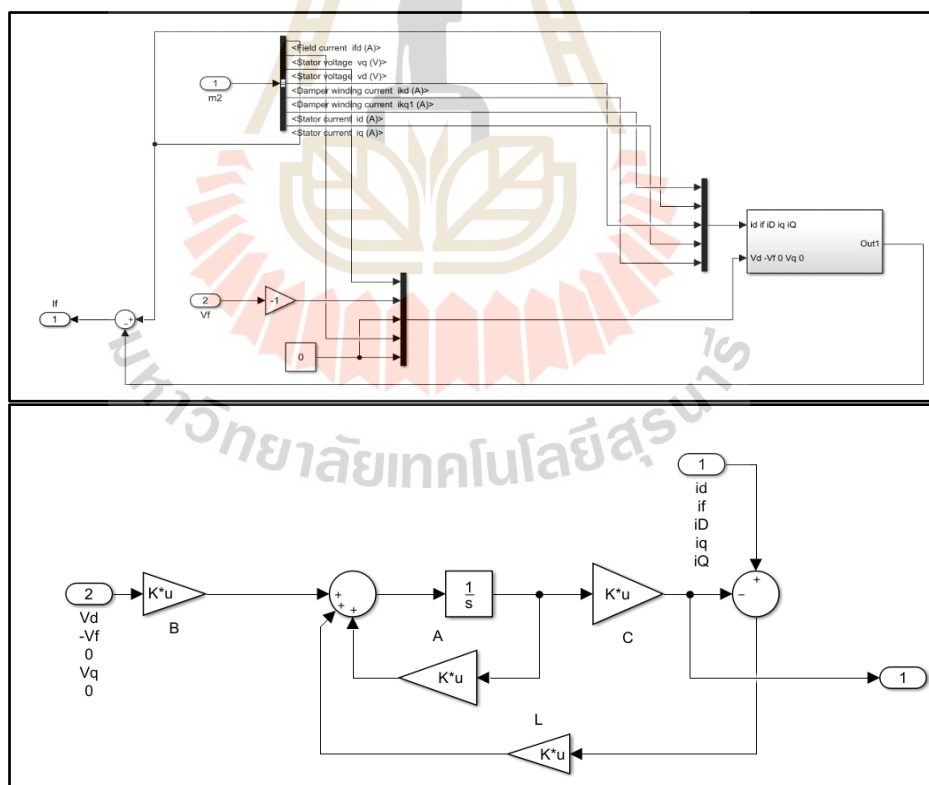
รูปที่ 4.2 ภาพรวมระบบกักเก็บพลังงานในโปรแกรมจำลอง

จากสมการที่ 4.1 เมื่อนำมาแทนค่าและนำทฤษฎีตัวสังเกตสถานะมาใช้จึงได้สมการเมทริกซ์ใหม่ที่ 4.2 และเมื่อใช้โปรแกรมจำลองมาจำลองตัวสังเกตสถานะจะได้ดังรูปที่ 4.2

$$A = \begin{bmatrix} -0.0001 & 0.0003 & 0.0002 & -0.0725 & -0.0269 \\ 0 & -0.0001 & 0.0001 & 0.0014 & 0.0005 \\ 0 & 0.0020 & -0.0017 & 0.0305 & 0.0113 \\ 0.0815 & 1.1321 & 0.0611 & -0.0001 & 0.0009 \\ -0.1325 & -1.8397 & -0.0993 & 0.0001 & -0.0024 \end{bmatrix} \times 10^4$$

$$B = \begin{bmatrix} -0.3299 & 0.0063 & 0.1389 & 0 & 0 \\ 0.0063 & -0.0032 & 0.05 & 0 & 0 \\ 0.1389 & 0.05 & -1.1111 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -0.3604 & 0.5856 \\ 0 & 0 & 0 & 0.5856 & -1.5766 \end{bmatrix} \times 10^3 \quad (4.2)$$

$$L = [0.2293 \quad -0.0028 \quad -0.1279 \quad -2.1759 \quad 3.9582] \times 10^4$$



รูปที่ 4.3 โปรแกรมจำลองตัวสังเกตสถานะ

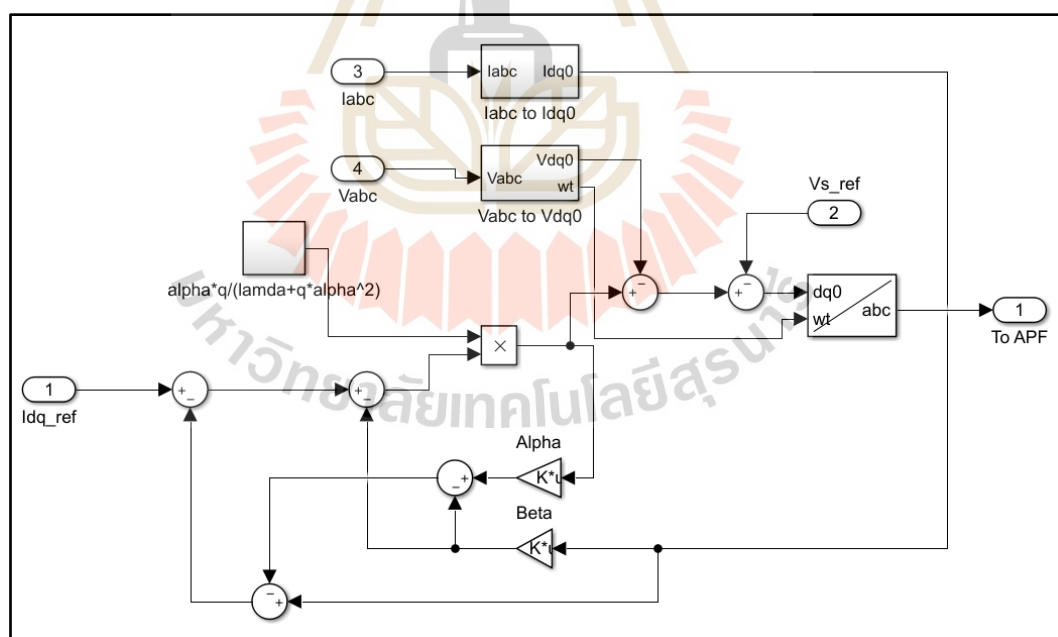
จากรูปที่ 4.1 เมื่อพิจารณาวงจรกรองแอกทีฟ ซึ่งภายในวงจรนี้จะมีตัวควบคุมแบบทำนายอยู่ จากความสัมพันธ์ของสมการการทำนายที่ได้กล่าวไว้ในสมการที่ 3.46 เมื่อนำมารวมกับฟังก์ชันวัตถุประสงค์ จึงสามารถเขียนเป็นสมการที่ 4.3 และตัวควบคุมแบบทำนายนี้สามารถเขียนแบบจำลองในโปรแกรมดังรูปที่ 4.4 และรูปที่ 4.5 แสดงหลักการการทำงานของตัวควบคุมแบบทำนาย โดยจะมีส่วนของการทำงาน ค่าความผิดพลาด และส่วนของการหาค่าที่เหมาะสมของการทำนายเพื่อป้อนกลับไปยังวงจร โดยจะใช้พารามิเตอร์ของตัวควบคุมแบบทำนายดังตารางที่ 4.1

$$J = q \left[i_{dq0}(k+1) - i_{dq0}^*(k+1) \right]^2 + \lambda \cdot u_{dq0}^2(k+1) \quad (4.3)$$

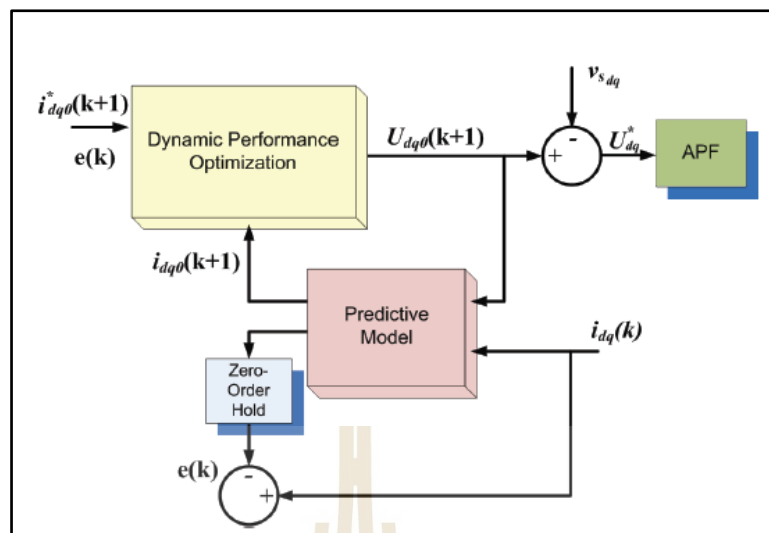
เมื่อสมการที่ 4.4 เป็นความสัมพันธ์ของสมการ 4.3

$$i_{dq0}(k+1) = \alpha \cdot u_{dq0}(k+1) - \phi \cdot i_{dq0}(k) - \beta \cdot i_{dq0}(k) \quad (4.4)$$

$$u_{dq0}(k+1) = \frac{\alpha \cdot q}{\lambda + \alpha^2 \cdot q} \left[i_{dq0}^*(k+1) - \phi \cdot i_{dq0}(k) - \beta \cdot i_{dq0}(k) - e(k) \right]$$



รูปที่ 4.4 โปรแกรมจำลองการควบคุมแบบทำนาย



รูปที่ 4.5 แผนภาพการควบคุมแบบทำนายที่ใช้ในโปรแกรม
(ที่มา:https://www.academia.edu/20564097/Model_Predictive_Control_for_Shunt_Active_Power_Filter_in_Synchronous_Reference_Frame)

ตารางที่ 4.1 ค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมแบบทำนาย

พารามิเตอร์	ค่าพารามิเตอร์
α	4.94×10^{-2}
β	9.89×10^{-1}
λ	1×10^{12}
q	50

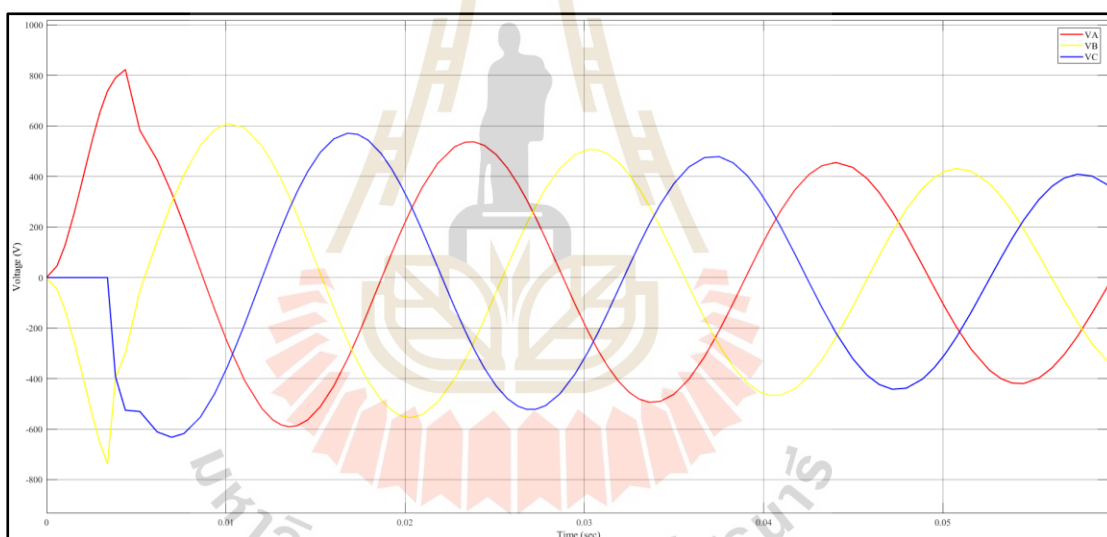
4.3 ผลการจำลองของระบบกักเก็บพลังงาน

4.3.1 ผลการจำลองของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าและวงจรไฟฟ้า

ผลการจำลองของระบบกักเก็บพลังงานจะแสดงขณะที่มีความเร็วลมที่ 1 เมตรต่อวินาที 2.5 เมตรต่อวินาที และ 4 เมตรต่อวินาที โดยจะแสดงค่าแรงดันไฟฟ้าจากเครื่องกำเนิดไฟฟ้างดแสดงรูปที่ 4.6 – 4.8 ตามลำดับ และแสดงค่าแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าต่างๆ ของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าและวงจรไฟฟ้าซึ่งจะมี 3 แบบคือวงจรเรียงกระแสไฟฟ้าสามเฟส (Rectifier) วงจรทวีแรงดันไฟฟ้า (Boost converter) และวงจรอินเวอร์เตอร์ (Inverter) ตามลำดับ



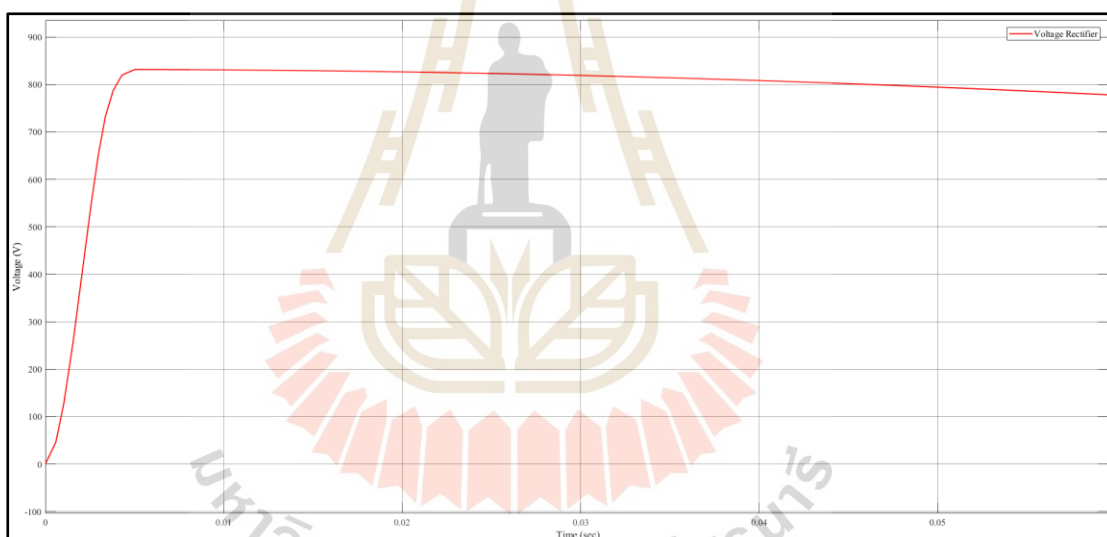
รูปที่ 4.6 แรงดันไฟฟ้าของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าที่ความเร็วลมที่ 1 เมตรต่อวินาที



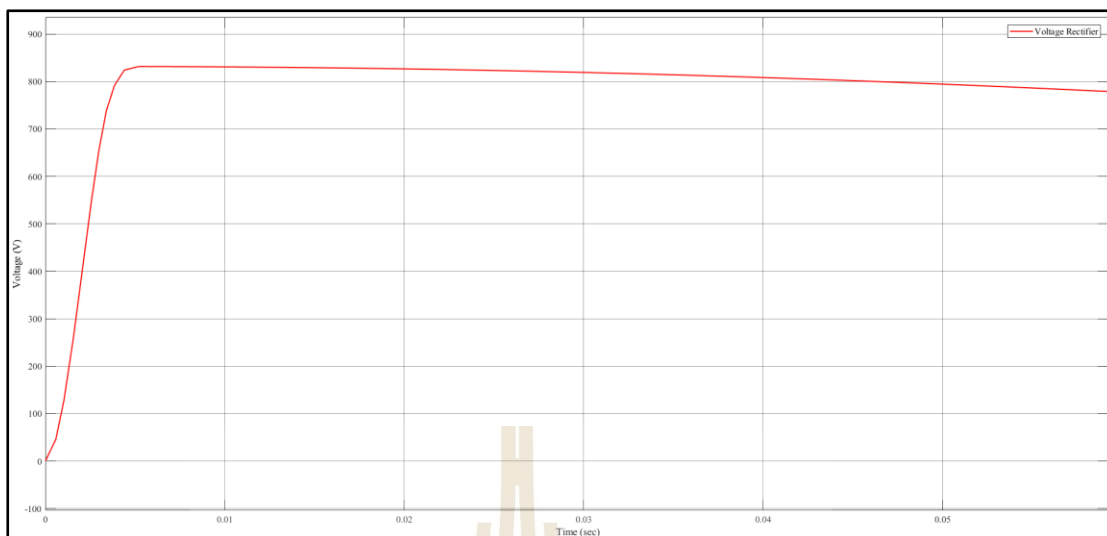
รูปที่ 4.7 แรงดันไฟฟ้าจากเครื่องกำเนิดไฟฟ้าที่ความเร็วลมที่ 2.5 เมตรต่อวินาที



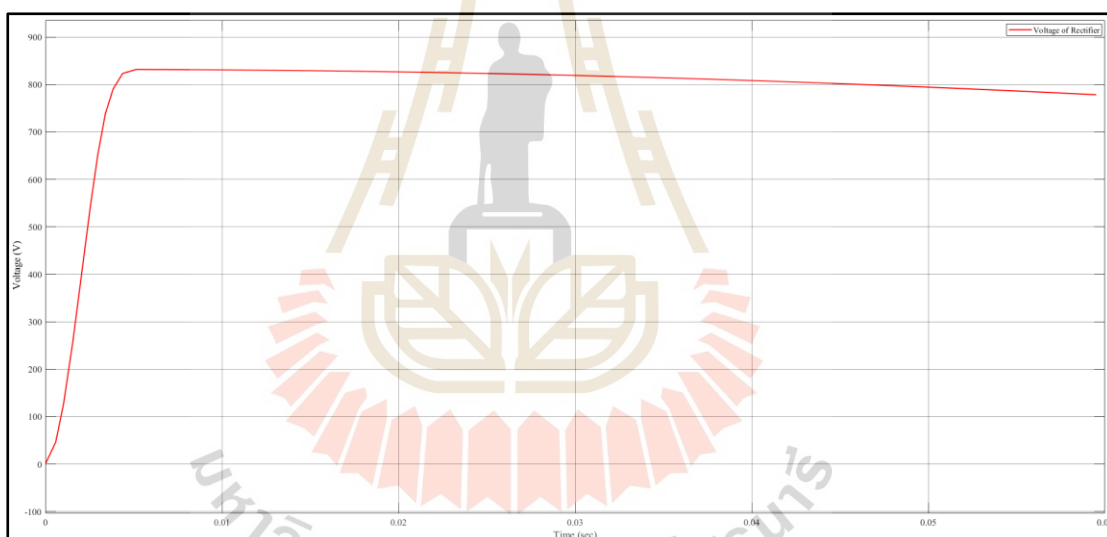
รูปที่ 4.8 แรงดันไฟฟ้าจากเครื่องกำเนิดไฟฟ้าที่ความเร็วมอเตอร์ 4 เมตรต่อวินาที



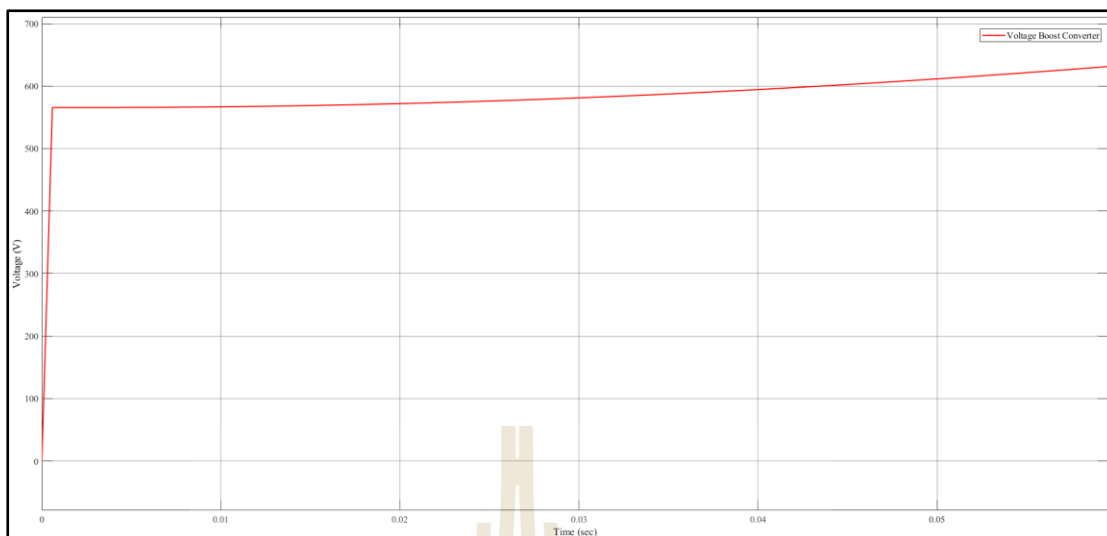
รูปที่ 4.9 แรงดันไฟฟ้าของวงจรเรียงกระแสสามเฟสที่ความเร็วมอเตอร์ 1 เมตรต่อวินาที



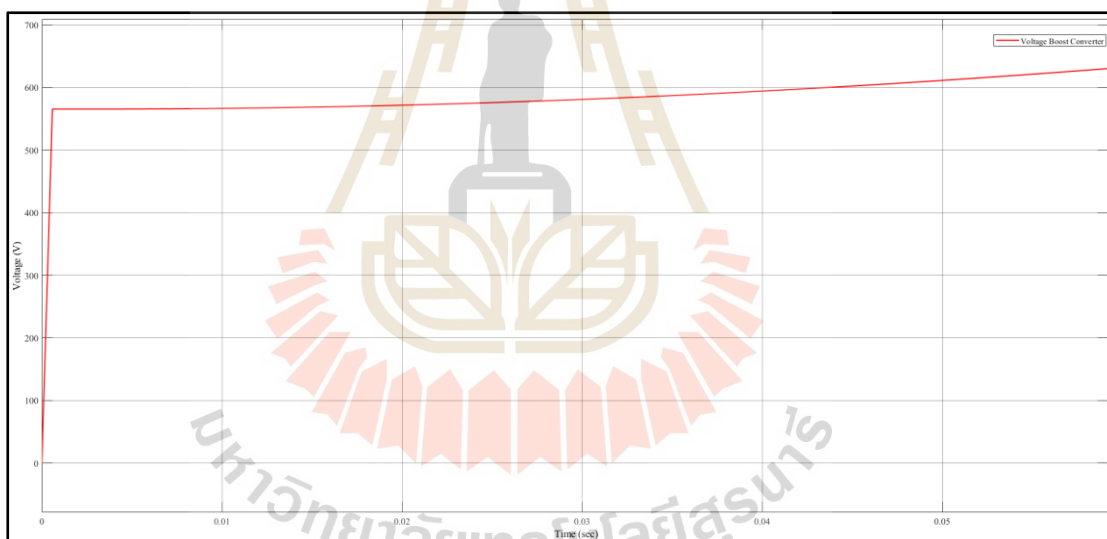
รูปที่ 4.10 แรงดันไฟฟ้าของวงจรเรียงกระแสไฟฟ้าสามเฟสที่ความเร็วลมที่ 2.5 เมตรต่อวินาที



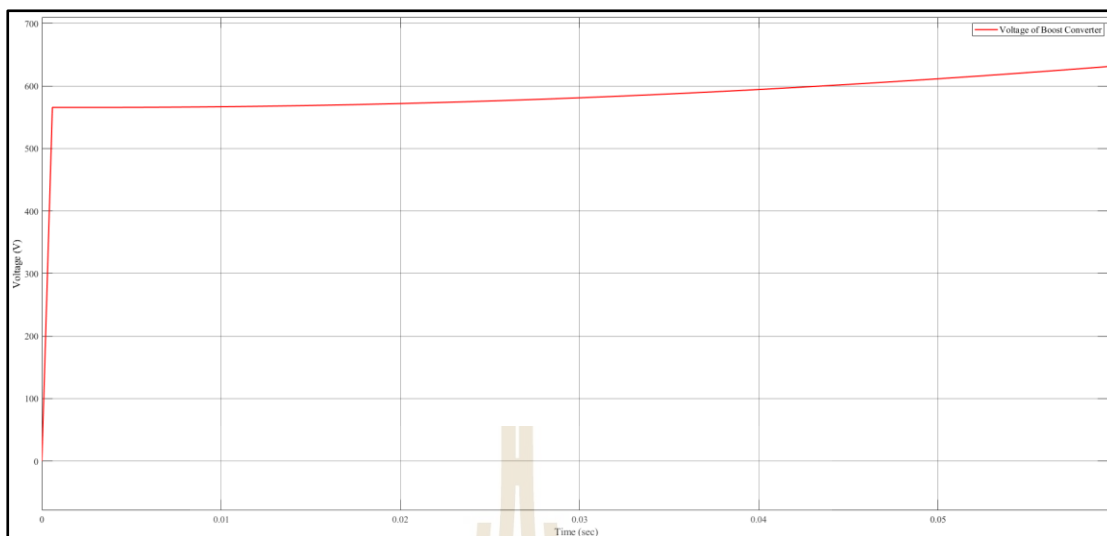
รูปที่ 4.11 แรงดันไฟฟ้าของวงจรเรียงกระแสสามเฟสที่ความเร็วลมที่ 4 เมตรต่อวินาที



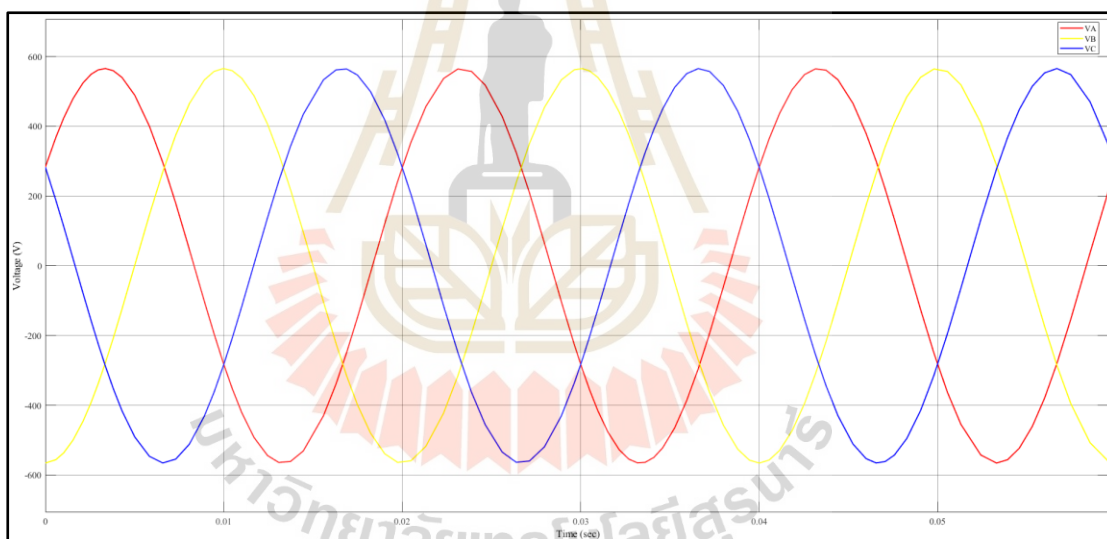
รูปที่ 4.12 แรงดันไฟฟ้าของวงจรทวีแรงดันไฟฟ้าที่ความเร็วลมที่ 1 เมตรต่อวินาที



