รหัสโครงการ 2555A16662001

รายงานการวิจัยฉบับสมบูรณ์

โครงการวิจัย อินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสแบบต่อเข้าระบบสำหรับแหล่งจ่ายไฟฟ้าพลังงานทดแทน

ผู้วิจัย

อาจารย์เอกพล อนุสุเรนทร์

อาจารย์ชาญฤทธิ์ ธาราสันติสุข

คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลกรุงเทพ

RMUTK- CARIT

3 2000 00126320 3

สนับสนุนโดย สำนักบริหารโครงการวิจัยในอุดมศึกษา

และพัฒนาวิทยาลัยแห่งชาติ

เลขหมู่ 621.317 อ251ข
เลขทะเบียน 1593 (ช2)
วัน เดือน ปี 29 มิ.ย. 2558

กิตติกรรมประกาศ

โครงการวิจัยนี้ได้รับทุนสนับสนุนการวิจัยจาก สำนักบริหารโครงการวิจัยในอุดมศึกษาและพัฒนามหาวิทยาลัยแห่งชาติ สำนักงานคณะกรรมการอุดมศึกษา

อาจารย์เอกพล อนุสุเรนทร์
อาจารย์ชาญฤทธิ์ ธาราสันติสุข

หัวข้อวิจัย	อินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสแบบต่อเข้าระบบสำหรับแหล่งจ่ายไฟฟ้าพลังงานทดแทน
ผู้วิจัย	อาจารย์เอกพล อนุสุเรนทร์
ผู้ร่วมวิจัย	อาจารย์ชาญฤทธิ์ ธาราสันติสุข
สาขาวิชา	คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลกรุงเทพ
ปีงบประมาณ	2555

บทคัดย่อ

รายงานการวิจัยนี้นำเสนออินเวอร์เตอร์แบบเชื่อมต่อเข้าระบบจำหน่ายของการไฟฟ้าโดยใช้การควบคุมกระแสในแกน d,q ซึ่งเป็นแกนอ้างอิงหมุนด้วยความเร็วซิงโครนัสทำให้ค่าความผิดพลาดของกระแสในสภาวะคงตัวเป็นศูนย์และลดผลของสัญญาณรบกวนด้วยการกำจัดผลของแรงดันเชื่อมร่วม มีควบคุมแรงดันดีซีบัสด้วยตัวควบคุมแบบพีไอ ส่วนการซิงโครไนซ์สำหรับอินเวอร์เตอร์ใช้วิธีเฟสล็อกลูปโดยสร้างสัญญาณ α,β จากการเลื่อนเฟสของสัญญาณไป 90 เพื่อที่จะได้มุม θ สำหรับการแปลงแกนในระบบควบคุม ระบบควบคุมทั้งหมดสร้างด้วยตัวควบคุมสัญญาณแบบดิจิตอลเบอร์ dsPIC30F4011 ควบคุมอินเวอร์เตอร์ขนาด 1 *kW* ความถี่สวิตช์ 18 *kHz* ตัวเหนี่ยวนำค่า 2.7 *mH* สำหรับกรองกระแส ผลการทดสอบอินเวอร์เตอร์มีประสิทธิภาพ 94% และฮาร์มอนิกส์ของกระแส 1.8 % มีการทดสอบการเชื่อมต่อเข้าระบบและเปลี่ยนโหลดแบบทันทีทันใดเพื่อทดสอบผลตอบสนองในสภาวะทรานเซี้ยน และการสร้างระบบควบคุมแบบทันเวลาด้วยตัวประมวลผลสัญญาณแบบดิจิตอลเบอร์ TMS320F2808 ด้วยโปรแกรม Matlab/Simulink

สารบัญเรื่อง

	หน้า
ปกใน	2
กิตติกรรมประกาศ	3
บทคัดย่อ	4
สารบัญเรื่อง	6
สารบัญตาราง	8
สารบัญภาพ	9
บทที่ 1 บทนำ	
1.1 บทนำ	12
1.2 วัตถุประสงค์ของงานวิจัย	13
1.3 ขอบเขตของงานวิจัย	13
1.4 ขั้นตอนการดำเนินงาน	13
1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ	13
บทที่ 2 ทฤษฎี	
2.1 ทฤษฎีของอินเวอร์เตอร์แบบหนึ่งเฟส (Single-phase Inverter)	15
2.2 ทฤษฎีการสวิตซิ่ง (Switching)	23
2.3 ทฤษฎีเฟสล็อกลูป (Phase Locked Loop: PLL)	29
2.4 เฟสล็อกลูปแบบหนึ่งเฟส (Single-Phase Phase-Locked Loop)	32
2.5 การแปลงแกนของสัญญาณควบคุม	33
2.6 Digital Signal Controller Board (DSC Board)	35
2.7 การออกแบบซอฟต์แวร์ dsPIC30F4011	39
2.8 สถาปัตยกรรมของ TMS320F2808	45
2.9 หน่วยประมวลผลกลาง	47
2.10 สถาปัตยกรรมของหน่วยประมวลผลกลาง	47
2.11 รีจิสเตอร์ของหน่วยประมวลผลกลาง	48
2.12 การจัดผังหน่วยความจำ	50
2.13 อุปกรณ์ต่อพ่วง	51

บทที่ 3 การออกแบบงานวิจัย

3.1 องค์ประกอบของแบบจำลอง Matlab/Simulink 61

3.2 ผลจำลองการทำงานของอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟส 65

3.3 การออกแบบและการสร้างด้านฮาร์ดแวร์ 66

3.4 การใช้งาน Code Composer Studio 3.3 ร่วมกับ Matlab/Simulink 75

3.5 โปรแกรมควบคุมแบบทันเวลาด้วยโปรแกรม Matlab/Simulink 77

บทที่ 4 ผลการวิจัย

4.1 การทดสอบระบบอินเวอร์เตอร์ 80

4.2 ขั้นตอนการทดสอบอินเวอร์เตอร์ขณะต่อเข้าระบบจำหน่าย 80

4.3 ผลการทดสอบอินเวอร์เตอร์ 81

บทที่ 5 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

5.1 สรุปผลการวิจัยที่ได้จากการทดลอง 91

5.2 ข้อเสนอแนะ 91

5.3 ผลงานตีพิมพ์ในการประชุมวิชาการ 92

บรรณานุกรม 101

ภาคผนวก ก. โปรแกรม 102

ภาคผนวก ข. ประวัตินักวิจัย 109

ภาคผนวก ค. รายการสรุปการเงิน 115

สารบัญตาราง

ตารางที่ **หน้า**

2.1 ตารางฮาร์มอนิกของ $(V_{Ao})_h/(V_d/2)$ 21

2.2 เงื่อนไขการสวิตซ์ชิ่งแรงดันเฟสและแรงดันไฟฟ้าด้านออกของอินเวอร์เตอร์แบบยูนิโพลาร์ 60

2.3 การเปรียบเทียบการสวิตชิ่งแรงดันไฟฟ้าแบบไบโพลาร์กับยูนิโพลาร์ 62

4.1 พารามิเตอร์ที่ใช้ในการทดสอบ 68

สารบัญภาพ

ภาพที่ | หน้า

ภาพที่		หน้า
2.1	อินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟส	19
2.2	การสร้างสัญญาณสวิตชิ่งแบบพีดับบลิวยูเอ็ม	21
2.3	พีดับเบิลยูเอ็มแบบไซน์	23
2.4	รูปคลื่นพีดับบลิวยูเอ็มแบบโอเวอร์มอดูเลชัน	23
2.5	สเปกตราของรูปคลื่นพีดับเบิลยูเอ็มแบบโอเวอร์มอดูเลชันเมื่อ $m_a = 1.25$, $m_f = 15$	25
2.6	การควบคุมค่าแรงดันไฟฟ้าทางด้านออกของอินเวอร์เตอร์พีดับเบิลยูเอ็มปรับค่า m_a	25
2.7	การสวิตชิ่งแรงดันแบบไบโพลาร์	26
2.8	การสวิตชิ่งแรงดันไฟฟ้าแบบยูนิโพลาร์	27
2.9	บล็อกไดอะแกรมของเฟสล็อกลูปแบบพื้นฐาน	28
2.10	บล็อกไดอะแกรมเพื่อสร้างเฟสล็อกลูป	28
2.11	บล็อกไดอะแกรมของเฟสล็อกลูปแบบหนึ่งเฟส	30
2.12	การสร้างสัญญาณ $x_\alpha(t), x_\beta(t)$ แล้วแปลงอยู่ในแกน d,q axis	30
2.13	การแปลงปาร์ก	31
2.14	วงจรปรับระดับสัญญาณ (Signal Conditioning Circuit)	32
2.15	วงจรเลื่อนเฟส 90 องศา	33
2.16	การเลื่อนเฟสสัญญาณไป 90 องศา	34
2.17	วงจรภาคกำลังของอินเวอร์เตอร์ ทรานส์ดิวเซอร์ และการต่อวงจรขับเกต	35
2.18	วงจรขับเกต (Gate drive)	36
2.19	บล็อกไดอะแกรมการทำงานโมดูล ADC ของ dsPIC30F4011	36
2.20	ไดอะแกรมเวลาของการกำเนิดสัญญาณ PWM แบบตัดสัญญาณกึ่งกลาง	38
2.21	บล็อกไดอะแกรมของระบบควบคุม	
2.22	บล็อกไดอะแกรมของ TMS320F2808	39
2.23	รีจีสเตอร์ของหน่วยประมวลผลกลาง	40
2.24	ผังหน่วยความจำ	47
2.25	บล็อกไดอะแกรมของ ePWM	48
2.26	บล็อกไดอะแกรมของ ADC	51

สารบัญภาพ (ต่อ)

ภาพที่		หน้า
3.1	วงจรกำลังของอินเวอร์เตอร์แบบหนึ่งเฟสต่อเข้าระบบจำหน่าย	58
3.2	แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของอินเวอร์เตอร์	59
3.3	การควบคุมอินเวอร์เตอร์โดยใช้การควบคุมแบบพีไอ	61
3.4	แบบจำลองที่สร้างขึ้นในโปรแกรม Matlab/Simulink	62
3.5	แบบจำลองของบล็อก PLL	63
3.6	บล็อกไดอะแกรมของ Current Loop	64
3.7	บล็อกไดอะแกรมของ Voltage Loop	65
3.8	บล็อกไดอะแกรมของ SPWM	65
3.9	บล็อกไดอะแกรมของ alpha-beta to dq	66
3.10	บล็อกไดอะแกรมของ dq to alpha-beta	67
3.11	แบบจำลองของบล็อก Inverter	68
3.12	ระบบจำลองภาคกำลังอินเวอร์เตอร์เมื่อสวิตชิ่งแบบยูนิโพล่าร์	68
3.13	ผลตอบสนองเมื่อกำลังด้านอินพุตมีการเปลี่ยนแปลงแบบขั้น	69
3.14	ผลจำลองวงจรกำลังของอินเวอร์เตอร์เมื่อสวิตชิ่งแบบยูนิโพล่าร์	70
3.15	โครงสร้างของชุดอินเวอร์เตอร์แบบต่อเข้าระบบจำหน่าย	71
3.16	วงจรยกระดับแรงดันไฟฟ้าจาก 3V ไปเป็น 5V	72
3.17	วงจรขับเกต	73
3.18	อุปกรณ์และวงจรวัดกระแส	73
3.19	วงจรวัดแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง	74
3.20	วงจรวัดแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ	74
3.21	อุปกรณ์ของวงจรภาคกำลัง	75
3.22	วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน	75
3.23	อุปกรณ์และวงจรทั้งหมดของการออกแบบด้านฮาร์ดแวร์	76
3.24	การเชื่อมต่อระหว่างคอมพิวเตอร์ส่วนบุคคลกับตัวประมวลสัญญาณดิจิตอล	76
3.25	หน้าต่างของโปรแกรม Code Composer Studio 3.3	77
3.26	การเชื่อมต่อระหว่างโปรแกรม Code Composer Studio 3.3 กับบอร์ด DSP	77
3.27	โปรแกรม Code Composer Studio 3.3 เมื่อเชื่อมต่อเรียบร้อย	
3.28	โปรแกรม Code Composer Studio 3.3 เมื่อหยุดเชื่อมต่อ	
3.29	โปรแกรมควบคุมแบบทันเวลาด้วยโปรแกรม Matlab/Simulink	
3.30	บล็อก C28x ADC	

สารบัญภาพ (ต่อ)

ภาพที่		หน้า
3.31	การสร้างสัญญาณพีดับบลิวเอ็ม	78
3.32	บล็อก C28x PWM	79
3.33	บล็อก Simulink สำหรับควบคุมและสร้างสัญญาณแบบทันเวลา	79
4.1	วงจรกำลังที่ใช้ในการทดสอบระบบอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสแบบต่อเข้าระบบจำหน่าย	89
4.2	ผลการงานของเฟสล็อกลูป	90
4.3	สัญญาณค่ากระแสและแรงดันอินเวอร์เตอร์ที่กำลังไฟฟ้าสูงสุด	91
4.4	สัญญาณแรงดันของอินเวอร์เตอร์และค่า FFT ของแรงดันขณะจ่ายโหลด	91
4.5	สัญญาณกระแสของอินเวอร์เตอร์และค่า FFT ของกระแสขณะจ่ายโหลด	92
4.6	สัญญาณแรงดัน V_{inv} และค่ากระแสของอินเวอร์เตอร์	93
4.7	สัญญาณแรงดันอินพุตของหม้อแปลงอัตราส่วนและค่ากระแสของอินเวอร์เตอร์	94
4.8	สัญญาณค่ากระแสกับแรงดันที่ทำการเชื่อมต่อระบบจำหน่ายการไฟฟ้า	94
4.9	สัญญาณกระแสกับแรงดันที่กำลังไฟฟ้าสูงสุดขณะเชื่อมต่อระบบจำหน่ายการไฟฟ้า	95
4.10	FFT ของแรงดันขณะเชื่อมต่อระบบจำหน่ายการไฟฟ้า	95
4.11	FFT ของกระแสขณะเชื่อมต่อระบบจำหน่ายการไฟฟ้า	96
4.12	ผลตอบสนองของแรงดันดีซีบัสเมื่อเกิดการเปลี่ยนแปลงของกระแสแบบขั้น	96
4.13	กราฟความสัมพันธ์ของกำลังไฟฟ้ากับกระแสที่จ่ายให้กับระบบจำหน่ายการไฟฟ้า	97
4.14	กราฟความสัมพันธ์ของกำลังไฟฟ้ากับแรงดันบัสที่จ่ายให้กับระบบจำหน่าย	98
4.15	กราฟความสัมพันธ์ของกำลังไฟฟ้ากับประสิทธิภาพ	98
4.16	กราฟความสัมพันธ์ของกำลังไฟฟ้ากับฮาร์มอนิกส์ของกระแส	99
4.17	กราฟความสัมพันธ์ของกำลังไฟฟ้ากับฮาร์มอนิกส์ของแรงดัน	10

บทที่ 1

บทนำ

ในปัจจุบันแหล่งจ่ายพลังงานไฟฟ้ามีความสำคัญกับมนุษย์เป็นอย่างมาก ที่มาของแหล่งพลังงานไฟฟ้าสามารถนำมาได้จากหลายแหล่งด้วยกัน เช่น พลังงานที่ได้จากการทำปฏิกิริยาทางเคมี พลังงานนิวเคลียร์ พลังงานที่ได้จากการเครื่องจักรกลที่ใช้การสันดาปจากเชื้อเพลิง พลังงานลม พลังงานความร้อน พลังงานจากความดันน้ำ พลังงานแสง เป็นต้น ซึ่งแหล่งพลังงานบางประเภทที่นำมาใช้ผลิตเป็นพลังงานไฟฟ้านั้นเมื่อใช้กันมากแล้วสามารถหมดไปในอนาคตได้ บางประเภทสร้างมลภาวะทางอากาศเป็นพิษต่อมนุษย์เป็นอย่างมาก ซึ่งปัญหาดังกล่าวในปัจจุบันเราได้ให้ความสำคัญกับเรื่องดังกล่าวนี้เป็นอย่างมาก ยิ่งในปัจจุบันมนุษย์เรามีการใช้พลังงานไฟฟ้าเพิ่มขึ้นเป็นอย่างมาก ผู้วิจัยจึงได้คิดค้นหาวิธีการที่จะนำพลังงานจากธรรมชาติมาเปลี่ยนเป็นพลังงานไฟฟ้า ดังนั้นการค้นคว้าหาวิธีการที่จะเปลี่ยนพลังงานจากธรรมชาติมาเปลี่ยนเป็นพลังงานไฟฟ้ากำลังมีการพัฒนาและปรับปรุงเป็นอย่างมาก

อินเวอร์เตอร์เป็นทางเลือกหนึ่งซึ่งได้มีการนำมาใช้งานในด้านต่างๆ อย่างกว้างขวาง ไม่ว่าในด้านพลังงานทดแทนเช่น อินเวอร์เตอร์ใช้ร่วมกับกังหันลม อินเวอร์เตอร์ใช้ร่วมกับแสงอาทิตย์ ด้านอุตสาหกรรมเช่น อินเวอร์เตอร์ใช้ควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์ และอีกหลายๆด้าน ดังนั้นจึงต้องมีการพัฒนาอินเวอร์เตอร์ขึ้นมาเพื่อแปลงจากไฟฟ้ากระแสตรงไปเป็นไฟฟ้ากระแสสลับ ซึ่งต้องมีคุณสมบัติที่สามารถจ่ายกำลังไฟฟ้าต่อเข้ากับระบบของการไฟฟ้าได้อย่างมีเสถียรภาพ อินเวอร์เตอร์ที่ต่อกับระบบของการไฟฟ้ากำลังได้รับความสนใจในการวิจัยและพัฒนาให้มีสมรรถนะและความเชื่อถือได้สูงเพื่อที่จะสามารถใช้งานได้กว้างขวางมากขึ้น