รูปที่ 4.13 แรงดันไฟฟ้าของวงจรทวีแรงดันไฟฟ้าที่ความเร็วลมที่ 2.5 เมตรต่อวินาที



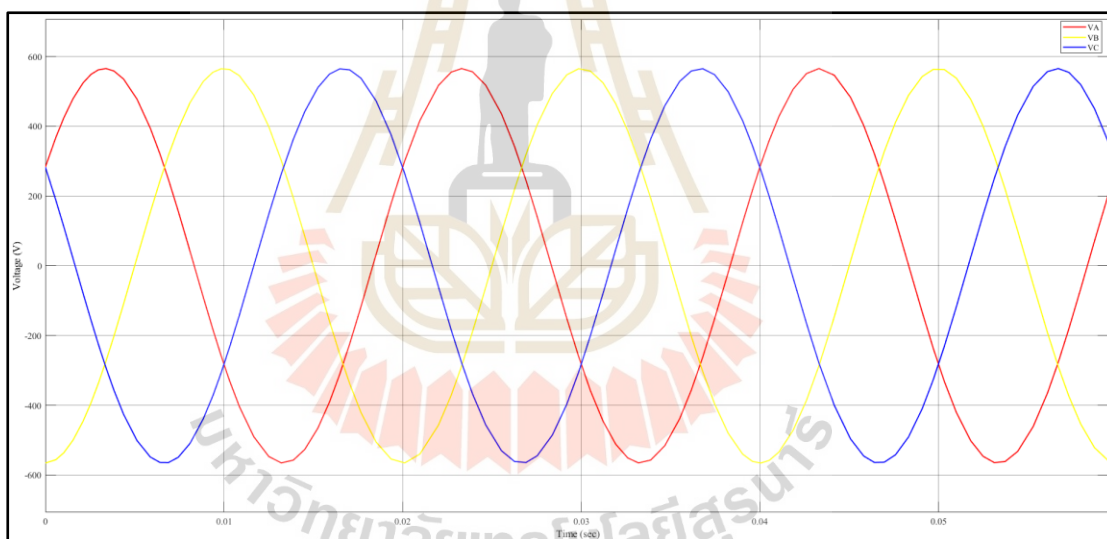
รูปที่ 4.14 แรงดันไฟฟ้าของวงจรทวีแรงดันไฟฟ้าที่ความถี่ 4 เมตรต่อวินาที



รูปที่ 4.15 แรงดันไฟฟ้าของวงจรอินเวอร์เตอร์ที่ความถี่ 1 เมตรต่อวินาที



รูปที่ 4.16 แรงดันไฟฟ้าของวงจรอินเวอร์เตอร์ที่ความถี่ 2.5 เมตรต่อวินาที



รูปที่ 4.17 แรงดันไฟฟ้าของวงจรอินเวอร์เตอร์ที่ความถี่ 4 เมตรต่อวินาที

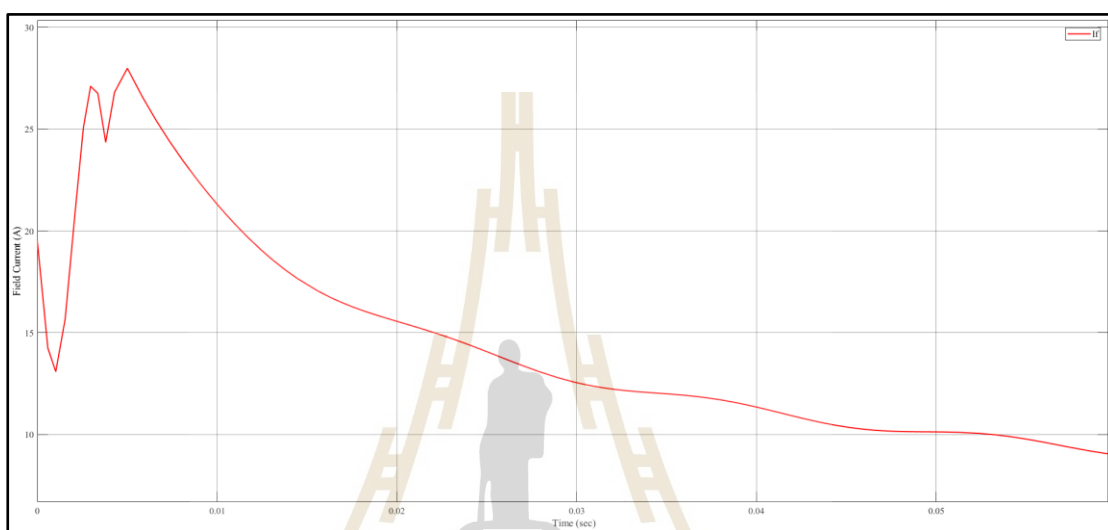
4.3.1.1. สรุป

จากผลการจำลองเครื่องกำเนิดไฟฟ้าและวงจรไฟฟ้าต่างๆ ที่ความเร็วลมไม่เท่ากัน แรงดันไฟฟ้าที่เครื่องกำเนิดไฟฟ้าจะให้แรงดันไฟฟ้าสามเฟสอย่างสม่ำเสมอ เป็นรูปคลื่นไซน์ที่ราบเรียบ แต่แรงดันที่ออกมาไม่สามารถเชื่อมต่อเข้ากับกริดโพลได้โดยตรง เนื่องจากแรงดันไฟฟ้ามีค่าไม่สูงมากพอที่จะต่อเข้ากับกริดโพลได้ (รูปที่ 4.6 – 4.8) จึงต้องเพิ่มวงจรเรียงกระแสสามเฟส (3 - Phase Rectifier) วงจรทวีแรงดันไฟฟ้า (Boost Converter) และวงจรอินเวอร์เตอร์ (Inverter) เพื่อเชื่อมต่อกับกริดโพลได้อย่างสมบูรณ์ (รูปที่ 4.9 – 4.17) และเพื่อการควบคุมกระแสไฟฟ้าให้ราบเรียบหรือเกิดฮาร์มอนิกน้อยที่สุด ซึ่งจะนำเสนอไว้ในหัวข้อที่ 4.3.2, 4.3.3 และ 4.3.4

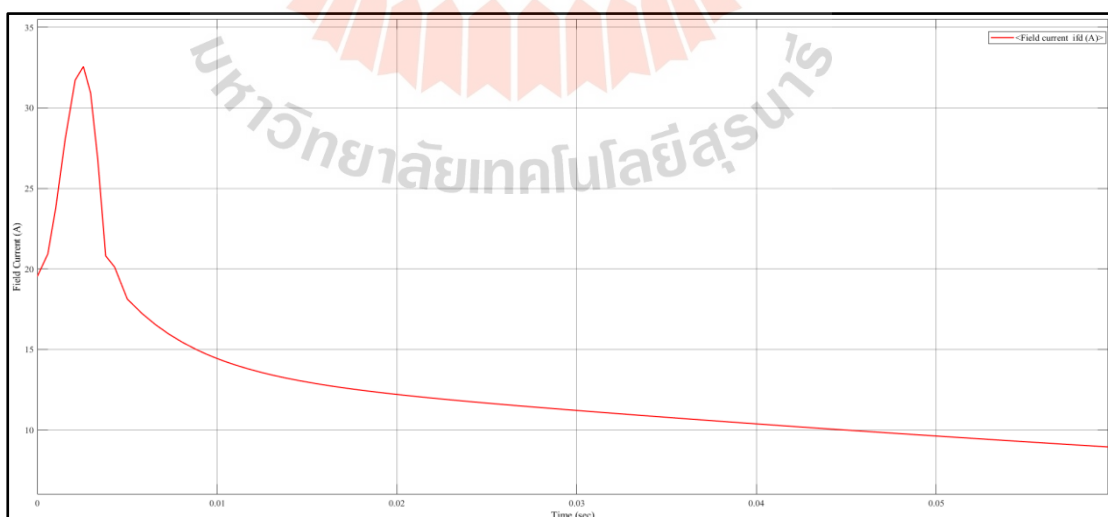


4.3.2 ผลการจำลองของตัวสังเกตสถานะ

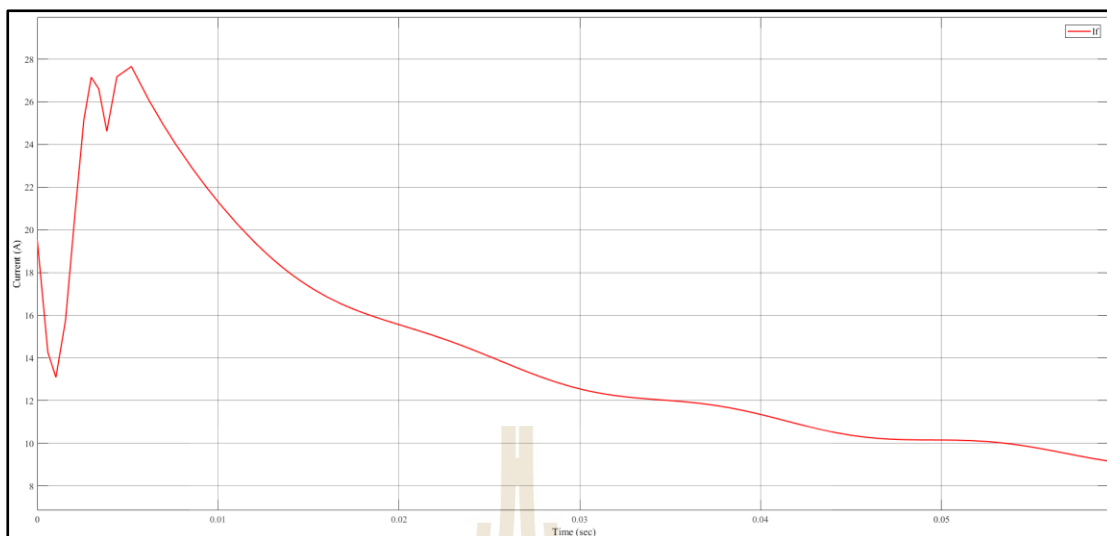
ผลการจำลองของตัวสังเกตสถานะ (State - Observer) จากการจำลองเครื่องกำเนิดไฟฟ้าจะสังเกตได้ว่ากระแสไฟฟ้าสนามของเครื่องกำเนิดไฟฟ้ามีลักษณะไม่ราบเรียบดังรูปที่ 4.18, 4.20 และ 4.22 ตามลำดับที่เกิดจากความเร็วลมที่ไม่เท่ากันดังที่กล่าวไว้ในหัวข้อที่ 4.3.1 และเมื่อนำตัวสังเกตสถานะมาใช้ในการจำลองนี้ ทำให้ผลของกระแสไฟฟ้าสนามมีลักษณะราบเรียบขึ้นในทุก ๆ ค่าความเร็วลมดังรูปที่ 4.19, 4.21 และ 4.23 ตามลำดับ



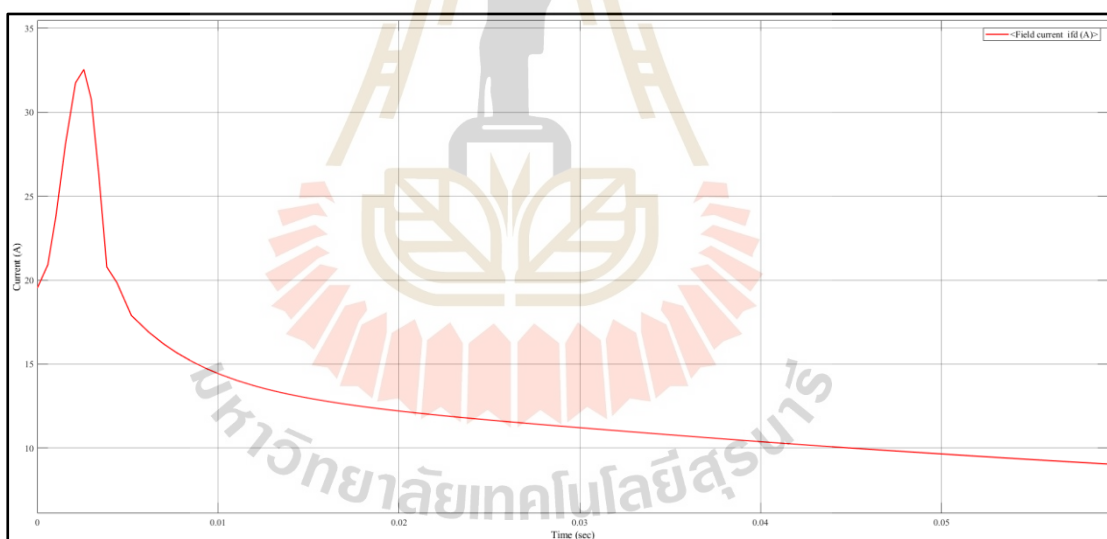
รูปที่ 4.18 กระแสไฟฟ้าสนามของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าก่อนใช้ตัวสังเกตสถานะ ที่ความเร็วลม 1 เมตรต่อวินาที



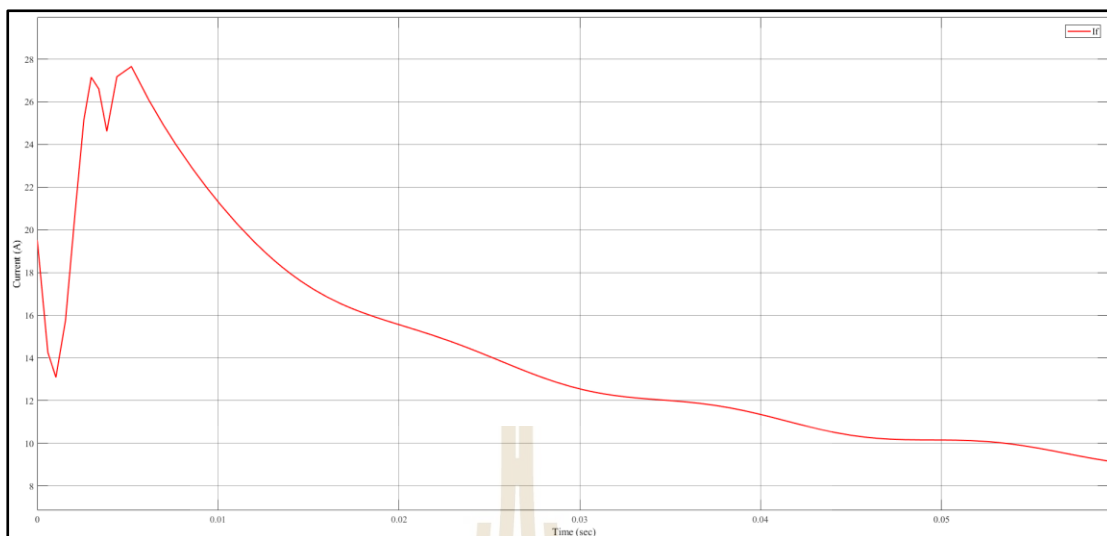
รูปที่ 4.19 กระแสไฟฟ้าสนามของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าหลังใช้ตัวสังเกตสถานะ ที่ความเร็วลม 1 เมตรต่อวินาที



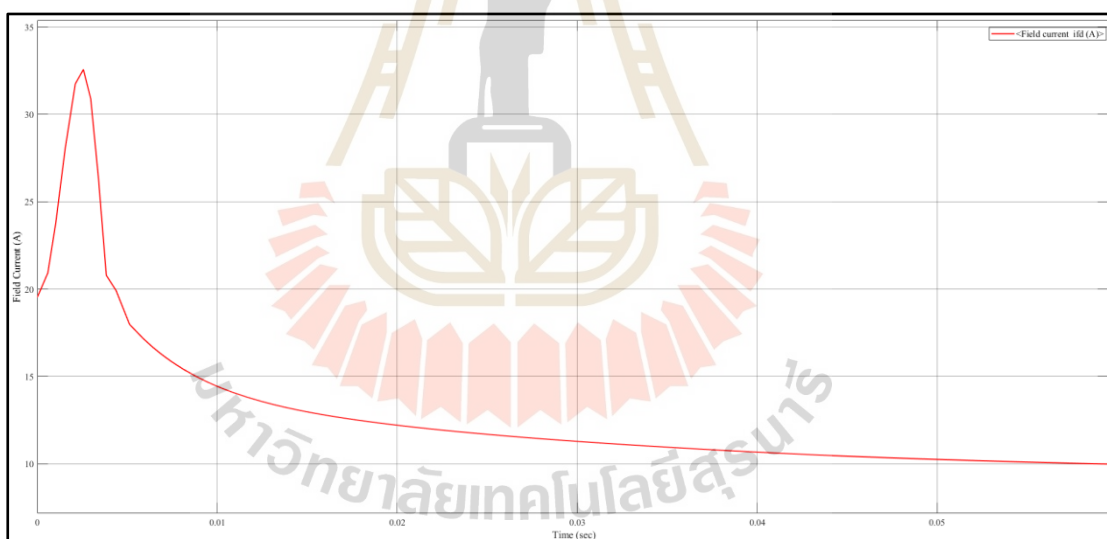
รูปที่ 4.20 กระแสไฟฟ้าสนามของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าก่อนใช้ตัวสังเกตสถานะ
ที่ความเร็วลม 2.5 เมตรต่อวินาที



รูปที่ 4.21 กระแสไฟฟ้าสนามของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าหลังใช้ตัวสังเกตสถานะ
ที่ความเร็วลม 2.5 เมตรต่อวินาที



รูปที่ 4.22 กระแสไฟฟ้าสนามของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าก่อนใช้ตัวสังเกตสถานะ
ที่ความเร็วลม 4 เมตรต่อวินาที



รูปที่ 4.23 กระแสไฟฟ้าสนามของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าหลังใช้ตัวสังเกตสถานะ
ที่ความเร็วลม 4 เมตรต่อวินาที

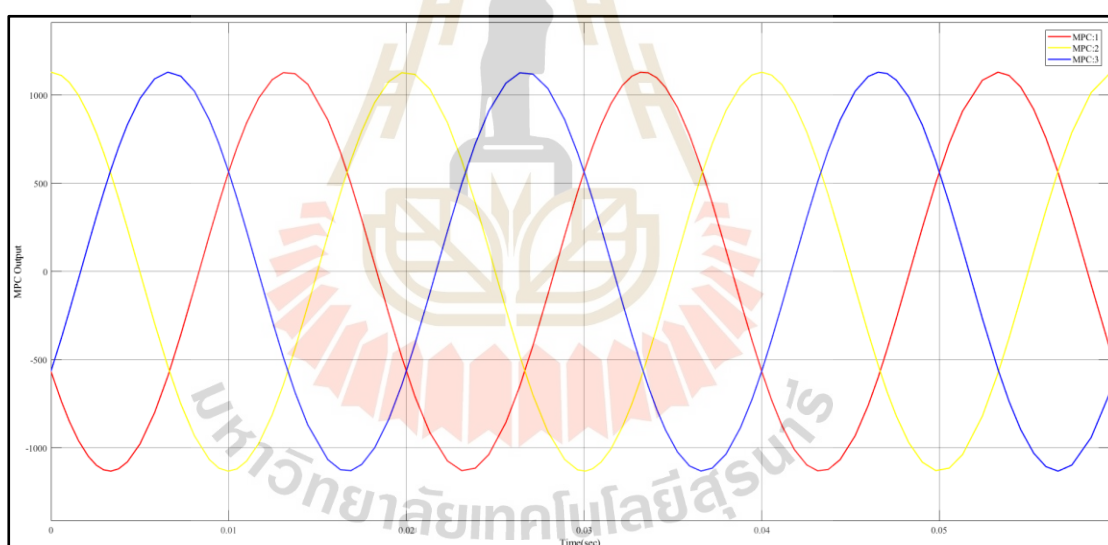
4.3.2.1 สรุป

จากผลการจำลองตัวสังเกตสถานะเมื่อพิจารณาสมการตัวสังเกตสถานะที่ 4.1 จะสังเกตเห็นในสมการ จะมีการใช้กระแสไฟฟ้าสนามเข้ามาช่วยในการปรับปรุงกระแสไฟฟ้าสนาม และเมื่อพิจารณาหัวข้อที่ 3.7 ที่กล่าวถึงทฤษฎีตัวสังเกตสถานะ จึงสามารถเขียนไดอะแกรมตัวสังเกตสถานะตามรูปที่ 3.20 เมื่อนำสมการที่ 4.2 มารวมกับไดอะแกรมตัวสังเกตสถานะจะได้รับการจำลองตัวสังเกตสถานะดังรูปที่ 4.3 เมื่อพิจารณากระแสสนามก่อนและหลังใช้ตัวสังเกตสถานะ กระแสสนามก่อนใช้ตัวสังเกตสถานะจะกระแสสนามที่มีลักษณะไม่ราบเรียบ ทำให้ส่งผลต่อเอาต์พุตของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าได้ จึงใช้ตัวสังเกตสถานะมาปรับปรุงกระแสสนามให้ราบเรียบมากขึ้นเพื่อลดฮาร์มอนิกที่เกิดขึ้นของเครื่องกำเนิดไฟฟ้า



4.3.3 ผลการจำลองกริดโหลดและการควบคุมแบบทำนาย

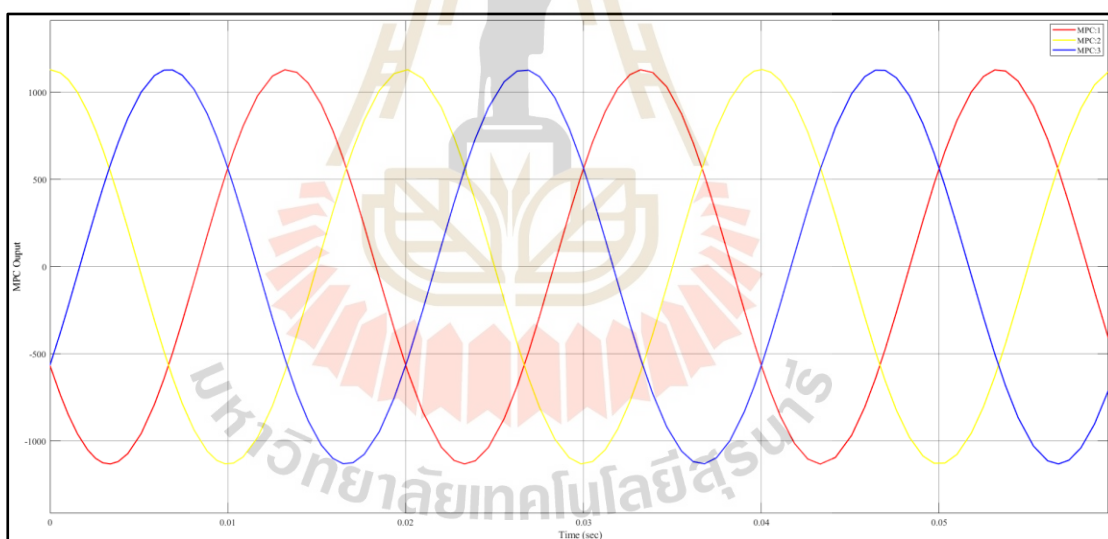
ผลการจำลองกริดโหลดและการควบคุมแบบทำนาย (Grid-Load and Model Predictive Control) โดยรูปที่ 4.24 – 4.26 จะแสดงถึงสัญญาณเอาต์พุตของการควบคุมแบบทำนายของแรงดันไฟฟ้าเครื่องกำเนิดไฟฟ้า โดย MPC1, MPC2 และ MPC3 คือ สัญญาณเอาต์พุตของการควบคุมแบบทำนายที่เฟส A, เฟส B และ เฟส C ตามลำดับ รูปที่ 4.27 – 4.29 จะแสดงถึงแรงดันไฟฟ้าที่กริดโหลด โดย V_A , V_B และ V_C คือ แรงดันไฟฟ้าที่กริดโหลดเฟส A, เฟส B และ เฟส C ตามลำดับ รูปที่ 4.30 – 4.32 แสดงถึงกระแสไฟฟ้าที่กริดโหลด โดย I_A , I_B และ I_C คือ กระแสไฟฟ้ากริดโหลดที่เฟส A, เฟส B และเฟส C ตามลำดับ โดยเมื่อสังเกตกระแสไฟฟ้าก่อนและหลังการใช้การควบคุมแบบทำนาย (รูปที่ 4.36 – 4.44 คือกระแสไฟฟ้าก่อนใช้การควบคุมแบบทำนาย) กระแสไฟฟ้าทั้ง 3 เฟสที่ทุก ๆ ความเร็วลมจะมีรูปคลื่นที่ราบเรียบมากขึ้น และสามารถลดฮาร์มอนิกได้อย่างดีเยี่ยม โดยฮาร์มอนิกของกระแสไฟฟ้าจะกล่าวไว้หัวข้อที่ 4.3.4 และรูปที่ 4.33 – 4.35 กระแสไฟฟ้าเฉลี่ยกำลังสอง (RMS - Current) แสดงถึงกระแสไฟฟ้าเฉลี่ยที่เฟส A, เฟส B และ เฟส C ตามลำดับ โดยกระแสไฟฟ้าทั้ง 3 เฟส มีความราบเรียบมากขึ้นและพิจารณาได้ง่ายขึ้น เมื่อพิจารณาแบบกระแสไฟฟ้าเฉลี่ยกำลังสอง



รูปที่ 4.24 สัญญาณเอาต์พุตของการควบคุมแบบทำนาย
ที่ความเร็วลม 1 เมตรต่อวินาที



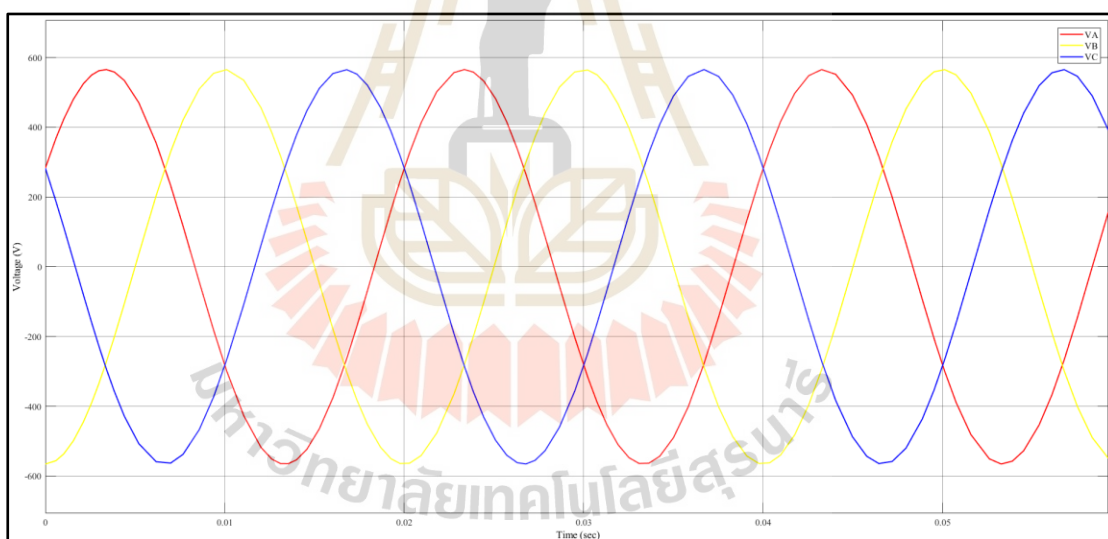
รูปที่ 4.25 สัญญาณเอาต์พุตของการควบคุมแบบทำนาย
ที่ความเร็วลม 2.5 เมตรต่อวินาที