ประเทศไทยได้ให้ความสนใจในการนำเอาอินเวอร์เตอร์มาใช้ร่วมกับระบบจำหน่าย เพื่อเชื่อมต่อเข้ากับระบบของการไฟฟ้า แต่อินเวอร์เตอร์ที่นำมาเชื่อมเข้ากับระบบของการไฟฟ้ายังมีค่าฮาร์มอนิกที่สูงเกินไปและแรงดันอยู่ในระดับที่ต่ำ ทำให้เกิดความไม่เสถียรภาพขึ้นในระบบสายส่งและยังรบกวนระบบการขนส่งทางสายส่งอีก ด้วยเหตุนี้ทางผู้จัดทำจึงเกิดแนวคิดที่จะพัฒนาการทำงานของอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสให้มีประสิทธิภาพมากขึ้น โดยใช้เทคนิคการควบคุมให้กระแสจ่ายเข้าระบบการไฟฟ้ามีมุมเฟสเดียวกันกับแรงดันของระบบการไฟฟ้า โดยสร้างสัญญาณสัญญาณพัลส์วิดท์มอดูเลชัน (Pulse Width Modulation, PWM) ด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์เบอร์ dsPIC30F4011 และเบอร์ TMS320F2808 ซึ่งสามารถใช้งานร่วมกับโปรแกรม MATLAB [5] โดยการใช้โมดูลสร้างสัญญาณพัลส์วิดท์มอดูเลชั่น สวิตซ์ชิ่งแรงดันแบบยูนิโพลาร์ (Unipolar Voltage Switching) เพื่อไปควบคุมการทำงานของสวิตช์ในอินเวอร์เตอร์ ทางคณะผู้วิจัยได้เล็งเห็นความสำคัญ จึงได้นำเสนอโครงการวิจัยนี้เพื่อเป็นแนวทางเบื้องต้นใน

การศึกษาการใช้งานอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสแบบต่อเข้าระบบเพื่อประยุกต์ใช้งานกับพลังงานทดแทน

1.1 วัตถุประสงค์ของงานวิจัย

1.1.1 ศึกษาข้อมูลของอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสแบบต่อเข้าระบบสำหรับการแปลงไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสสลับ

1.1.2 เพื่อจำลองการทำงานของระบบอินเวอร์เตอร์แบบต่อเข้าระบบด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์

1.1.3 เพื่อออกแบบระบบอินเวอร์เตอร์สำหรับต่อเข้าระบบด้วยเฟสล็อกลูป (PLL) พิกัด 1 kW

1.1.4 เพื่อออกแบบระบบควบคุมด้วยตัวประมวลผลสัญญาณดิจิตอลและมีการควบคุมแบบทันเวลา

1.1.5 ศึกษามาตรฐานระบบอินเวอร์เตอร์เรื่องคุณภาพของกระแสและแรงดันให้ได้ได้ตามมาตรฐาน IEEE929

1.2 ขอบเขตของงานวิจัย

1.2.1 สร้างและจำลองการทำงานอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสแบบต่อเข้าระบบด้วยโปรแกรม MATLAB/SIMULINK

1.2.2 ออกแบบและสร้างอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสแบบต่อเข้าระบบด้วยวิธีเฟสล็อกลูป (PLL) พิกัด 1 kW

1.2.3 ออกแบบระบบควบคุมอินเวอร์เตอร์ด้วยตัวประมวลผลสัญญาณดิจิตอลและมีการควบคุมแบบทันเวลา

1.2.4 ทดสอบการต่อเข้าระบบของอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสในระบบไฟฟ้า 220 V 50 Hz

1.2.5 สร้างระบบควบคุมกระแสและแรงดันของอินเวอร์เคอร์เพื่อคุณภาพได้ตามมาตรฐาน IEEE929

1.2.6 ทดสอบระบบอินเวอร์เตอร์ด้วยตัวกรองกระแสแบบตัวเหนี่ยวนำ (L)

1.3 ขั้นตอนการดำเนินงาน

1.3.1 ศึกษาค้นคว้าข้อมูลของอินเวอร์เตอร์และเฟสล็อกลูปแบบหนึ่งเฟส

1.3.2 จำลองระบบควบคุมกระแสและแรงดันของอินเวอร์เตอร์แบบหนึ่งเฟส

1.3.3 ออกแบบและเขียนโปรแกรมควบคุมด้วย Digital Signal Controller

1.3.4 สร้างชุดอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสแบบยูนิโพล่าร์ด้วยมอสเฟตกำลัง

1.3.5 ทดสอบระบบควบคุมอินเวอร์เตอร์สำหรับต่อเข้าระบบจำหน่าย

1.3.6 วิเคราะห์และสรุปผลการทดลอง

1.3.7 นำเสนอผลงานในงานประชุมวิชาการ

1.3.8 จัดทำรูปเล่มรายงานการวิจัย

1.4 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

1.4.1ได้เครื่องต้นแบบอินเวอร์เตอร์เพื่อไปใช้ในอุตสาหกรรมผลิตอินเวอร์เตอร์เพื่อต่อเข้าระบบจำหน่ายได้

1.4.2 ได้อินเวอร์เตอร์เพื่อใช้งานกับแผงเซลล์แสงอาทิตย์ที่สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้าติดตั้งไว้บางส่วน

1.4.3 เผยแพร่ความรู้ในลักษณะบทความวิชาการให้กับบุคคลทั่วไป

บทที่ 2

ทฤษฎี

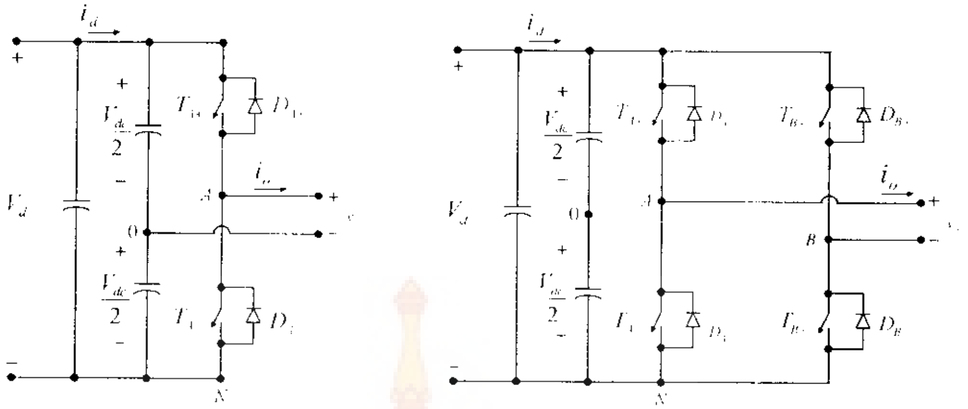
ในการออกแบบและสร้างวงจรอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสแบบต่อเข้าระบบจำหน่ายด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์เบอร์ dsPIC30F4011 และเบอร์ TMS320F2808 ในบทนี้จะกล่าวถึงทฤษฎีและหลักการของอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสแบบเชื่อมต่อระบบจำหน่ายการไฟฟ้า ซึ่งจะแบ่งออกเป็น 2 ส่วนด้วยกันคือ ภาคกำลังและภาคควบคุม รวมไปถึงวงจรยกระดับสัญญาณ วงจรเลื่อนเฟส และวงจรขับเกต อีกทั้งในงานวิจัยนี้ยังนำเอาเทคนิคการแปลงแกนจากแกนหยุดนิ่งอยู่กับที่ (Stationary reference frame) มาเป็นแกนหมุนด้วยความเร็วซิงโครนัส (-d,-q Synchronous reference frame) โดยใช้ค่ามุมของการไฟฟ้าจากเฟสล็อกลูป (Phase-locked loop) ซึ่งจำเป็นต้องศึกษาหลักการและทฤษฎีที่เกี่ยวข้องดังนี้

2.1 ทฤษฎีของอินเวอร์เตอร์แบบหนึ่งเฟส (Single-phase Inverter)

2.1.1 อินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟส

อินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสจะแบ่งออกเป็นสองชนิด คือ แบบฮาล์ฟบริดจ์ (half-bridge) และแบบฟูลบริดจ์ (full-bridge) ในแบบฮาล์ฟบริดจ์จะมีตัวเก็บประจุสองตัวต่อลำดับกันอยู่ระหว่าง แหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงและหากกำหนดให้ค่าตัวเก็บประจุสองตัวมีค่าเท่ากันจะทำให้แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมตัวเก็บประจุแต่ละตัวจะมีค่าเท่ากันคือ $V_d/2$ จุดกึ่งกลางแรงดันไฟฟ้า (จุด 0 ในภาพที่ 2.1 (ก)) จะมีค่าคงที่เมื่อเทียบกับบัสลบ (N) ดังแสดงในภาพที่ 2.1 (ก) ส่วนวงจรอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสแบบฟูลบริดจ์จะประกอบไปด้วยสองกิ่งคือ กิ่ง A และกิ่ง B ในภาพที่ 2.1 (ข) โดยแบบฟูลบริดจ์จะมีกำลังไฟฟ้าสูงกว่าแบบฮาล์ฟบริดจ์สองเท่าจึงเหมาะที่จะเลือกใช้เมื่อต้องการจ่ายกำลังไฟฟ้าโหลดสูงขึ้น

เงื่อนไขสำคัญที่อินเวอร์เตอร์หนึ่งแบบฮาล์ฟบริดจ์และแบบฟูลบริดจ์ คือการทำงานของสวิตช์ T_{A+} และ T_{A-} ต้องไม่ทำงานพร้อมกันในทุกช่วงเวลา มิฉะนั้นแล้วจะเกิดการลัดวงจรระหว่างบัสบวกกับบัสลบ ในอุดมคติเวลาการสวิตช์ซิ่งของ T_{A+} และ T_{A-} จะตรงข้ามกัน แต่ในทางปฏิบัติจะต้องการช่วงเวลาที่สวิตช์ทั้งคู่ไม่นำกระแสซึ่งจะเรียกว่าเดตไทม์ (dead time) โดยเดตไทม์จะอยู่ในช่วงเวลาก่อนจะเปลี่ยนสถานการณ์สวิตช์จากนำกระแสเป็นไม่นำกระแสหรือจากไม่นำกระแสเป็นนำกระแส



(ก) แบบฮาล์ฟบริดจ์ (ข) แบบฟูลบริดจ์

ภาพที่ 2.1 อินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟส

2.1.2 การสวิตช์ซิ่งแบบพีดับเบิลยูเอ็ม

ในวงจรอินเวอร์เตอร์ต้องการจะสร้างแรงดันไฟฟ้าด้านออกเป็นรูปไซน์ที่สามารถปรับขนาดและความถี่ตามต้องการได้ โดยจะใช้สัญญาณควบคุมรูปคลื่นไซน์ (sinusoidal control signal) ตามความถี่ที่ต้องการนำมาเปรียบเทียบกับรูปคลื่นสามเหลี่ยม (triangular waveform) ดังภาพที่ 2-2 (ก) ความถี่ของการสวิตช์ซิ่งจะเท่ากับความถี่ของรูปคลื่นสามเหลี่ยม(f_s)

คำย่อและความหมายที่สำคัญของการสวิตช์ซิ่งแบบพีดับเบิลยูเอ็ม มีดังต่อไปนี้

$v_{control}$	สัญญาณควบคุมรูปไซน์ที่ต้องการนำมาสร้างแรงดันไฟฟ้าและความถี่ทางด้านออก
v_{tri}	สัญญาณรูปสามเหลี่ยมที่เป็นตัวกำหนดความถี่สวิตช์ซิ่ง
f_1	ความถี่หลักมูลทางด้านออกของอินเวอร์เตอร์
f_s	ความถี่ของการสวิตชิ่งของอินเวอร์เตอร์
m_a	อัตราการมอดูเลตด้านแอมพลิจูด
m_f	อัตราการมอดูเลตด้านความถี่

ค่า m_a และ m_f จะนิยามจากสมการที่ (2.1) และสมการที่ (2.2) ตามลำดับ

$$m_a = \frac{V_{control}}{V_{tri}} \tag{2.1}$$

$$m_a = \frac{f_s}{f_1} \tag{2.2}$$

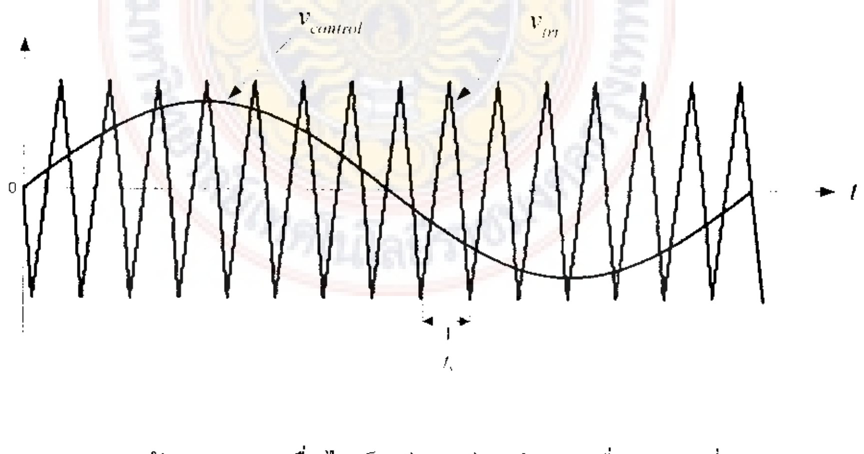
เมื่อ $V_{control}$ คือค่ายอดของสัญญาณควบคุมรูปไซน์

V_{tri} คือค่ายอดของสัญญาณรูปสามเหลี่ยม

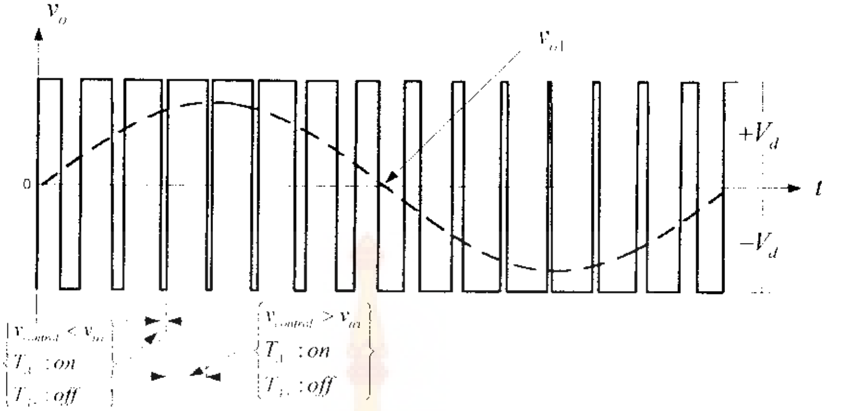
ถ้าค่า $0 \le m_a \le 1$ จะเป็นช่วงการมอดูเลตเชิงเส้น ซึ่งหมายถึงองค์ประกอบหลักมูลของแรงดันไฟฟ้าด้านออก (fundamental-frequent of the output voltage) โดยจะแปรผันเชิงเส้นกับค่า m_a ในกรณี $m_a > 1$ จะเป็นช่วงการควบคุมแบบโอเวอร์โมดูเลชั่นซึ่งผลของแรงดันไฟฟ้าด้านออกจะมีองค์ประกอบฮาร์มอนิกสูงกว่าช่วงการมอดูเลตเชิงเส้น สำหรับเงื่อนไขของการสร้างสัญญาณสวิตชิ่งแบบพีดับเบิลยูเอ็ม คือ

$$v_{control} > v_{tri}, T_{A+} \text{ จะนำกระแส } v_{A0} = \frac{1}{2}V_d \tag{2.3}$$

$$v_{control} < v_{tri}, T_{A-} \text{ จะนำกระแส } v_{A0} = -\frac{1}{2}V_d \tag{2.4}$$



(ก) สัญญาณรูปคลื่นไซน์เปรียบเทียบกับรูปคลื่นสามเหลี่ยม



(ข) สัญญาณสวิตซิ่งแบบพีดับเบิลยูเอ็ม

(ค) สัญญาณฮาร์มอนิกสเปคตราของสัญญาณไซน์

ภาพที่ 2.2 การสร้างสัญญาณสวิตซิ่งแบบพีดับบลิวยูเอ็ม

การทำงานของสวิตซ์ T_{A+} และ T_{A-} จะขึ้นอยู่กับผลการเปรียบเทียบของ $v_{control}$ กับ v_{tri} โดยจะมีเงื่อนไขดังสมการที่ (2.3) และ (2.4) และจะไม่ขึ้นอยู่กับทิศทางของกระแส ดังภาพที่ 2.2 แสดงตัวอย่างเมื่อกำหนดเงื่อนไขที่ m_a = 0.8 และ m_f = 15 ฮาร์มอนิกส

เปคตรา (harmonic spectrum) ของ v_{A0} โดยเขียนกราฟเทียบกับค่าแกนตั้ง $(V_{A0})_h/(V_d/2)$ ดังภาพที่ 2.2 (ค) จะมีส่วนสำคัญสามส่วนคือ

2.1.2.1 ค่ายอดของแรงดันไฟฟ้าที่ความถี่หลักมูล $(V_{A0})_h = m_a(V_d/2)$ โดยมีความสัมพันธ์จาก

$$V_{A0} = \frac{v_{control}}{V_{tri}}.\frac{V_d}{2} \quad ; \quad v_{control} \le V_{tri} \tag{2.5}$$