รูปที่ 4.26 สัญญาณเอาต์พุตของการควบคุมแบบทำนาย
ที่ความเร็วลม 4 เมตรต่อวินาที



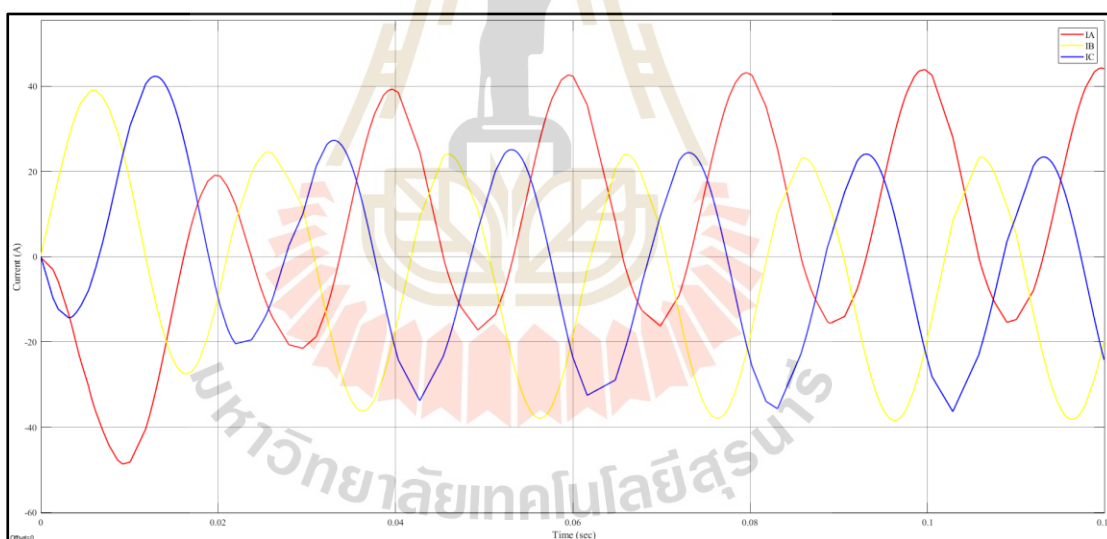
รูปที่ 4.27 แรงดันไฟฟ้าที่กริดโหนด
ที่ความเร็วลม 1 เมตรต่อวินาที



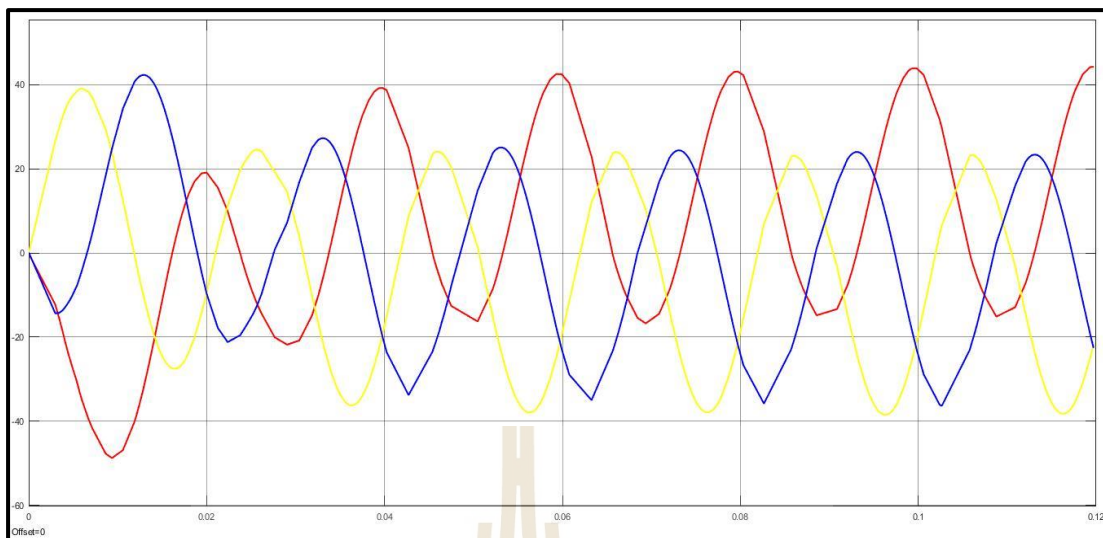
รูปที่ 4.28 แรงดันไฟฟ้าที่กริดโหนด
ที่ความเร็วลม 2.5 เมตรต่อวินาที



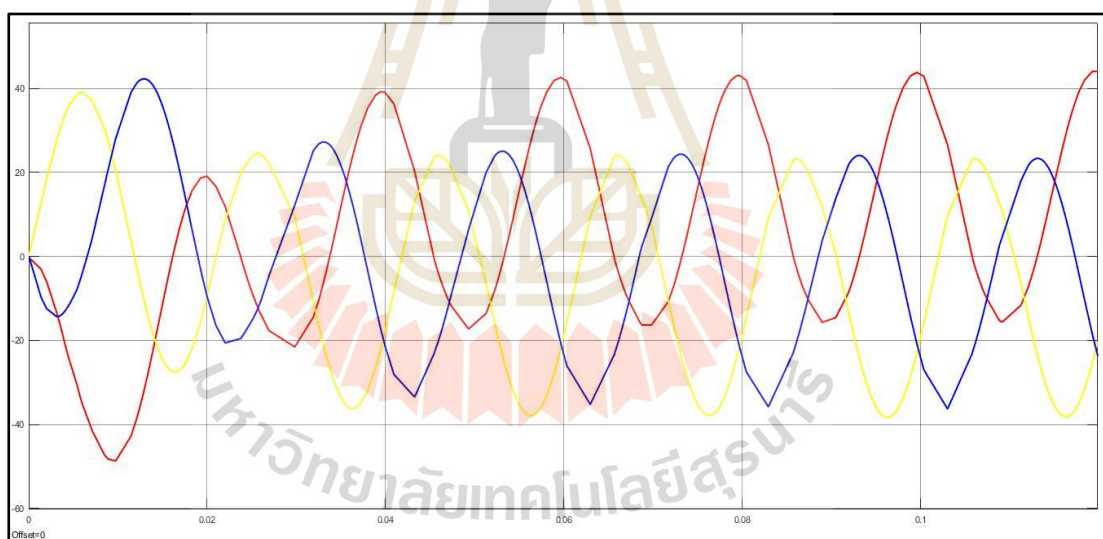
รูปที่ 4.29 แรงดันไฟฟ้าที่กริดโหนด
ที่ความเร็วลม 4 เมตรต่อวินาที



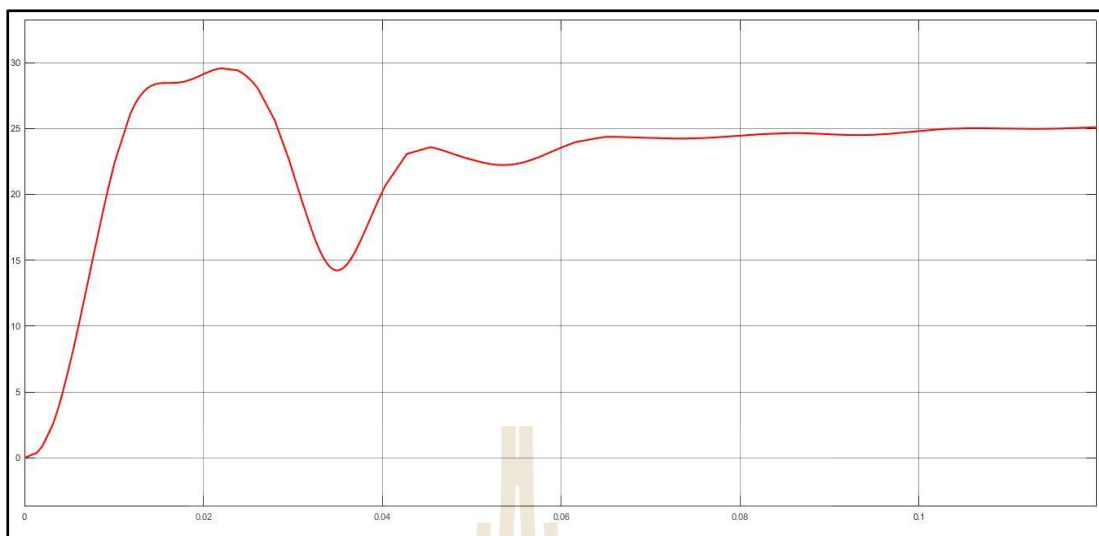
รูปที่ 4.30 กระแสไฟฟ้าที่กริดโหนด
ที่ความเร็วลม 1 เมตรต่อวินาที



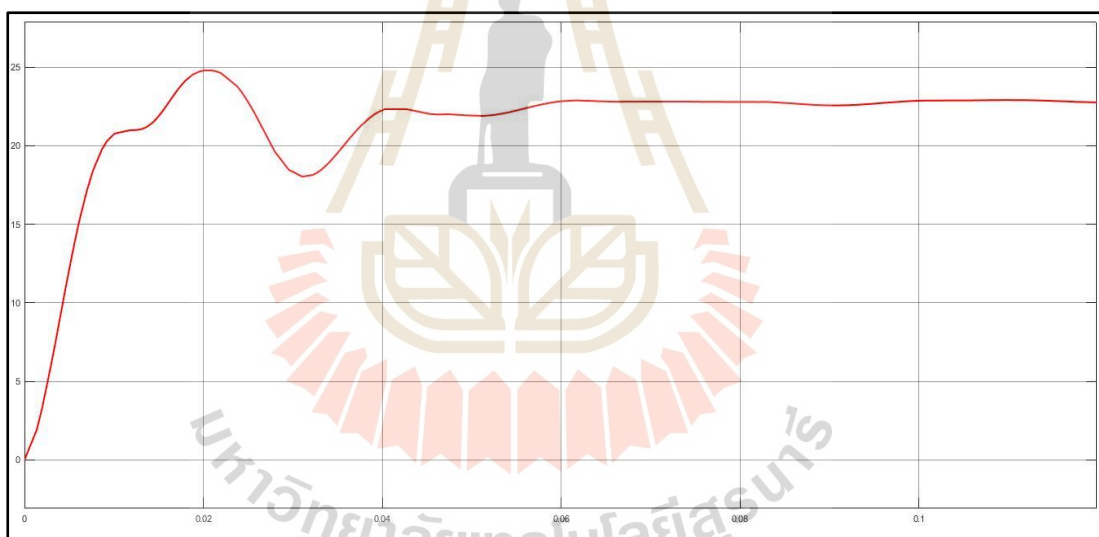
รูปที่ 4.31 กระแสไฟฟ้าที่กริดโหลด
ที่ความเร็วลม 2.5 เมตรต่อวินาที



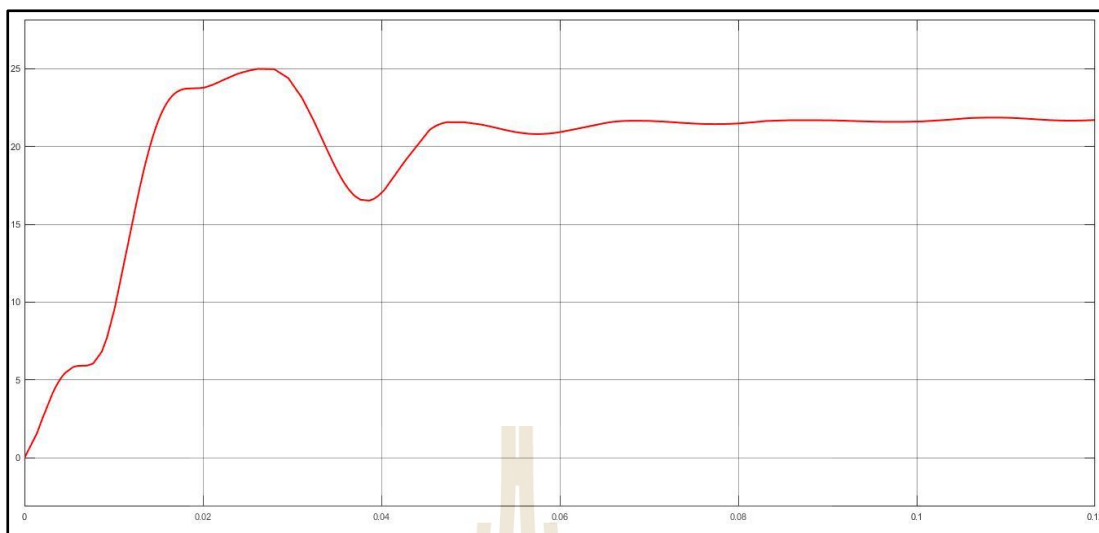
รูปที่ 4.32 กระแสไฟฟ้าที่กริดโหลด
ที่ความเร็วลม 4 เมตรต่อวินาที



รูปที่ 4.33 กระแสไฟฟ้าเฉลี่ยกำลังสอง (RMS) ของเฟส A ที่กริดโหนด



รูปที่ 4.34 กระแสไฟฟ้าเฉลี่ยกำลังสอง (RMS) ของเฟส B ที่กริดโหนด



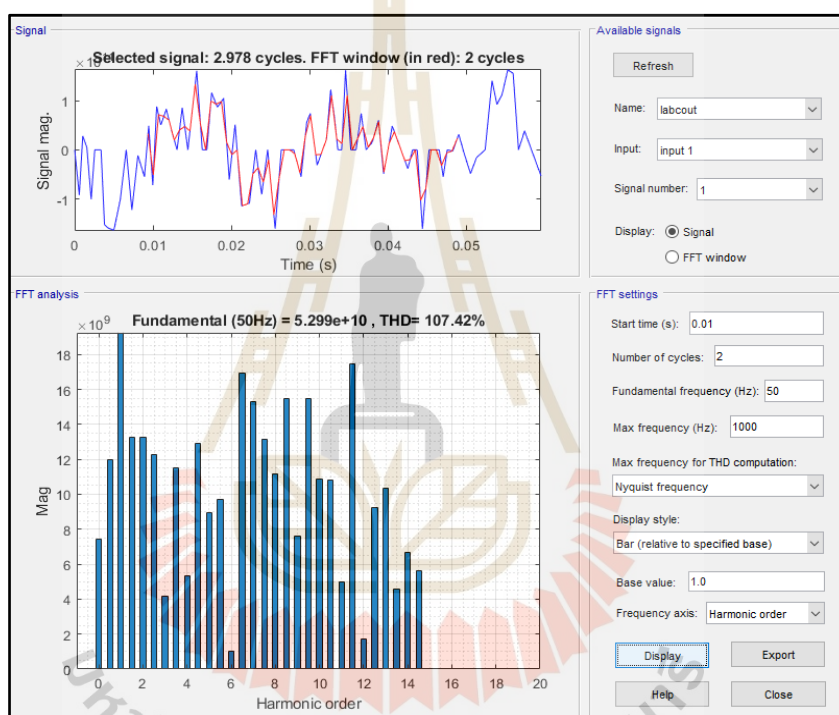
รูปที่ 4.35 กระแสไฟฟ้าเฉลี่ยกำลังสอง (RMS) ของเฟส C ที่กริดโหลต

4.3.3.1 สรุป

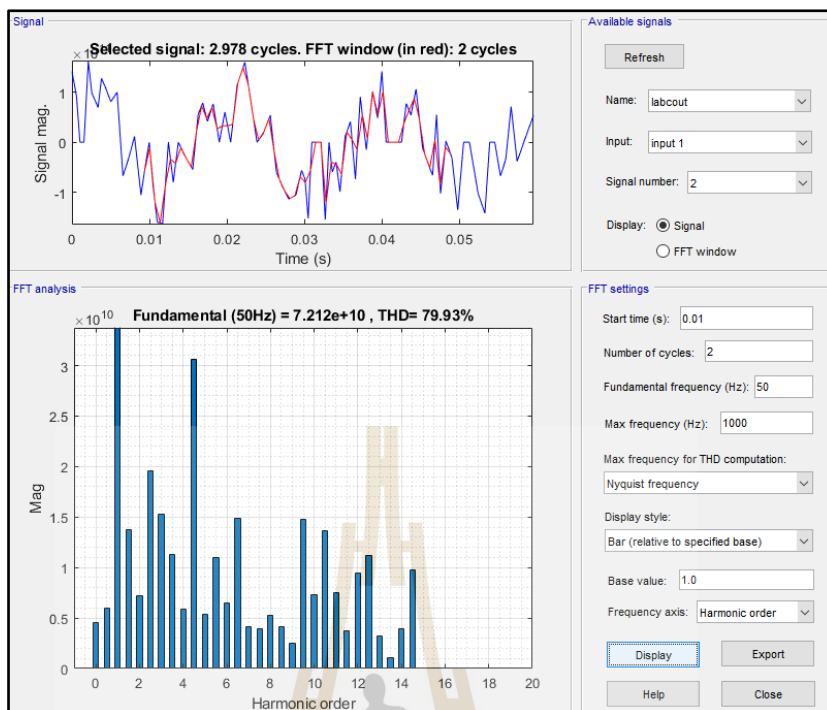
จากผลการจำลองกริดโหลตและการควบคุมแบบทำนาย เมื่อพิจารณาสัญญาณเอาต์พุตการควบคุมแบบทำนายจะมีลักษณะคล้ายกับแรงดันไฟฟ้าที่กริดโหลตเนื่องจากการทำนายเอาต์พุตระบบกักกันลมนี้ แต่เมื่อพิจารณาที่กระแสไฟฟ้าเอาต์พุตที่กริดโหลต (รูปที่ 4.36 – 4.44) กระแสไฟฟ้าทั้งสามเฟสมีฮาร์มอนิกเกิดขึ้นและรูปคลื่นไม่เป็นรูปคลื่นไซน์ จึงนำการควบคุมแบบทำนายเข้ามาปรับปรุงกระแสไฟฟ้าให้มีการลดฮาร์มอนิกที่เกิดขึ้นดังรูปที่ 4.30 – 4.32 ส่วนฮาร์มอนิกที่เกิดขึ้นในระบบมาจากเครื่องกำเนิดไฟฟ้า วงจรไฟฟ้าต่าง ๆ ซึ่งจะกล่าวไว้ในหัวข้อถัดไป

4.3.4 ฮาร์มอนิกที่เกิดขึ้นในการจำลอง

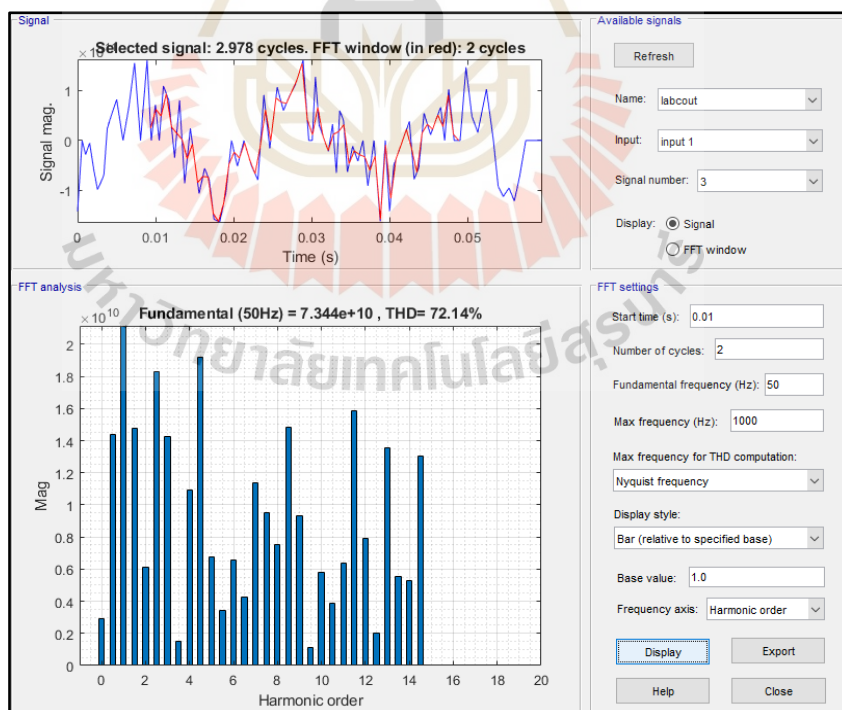
จากผลการจำลองนี้มีฮาร์มอนิกเกิดขึ้นที่กระแสไฟฟ้าที่กริดโพลด์ รูปที่ 4.36 – 4.44 โดยจะแสดงฮาร์มอนิกกระแสไฟฟ้าที่เฟส A, B และ C เมื่อพิจารณาที่ค่ามูลฐานทางไฟฟ้าที่ความถี่ 50 เฮิร์ตซ์ (Fundamental's 50 Hz.) และค่าอัตราส่วนระหว่างค่ารากที่สอง ของผลรวมกำลังสองของค่าส่วนประกอบฮาร์มอนิก (Total Harmonic Distortion : THD) โดยค่าทั้งสองนั้นจะมีค่าที่สูงมาก ๆ จึงทำให้ผลการจำลองไม่เป็นไปตามมาตรฐาน (IEEE : 519) จึงนำการควบคุมแบบทำนายมาช่วยแก้ปัญหาดังกล่าว เมื่อนำการควบคุมแบบทำนายมาใช้ในการจำลอง จึงได้กระแสไฟฟ้าออกมาดังรูปที่ 4.45 – 4.53



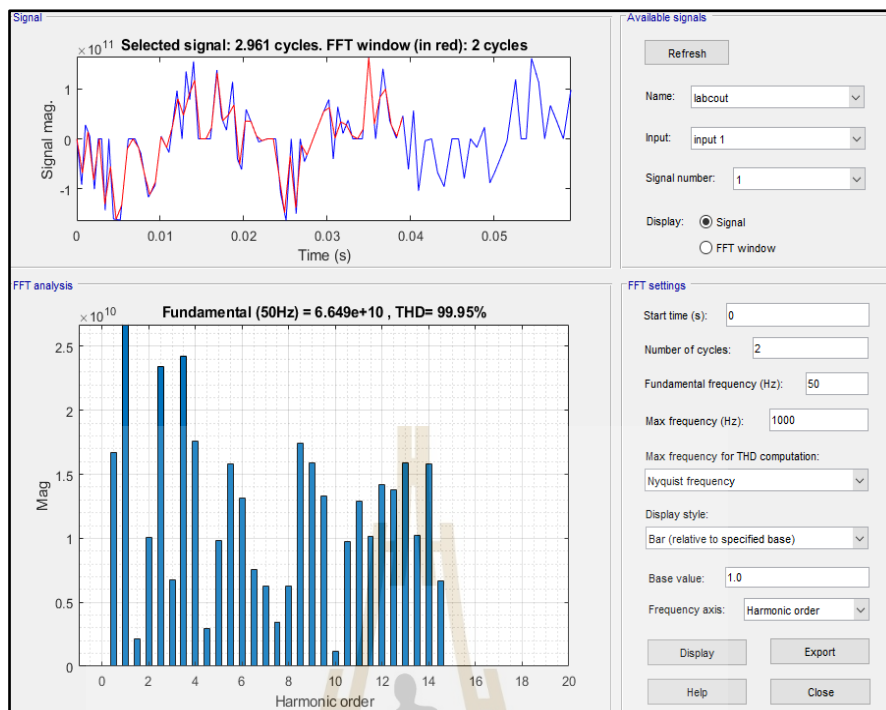
รูปที่ 4.36 ฮาร์มอนิกเฟส A ที่ความเร็วลม 1 เมตรต่อวินาทีก่อนใช้การควบคุมแบบทำนาย



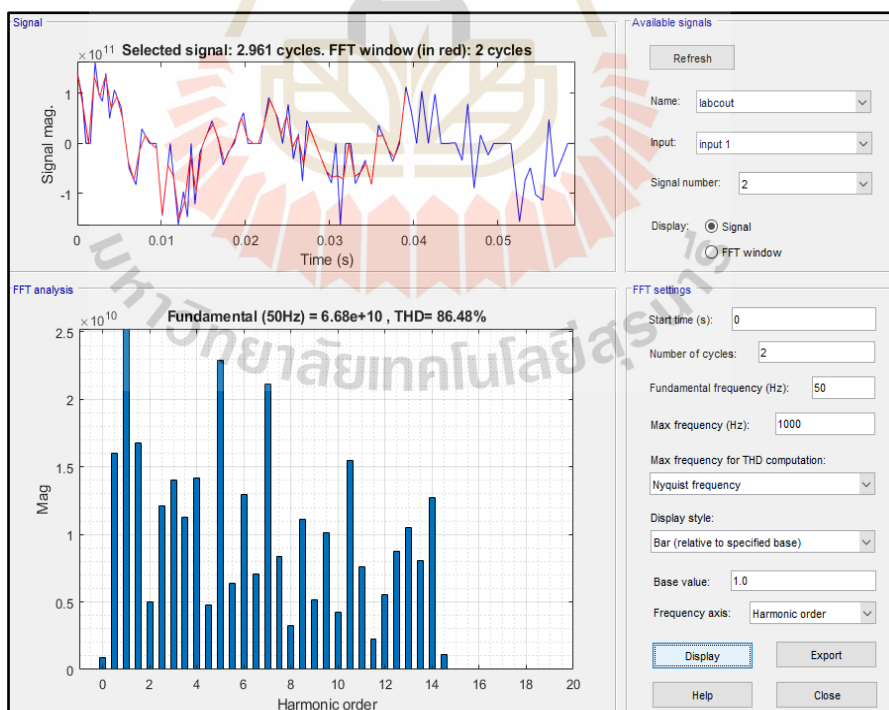
รูปที่ 4.37 ฮาร์มอนิกเฟส B ที่ความเร็วลม 1 เมตรต่อวินาทีก่อนใช้การควบคุมแบบทำนาย



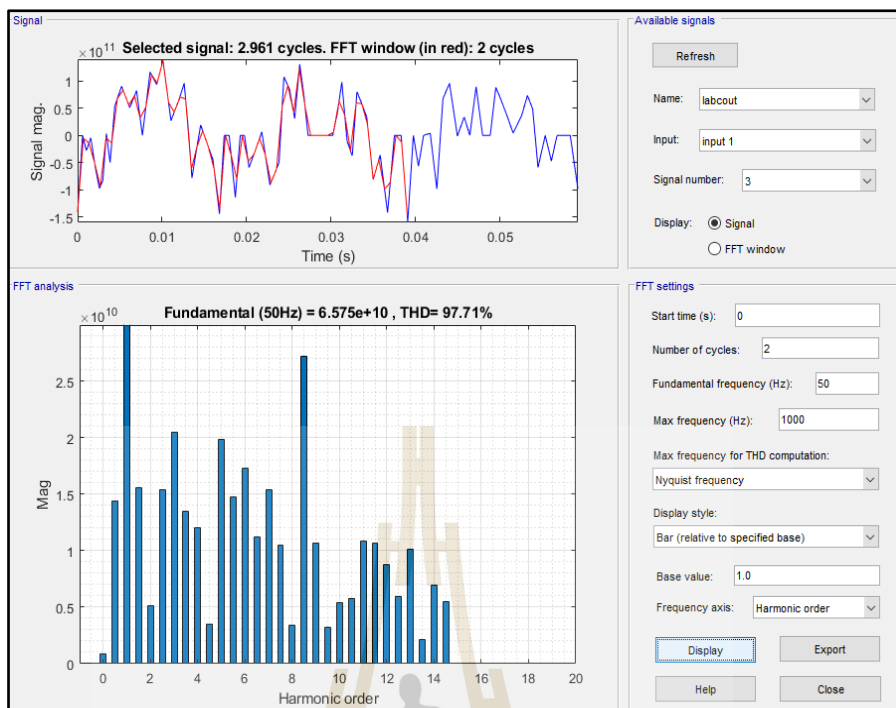
รูปที่ 4.38 ฮาร์มอนิกเฟส C ที่ความเร็วลม 1 เมตรต่อวินาทีก่อนใช้การควบคุมแบบทำนาย