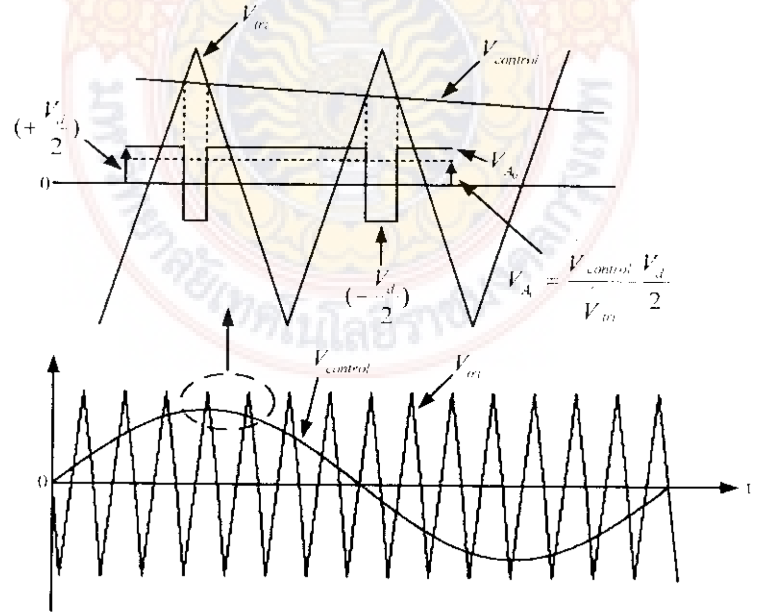
$$v_{control} = V_{control}\sin(\omega_1 t) \quad ; \quad V_{control} \le V_{tri}$$

$$(v_{A0})_1 = \left(\frac{V_{control}}{V_{tri}}.\frac{V_d}{2}\right)\sin(\omega_1 t) \quad ; \quad m_a \le 1.0$$

$$(v_{A0})_1 = m_a(V_d/2)\sin(\omega_1 t) \quad ; \quad m_a \le 1.0$$

$$\left(V_{A}\right)_1 = m_a(V_d/2) \quad ; \quad m_a \le 1.0 \tag{2.6}$$

สมการที่ (2.6) พิจารณาประกอบดังภาพที่ 2.3 จะได้ว่าแรงดันไฟฟ้าที่ความถี่หลักมูลจะแปรผันเป็นเชิงเส้นกับค่า m_a เมื่อ m_a จะมีค่าอยู่ระหว่าง 0 ถึง 1



ภาพที่ 2.3 พีดับเบิลยูเอ็มแบบไซน์ (sinusoidal pulse width modulation: SPWM)

2.1.2.2 ค่าไซด์แบนด์ฮาร์มอนิก (sideband harmonic) จะเกิดขึ้นรอบๆ $1m_f$, $2m_f, 3m_f, \ldots$ ดังแสดงในสมการที่ (2.7) หรือ (2.8)

$$f_h = \left(jm_f \pm k \right) f_1 \quad (2.7)$$

$$h = j\left(m_f \right) \pm k \quad (2.8)$$

เมื่อ h = 1 คือความถี่หลักมูล (fundamental frequency)
ถ้าค่า j เป็นเลขคี่ ค่าฮาร์มอนิกจะเท่ากับค่า k ที่เป็นเลขคู่
ถ้าค่า j เป็นเลขคู่ ค่าฮาร์มอนิกจะเท่ากับค่า k ที่เป็นเลขคี่

ตัวอย่างไซด์แบนด์ฮาร์มอนิกในดังภาพที่ 2.2 (ค) และแสดงค่าฮาร์มอนิก $(V_{A0})_h/(V_d/2)$ ในตารางที่ 2.1 ซึ่งมีข้อสังเกตว่าค่า $(V_{A0})_h/(V_d/2)$ จะเป็นฟังก์ชันกับ m_a

2.1.2.3 ค่า m_f ฮาร์มอนิกควรจะเป็นเลขคี่ เพราะถ้ากำหนดให้ค่า m_f เป็นเลขคี่ก็จะทำให้เกิดการสมมาตรเลขคี่ ซึ่งแสดงได้จากสมการ $f(-t) = f(t)$ ผลที่ได้คือจะมีเพียงฮาร์มอนิกเลขคี่เท่านั้นที่ยังปรากฏอยู่ใน v_{A0} ส่วนฮาร์มอนิกเลขคู่จะหักล้างกัน โดยที่ช่วง $m_f > 21$ จะถือว่า m_f มีค่ามากโดยที่ขนาดของฮาร์มอนิกย่อย (sub harmonics) จะมีค่าน้อยเมื่อเทียบกับค่า m_f

สำหรับกรณีโอเวอร์มอดูเลชั่น ($m_a > 1$) จะเกิดขึ้นเมื่อ $V_{control} > V_{tri}$ โดยค่ารูปคลื่นพีดับเบิลยูเอ็มจะมีช่วงที่เป็นบวกหรือลบกว้างกว่าหนึ่งคาบสวิตซ์ซึ่งแสดงดังภาพที่ 2.4 โอเวอร์มอดูเลชั่นมีข้อดีคือ ขนาดของแรงดันไฟฟ้าของความถี่หลักมูลจะมีค่าสูงกว่าในกรณี $m_a \leq 1$ แต่การเพิ่มขึ้นของแรงดันไฟฟ้าจะไม่เป็นเชิงเส้นจนถึงค่าคงที่ค่าหนึ่ง และช่วงแรงดันยอดทางด้านออกของความถี่หลักมูลจะมีค่าอยู่ระหว่าง $V_d/2$ ถึง $4V_d/2\pi$ เขียนเป็นสมการได้ดังนี้

$$\frac{V_d}{2} < \left(V_{A0} \right)_1 < \frac{4}{\pi}\frac{V_d}{2} \quad (2.9)$$

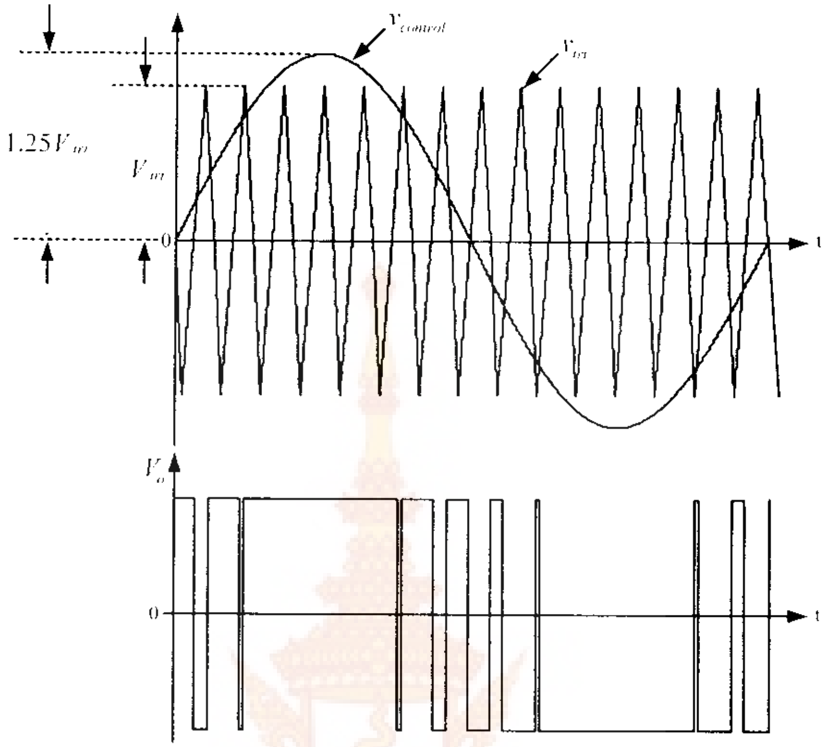
จากสมการที่ (2.9) ค่า $(V_{A0})_1$ จะอยู่ระหว่างค่าที่ทำงานในโหมดเชิงเส้นและโหมดรูปสี่เหลี่ยม กรณีโหลดสี่เหลี่ยมจะเกิดจากการที่ $m_a >> 1$ และต้องมีค่ามากพอ การที่จะบอกว่าค่ามากพอเท่าใดนั้นจะขึ้นอยู่กับค่า m_f ด้วย หาก m_f ที่มีค่ามาก m_a ก็จะต้องมีค่ามากไปด้วยที่จะทำให้ $v_{control}$ ไม่ตัดยอดของปลายเส้นสามเหลี่ยมของสัญญาณอ้างอิงเลย ผลการเปรียบเทียบก็จะได้แรงดันเป็นรูปคลื่นสี่เหลี่ยม

ตารางที่ 2.1 ตารางฮาร์มอนิกของ $(V_{A0})_h/(V_d/2)$

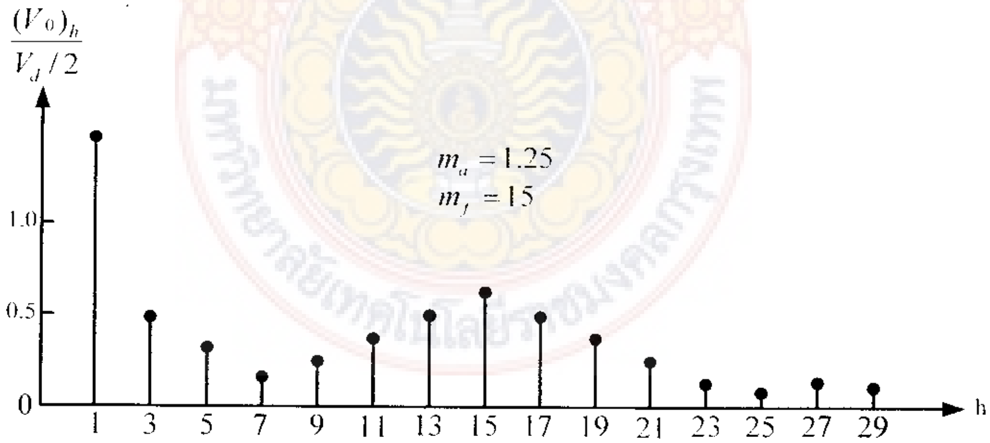
h \ m_a	0.2	0.4	0.6	0.8	1.0
1 องค์ประกอบความถี่หลักมูล	0.2	0.4	0.6	0.8	1.0
m_f	1.242	1.15	1.006	0.818	0.601
$m_f \pm 2$	0.016	0.061	0.131	0.220	0.318
$m_f \pm 4$					0.018
$2m_f \pm 1$	0.190	0.326	0.370	0.314	0.181
$2m_f \pm 3$		0.024	0.071	0.139	0.212
$2m_f \pm 5$				0.013	0.033
$3m_f$	0.355	0.123	0.083	0.171	0.113
$3m_f \pm 2$	0.044	0.139	0.203	0.176	0.062
$3m_f \pm 4$		0.012	0.047	0.104	0.157
$3m_f \pm 6$				0.016	0.044
$4m_f \pm 1$	0.163	0.157	0.008	0.105	0.068
$4m_f \pm 3$	0.012	0.070	0.132	0.115	0.009
$4m_f \pm 5$			0.034	0.084	0.119
$4m_f \pm 7$				0.017	0.050

หมายเหตุ: $(V_{A0})_h/(V_d/2) = \left[(V_{AN})_h/(V_d/2)\right]$ เป็นฟังก์ชันของ m_a

อย่างไรก็ตามข้อเสียของกรณีโอเวอร์มอดูเลชันก็คือทำให้เกิดฮาร์มอนิกอันดับต่ำๆ ที่อยู่ใกล้กับฮาร์มอนิกอันดับที่หนึ่งหรือความถี่หลักมูล เช่นฮาร์มอนิกอันดับที่ 3, 5, 7 เป็นต้น ซึ่งจะเป็นสาเหตุให้เกิดผลเสียมากหากนำไปใช้งาน โดยเฉพาะอย่างยิ่งฮาร์มอนิกอันดับที่ 3, 5, 7 จะทำให้เกิดกำลังไฟฟ้าสูญเสียและทำให้กระแสและแรงดันไฟฟ้าที่ได้เกินกว่ามาตรฐานของการไฟฟ้าที่กำหนดได้



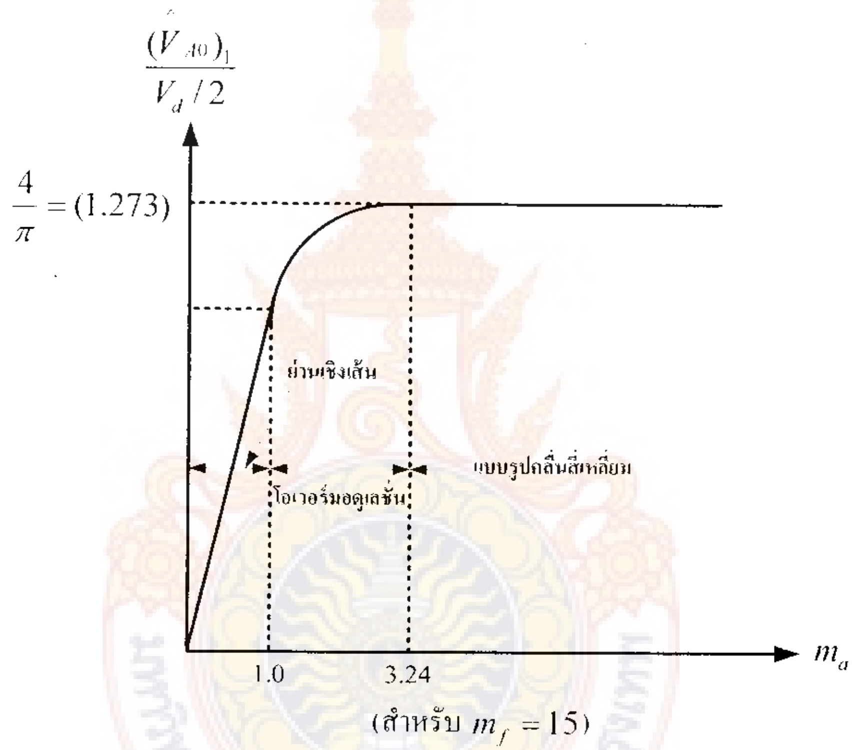
ภาพที่ 2.4 รูปคลื่นพีดับเบิลยูเอ็มแบบโอเวอร์มอดูเลชัน



ภาพที่ 2.5 สเปกตราของรูปคลื่นพีดับเบิลยูเอ็มแบบโอเวอร์มอดูเลชันเมื่อ $m_a = 1.25$, $m_f = 15$

การเปรียบเทียบสัญญาณสองสัญญาณในเงื่อนไขหาก $v_{control} > v_{tri}$ จะได้สัญญาณพัลส์เป็นบวก ในทำนองเดียวกันหาก $v_{control} < v_{tri}$ จะได้พัลส์เป็นลบ กรณีโอเวอร์มอดูเลชั่น ดังภาพที่ 2.4 ไซเคิลบวกของ $v_{control}$ จะเป็นยอดที่ $v_{control}$ มากกว่า v_{tri} ถึงถือว่าจะได้พัลส์บวกเป็นระยะเวลาหนึ่งเสมือนว่าไม่มีการสวิตชิ่ง เช่นเดียวกันกับการเกิดขึ้นที่ครึ่งไซเคิลลบของ $v_{control}$ ช่วง peak ล่าง จะทำให้ค่าพัลส์เป็นลบหรือศูนย์ เป็นช่วงขณะที่ไม่มีการสวิตชิ่ง

ผลเสียที่จะเกิดขึ้นดังในภาพที่ 2.5 คือ เกิดฮาร์มอนิกที่ใกล้ๆกับความถี่หลักมูลหรือฮาร์มอนิกอันดับที่หนึ่งและเกิดฮาร์มอนิกรอบๆความถี่ f_s



ภาพที่ 2.6 การควบคุมค่าแรงดันไฟฟ้าทางด้านออกของอินเวอร์เตอร์พีดับเบิลยูเอ็ม ปรับค่า m_a

2.2 ทฤษฎีการสวิตชิ่ง (Switching)

2.2.1 การสวิตชิ่งแรงดันไฟฟ้าแบบไบโพลาร์

การสวิตชิ่งแรงดันไฟฟ้าแบบไบโพลาร์ (Bipolar voltage switching) คือการควบคุมให้สวิตช์แบบบริดจ์ทำงานพร้อมกันเป็นคู่ เช่น ดังภาพที่ 2.7 (ข) การทำงานของสวิตช์

T_{A+} และ T_{B-} จะถูกควบคุมให้ทำงานพร้อมกันในแต่ละช่วงเวลา อีกคู่หนึ่งคือการทำงานของสวิตช์ T_{A-} และ T_{B+} ดังนั้นแรงดันไฟฟ้าด้านออกของกิ่ง A จะเท่ากับ $v_{A0} = \frac{1}{2}V_d$

เมื่อ $v_{control} > v_{tri}$	สวิตช์ T_{A+} และ T_{B-} จะนำกระแส	(2.10)
$v_{control} > v_{tri}$	สวิตช์ T_{A-} และ T_{B+} จะนำกระแส	(2.11)

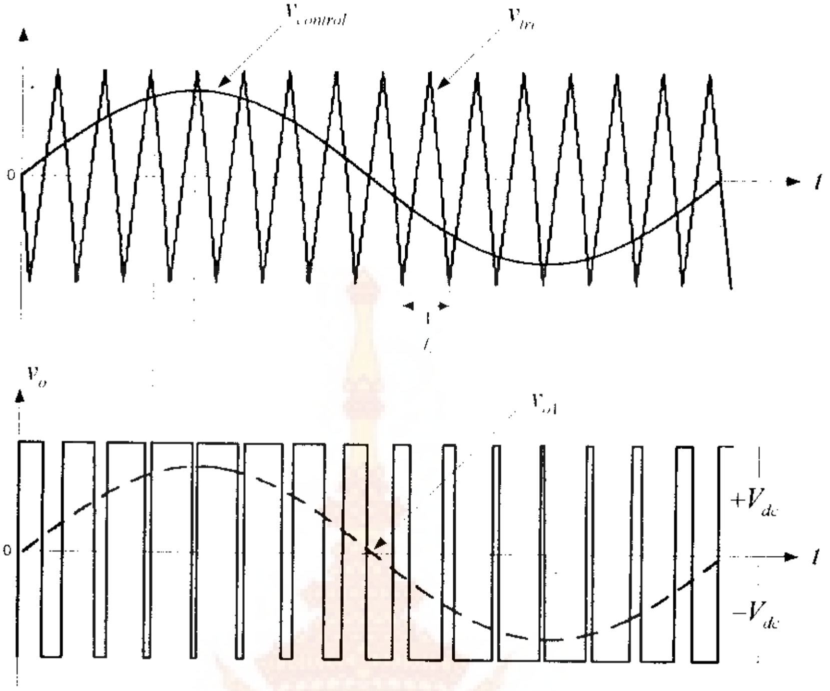
เมื่อคิดจากหนึ่งกิ่งของอินเวอร์เตอร์แบบบริดจ์ แรงดันไฟฟ้าด้านออกของกิ่ง B จะเท่ากับค่าลบของแรงดันไฟฟ้าด้านออกของกิ่ง A คือ $V_{B0} = -V_{A0}$ ดังนั้นแรงดันไฟฟ้าด้านออกของอินเวอร์เตอร์หรือแรงดันไฟฟ้าระหว่างกิ่ง A กับกิ่ง B คือ

$$v_o = v_{A0} - v_{B0} = 2v_{A0}$$

$V_{o1} = m_a V_d$	เมื่อ $m_a \leq 1.0$	(2.12)
$V_d < V_{o1} < \frac{4}{\pi} V_d$	เมื่อ $m_a > 1.0$	(2.13)