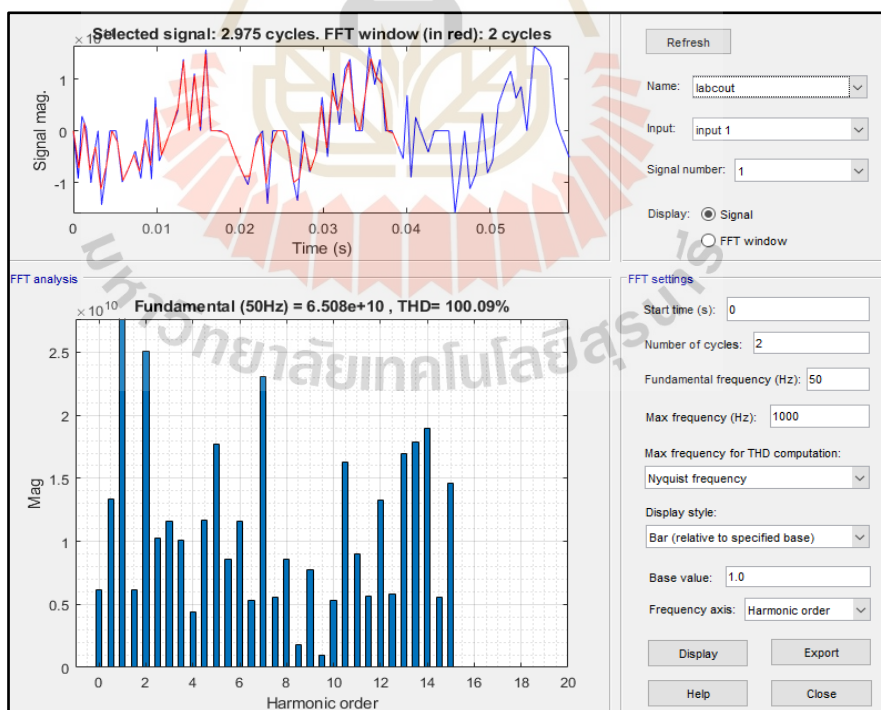
รูปที่ 4.39 ฮาร์มอนิกเฟส A ที่ความเร็วลม 2.5 เมตรต่อวินาทีก่อนใช้การควบคุมแบบทำนาย



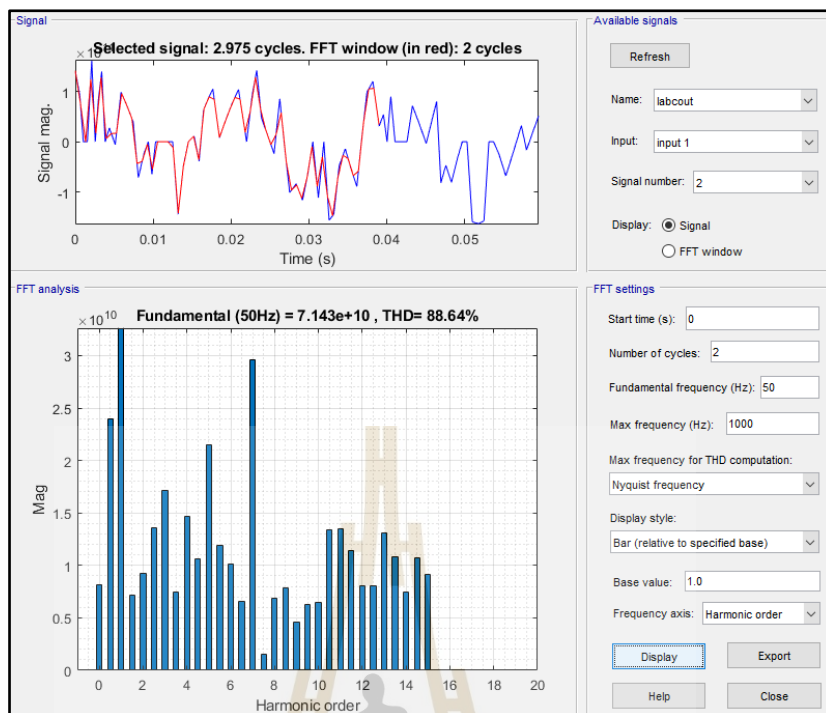
รูปที่ 4.40 ฮาร์มอนิกเฟส B ที่ความเร็วลม 2.5 เมตรต่อวินาทีก่อนใช้การควบคุมแบบทำนาย



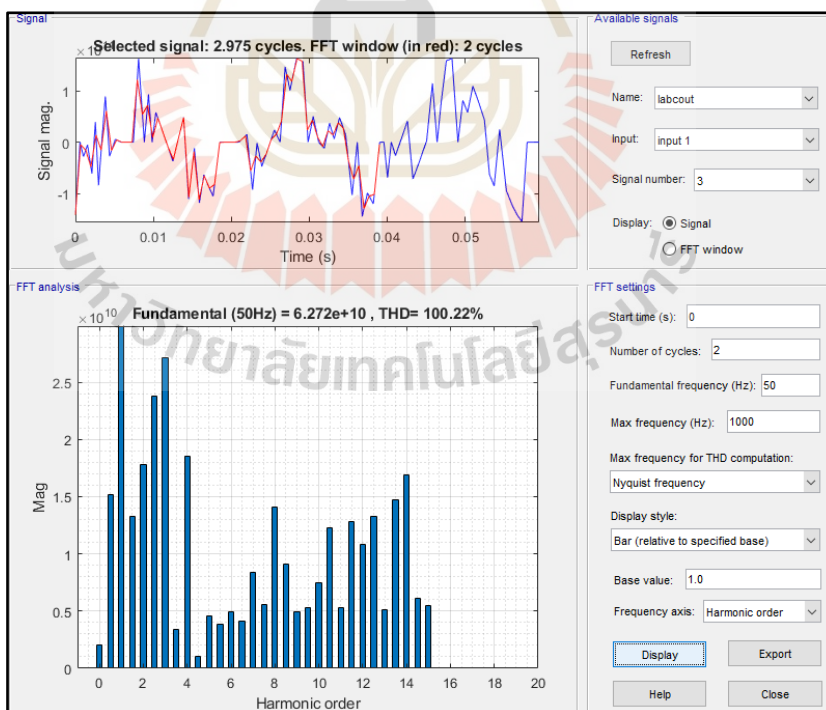
รูปที่ 4.41 ฮาร์มอนิกเฟส C ที่ความเร็วลม 2.5 เมตรต่อวินาทีก่อนใช้การควบคุมแบบทำนาย



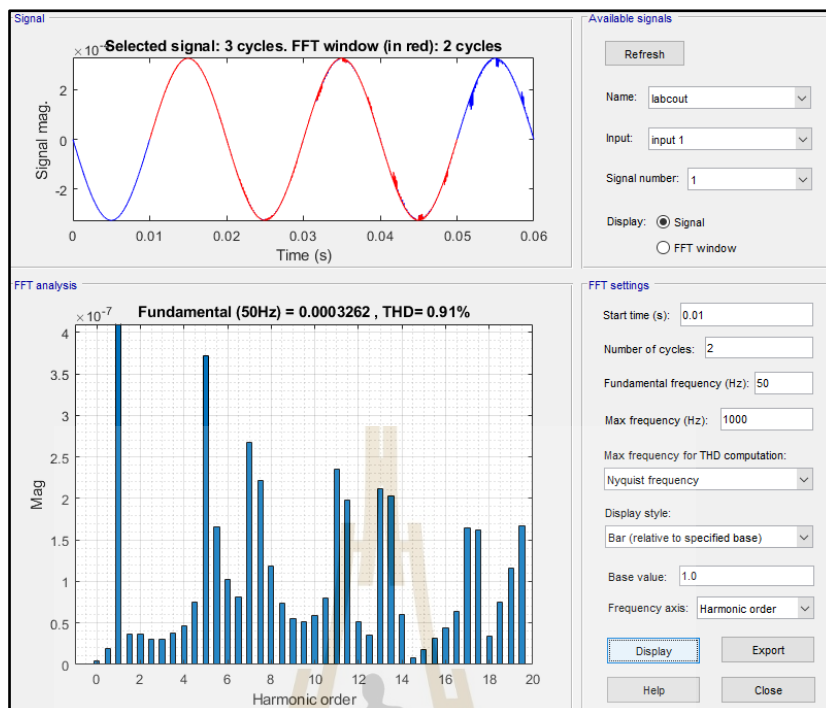
รูปที่ 4.42 ฮาร์มอนิกเฟส A ที่ความเร็วลม 4 เมตรต่อวินาทีก่อนใช้การควบคุมแบบทำนาย



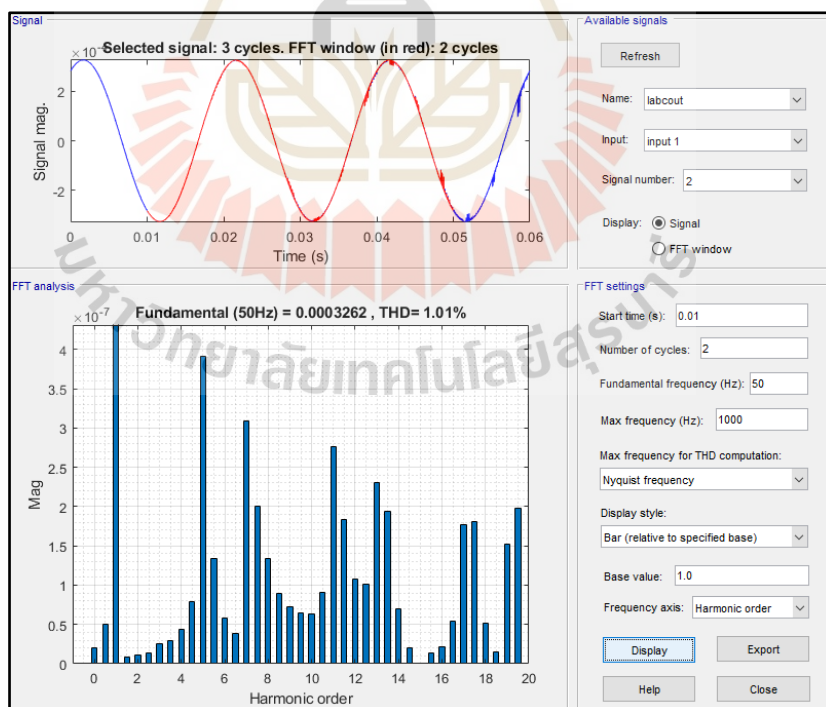
รูปที่ 4.43 ฮาร์มอนิกเฟส B ที่ความเร็วลม 4 เมตรต่อวินาทีก่อนใช้การควบคุมแบบทำนาย



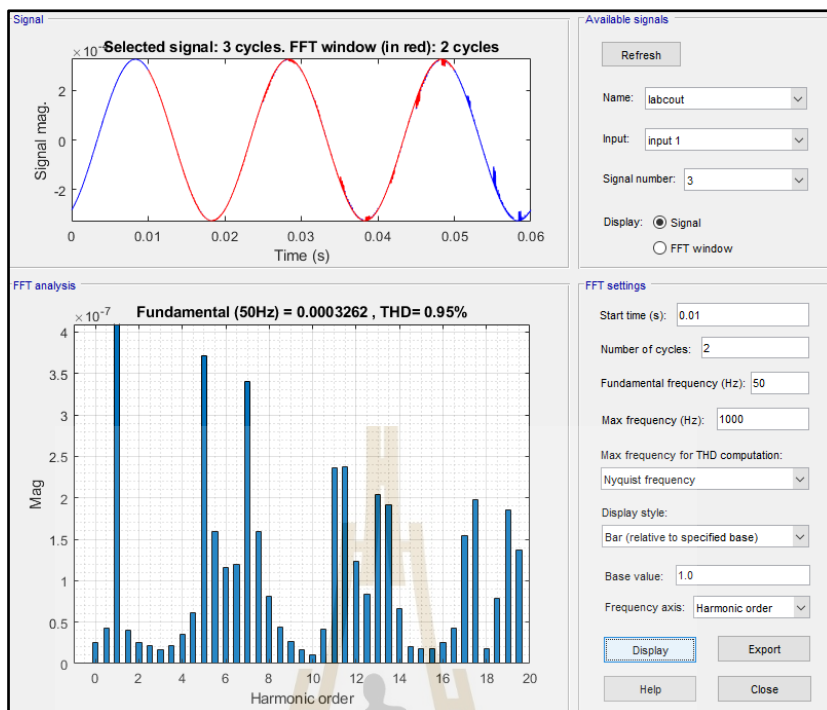
รูปที่ 4.44 ฮาร์มอนิกเฟส C ที่ความเร็วลม 4 เมตรต่อวินาทีก่อนใช้การควบคุมแบบทำนาย



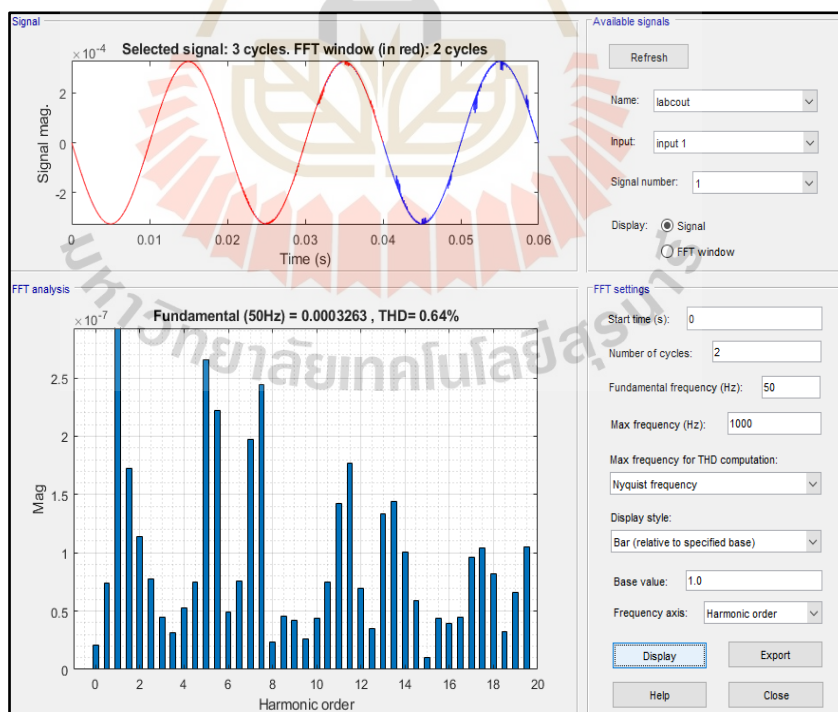
รูปที่ 4.45 ฮาร์มอนิกเฟส A ที่ความเร็วลม 1 เมตรต่อวินาทีหลังใช้การควบคุมแบบทำนาย



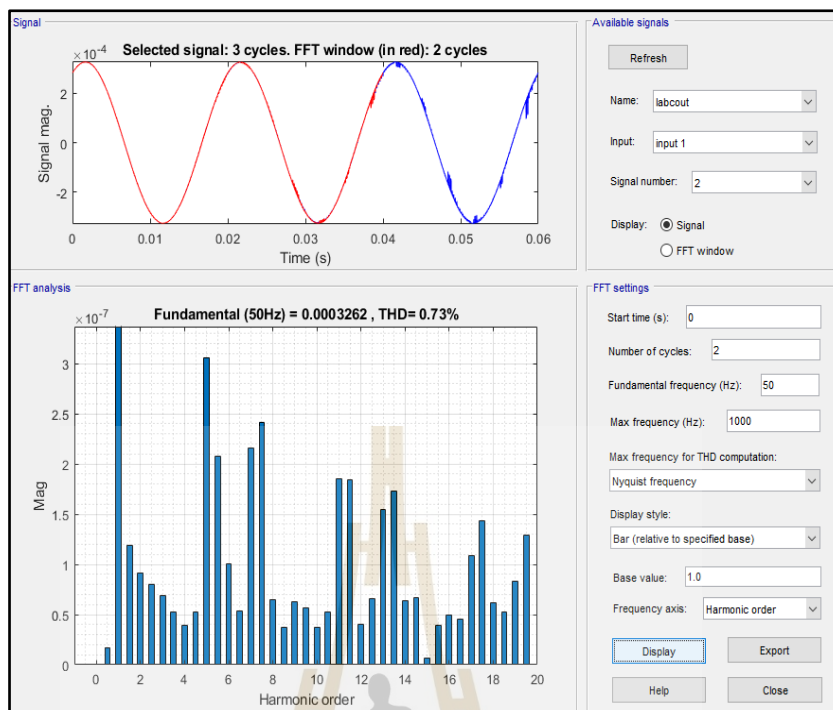
รูปที่ 4.46 ฮาร์มอนิกเฟส B ที่ความเร็วลม 1 เมตรต่อวินาทีหลังใช้การควบคุมแบบทำนาย



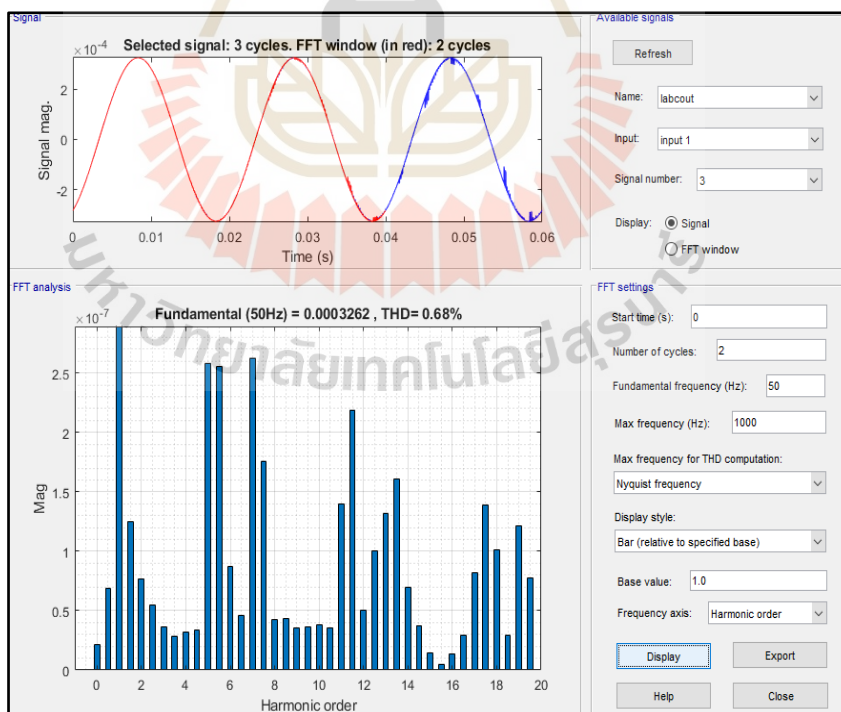
รูปที่ 4.47 ฮาร์มอนิกเฟส C ที่ความเร็วลม 1 เมตรต่อวินาทีหลังใช้การควบคุมแบบทำนาย



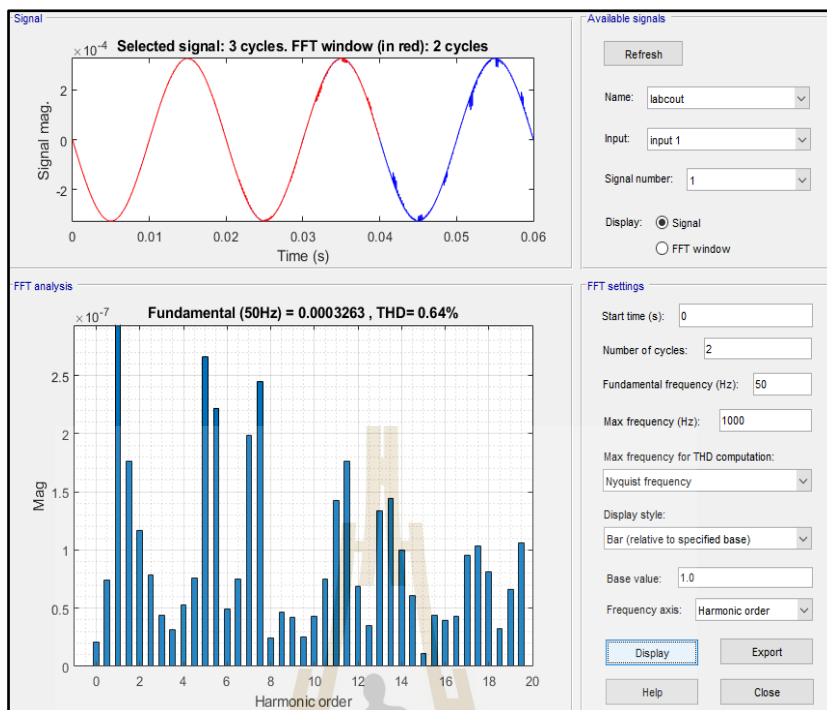
รูปที่ 4.48 ฮาร์มอนิกเฟส A ที่ความเร็วลม 2.5 เมตรต่อวินาทีหลังใช้การควบคุมแบบทำนาย



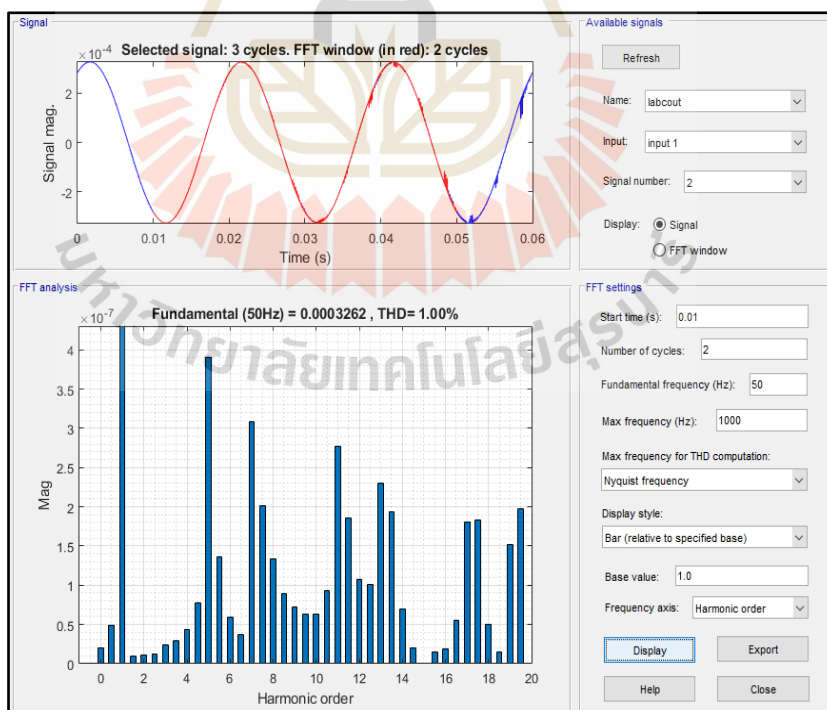
รูปที่ 4.49 ฮาร์มอนิกเฟส B ที่ความเร็วลม 2.5 เมตรต่อวินาทีหลังใช้การควบคุมแบบทำนาย



รูปที่ 4.50 ฮาร์มอนิกเฟส C ที่ความเร็วลม 2.5 เมตรต่อวินาทีหลังใช้การควบคุมแบบทำนาย



รูปที่ 4.51 ฮาร์มอนิกเฟส A ที่ความเร็วลม 4 เมตรต่อวินาทีหลังใช้การควบคุมแบบทำนาย



รูปที่ 4.52 ฮาร์มอนิกเฟส B ที่ความเร็วลม 4 เมตรต่อวินาทีหลังใช้การควบคุมแบบทำนาย



รูปที่ 4.53 ฮาร์มอนิกเฟส C ที่ความเร็วลม 4 เมตรต่อวินาทีหลังใช้การควบคุมแบบทำนาย

ตารางที่ 4.2 ตารางเปรียบเทียบฮาร์มอนิกก่อนและหลังใช้การควบคุมแบบทำนาย

ความเร็วลม (เมตรต่อวินาที)	ฮาร์มอนิกก่อนใช้ การควบคุมแบบทำนาย (%)	ฮาร์มอนิกหลังใช้ การควบคุมแบบทำนาย (%)
1	107.42	0.91
	79.93	1.01
	72.14	0.95
2.5	99.95	0.64
	86.48	0.73
	97.71	0.68
4	100.09	0.64
	88.64	1.00
	100.22	0.95

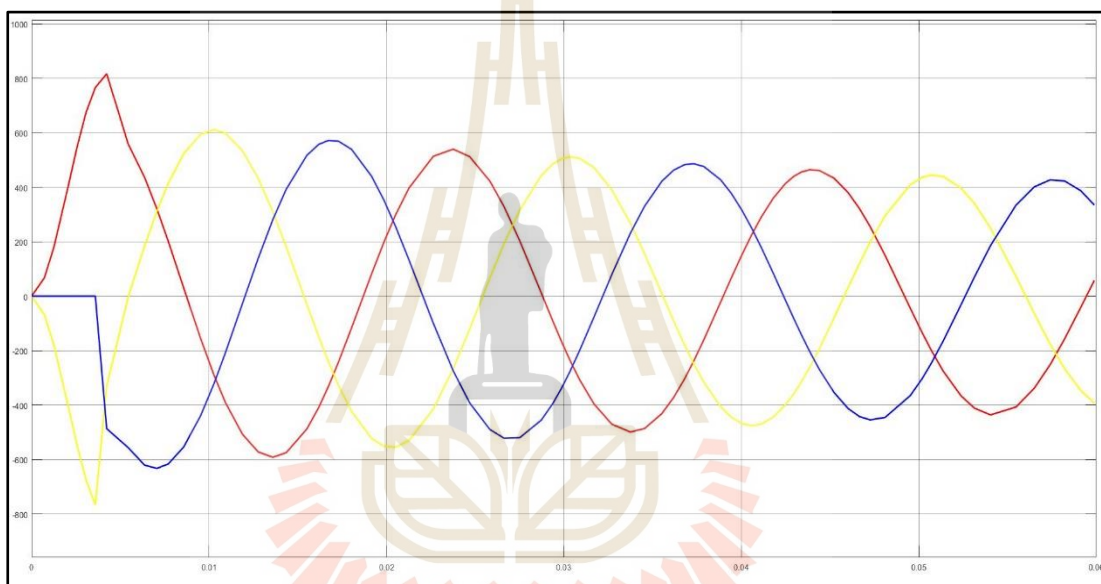
4.3.4.1 สรุป

จากผลการจำลองระบบกักกันลมนี้ เมื่อพิจารณาที่กริดโหลด กระแสไฟฟ้าที่เกิดขึ้นมีฮาร์มอนิกเกิดขึ้นสูงดังตารางที่ 4.2 โดยค่าฮาร์มอนิกก่อนใช้การควบคุมแบบทำนายมีค่าสูงและรูปคลื่นของกระแสไฟฟ้าไม่เป็นรูปคลื่นไซน์ โดยค่ามูลฐานทางไฟฟ้าที่ความถี่ 50 เฮิร์ตซ์ (Fundamental's 50 Hz.) และค่าอัตราส่วนระหว่างค่ารากที่สองของผลรวมกำลังสองของค่าส่วนประกอบฮาร์มอนิก (Total Harmonic Distortion : THD) มีค่าที่สูงมาก ๆ (ดังรูปที่ 4.36 – 4.44) และหลังจากนำการควบคุมแบบทำนาย (รูปที่ 4.2 – 4.5) ค่าฮาร์มอนิก ค่ามูลฐานทางไฟฟ้า ผลรวมกำลังสองของส่วนประกอบฮาร์มอนิก ลดลงอย่างเห็นได้ชัด (รูปที่ 4.45 – 4.53) และสามารถทำให้ค่าฮาร์มอนิกเป็นไปตามมาตรฐาน (IEEE : 519)

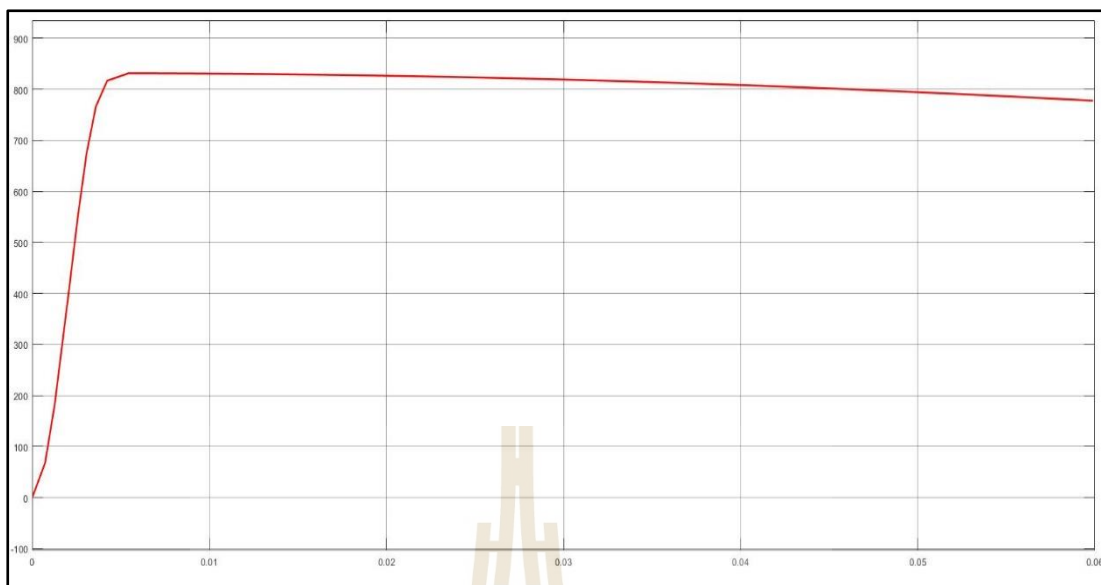


4.3.5 ผลการทดลองกักหน้ลมที่ความเร็วลม 8 เมตรต่อวินาที

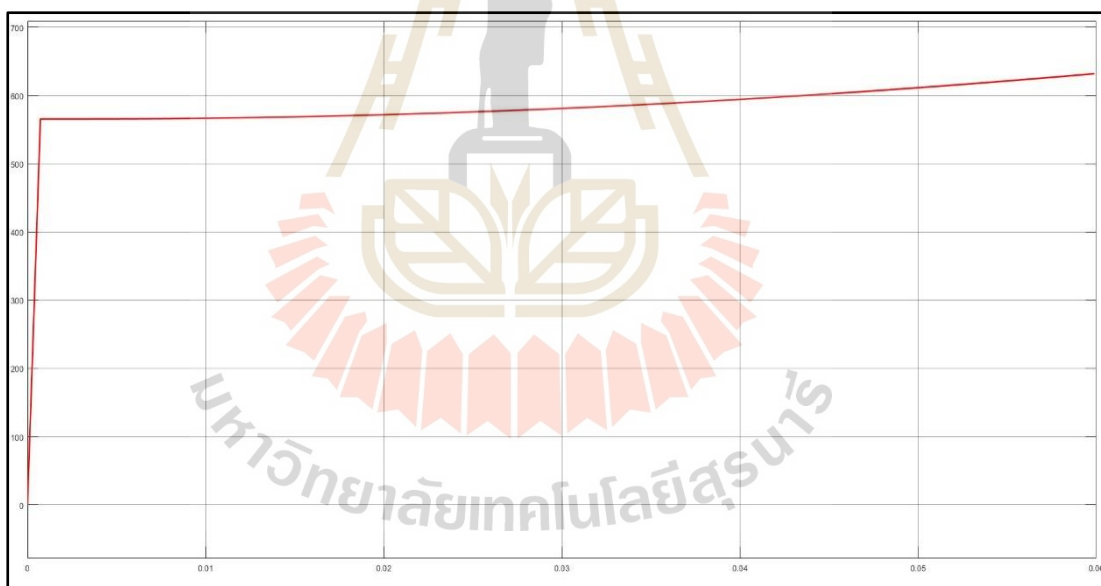
จากผลการทดลองกักหน้ลมที่ความเร็วลม 8 เมตรต่อวินาที โดยจะแสดงผลการทดลองตั้งแต่แรงดันไฟฟ้าที่เครื่องกำเนิดไฟฟ้า แรงดันไฟฟ้าของวงจรเรียงกระแส แรงดันไฟฟ้าของวงจรทวิแรงดันไฟฟ้า แรงดันไฟฟ้าของวงจรอินเวอร์เตอร์ กระแสไฟฟ้าสนามก่อนและหลังของการใช้ตัวสังเกตสถานะ แรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตก่อนการควบคุมแบบทำนาย แรงดันไฟฟ้าที่กริดโหลด กระแสไฟฟ้าที่กริดโหลดก่อนและหลังใช้การควบคุมแบบทำนาย กระแสไฟฟ้ากำลังสองของเฟสเอ เฟสบี และเฟสซี ฮาร์มอนิกกระแสไฟฟ้าของเฟสเอ เฟสบีและเฟสซี ก่อนและหลังใช้การควบคุมแบบทำนาย เป็นต้น เมื่อกักหน้ลมมีความเร็วที่ 8 เมตรต่อวินาที จะได้ผลการทดลองที่คล้ายกับที่ความเร็วลมอื่นดังข้างต้นที่กล่าวผ่านมา



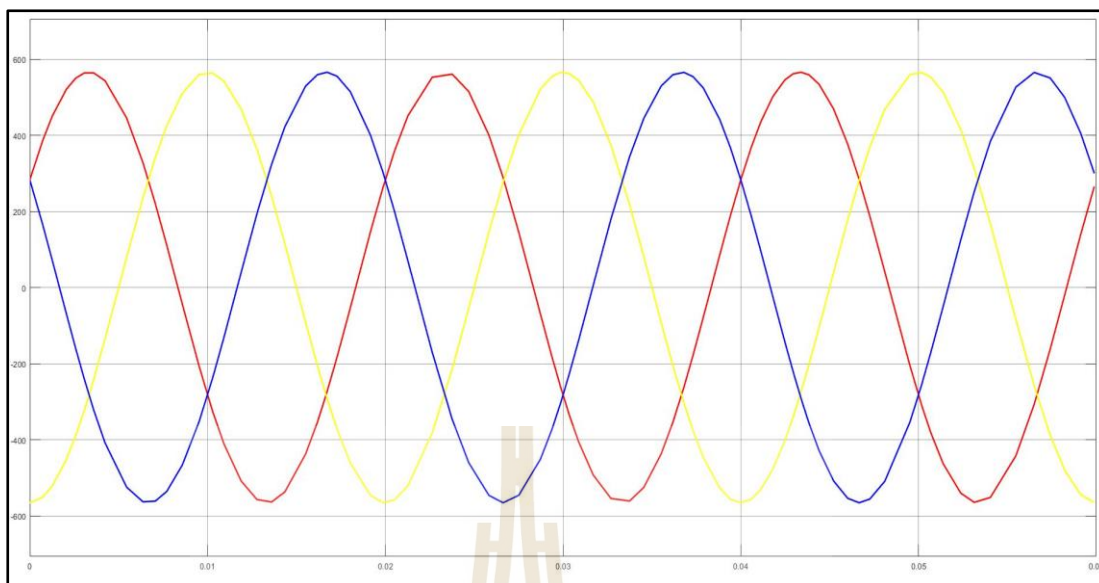
รูปที่ 4.54 แรงดันไฟฟ้าของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าที่ความเร็วลมที่ 8 เมตรต่อวินาที



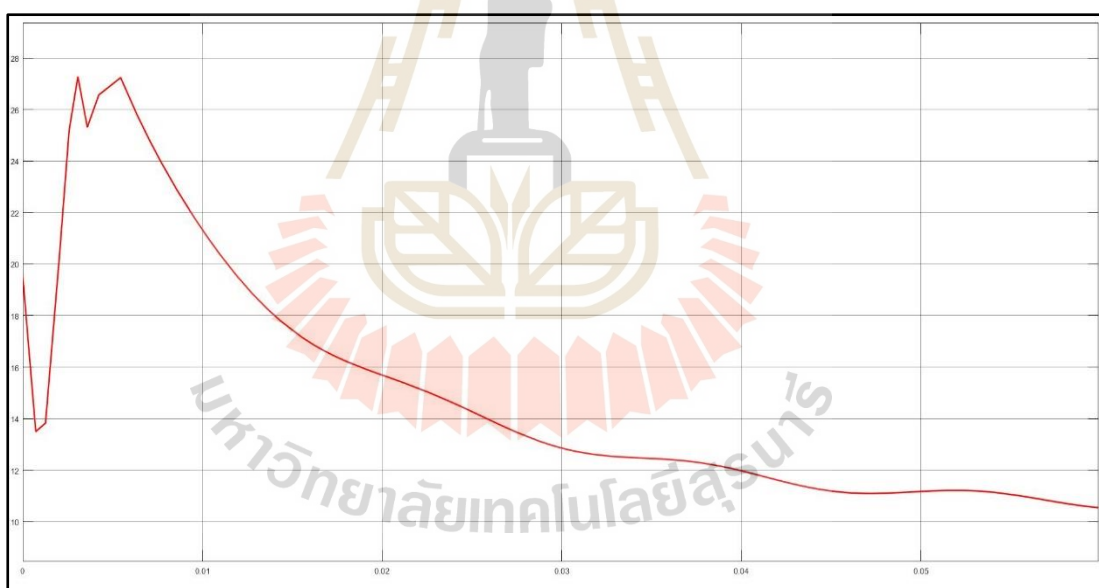
รูปที่ 4.55 แรงดันไฟฟ้าของวงจรเรียงกระแสที่ความถี่ 8 เมตรต่อวินาที



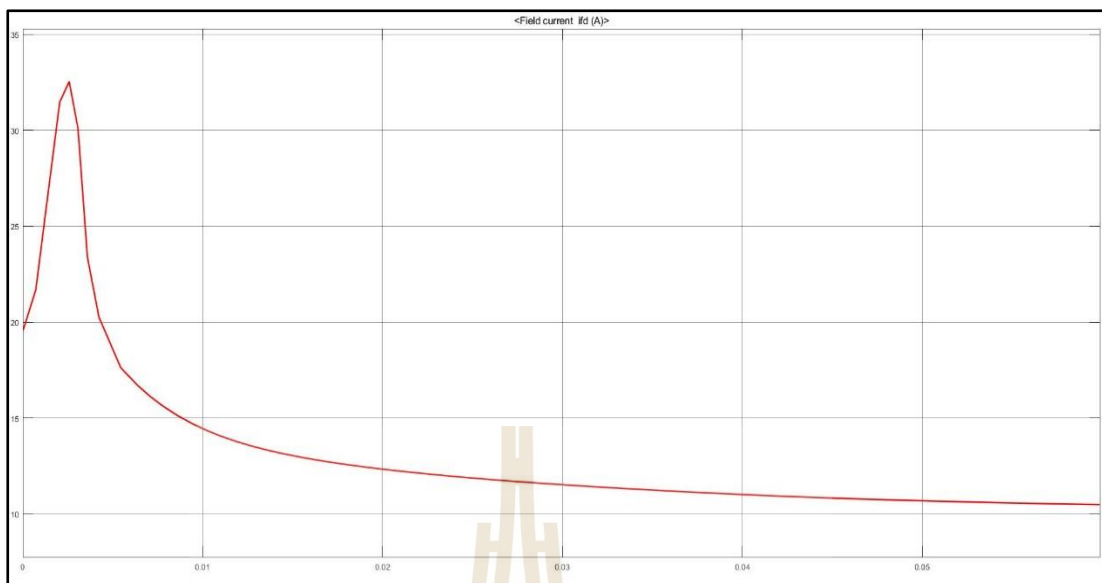
รูปที่ 4.56 แรงดันไฟฟ้าของวงจรทวิแรงดันไฟฟ้าที่ความถี่ 8 เมตรต่อวินาที



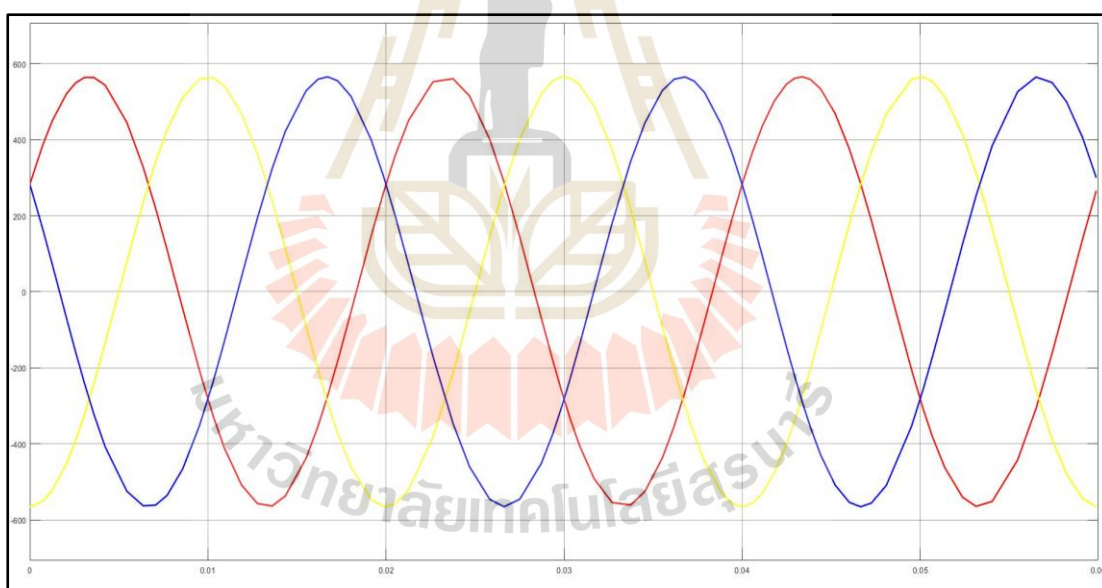
รูปที่ 4.57 แรงดันไฟฟ้าของอินเวอร์เตอร์ที่ความเร็วลมที่ 8 เมตรต่อวินาที



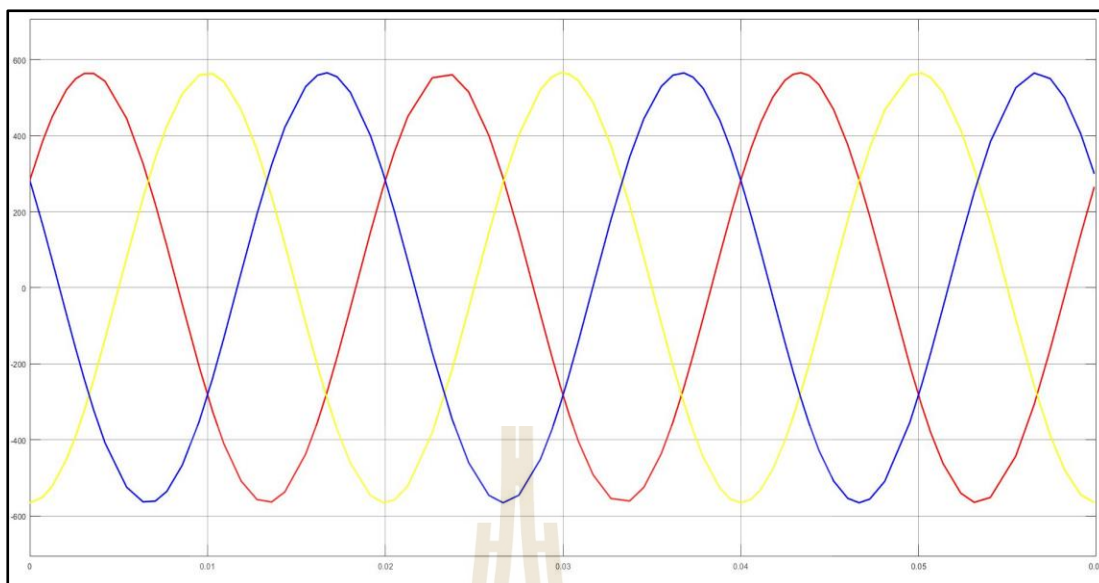
รูปที่ 4.58 กระแสไฟฟ้าสนามก่อนใช้ตัวสังเกตสถานะที่ความเร็วลมที่ 8 เมตรต่อวินาที



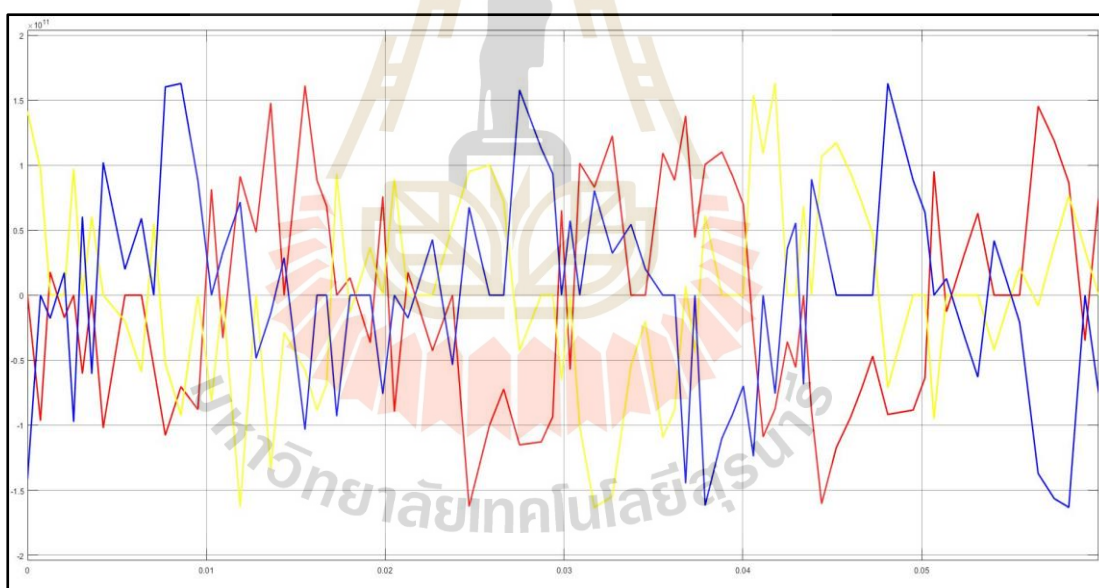
รูปที่ 4.59 กระแสไฟฟ้าสนามหลังใช้ตัวสังเกตสถานะที่ความเร็วลมที่ 8 เมตรต่อวินาที



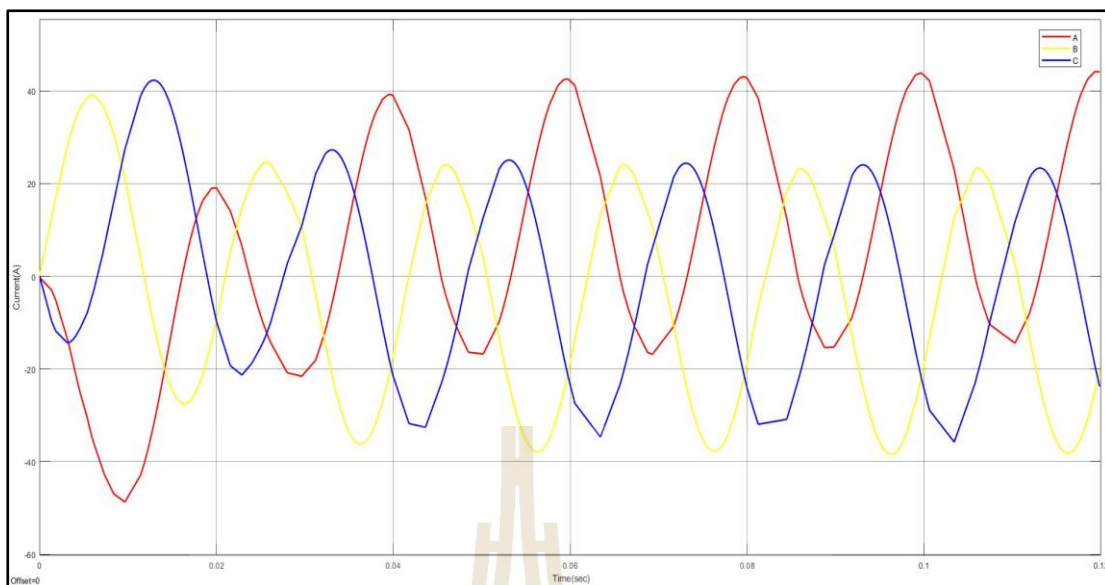
รูปที่ 4.60 แรงดันไฟฟ้าที่กริดโหลตก่อนการควบคุมแบบทำนายที่ความเร็วลมที่ 8 เมตรต่อวินาที



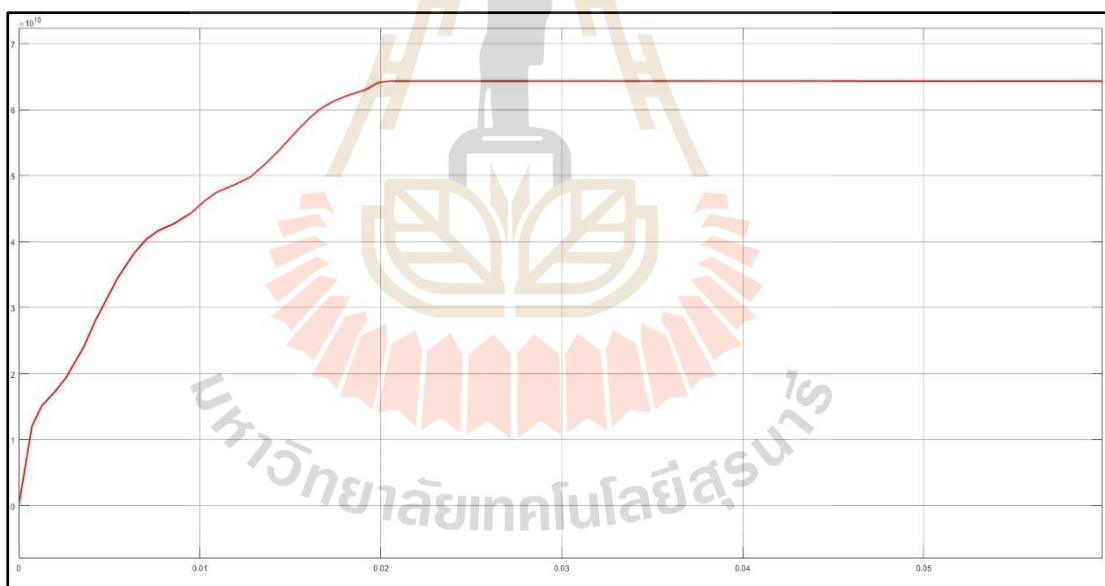
รูปที่ 4.61 แรงดันไฟฟ้าที่กริดโหนดหลังการควบคุมแบบทำนายที่ความถี่ 8 เมตรต่อวินาที



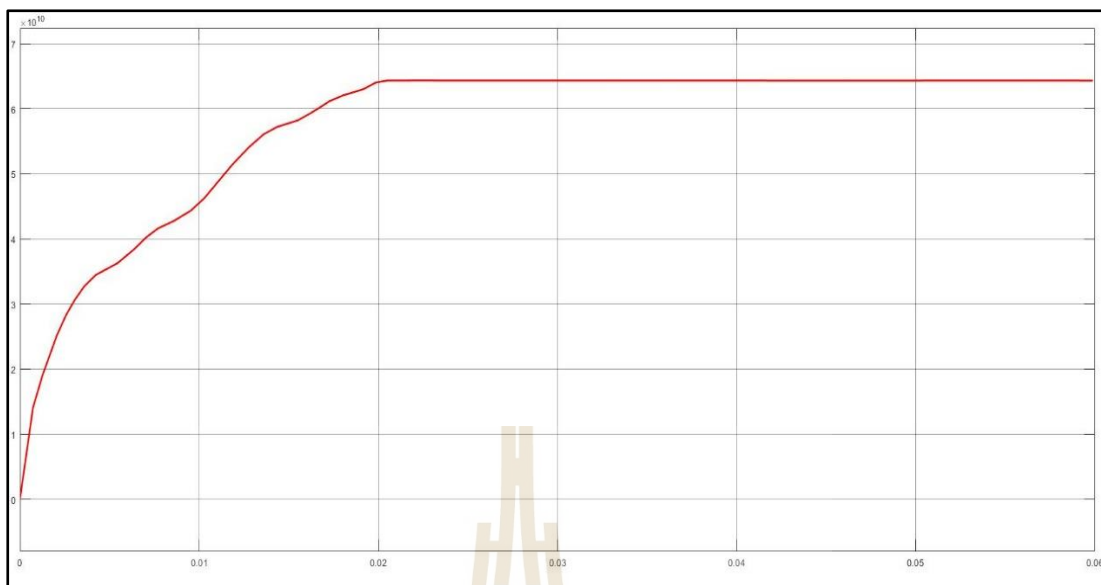
รูปที่ 4.62 กระแสไฟฟ้าที่กริดโหนดก่อนการควบคุมแบบทำนายที่ความถี่ 8 เมตรต่อวินาที



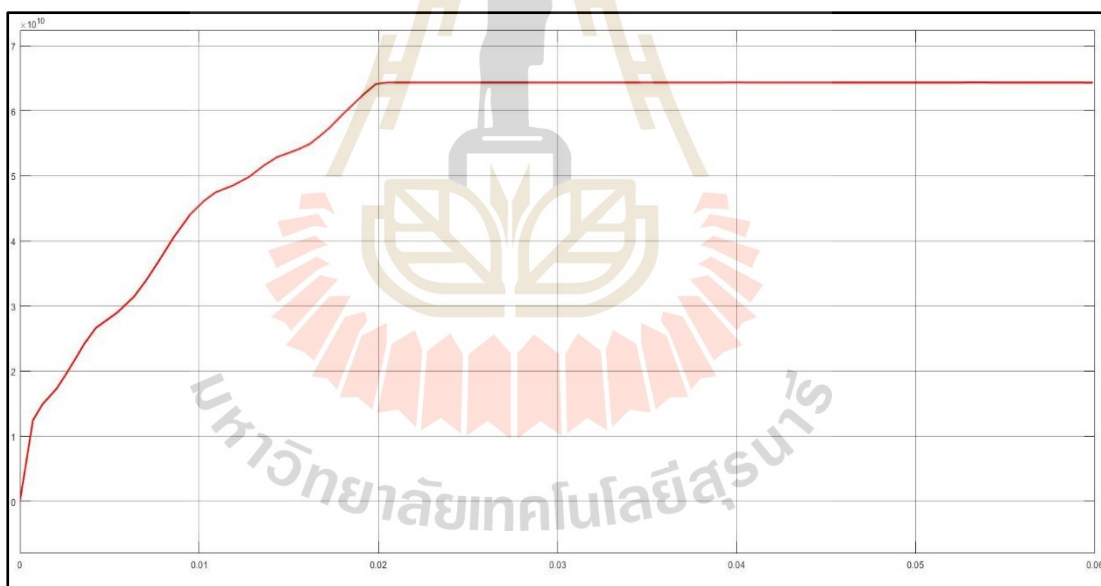
รูปที่ 4.63 กระแสไฟฟ้าที่กริดโหนดหลังการควบคุมแบบทำนายที่ความเร็วลมที่ 8 เมตรต่อวินาที