หรืออาจจะสรุปได้ว่าแรงดันไฟฟ้ายอดด้านออกจะเท่ากับสมการที่ (2.12) เมื่อ m_a อยู่ในย่านเชิงเส้นและแรงดันไฟฟ้ายอดด้านออกจะเท่ากับสมการที่ (2.13) เมื่อ m_a อยู่ในช่วงโอเวอร์มอดูเลชัน

โดยที่แรงดันไฟฟ้าด้านออกจะสวิตช์อยู่ระหว่าง $+V_d$ กับ $-V_d$ ดังแสดงในภาพที่ 2.12 ส่วนไซด์แบนฮาร์มอนิกจะเกิดขึ้นรอบๆ เช่นหากความถี่สวิตชิ่งเท่ากับ 20 kHz ไซด์แบนฮาร์มอนิกก็จะเกิดขึ้นที่ 20 kHz, 40 kHz, และ 60 kHz เป็นต้น ดังเช่นที่ได้อธิบายในสมการที่ (2.7)



ภาพที่ 2.7 การสวิตซิ่งแรงดันแบบไบโพลาร์

สิ่งที่ระบุว่าเป็นการสวิตช์ซิ่งแบบไบโพลาร์ คือ

1. มีการสวิตช์ของแรงดันระหว่างสาย (v_o หรือ v_{ab}) ระหว่างขั้วหรือบัสบวกกับลบ
2. ความถี่ของพัลส์ที่โหลดจะเท่ากับความถี่ของ v_{tri}
3. จะเกิดความถี่ของสเปคตราคือ เริ่มต้นที่รอบๆ f_s และจำนวนเท่าของ f_s

2.2.2 การสวิตซิ่งแรงดันไฟฟ้าแบบยูนิโพลาร์

ข้อแตกต่างระหว่างการสวิตซิ่งแรงดันแบบไบโพลาร์กับแบบยูนิโพลาร์ (unipolar voltage switching) ก็คือ ในแบบยูนิโพลาร์การควบคุมสวิตซิ่งในกิ่ง A กับ B จะแยกสัญญาณควบคุมออกจากกัน คือสวิตช์ในกิ่ง A จะถูกควบคุมสัญญาณ $v_{control}$ เทียบกับสัญญาณรูปสามเหลี่ยม v_{tri} ขณะที่สวิตช์ในกิ่ง B จะถูกควบคุมสัญญาณจาก $-v_{control}$ เทียบกับสัญญาณรูปสามเหลี่ยม v_{tri} โดยการสวิตซิ่งจะมีเงื่อนไขดังนี้

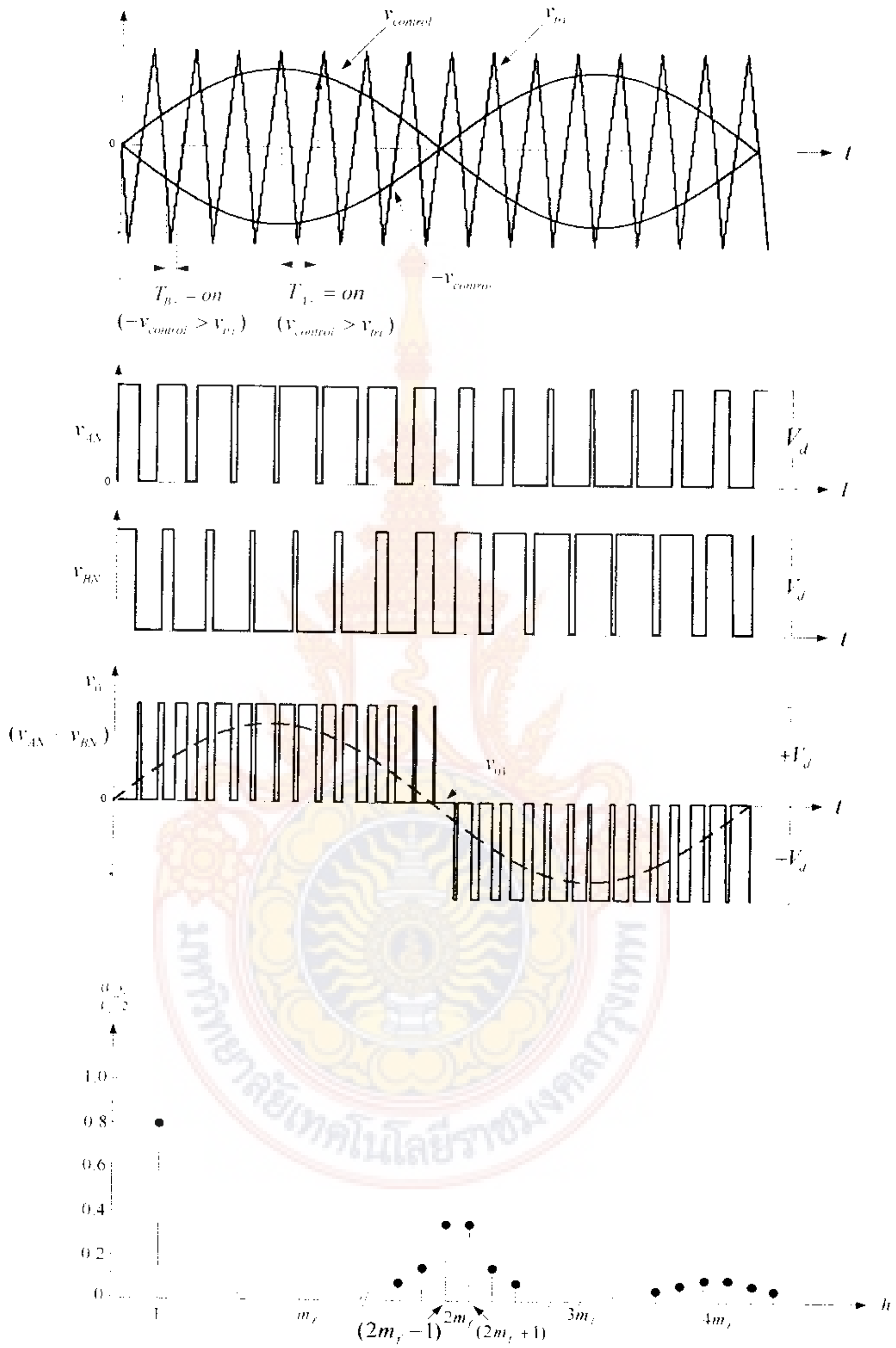
เมื่อ $v_{control} > v_{tri}$: สวิตช์ T_{A+} จะนำกระแส $v_{AN} = V_d$
เมื่อ $v_{control} < v_{tri}$: สวิตช์ T_{A-} จะนำกระแส $v_{AN} = 0$
เมื่อ $(-v_{control}) > v_{tri}$: สวิตช์ T_{B+} จะนำกระแส $v_{BN} = V_d$
เมื่อ $(-v_{control}) < v_{tri}$: สวิตช์ T_{B-} จะนำกระแส $v_{BN} = 0$

ตารางที่ 2.2 เงื่อนไขการสวิตช์ชิ่งแรงดันเฟสและแรงดันไฟฟ้าด้านออกของอินเวอร์เตอร์แบบยูนิโพลาร์

เงื่อนไข	สวิตช์นำกระแส	สวิตช์นำกระแส	v_{AN}	v_{BN}	v_o
1	T_{A+}	T_{B-}	V_d	0	V_d
2	T_{A-}	T_{B+}	0	V_d	$-V_d$
3	T_{A+}	T_{B+}	V_d	V_d	0
4	T_{A-}	T_{B-}	0	0	0

จากตารางที่ 2.2 การเปลี่ยนสถานะของแรงดันระหว่างสาย (v_0 หรือ v_{ab}) จะเป็นการเปลี่ยนแปลงระดับแรงดันอยู่ระหว่างศูนย์ไปยังบวกหรือศูนย์ไปยังลบ จึงทำให้ไม่เกิดการเปลี่ยนแปลงระดับแรงดันจากการสวิตชิ่งสูง เช่นกรณีไบโพลาร์