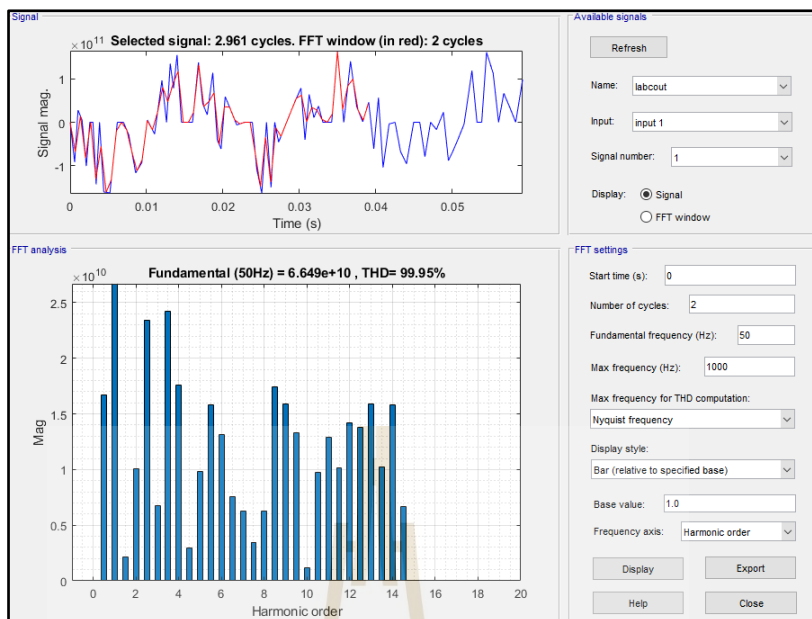
รูปที่ 4.64 กระแสไฟฟ้าที่กริดโหนดเฟส A ที่ความเร็วลมที่ 8 เมตรต่อวินาที



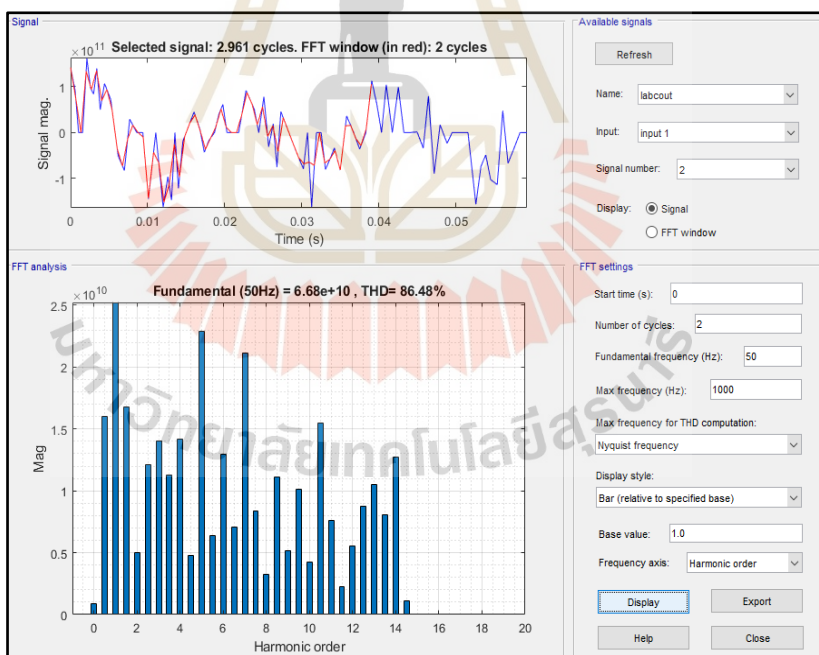
รูปที่ 4.65 กระแสไฟฟ้าที่กริดโหนดเฟส B ที่ความเร็วลมที่ 8 เมตรต่อวินาที



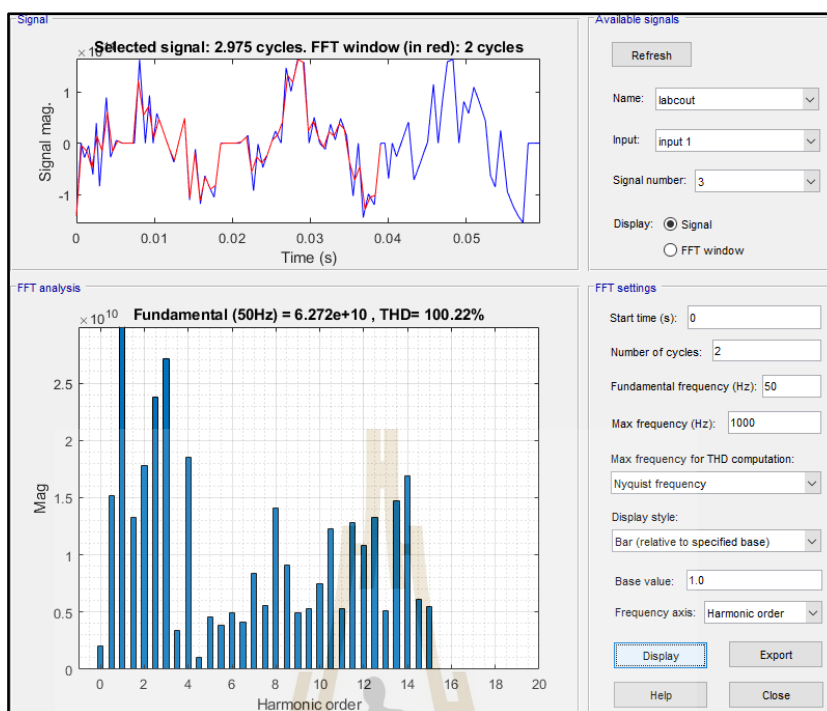
รูปที่ 4.66 กระแสไฟฟ้าที่กริดโหนดเฟส C ที่ความเร็วลมที่ 8 เมตรต่อวินาที



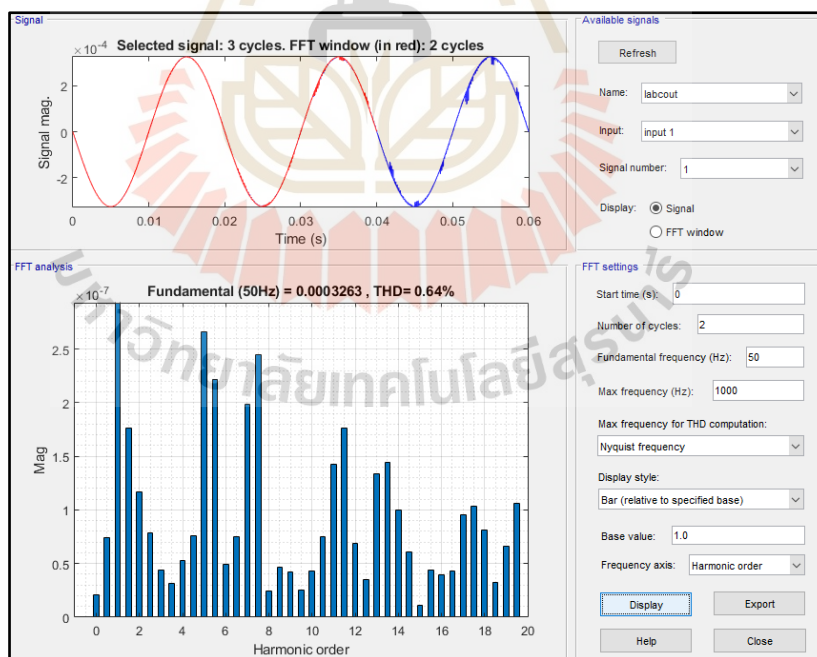
รูปที่ 4.67 ฮาร์มอนิกเฟส A ที่ความเร็วลม 8 เมตรต่อวินาทีก่อนใช้การควบคุมแบบทำนาย



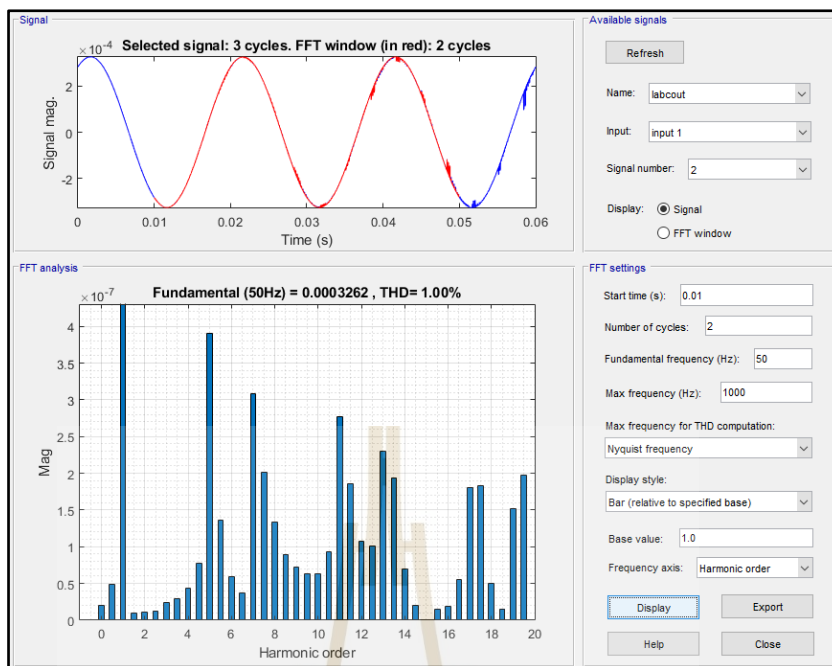
รูปที่ 4.68 ฮาร์มอนิกเฟส B ที่ความเร็วลม 8 เมตรต่อวินาทีก่อนใช้การควบคุมแบบทำนาย



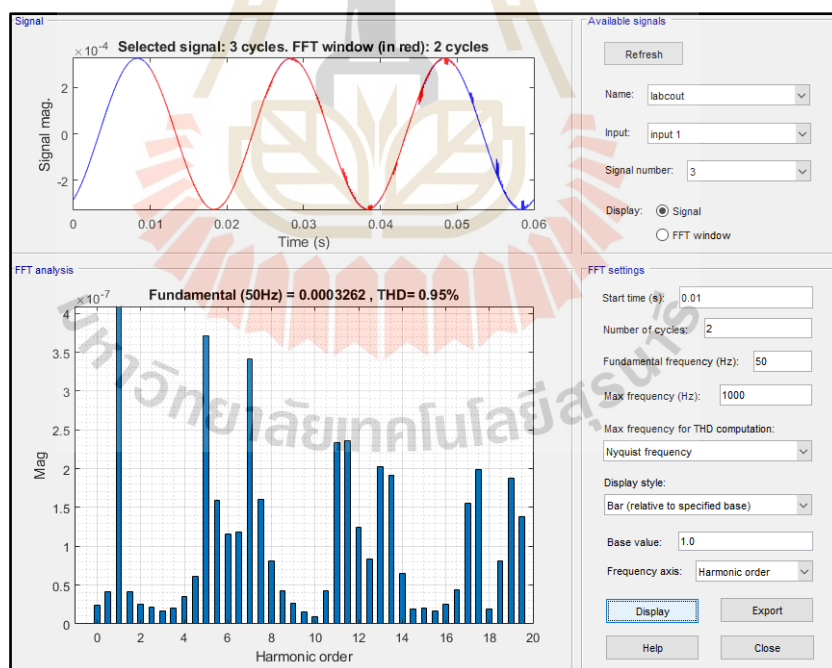
รูปที่ 4.69 ฮาร์มอนิกเฟส C ที่ความเร็วลม 8 เมตรต่อวินาทีก่อนใช้การควบคุมแบบทำนาย



รูปที่ 4.70 ฮาร์มอนิกเฟส A ที่ความเร็วลม 8 เมตรต่อวินาทีหลังใช้การควบคุมแบบทำนาย



รูปที่ 4.71 ฮาร์มอนิกเฟส B ที่ความเร็วลม 8 เมตรต่อวินาทีหลังใช้การควบคุมแบบทำนาย



รูปที่ 4.72 ฮาร์มอนิกเฟส C ที่ความเร็วลม 8 เมตรต่อวินาทีหลังใช้การควบคุมแบบทำนาย

4.3.5.1 สรุป

จากผลการทดลองกักหันทันที่ความเร็ว 8 เมตรต่อวินาที เมื่อพิจารณาแรงดันไฟฟ้าของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าจะมีลักษณะที่เหมือนกันกับความเร็วอื่น ๆ กระแสสนามของเครื่องกำเนิดจะเป็นเช่นเดียวกับกระแสสนามของความเร็วลมอื่นเช่นเดียวกัน โดยกระแสสนามก่อนการใช้ตัวสังเกตสถานะมาปรับปรุงจะมีลักษณะไม่ราบเรียบและใช้เวลามากกว่าที่จะเข้าสู่สถานะคงที่ เมื่อพิจารณาที่กริดโพลตรงดันไฟฟ้ามีลักษณะเป็นรูปคลื่นไซด์ แต่กระแสไฟฟ้าที่กริดโพลกลับไม่เป็นตามรูปคลื่นไซด์และมีฮาร์มอนิกเข้ามาเกี่ยวข้องกับระบบกักหันทันนี้ค่อนข้างสูง จึงนำวิธีการควบคุมแบบทำนายมาช่วยปรับปรุงกระแสไฟฟ้า เพื่อลดฮาร์มอนิกที่เกิดขึ้นให้เป็นตามมาตรฐานไออีอีอี (IEEE Standard)



บทที่ 5

สรุปและข้อเสนอแนะ

5.1 สรุป

งานวิทยานิพนธ์นี้ได้นำเสนอการดำเนินการวิจัยเกี่ยวกับสมรรถนะเหมาะสมที่สุดของระบบเครื่องกำเนิดไฟฟ้ากังหันลมโดยใช้การควบคุมแบบทำนายและตัวสังเกตสถานะ สำหรับการจำลองนี้ ได้ใช้แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ซึ่งอยู่ในรูปแบบของสมการทั่วไปและรูปแบบเมทริกซ์ การจำลองระบบกังหันลมเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเชิงโรตอร์แม่เหล็กถาวร โดยแบ่งเป็น 3 ส่วนหลัก ๆ คือ กังหันลมและเครื่องกำเนิดไฟฟ้า วงจรไฟฟ้า และกริดโพล และจะใช้วิธีการควบคุมแบบทำนายและตัวสังเกตสถานะเพื่อเพิ่มสมรรถนะของระบบกังหันลม และลดฮาร์มอนิกให้เป็นตามมาตรฐาน (IEEE 519) โดยการตัวสังเกตสถานะจะนำกระแสไฟฟ้าสนามของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเชิงโรตอร์มาปรับปรุงโดยผ่านแบบจำลองตัวสังเกตสถานะและส่งกระแสไฟฟ้าสนามกลับไปยังเครื่องกำเนิดไฟฟ้า เพื่อให้กระแสสนามมีความราบเรียบและเสถียรมากขึ้น การควบคุมแบบทำนายจะนำแรงดันไฟฟ้าจากวงจรไฟฟ้าอินเวอร์เตอร์มาทำนาย โดยผ่านแบบจำลองการควบคุมแบบทำนายและส่งแรงดันไฟฟ้ากลับไปยังระบบกังหันลม เพื่อลดฮาร์มอนิกที่เกิดขึ้นที่กระแสไฟฟ้าสามเฟสของกริดโพล ในการจำลองของระบบกังหันลมนี้จะใช้ความเร็วลม 3 แบบคือ 1 เมตรต่อวินาที 2.5 เมตรต่อวินาที และ 4 เมตรต่อวินาที การดำเนินการวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ได้สำเร็จลุล่วงตามวัตถุประสงค์ โดยสามารถสรุปผลการดำเนินการวิจัยได้ดังต่อไปนี้

บทที่ 1 ได้นำเสนอความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา โดยกล่าวถึงปัญหาพลังงานลมที่เกิดขึ้นในระบบกังหันลมในประเทศไทย เนื้อหาในบทที่ 1 ยังกล่าวถึงวัตถุประสงค์ ข้อตกลงเบื้องต้น ขอบเขตวิทยานิพนธ์ และประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับจากงานวิจัยนี้

บทที่ 2 ได้นำเสนอปริทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง ซึ่งทำให้ทราบหลักการแนวคิดของระบบกังหันลมที่เครื่องไฟฟ้าเชิงโรตอร์และเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเชิงโรตอร์แม่เหล็กถาวร อีกทั้งโครงสร้างการทำงานต่าง ๆ ตัวสังเกตสถานะหรือตัวสังเกตการณ์ (State - Observer) โดยตัวสังเกตการณ์จะนำมาใช้ระบุพารามิเตอร์ต่าง ๆ หรือกระแสไฟฟ้าที่มีความผิดพลาดเพื่อนำมาปรับปรุงให้มีศักยภาพที่มากขึ้น การควบคุมแบบทำนาย (Model Predictive Control) โดยนำค่าพารามิเตอร์ที่จะทำนาย เช่น กระแสไฟฟ้า ความถี่โพล (Load Frequency Control : LFC) สัญญาณพีดับเบิลยูเอ็ม (Pulse Width Modulation : PWM) เป็นต้น มาปรับปรุงโดยผ่านตัวควบคุมแบบทำนายและป้อนกลับไปยังระบบ ทำให้สามารถลดฮาร์มอนิกที่เกิดขึ้นกับระบบกังหันลมนี้ได้

บทที่ 3 ได้นำเสนอเกี่ยวกับทฤษฎีบทที่เกี่ยวข้อง โดยหัวข้อแรกจะนำเสนอเกี่ยวกับกังหันลมความเร็วลมของประเทศไทย ค่าพารามิเตอร์เกี่ยวกับกังหันลม ค่าสัมประสิทธิ์ต่าง ๆ ของกังหันลมประเภทของกังหันลมโดยแบ่งเป็น 2 ประเภทคือ กังหันลมแกนหมุนแนวตั้งและกังหันลมแกนหมุนแนวนอน หัวข้อถัดไปคือเครื่องกำเนิดไฟฟ้าแบบเชิงโรตอร์ อธิบายเกี่ยวกับโครงสร้างเครื่องกำเนิดไฟฟ้า วงจรสมมูล ค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ

หัวข้อถัดไปคือ เครื่องกำเนิดไฟฟ้าแบบซิงโครนัสแม่เหล็กถาวรนำเสนอเกี่ยวกับโครงสร้างเครื่องกำเนิดไฟฟ้าแบบแม่เหล็กถาวร ค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ หัวข้อถัดไปคือ วงจรไฟฟ้า โดยจะมีวงจรไฟฟ้า 3 แบบคือ วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบเต็มคลื่น วงจรทรีแรงดันไฟฟ้า และวงจรอินเวอร์เตอร์สามเฟส จะอธิบายถึงโครงสร้างของวงจรไฟฟ้าทั้ง 3 แบบ สมการที่ใช้เพื่อการออกแบบวงจรไฟฟ้า หัวข้อถัดไปคือ กริดไฟฟ้า นำเสนอเกี่ยวกับโครงสร้าง สมการของกริดไฟฟ้าที่ใช้ในระบบกังหันลม หัวข้อถัดไปคือการควบคุมมุมพิช นำเสนอเกี่ยวกับการปรับมุมพิชของกังหันลม โดยใช้ตัวควบคุมพีไอมาควบคุมเพื่อให้มีเสถียรภาพมากขึ้น หัวข้อถัดไปคือตัวสังเกตสถานะ นำเสนอเกี่ยวกับทฤษฎีบทตัวสังเกตการณ์ของลุงเบอร์เกอร์ ที่สามารถตรวจจับหรือสังเกตสถานะหรือพารามิเตอร์ต่าง ๆ ได้ โดยใช้สมการที่ 3.40 เป็นตัวสังเกตสถานะ และใช้เมทริกซ์ L ตรวจจับค่าความผิดพลาดของสิ่งที่สังเกต เพื่อนำสิ่งที่สังเกตมาปรับปรุง ดังรูปที่ 3.19 – 3.20 หัวข้อถัดไปคือการควบคุมแบบทำนาย ได้นำเสนอเกี่ยวกับการทำนายอนาคตต่าง ๆ ของระบบที่สนใจ และการหาค่าเหมาะสมที่สุดของการทำนาย โดยใช้สมการทั่วไปของการทำนายมาปรับปรุงใช้กับระบบที่ศึกษา

บทที่ 4 ได้นำเสนอเกี่ยวกับโปรแกรมการจำลองและผลการจำลองของการหาค่าเหมาะสมที่สุดสำหรับกังหันลมด้วยเครื่องกำเนิดไฟฟ้าซิงโครนัส โดยความเร็วลมที่นำมาใช้ในการจำลองมีทั้งหมด 3 แบบคือ ความเร็วลมที่ 1, 2.5 และ 4 เมตรต่อวินาที หัวข้อแรกที่นำเสนอคือ ระบบกังหันลมด้วยเครื่องกำเนิดไฟฟ้าโดยใช้ตัวสังเกตสถานะและการควบคุมแบบทำนาย โดยจะนำเสนอถึงส่วนประกอบของระบบกังหันลมมีทั้งหมด 4 ส่วนคือ กังหันลม เครื่องกำเนิดไฟฟ้าแบบซิงโครนัส วงจรไฟฟ้า และกริดโพลต์ ซึ่งในส่วนของกังหันลมใช้การควบคุมพีไอเพื่อมาปรับมุมพิชให้ลักษณะกำลังของมุมพิชดีขึ้น ส่วนของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าใช้ตัวสังเกตสถานะมาปรับปรุงกระแสไฟฟ้าสนามของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าให้มีคุณลักษณะดีขึ้น เพื่อลดฮาร์มอนิกที่สามารถเกิดขึ้นได้ ส่วนของวงจรไฟฟ้าแบ่งออกเป็น 3 ส่วนคือ วงจรเรียงกระแสไฟฟ้าแบบบริดจ์ วงจรทรีแรงดันไฟฟ้า และวงจรอินเวอร์เตอร์ โดยวงจรไฟฟ้าทั้งหมดจะทำหน้าที่แปลงแรงดันไฟฟ้าที่ได้จากเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเพื่อให้เข้ากับกริดโพลต์ได้ และในที่วงจรอินเวอร์เตอร์มีการนำการควบคุมแบบทำนายมาควบคุมกระแสไฟฟ้าของกริดโพลต์ เพื่อลดฮาร์มอนิกกระแสไฟฟ้าที่เกิดจากตัววงจรไฟฟ้าและเครื่องกำเนิดไฟฟ้าได้ หัวข้อถัดไปคือ ผลการจำลองของระบบกังหันลม โดยส่วนแรกคือ ผลการจำลองของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าและวงจรไฟฟ้า แสดงให้เห็นถึงแรงดันไฟฟ้าของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าและวงจรไฟฟ้าที่ความเร็วลมที่ต่าง ๆ กัน ซึ่งแรงดันไฟฟ้าที่ออกจากเครื่องกำเนิดไฟฟ้ามีใกล้เคียงกัน แต่ไม่สามารถนำมาเชื่อมต่อกับกริดโพลต์ได้โดยตรง จึงนำวงจรไฟฟ้าทั้งสามวงจรไปเชื่อมต่อเพื่อทำให้แรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าไหลเข้าไปหากกริดโพลต์ได้ ส่วนต่อไปคือ ผลการจำลองของตัวสังเกตสถานะ โดยใช้ตัวสังเกตสถานะไปสังเกตกระแสไฟฟ้าสนามของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเพื่อลดฮาร์มอนิกที่สามารถเกิดขึ้นจากเครื่องกำเนิดไฟฟ้าได้ ส่วนถัดไปคือ ผลการจำลองกริดโพลต์และการควบคุมแบบทำนาย นำเสนอแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าของกริดโพลต์ โดยกระแสไฟฟ้าของกริดโพลต์ก่อนมีการควบคุมแบบทำนาย กระแสไฟฟ้ามีฮาร์มอนิกที่สูงมาก ซึ่งฮาร์มอนิกที่เกิดขึ้นในระบบมาจากเครื่องกำเนิดไฟฟ้า วงจรไฟฟ้าต่าง ๆ และเมื่อใช้การควบคุมแบบทำนายกระแสไฟฟ้าของกริดโพลต์มีฮาร์มอนิกลดลงอย่างเห็นได้ชัด ส่วนถัดไปคือ ฮาร์มอนิกที่เกิดขึ้นในการจำลอง นำเสนอฮาร์มอนิกที่เกิดขึ้นที่กริดโพลต์ โดยความเร็วลมทั้งสามก่อนใช้การควบคุมแบบทำนายมีฮาร์มอนิกสูงถึง 70 – 100 เปอร์เซ็นต์ และ

หลังใช้การควบคุมแบบทำนายมาช่วยปรับปรุง ซึ่งฮาร์มอนิกลดลงสูงมาก เหลือประมาณ 0.9 – 1 เปอร์เซ็นต์ ด้วยวิธีตัวสังเกตสถานะและการควบคุมแบบทำนายสามารถลดฮาร์มอนิกได้ตามมาตรฐาน (IEEE : 519) ได้จริง

5.2 ข้อเสนอแนะ

1. ในการจำลองระบบกังหันลมที่เชื่อมต่อกับกริดโพลด โดยใช้การควบคุมแบบทำนายและตัวสังเกตสถานะมาเพิ่มสมรรถนะของระบบกังหันลม ในการจำลองงานวิจัยนี้ได้ทำการกริดโพลดเพียง 1 แบบเท่านั้น ในงานวิจัยต่อไปอาจจะเพิ่มกริดโพลดมากกว่า 1 แบบ
2. ในการจำลองระบบกังหันลมโดยใช้ตัวควบคุมแบบทำนายและตัวสังเกตสถานะ ในงานวิจัยนี้ใช้ตัวควบคุมแบบทำนาย ทำนายที่กระแสไฟฟ้าที่กริดโพลดเพียงอย่างเดียว ซึ่งงานวิจัยต่อไปอาจนำตัวควบคุมแบบทำนายมาทำนายที่อื่น เช่น เครื่องกำเนิดไฟฟ้า เป็นต้น
3. เวลาทำการจำลองระบบกังหันลม ควรใช้คอมพิวเตอร์ที่มีคุณภาพดี ไม่อย่างนั้นเวลาจำลองอาจทำให้เครื่องค้างและผลลัพธ์ผิดเพี้ยนไปได้



รายการอ้างอิง

- A. Hwas and R. Katebi. (2012). Wind Turbine PI Pitch Angle Control. **IFAC Conference on Advances in PID Control**. Brescia. Italy.
- C. Ramonas and V. Adomavicius. (2013) Research of the Converter Control Possibilities in the Grid - tied Renewable Energy Power Plant. **ELEKTRONICA IR ELEKTROTECHNIKA**. ISSN 1392-1215. Vol.19. No.10.
- Č. Ramonas, V. Kepalas and V. Adomavičius. (2009). Research of the Usage of Doubled Generators in Wind Turbines. **ELEKTRONICA IR ELEKTROTECHNIKA**. ISSN 1392- 1215. No.8 (96).
- Č. Ramonas, V. Kepalas and V. Adomavičius. (2010). Research of the Grid-Tied Power System Consisting of Wind Turbine and Boiler GALAN. **ELEKTRONICA IR ELEKTROTECHNIKA**. ISSN 1392-1215. No.10 (106).
- E. Kyriakides and G.T. Heydt. (2004). Estimation of synchronous generator parameters using an observer for damper currents and a graphical user interface. **Electrical Power Systems Research**. pp. 7-16.
- Freescale semiconductor Ltd. (2008) Sensorless PMSM Vector Control with a Sliding Mode Observer for Compressors Using MC56F8013. **Freescale semiconductor**.
- H. Saadat. (1999). Introduction Modern Control Application. **Power System Analysis**. pp. 567 - 576.
- H.M. Yassin, H.H. Hanafy and M.M.Halauda. (2015). Optimization of PMSG Variable Speed Wind Energy Conversion System Controller Parameters by Biogeography-Based Optimization. **Journal of Electrical Engineering**. www.jee.ro
- H. Xiao, Y. Liu and H. Liu. (2013). Harmonic Analysis by Modeling and Simulation of the Wind Farm Based on DFIG. **ELEKTRONICA IR ELEKTROTECHNIKA**. ISSN 1392-1215. Vol.19, No.7.
- J. Verguawe, A. Matinez and A. Ribas. (2006). Optimization of Permanent Magnet Synchronous Generator (PMSG). **RE&PQJ**.
- J. De León-Morales and S. Acha-Daza. (2000). Observer-based control for a synchronous generator. **Electrical Power and Energy Systems, Elsevier Science Ltd**. No.22, pp.575- 587.
- L. Bisenieks, D. Vinnikov and S. Ott. (2011). Switch Inductor Quasi-Z-Source Based Back – to – Back Converter for Variable Speed Wind Turbines with PMSG. **ELEKTRONICA IR ELEKTROTECHNIKA**. ISSN 1392-1215. No.8 (114).

- L. Streit, D. Janik and J. Talla. (2016). Serial-Parallel IGBT Connection Method Based on Overvoltage Measurement. **ELEKTRONICA IR ELEKTROTEHNIKA**. ISSN 1392-1215. Vol.22. No.1.
- M. Costea, E. Vladu and T. Karoly. (2011). Wind Turbine Modeling in MATLAB SIMULINK. **Natural Resources and Sustainable Development**. pp. 113-120.
- M. A. Husain* and A. Tariq. (2014). Modeling and Study of a Standalone PMSG Wind Generator System Using MATLAB/SIMULINK. **Universal Journal of Electrical and Electronic Engineering**. pp. 270-277.
- M. S. Camara, M. B. Camara, B. Dakyo and H. Gualous. (2015). Permanent Magnet Synchronous Generator for Offshore Wind Energy System Connected to Grid and Battery-Modeling and Control Strategies. **International Journal of Renewable Energy**. Vol.5. No. 2..
- O. Anant and P. Padej (2008). Application of Adaptive Tabu Search for Optimum PID Controller tuning AVR System. **WSEAS TRANSACTIONS on POWER SYSTEMS**. Issue 6, Vol. 3, pp. 495-506.
- O. Anant and P. Padej. (2008). Optimum PID controller tuning for AVR system using adaptive tabu search. **World Scientific and Engineering Academy and Society (WSEAS) Stevens Point**,
- O. Anant, L. Uthen and L. Chakrit. (2018). Optimization for Wind Turbine with Permanent Magnet Synchronous Generator (PMSG) using Optimal Control Design. **IEEE TRANSACTIONS ON ENERGY CONVERSION**.
- O. Anant and L. Chakrit. (2017). Stability for Wind Turbine using Observer Method with Permanent Magnet Synchronous Generator (PMSG). **International Conference on Alternative Energy in Developing Countries and Emerging Economies, Elsevier Science**, Vol. 138. pp. 122 - 127
- O. Anant and T. Aunchim. (2011). A Study of Wind Speed Characteristic in PI Controller based DFIG Wind Turbine. **World Academy of Science. Engineering and Technology International Journal of Electrical and Computer Engineering**. Vol 5. No. 12.
- R. L. William II and D. A. Lawrence. (2007). Linear State-Space Control Systems. **John Wiley & Sons Inc**. pp. 300-348.
- Z. Wu, X. Dou, J. Chu and M. Hu. (2013). Operation and Control of a Direct-Driven PMSG-Based Wind Turbine System with an Auxiliary Parallel Grid-Side Converter. **Energies**. Vol. 6. pp. 3405-3421.
- Z. Zhang and L. Zhou. (2016). Sensorless Control of a Ferrite PM Assist-Synchronous Reluctance Machines by Using Sliding Mode Observer and High Frequency

Signal Injection. ELEKTRONICA IR ELEKTROTECHNIKA. ISSN 1392-1215. Vol.22.
No.4.

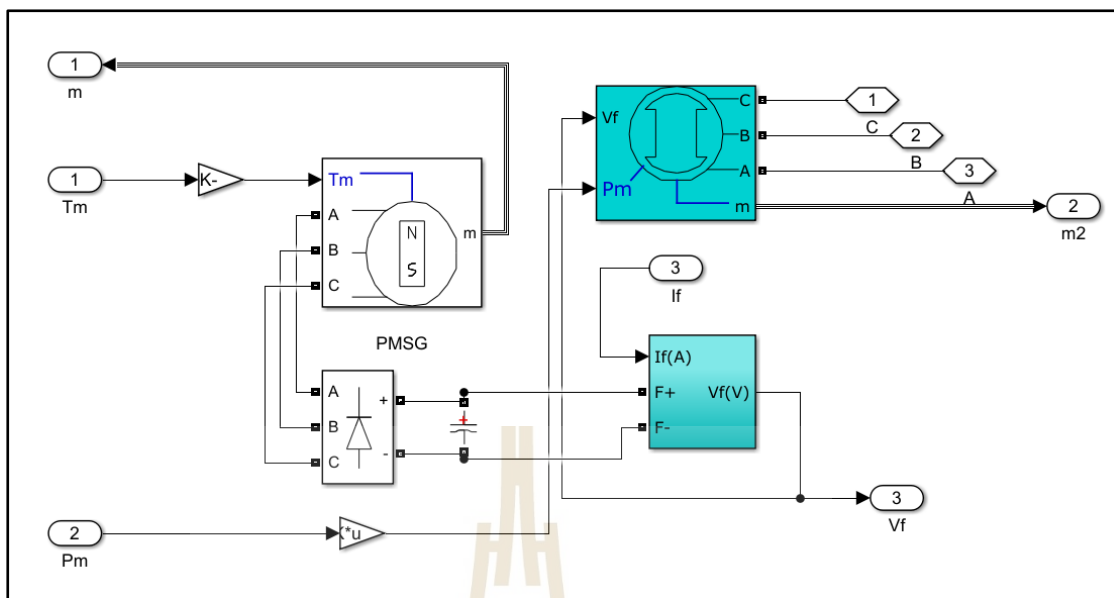




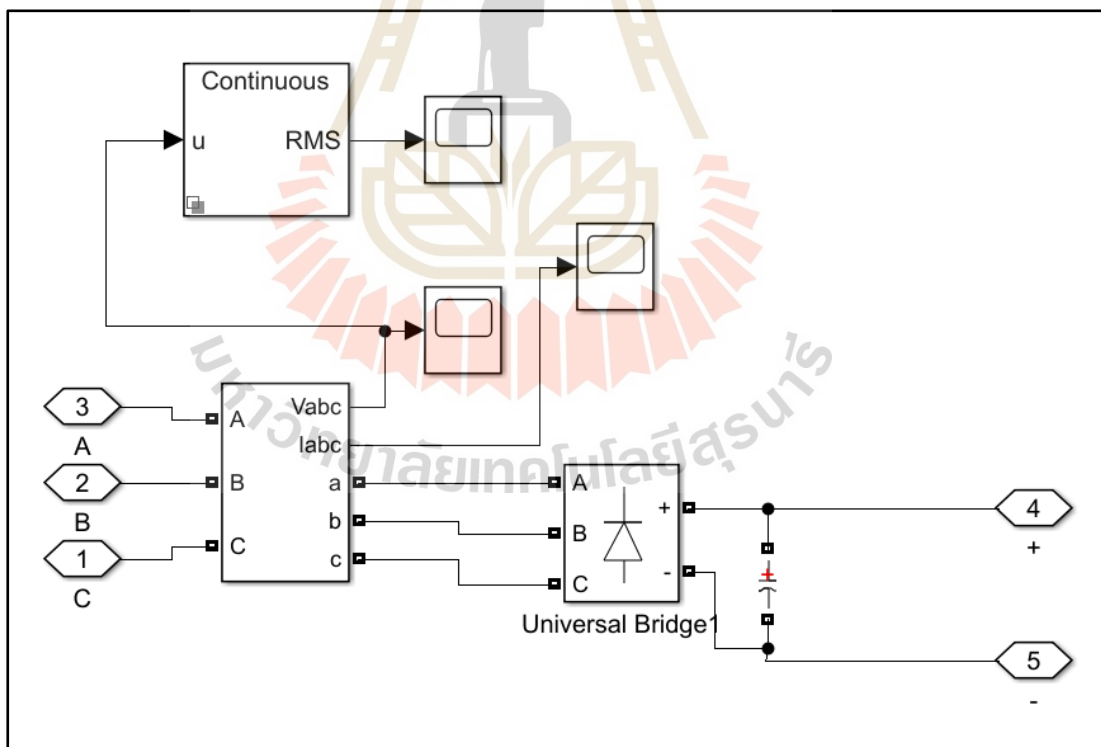
ภาคผนวก ก

โปรแกรมการจำลอง

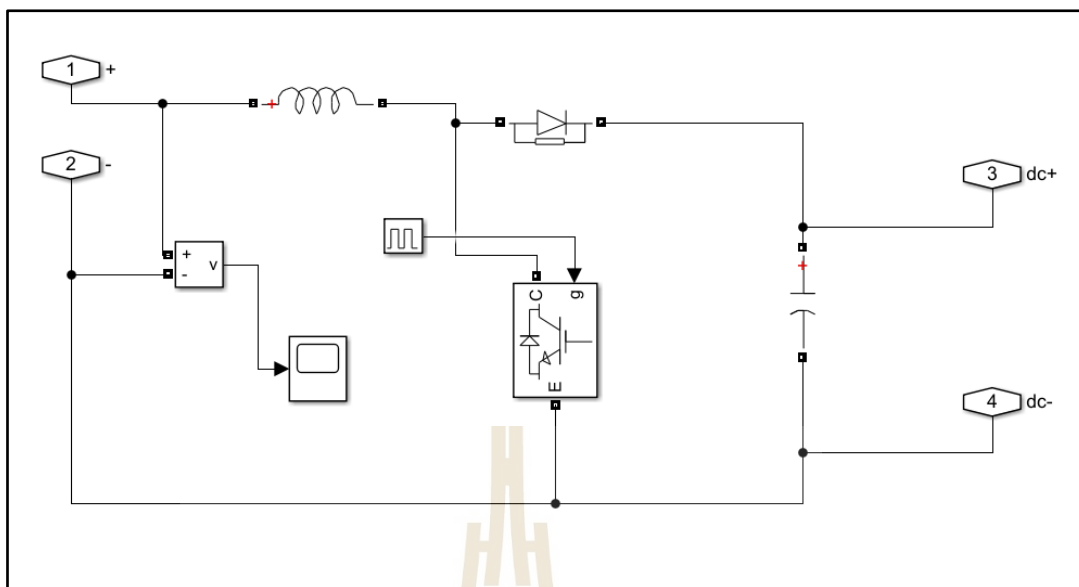
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี



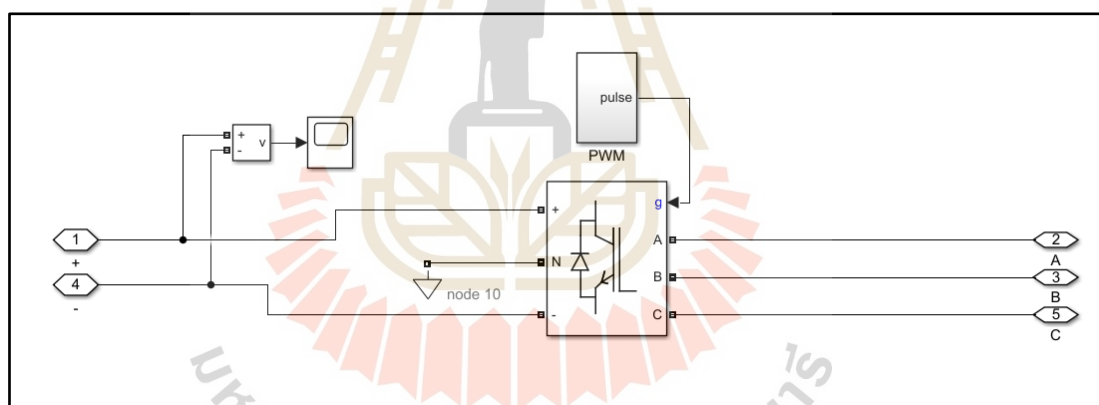
รูปที่ ก.2 แบบจำลองเครื่องกำเนิดไฟฟ้าในโปรแกรม



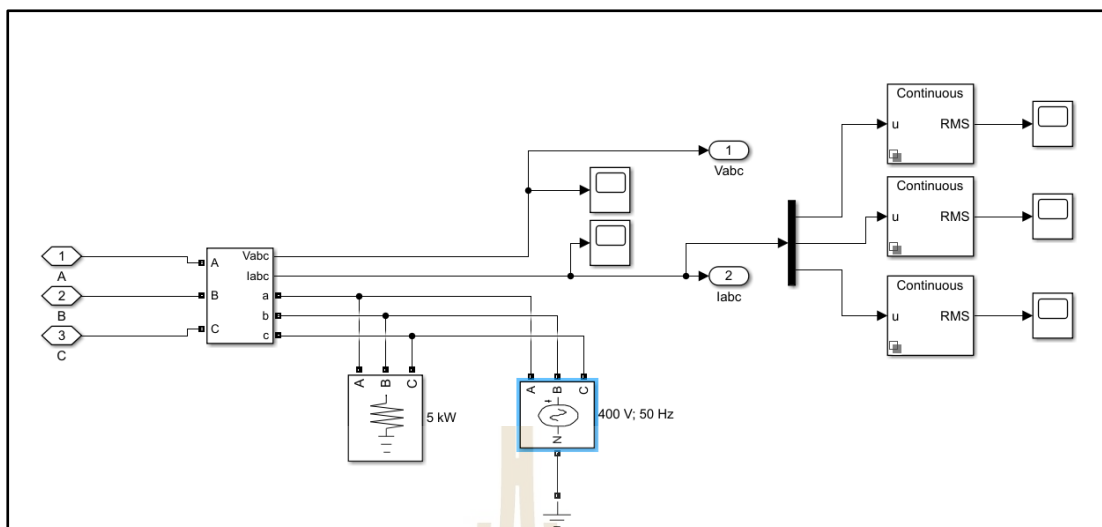
รูปที่ ก.3 แบบจำลองวงจรเรียงกระแสสามเฟสในโปรแกรม



รูปที่ ก.4 แบบจำลองวงจรทวิแรงดันไฟฟ้าในโปรแกรม



รูปที่ ก.5 แบบจำลองวงจรอินเวอร์เตอร์ในโปรแกรม



รูปที่ ก.6 แบบจำลองกริดโพลตในโปรแกรม



ภาคผนวก ข

บทความทางวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์ในระหว่างศึกษา

รายชื่อบทความทางวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่ในการศึกษา

Lertnuwat C. and Oonsivilai A., (2017), Stability for Wind Turbine using Observer method with Permanent Magnet Synchronous Generator (PMSG), 2017 International Conference on Alternative Energy in Developing Countries and Emerging Economies, Bangkok, Thailand, 25 – 26 May 2017

Lertnuwat C., Oonsivilai A. and Leeton U., Optimization for Wind Turbine with Permanent Magnet Synchronous Generator (PMSG) Using Optimal Control Design, The 6th International Electrical Engineering Congress, Krabi, Thailand, 7 – 9 March 2018





Available online at www.sciencedirect.com

ScienceDirect

Energy Procedia 138 (2017) 122–127

Energy

Procedia

www.elsevier.com/locate/procedia

2017 International Conference on Alternative Energy in Developing Countries and Emerging Economies
2017 AEDCEE, 25 - 26 May 2017, Bangkok, Thailand

Stability for Wind Turbine using Observer method with Permanent Magnet Synchronous Generator (PMSG)

Chakrit Lertnuwat^a, Anant Oonsivilai^a

Alternative and Sustainable Energy Research Unit, School of Electrical Engineering, Institute of Engineering, Suranaree University Of
Technology Muang District, Nakhon Ratchasima, 30000, THAILAND
Email: anant@sut.ac.th, lertnuwat.same@gmail.com

Abstract

The paper proposes stability for Wind Turbine in the Permanent Magnet Synchronous Generator (PMSG). This control makes the synchronous generator reach to optimal current. To show a mathematical model of a Permanent Magnet Synchronous Generator conversion system is developed. The mathematical model is used to calculate the response of PMSG conversion with observer method. The control use observer method brings value feedback input block to make output more stable and optimal effectiveness. Simulation of the system by using Matlab / Simulink was performed to present the advantages of this control method.

© 2017 The Authors. Published by Elsevier Ltd.
Peer-review under responsibility of the scientific committee of the 2017 International Conference on Alternative Energy in Developing Countries and Emerging Economies.

Keywords: Wind Turbine, PMSG, Observer Method

* Corresponding author. Tel.: 0-4422-4468.
E-mail address: anant@sut.ac.th

1876-6102 © 2017 The Authors. Published by Elsevier Ltd.
Peer-review under responsibility of the scientific committee of the 2017 International Conference on Alternative Energy in Developing Countries and Emerging Economies.
10.1016/j.egypro.2017.10.076

1. Introduction

According to studied the wind turbine system by using Permanent Magnet Synchronous Generator (PMSG) as a system generator. The voltage, current vary speed and pitch angle for wind turbine while we are considering voltage, it will have 3 phase voltage with a sinusoidal waveform but while we are considering 3 phase current, it is evident that the phase current a, b and c are distorted sinusoidal waveform so we will use observer method [2] for more stable current.

The observer method in this paper use Ackermann's Formula to find the matrix: L then create regular observer block diagram for the more stable system [1].

The wind turbine system use torque (T_m) control so we used pitch angle and PI control that are controlled beta angle (β) for more stable torque [3].

The grid is a 3 phase 380 V [5,6]. electrical system therefore use rectifier (AC-DC), a boost converter (DC-DC) and Inverter (DC-AC) to increase voltage generator to equal voltage grid. However, the rectifier is responsible for changing alternating current (AC) to direct current (DC) to use in the boost converter. The boost converter is responsible for increasing the voltage equal $380 V_{\text{peak-peak}}$. Then use an inverter to change direct current (DC) to alternating current (AC) with a voltage of $380 V_{\text{rms}}$.

2. PMSG Wind Turbine system

The PMSG wind generation system is shown Fig.1, where the wind turbine is connected to PMSG. The electrical power generated by PMSG is transmitted to the power grid with a rectifier, boost converter and inverter.

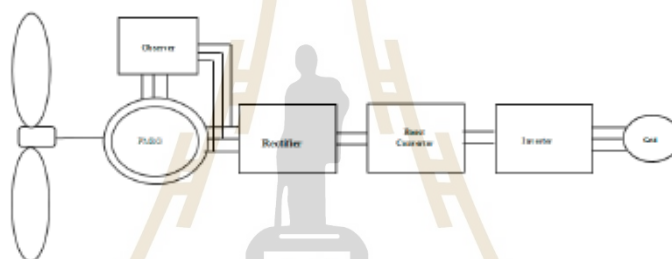


Fig.1: PMSG Wind turbine system.

2.1 Modeling of Wind Turbine

The mechanical power from the wind is given equation [4,8,11].

$$P_w = \frac{1}{2} \rho A C_p (\lambda, \beta) V_w^3 \quad (1)$$

Where C_p is power coefficient, ρ is air density, which is equal to 1.225 kg/m^3 , V_w is the wind speed in m/s and A is area swept by the rotor in m^2 . The power conversion coefficient is a function of the tip speed ratio and the blade pitch angle $\beta(\text{deg})$. equation [9]

$$\lambda = \frac{0.5176}{\beta} \quad (2)$$

C_p for given values of λ and β for both fixed and variable speed wind turbines is calculated based on the modeling turbine characteristics of equation [4].

$$C_p(\lambda, \beta) = C_1 \left(\frac{C_2}{\lambda_1} - C_3 \beta - C_4 \right) e^{-\frac{C_5}{\lambda_1}} + C_6 \lambda \quad (3)$$

Since this function depends on the wind turbine rotor type, the coefficient C_1 - C_6 can be different for various turbine design. The coefficients are equal to : $C_1 = 0.5176$, $C_2 = 116$, $C_3 = 0.4$, $C_4 = 5$, $C_5 = 21$, $C_6 = 0.0068$ furthermore the parameter is also defined as [4,9]

$$\frac{\lambda}{\lambda_1} = \frac{\lambda}{\lambda + 0.003 \beta} - \frac{0.0008}{\beta^3 + 1} \quad (4)$$

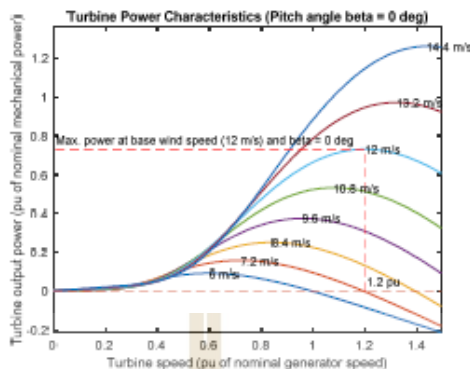


Fig. 2 : Wind Turbine power characteristic ($P_m-\omega_m$) curve with maximum power point tracking

2.2 Modeling of PMSG

The equations of PMSG are the voltage equation of stator 3 phase in the instantaneous form can be express as [2,7]

$$u_{sA} = R_s i_{sA} + \frac{d}{dt} \psi_{sA} \tag{5}$$

$$u_{sB} = R_s i_{sB} + \frac{d}{dt} \psi_{sB} \tag{6}$$

$$u_{sC} = R_s i_{sC} + \frac{d}{dt} \psi_{sC} \tag{7}$$

Due to large number of equations in the instantaneous form (5, 6 and 7) is more practical to re-write the instantaneous equations two axis (α and β axis). The PMSG can be express as

$$u_{s\alpha} = R_s i_{s\alpha} + \frac{d}{dt} \psi_{s\alpha} \tag{8}$$

$$u_{s\beta} = R_s i_{s\beta} + \frac{d}{dt} \psi_{s\beta} \tag{9}$$

$$\psi_{s\alpha} = L_s i_{s\alpha} + \psi_{Mf} \cos \theta_r \tag{10}$$

$$\psi_{s\beta} = L_s i_{s\beta} + \psi_{Mf} \sin \theta_r \tag{11}$$

The equation which lies at the base of PMSG model is the mechanical equation given as

$$T_m - T_c = J \frac{d\omega_m}{dt} \tag{12}$$

2.3 The Converter System

The model of the rectifier, boost converter and inverter is simplified because AC current and voltage use effective values. The rectifier, boost converter and inverter can be modeled by using simple multiplication factors.

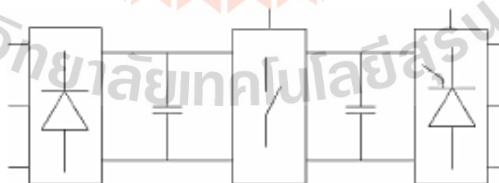


Fig 3: A global converter system

The three phase rectifier to use diode and capacitor according as previously studied but the boost converter described by the following equation:

$$K = 1 - \frac{V_d}{V_a} \tag{13}$$

$$C = \frac{L_a \omega_a (V_a - V_d)}{\Delta V_a V_a} \tag{14}$$

$$L = \frac{V_g(V_a - V_g)}{\Delta V \times V_a} \tag{15}$$

Where K is a duty cycle, V_g is an input voltage, V_a is an output voltage, I_a is an average output current, ΔV is a ripple output voltage and ΔI is a ripple current through the inductor. This inverter used as 6 IGBT/Diode for convert direct current (DC) to alternating current (AC) and the pulse signal used in the inverter is PWM signal (Pulse-Width Modulation) by using frequency 1650 Hz. in this paper.

3. Control of Wind Turbine with PMSG

3.1 Pitch Angle Control

Adjusting the pitch angle of a wind turbine provides an effective means of limiting performance in strong wind speed. Ideally, the pitch angle reference can be obtained from the curve of the pitch angle versus wind speed, this control strategy is not an acceptable method as the effective wind speed cannot be measured accurately. Therefore we will use PI controller to make pitch angle more stability [3].

$$\beta_d = K_p e + K_i \int e dt \tag{16}$$

$$K_p = \frac{\Delta \beta}{\omega_{m,ref} - \omega_m} \tag{17}$$

$$K_i = \frac{1}{\omega_{m,ref} - \omega_m} \times \left(\frac{\Delta \beta}{\omega_{m,ref} - \omega_m} - K_p \right) \times \frac{\partial \omega}{\partial \tau} \tag{18}$$

$$e = \omega_{m,ref} - \omega_m \tag{19}$$

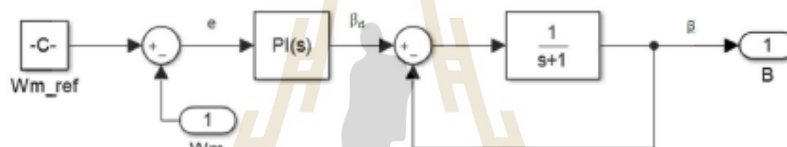


Fig 4 : PI Pitch Angle Controller

3.2 Observer Method

From theory observer method [1] to use linear time-invariant state equation (20), we define a linear state observer to also be an n-dimensional linear state equation that accepts $u(t)$ and $y(t)$ as inputs and whose state represents the estimate of $x(t)$. The observer assumes the form equation (21).

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) \tag{20}$$

$$y(t) = Cx(t) \tag{20}$$

$$\dot{\hat{x}} = A\hat{x}(t) + Bu(t) + L[y(t) - \hat{y}(t)] \tag{21}$$

$$\hat{y} = C\hat{x}(t) \tag{21}$$

Which looks like a copy of the state equation (20) driven by an error term $y(t) - \hat{y}(t)$ that enters the dynamics through an $n \times p$ observer gain matrix : L . This error term is intended to drive the state estimate $\hat{x}(t)$ to the actual state $x(t)$ over time. We define the estimation error $\hat{x}(t) = x(t) - \hat{x}(t)$ in term of which we derive the error dynamics [12].

$$\begin{aligned} \dot{\hat{x}}(t) &= \dot{x}(t) - \dot{\hat{x}}(t) \\ &= Ax(t) - A\hat{x}(t) - L[Cx(t) - C\hat{x}(t)] \\ &= (A - LC)\hat{x}(t) \end{aligned} \tag{22}$$

Matrix: L use Ackermann's Formula [1], the observable pair (A,C) . our strategy is to first apply our result to the controllable pair (A^T,C^T) to write

$$L = \alpha(A)U_2^{-1}(A^T,C^T) \tag{23}$$

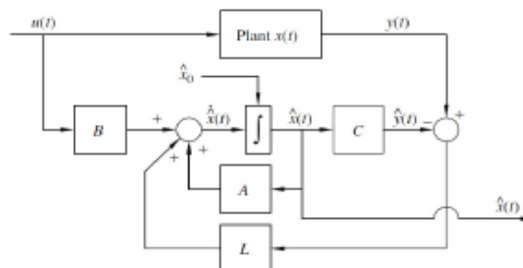


Fig 5 : Detailed Observer block diagram

4. Simulation Result

Simulations were performed by using a system model that was constructed by using Matlab/Simulink.

Figure 6: The Simulation results for Wind Turbine with Permanent Magnet Synchronous Generator (PMSG) . (a) Phases currents a-b , b-c , c-a do not use observer block of PMSG. (b) Phase currents a-b , b-c , c-a use observer block of PMSG. (c) Phase currents α , β use observer block of PMSG. (d) Phase current an of grid model.

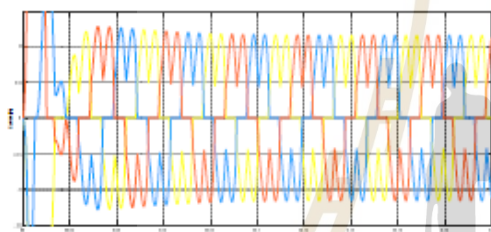


Fig 6 : a)

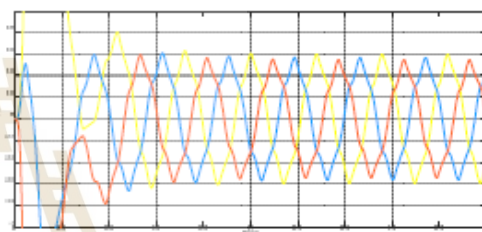


Fig 6 : b)

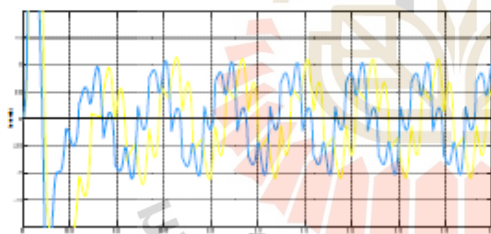


Fig 6 : c)

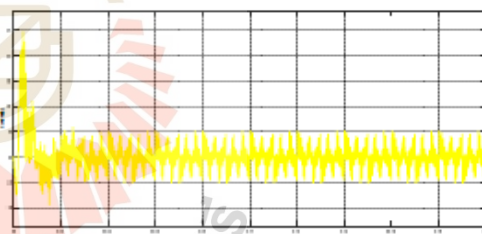


Fig 6 : d)

Figure 7 : (a) Phase Voltage : a-b of PMSG, (b) Phase Voltage : b-c of PMSG, (c) Phase Voltage : c-a of PMSG, (d) Phase Voltage a-b , b-c , c-a of grid model

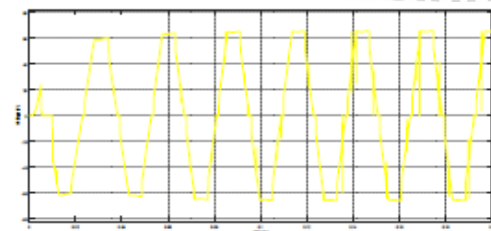


Fig 7 : a)

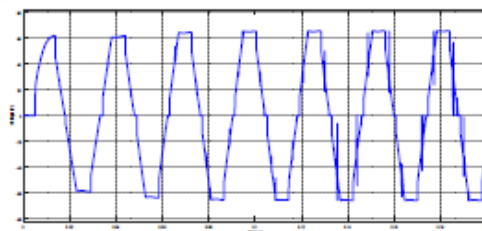


Fig 7 : b)

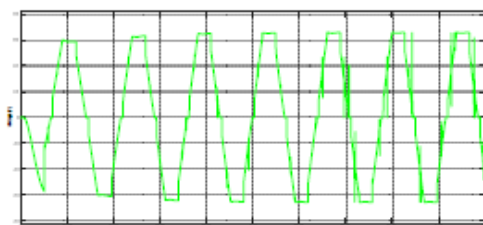


Fig 7 : c)

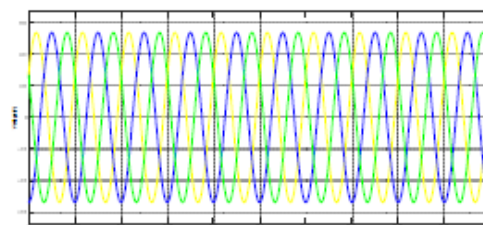


Fig 7 : d)

5. Conclusions

In this paper, We talk about the control of the Wind Turbine with Permanent Magnet Synchronous Generator (PMSG) system. The voltage and current generated directly from PMSG is distorted from the sinusoidal waveform. Especially, the phase current is extremely distorted signal whole phase: a, b, c. Therefore, the current must be controlled by using the observer method and when to use observer method. After that, we will see current is more sinusoidal waveform and when considering the α , β axis, the current will look like more sinusoidal waveform but load current will have interference. So the next paper, this control point should increase.

6. Acknowledgements

This work is sponsored by External Grants and Scholarships for graduate Students Engineering, Suranaree University of Technology, Nakhon Ratchasima, Thailand.

Reference

- [1] Robert L. Williams II and Douglas A. Lawrence , 2007 ,LINEAR STATE-SPACE CONTROL SYSTEMS, Canada
- [2] Freescale Semiconductor Hong Kong Ltd. , 2008 , Sensorless PMSM Vector Control with a Sliding Mode Observer for Compressors Using MC56F8013 , Hong Kong
- [3] Abdulhamed Hwas and Reza Katebi , "Wind Turbine Control Using PI Pitch Angle Controller" , IFAC Conference on Advances in PID control , Brescia , Italy , March 28-30 2012
- [4] Mohammed Aslam Husain* and Abu Tariq , "Modeling and Study of a Standalone PMSG Wind Generator System Using MATLAB/SIMULINK" , Universal Journal of Electrical Engineering , Aligarh Muslim University (AMU) , India , 2014
- [5] Morlaye Sekou Camara , Mamadou Bailo Camara , Brayima Dakyo and Hamid Gualous , "Permanent Magnet Synchronous Generator for Offshore Wind Energy System Connected to Grid and Battery-Modeling and Control Strategies" , International journal of Renewable Energy , Le Havre , France , 01-03-2015
- [6] Zaijun Wu* , Xiaobo Dou , Jiawei Chu and Minqiang Hu , "Operation and Control of a Direct-Driven PMSG Base Wind Turbine System with an Auxiliary Parallel Grid-Side Converter " , Energies 2013 , School of Electrical Engineering Southeast University , 12 July 2013
- [7] Elias Kyriakides and Gerald T.Heydt* , "Estimation of synchronous generator parameters using an observer for damper currents and a graphical user interface" , Electric Power Systems Research 69 (2004) , Department of Electrical Engineering , Arizona State University , 1 July 2003
- [8] H.M. YASSIN , H.H. HANAFY and Mohab M. HALLOUDA , "Optimization of PMSG Variable Speed Wind Energy Conversion System Controller Parameters by Biogeography-Based Optimization" , Journal of Electrical Engineering , Cairo University , Egypt
- [9] Jan Verguawe , Andre Matinez and Alberto Ribas , "Optimization of Permanent Magnet Synchronous Generator (PMSG)" , RE&PQJ , Belgium , France , Spain , 4 April 2006
- [10] Sourav Ghosh , Prof. Pradip Kumar Saha and Prof. Guatam Kumar Panda , "Modeling and Simulation of Grid Connected 10 Mw PMSG Based Wind Energy Conversion System" , international journal of advanced research in electrical , electronics and instrumentational engineering , India , 4 April 2015
- [11] Monica Costea* , Ecaterina Vladu* and Tar Karoly , "Wind Turbine Modeling in MATLAB Simulink" , Natural Resources and Sustainable Development , Universal Ordea , Romania , 2011
- [12] Verica Radisavljevic-Gajic , Member , IEEE , "Linear Observes Design and Implementation" , Zone 1 Conference of the America Society for Engineering Education (ASEE Zone 1) , 2014

Optimization for Wind Turbine with Permanent Magnet Synchronous Generator (PMSG) Using Optimal Control Design

Chakrit Lertmuwat*, Uthen Leeton and Anant Oonsivilai
 Alternative and Sustainable Energy Research Unit
 School of Electrical Engineering, Suranaree University of Technology
 Muang District, Nakhon Ratchasima, 30000, THAILAND
 Email: lertmuwat.same@gmail.com

Abstract—The paper proposes Optimization for Wind turbine in PMSG using optimal control design. The mathematical model of PMSG conversion system is developed. The model is used to calculate the response of PMSG. The optimization uses a linear quadratic regulator (LQR) for better performance of response output to make output more stable and optimal effectiveness. Simulation of the system using MATLAB/Simulink was performed to present the advantages of this optimization.

Keywords: PMSG, Optimal Control Design, LQR

I. INTRODUCTION

In the past research exhibited optimization of PMSG wind turbine [3]. They used voltage source converter (VSC) to control synchronous generator to operate at an optimal speed and the wind energy systems consistency to the output power, the coefficient and tip-speed proportion, DFIG model and control procedure by PI controller [9-12]. This paper has both synchronous speed control and optimization of PMSG using LQR that improved the result.

From education, the wind turbine system by Permanent Magnet Synchronous Generator (PMSG) is a generator in this system. Therefore, in this system are discussed wind turbine, electric circuits and optimization of PMSG. The wind turbine uses torque control I so used pitch angle and PI control are controlled beta angle (β) for more stable torque. The permanent magnet synchronous generator use optimal control design technique for responsible output increased efficiency. The electric circuits will use rectifier (AC-DC), a boost converter (DC-DC) and an inverter circuit (DC-AC) to use with grid load. The grid load is a 3 phase 380 V_{rms} similarly real load.

The paper presents optimal control design technique of permanent magnet synchronous generator. In [1] the designed controls for this system by minimizing a performance index that depends on the system variables. The object of optimum controller configuration is to assign the optimum control law $u^*(x,t)$ which can exchange the system from its underlying state to the last state to such an extent that a given performance index is minimize. The performance index that is generally utilized as a part of optimum control configuration is known as the quadratic performance and is an in light of least error and least energy criteria.

II. Wind Turbine with PMSG system

The Wind Turbine with PMSG system is indicated Fig.1 when the wind turbine is associated to PMSG, it generated electrical then the electrical flow through electrical circuits make enough electricity to the grid load.

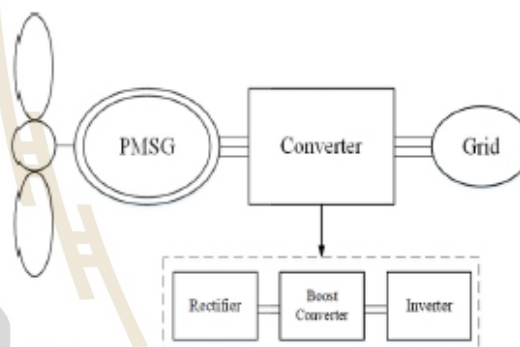


Fig.1: PMSG Wind Turbine system

A. Modeling of Wind Turbine

The mechanical power of wind turbine is given equation by (1). [2,6,7]

$$P_w = \frac{1}{2} \rho A C_p(\lambda, \beta) V_w^3 \quad (1)$$

Where C_p is energy coefficient, ρ is air density, which is equivalent to 1.225 kg/m^3 , V_w is the airspeed in m/s and A is area sweep by the rotor in m^2 . The power change coefficient is a function of the tip speed ratio and the propeller pitch angle β (deg). Equation by (2) [3]

$$\lambda = \frac{\omega_m R}{V} \quad (2)$$

C_p for given values of λ and β for both fixed and variable speed wind turbines is calculated based on the modeling turbine characteristics of equation (3). [2]

$$C_p(\lambda, \beta) = C_1 \left(\frac{C_2}{\lambda_1} - C_3\beta - C_4 \right) e^{-\frac{C_5}{\lambda_1}} + C_6\lambda \quad (3)$$

Since this function depend on the wind turbine rotor species, the coefficient C1-C6 can be diverse for different turbine structure. The coefficients are equal to : $C_1 = 0.5176$, $C_2 = 116$, $C_3 = 0.4$, $C_4 = 5$, $C_5 = 21$, $C_6 = 0.0068$ furthermore the parameter is also defined as (4). [2,3]

$$\frac{1}{\lambda_1} = \frac{1}{\lambda + 0.08\beta} - \frac{0.035}{\beta^2 + 1} \quad (4)$$

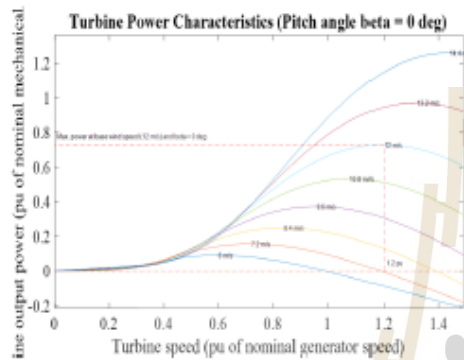


Fig 2: Wind Turbine power characteristic ($P_m - \omega_m$) curve with maximum

B. Modeling of PMSG

The equations of PMSG are the voltage equation of stator three phase in the instantaneous form can be express as [4,8]

$$u_{SA} = R_S i_{SA} + \frac{d}{dt} \psi_{SA} \quad (5)$$

$$u_{SB} = R_S i_{SB} + \frac{d}{dt} \psi_{SB} \quad (6)$$

$$u_{SC} = R_S i_{SC} + \frac{d}{dt} \psi_{SC} \quad (7)$$

Due to a large number of equations in the instantaneous form (5, 6 and 7) is more practical to re-write the instantaneous equations two axis (α and β axis). The PMSG can be express as

$$u_{S\alpha} = R_S i_{S\alpha} + \frac{d}{dt} \psi_{S\alpha} \quad (8)$$

$$u_{S\beta} = R_S i_{S\beta} + \frac{d}{dt} \psi_{S\beta} \quad (9)$$

$$\psi_{S\alpha} = L_S i_{S\alpha} + \psi_M \cos \theta_r \quad (10)$$

$$\psi_{S\beta} = L_S i_{S\beta} + \psi_M \sin \theta_r \quad (11)$$

The equation which lies at the base of PMSG model is the mechanical equation given as

$$T_m - T_e = J \frac{d\omega_m}{dt} \quad (12)$$

C. The Converter System

The model of the rectifier, boost converter and inverter is rearranged because of the fact that AC current and voltage effectual values. The rectifier, boost converter and inverter can now be modeled by using simple multiplication factors. [13]

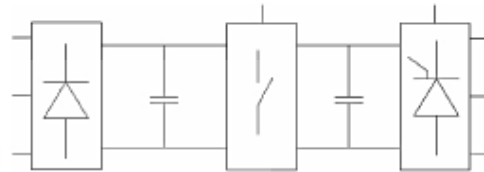


Fig 3: Global converter system

The three-phase rectifier to use diode and capacitor according to previously studied but the boost converter described by the following equation.

$$K = 1 - \frac{V_o}{V_s} \quad (13)$$

$$C = \frac{I_a(V_s - V_o)}{\Delta V \times V_s} \quad (14)$$

$$L = \frac{V_o(V_s - V_o)}{\Delta I \times V_s} \quad (15)$$

where K is duty cycle, V_s is input voltage, V_o is output voltage, I_a is average output current, ΔV is ripple output voltage and ΔI is ripple current through the inductor. This inverter used as 6 IGBT/Diode for convert direct current (DC) to alternating current (AC) and the pulse signal used in the inverter is PWM signal (Pulse-Width Modulation) using frequency 1650 Hz. In this paper.

III. Pitch Angle Control

The adjustment of a wind turbine pitch angle provides an effective means of limiting performance in a strong wind speed. Ideally, the pitch angle reference can be acquired from the pitch angle bend versus wind speed, this control methodology isn't a satisfactory strategy as the compelling wind speed cannot be measured accurately. Therefore we use PI controller to control the pitch angle more stable [5].

$$B_d = K_p e + K_i \int e dt \quad (16)$$

$$K_p = \frac{2\beta}{\omega_{m,ref} - \omega_m} \quad (17)$$

$$K_I = \frac{1}{\omega_{m_ref} - \omega_m} \times \left(\frac{2\beta}{\omega_{m_ref} - \omega_m} - K_p \right) \times \frac{\partial \Delta \omega}{\partial t} \quad (18)$$

$$e = \omega_{m_ref} - \omega_m \quad (19)$$

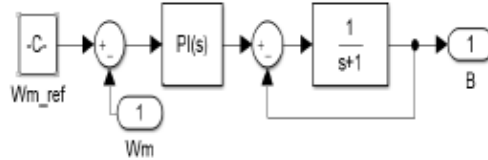


Fig 4: PI Pitch Angle Controller

IV. Optimal Control Design

In [1] we will discourse the design of optimum controllers for linear systems with quadratic performance index, called linear quadratic controller (LQR) issue. When optimum control design, the error decreases and also reduces energy consumption, increases efficiency and increase performance. Consider the system described by

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) \quad (20)$$

The issue is to find the vector $K(t)$ of the control law

$$u(t) = -K(t)x(t) \quad (21)$$

which minimizes the value of a quadratic performance index J of the form

$$J = \int_{t_0}^{t_f} (x'Qx + u'Ru) dt \quad (22)$$

The equation (20) is made to the dynamic system. In (22), Q is a positive semi-definite matrix, and R is a genuine symmetrical matrix. To acquire a formal solution, we can utilize the technique for Lagrange multipliers. The constraint problem is solved by (20) to (21) used an n -vector of Lagrange multipliers, λ . The issue recedes to the minimization of the ensuing unconstrained function.

$$L(x, \lambda, u, t) = [x'Qx + u'Ru] + \lambda'[Ax + Bu - \dot{x}] \quad (23)$$

The optimum values are found by equation the partial derivatives to zero.

$$\frac{\partial L}{\partial x} = Ax' + Bu' - \dot{x}' = 0 \rightarrow \dot{x}' = Ax' + Bu' \quad (24)$$

$$\frac{\partial L}{\partial u} = 2Ru' + \lambda' B = 0 \rightarrow u' = -\frac{1}{2}R^{-1}\lambda' B \quad (25)$$

$$\frac{\partial L}{\partial \lambda} = 2x'Q + \lambda' + \lambda'A = 0 \rightarrow \dot{\lambda}' = -2Qx' - A'\lambda \quad (26)$$

Suppose that there exists a symmetrical, time-varying positive definite matrix $p(t)$ satisfying

$$\dot{\lambda} = 2p(t)x' \quad (27)$$

Replacing $u(t) = -Kx(t)$ into (25) gives the optimal closed-loop control law

$$u(t) = -R^{-1}B'p(t)x' \quad (28)$$

The derivative of (27), we have

$$\dot{\lambda} = 2(\dot{p}x' + px') \quad (29)$$

Finally, equation (26) with (29), we are obtaining

$$\dot{p}(t) = -p(t)A - A'p(t) - Q + p(t)BR^{-1}B'p(t) \quad (30)$$

The equation (30) is referred to as the matrix Riccati equation. For practical applications, the use of steady-state feedback gain is enough. For linear time-invariant systems, it reduces to the algebraic Riccati equation.

$$pA + A'p + Q - pBR^{-1}B'p = 0 \quad (31)$$

The LQR design methodology, first design parameter weight matrix: Q and R . At that point, the input pick up K is automatically given by matrix design condition close-loop time response are found by simulation. If responses are inapplicable, Q and R are selected and the design is repeated. The important advantages of permitting all the control loops in the multi-loop system to be closed at the same time, during closed loop stability.[1]

V. Results

In the section, the wind turbine system with permanent magnet synchronous generator has low efficiency, therefore use optimal control design technique to increase efficiency. The simulation results of the algebraic Riccati equation has five outputs. We are interested in the output response to prove the use optimal control design technique, the response is improved.

An example step time has been entered on the input system at $t = 0.02$ second and simulated time 10 second. Fig.5 and Fig.6 show the simulation results of the response output of PMSG before/after using optimal control technique of the wind turbine system. P_{em} is the real power generator, Q_{em} is an imaginary power generator, T_{mech} is mechanical torque and $\Delta\theta$ is the angle of voltage behind q -axis reactance.

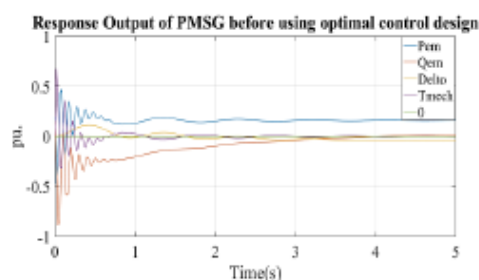


Fig. 5: Response output of PMSG before using optimal control design

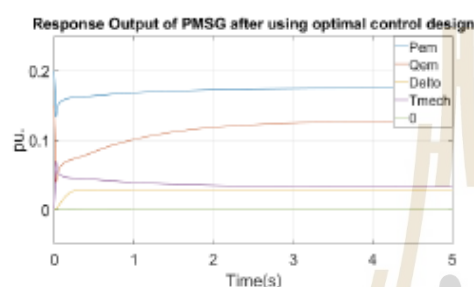


Fig. 6: Response output of PMSG after using optimal control design

In addition, the wind turbine system connects the converter circuits and grid load. Fig. 7 and Fig. 8 show output three-phase voltage and current output while connected to grid load.

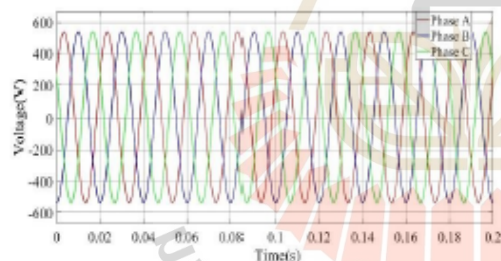


Fig. 7: Three-phase voltage output while connected to grid load

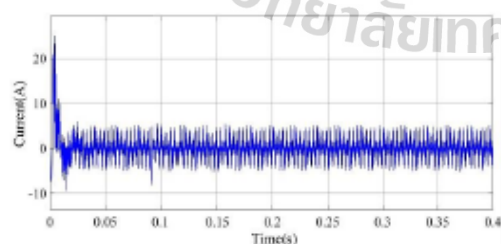


Fig. 8: Current output while connected to grid load

VI. Conclusions

The paper presents optimal control design technique of wind turbine with PMSG. The design problem of optimal control of PMSG is optimization problem solved by linear quadratic regulator (LQR) technique. We observed the output response before using LQR with poor performance index when using LQR performance index was optimized for the system. The system increases performance, more stable and minimum error.

Acknowledgements

The authors would like to acknowledge support from school of Electrical Engineering, Institute of Engineering Suranaree University of Technology, Nakhon Ratchasima, Thailand, during a period of this work.

Reference

- [1] H. Saadat, "Introduction Modern Control Application," Power System Analysis, pp. 567-576, 1999
- [2] M. A. Husain* and A. Tariq, "Modeling and Study of a Standalone PMSG Wind Generator System Using MATLAB/SIMULINK," Universal Journal of Electrical and Electronic Engineering, pp. 270-277, 2014
- [3] J. Verguawe, A. Martínez and A. Ribas, "Optimization of Permanent Magnet Synchronous Generator (PMSG)," RE&PQJ, Vol. 1, No. 4, April, 2006
- [4] Freescale semiconductor, "Sensorless PMSM Vector Control with a Sliding Mode Observer for Compressors Using MC56F8013" September, 2008
- [5] A. Hwas and R. Katebi, "Wind Turbine PI Pitch Angle Control," IFAC Conference on Advances in PID Control, Brescia (Italy), March, 2012
- [6] H.M. Yassin, H.H. Hanafy and M.M.Haluda, "Optimization of PMSG Variable Speed Wind Energy Conversion System Controller Parameters by Biogeography-Based Optimization," Journal of Electrical Engineering, www.jee.ro
- [7] M. Costea, E. Vladu and T. Karoly, "Wind Turbine Modeling in MATLAB SIMULINK," Natural Resources and Sustainable Development, pp. 113-120, 2011
- [8] E. Kynakides and G.T. Heydt, "Estimation of synchronous generator parameters using an observer for damper currents and a graphical user interface" Electrical Power Systems Research, pp. 7-16, 2004
- [9] T. Aunchim and A. Oonsivilai, "A Study of Wind Speed Characteristic in PI Controller based DFIG Wind Turbine," World Academy of Science, Engineering and Technology International Journal of Electrical and Computer Engineering, Vol. 5, No. 12, 2011
- [10] A. Oonsivilai and P. Pao-La-Or, "Application of Adaptive Tabu Search for Optimum PID Controller tuning AVR System," WSEAS TRANSACTIONS ON POWER SYSTEMS, Issue 6, Vol. 3, pp. 495-506, June, 2008
- [11] A. Oonsivilai and P. Pao-La-Or, "Optimum PID controller tuning for AVR system using adaptive tabu search," World Scientific and Engineering Academy and Society (WSEAS) Stevens Point, Wisconsin, USAc2008
- [12] A. Oonsivilai, W. Srisuruk, B. Marungsri and T. Kulworawanichpong, "Tabu search Approach to Solve Routing Issue in Communication Networks," World Academy of Science, Engineering and Technology, pp. 1174-1177, 2009
- [13] Z. Wu, X. Dou, J. Chu and M. Hu, "Operation and Control of a Direct-Driven PMSG-Based Wind Turbine System with an Auxiliary Parallel Grid-Side Converter," Energies, Vol. 6, pp. 3405-3421, 2013

ประวัติผู้เขียน

นายชาคริต เลิศนุวัฒน์ เกิดเมื่อวันที่ 4 มกราคม 2537 ที่จังหวัด ตราด สำเร็จการศึกษา ระดับมัธยมตอนปลาย จากโรงเรียน ตราษตระการคุณ จังหวัดตราด และ สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาตรี วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต (วิศวกรรมไฟฟ้า) จากมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี จังหวัดนครราชสีมา เมื่อปีการศึกษา พ.ศ. 2559 และในปี พ.ศ. 2559 ได้เข้าศึกษาต่อในระดับปริญญาโท สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี โดยขณะศึกษาได้ทำหน้าที่เป็นผู้สอนปฏิบัติการของสาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี จำนวน 3 รายวิชา ได้แก่ (1) ปฏิบัติการเครื่องจักรกลไฟฟ้า 1 (2) ปฏิบัติการวงจรไฟฟ้าและอิเล็กทรอนิกส์พื้นฐาน (3) ปฏิบัติการระบบกำลังไฟฟ้า 2 ทั้งนี้มีความสนใจในระบบส่งจ่ายไฟฟ้ากำลังระบบกักเก็บลมไฟฟ้า วงจรไฟฟ้าต่าง ๆ และระบบควบคุม