จุดเด่นของยูนิโพลาร์ คือ การเกิดความถี่ด้านออกจะมีความถี่เป็นสองเท่าของความถี่สวิตชิ่งของแต่ละเฟส เช่น ความถี่สวิตชิ่งของอุปกรณ์เป็น 10 kHz หากเป็นการทำงานแบบยูนิโพลาร์ ค่าแรงดันออกจะประกอบด้วยสัญญาณพีดับเบิลยูเอ็ม ที่มีความถี่หลักมูลและความถี่ฮาร์มอนิกส์ที่ 2 เท่ากับของแบบโพลาร์ที่ 20 kHz สอดคล้องกับสเปคตราของภาพที่ 2.8 โดยเกิดความถี่ขึ้นรอบข้าง ผลของความถี่ที่โหลดเพิ่มขึ้นเป็นสองเท่า ทำให้เกิดการออกแบบวงจรกรองความถี่เล็ก ง่ายและประหยัด



ภาพที่ 2.8 การสวิตซิ่งแรงดันไฟฟ้าแบบยูนิโพลาร์

เงื่อนไขในการสร้างแรงดันเฟสและแรงดันไฟฟ้าด้านออกตกคร่อมโหลด (v_0) แสดงในตารางที่ 2.2 ผลที่ได้จากเงื่อนไขการทำงานในตารางที่ 2.2 และภาพที่ 2.8 คือ แรงดันไฟฟ้าด้านออกมีการเปลี่ยนแปลงระหว่างแรงดันไฟฟ้าค่าบวกไปยังศูนย์และศูนย์ไปยังบวกในครึ่งคาบ ส่วนอีกคาบจะมีแรงดันไฟฟ้าด้านออกเปลี่ยนแปลงระหว่างแรงดันไฟฟ้าค่าลบไปยังศูนย์และจากศูนย์ไปยังลบ ซึ่งจากลักษณะการทำงานดังกล่าวจึงเรียกวิธีการสวิตชิ่งนี้ว่ายูนิโพลาร์ ส่วนขนาดของแรงดันไฟฟ้าด้านนอกออกจะเท่ากันกับไบโพลาร์ และเมื่อเปรียบเทียบข้อดีและข้อเสียของการสวิตชิ่งทั้งสองแบบ จะได้ตารางที่ 2.3

ตารางที่ 2.3 การเปรียบเทียบการสวิตชิ่งแรงดันไฟฟ้าแบบไบโพลาร์กับยูนิโพลาร์

ประเด็น	ไบโพลาร์	ยูนิโพลาร์
แรงดันไฟฟ้าด้านออก (V_{o1}) $m_a \leq 1.0$	$V_{o1} = m_a V_d$	$V_{o1} = m_a V_d$
แรงดันไฟฟ้าด้านออก (V_{o1}) $m_a > 1.0$	$V_d < V_{o1} < \frac{4}{\pi} V_d$	$V_d < V_{o1} < \frac{4}{\pi} V_d$
แรงดันไฟฟ้าด้านออก (v_o)	$V_d \Leftrightarrow (-V_d)$	$V_d \Leftrightarrow 0$ $(-V_d) \Leftrightarrow 0$
ไซด์แบบฮาร์มอนิก	$m_f, 2m_f, 3m_f, ...$	$2m_f, 4m_f, 6m_f, ...$
การกรองความถี่สูง	ดี	ดีมาก
การควบคุม	ง่าย	ซับซ้อน

ข้อเปรียบเทียบของสองเทคนิค คือจะแตกต่างกันที่แรงดันด้านออก ที่มีระดับการเปลี่ยนแปลงของยูนิโพลาร์จะมีแรงดันศูนย์ไปบวกหรือศูนย์ไปลบและมีไซด์แบนด์ที่ $2m_f, 4m_f, 6m_f, ...$ ตามลำดับ ยูนิโพลาร์ที่มีความถี่สวิตชิ่งสูงกว่าทำให้การกรองความถี่ทำได้ง่ายขึ้น เล็กและประหยัด

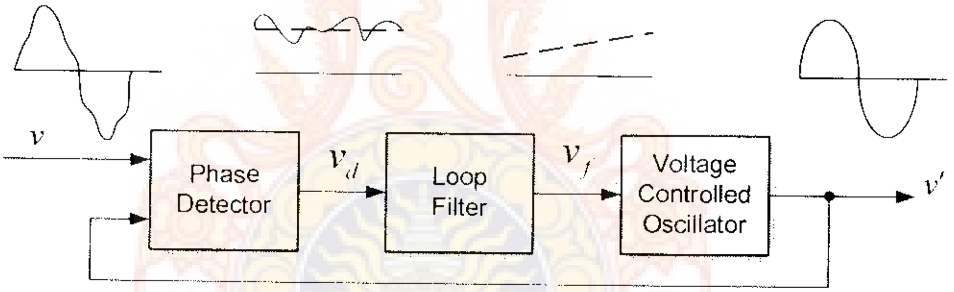
2.3 ทฤษฎีเฟสล็อกลูป (Phase Locked Loop: PLL)

ในการเชื่อมต่อระบบจำหน่ายของการไฟฟ้ากับอินเวอร์เตอร์นั้นจำเป็นที่จะต้องควบคุมค่ากระแสและแรงดันอินเวอร์เตอร์ให้มุมเฟสของอินเวอร์เตอร์ตรงกับของระบบการไฟฟ้า โดยที่การทำงานของระบบจะคำนวณมุมของการไฟฟ้า โดยใช้วิธีเฟสล็อกลูป เพื่อนำค่ามุมไปใช้ในการสร้างกระแสอ้างอิงรูปคลื่นไซน์ การทำงานของเฟสล็อกลูปมีบล็อกไดอะแกรมพื้นฐานดังภาพที่ 2.9 ประกอบด้วย 3 บล็อกดังนี้

2.3.1 ตัวตรวจจับเฟส (Phase detector; PD) ทำหน้าที่ตรวจจับความต่างเฟสของสัญญาณอินพุต และสัญญาณที่ได้จากออสซิลเลเตอร์ สัญญาณความต่างเฟส ที่ได้นั้นจะมีองค์ประกอบของไฟฟ้ากระแสสลับและไฟฟ้ากระแสตรง

2.3.2 ตัวกรองลูป (Loop filter; LF) ทำหน้าที่ลดทอนสัญญาณความถี่สูง และกรองสัญญาณความถี่ต่ำจากบล็อกตัวตรวจจับเฟสผ่าน ซึ่งนิยมใช้ตัวกรองความต่ำอันดับหนึ่งหรือตัวควบคุมพีไอ

2.3.3 ออสซิลเลเตอร์ควบคุมด้วยแรงดัน (Voltage Control Oscillator; VCO) ทำหน้าที่สร้างสัญญาณไฟฟ้ากระแสสลับที่ขึ้นอยู่กับแรงดันด้านอินพุต



ภาพที่ 2.9 บล็อกไดอะแกรมของเฟสล็อกลูปแบบพื้นฐาน

จากบล็อกไดอะแกรมในภาพที่ 2.9 เมื่อนำไปใช้งานจริงสามารถสร้างตัวตรวจจับเฟสด้วยตัวคูณสัญญาณ (Multiplier) สร้างตัวกรองลูปด้วยตัวควบคุมแบบพีไอ และสร้างออสซิลเลเตอร์ควบคุมด้วยแรงดันจากอินทริเกรเตอร์ผ่านฟังก์ชันโคไซน์ดังในภาพที่ 2.10

สัญญาณด้านอินพุตของเฟสล็อกลูปกำหนดดังสมการที่ (2.14)

$$v = V\sin(\theta) = V\sin(\omega t + \phi) \tag{2.14}$$

สัญญาณที่สร้างโดยออสซิลเลเตอร์

$$v' = \cos(\theta') = \cos(\omega' t + \phi') \tag{2.15}$$

สัญญาณความผิดพลาดของเฟสจากตัวคูณสามารถเขียนได้ดังนี้

$$\varepsilon_{pd} = Vk_{pd}\sin(\omega t + \phi)\cos(\omega' t + \phi') \tag{2.16}$$

$$\varepsilon_{pd} = \frac{Vk_{pd}}{2}\left[\underbrace{\sin((\omega-\omega')t+(\phi-\phi'))}_{low\ \ frequency term} + \underbrace{\sin((\omega+\omega')t+(\phi+\phi'))}_{high\ \ frequency term}\right] \tag{2.17}$$

ซึ่งสามารถลดทอนสัญญาณความถี่สูงของค่าความผิดพลาดด้วยตัวกรองลูป ส่วนสัญญาณจะพิจารณาเฉพาะเทอมความถี่ต่ำเท่านั้นดังสมการที่ (2.18)

$$\bar{\varepsilon}_{pd} = \frac{Vk_{pd}}{2}\sin\left((\omega-\omega')t+(\phi-\phi')\right) \tag{2.18}$$

เมื่อออสซิลเลเตอร์ควบคุมด้วยแรงดันสามารถสร้างสัญญาณที่มีความถี่ตรงกับความถี่อินพุตนั่นคือ $\omega \approx \omega'$ สมการความผิดพลาดของเฟสจะเป็นดังสมการที่

$$\bar{\varepsilon}_{pd} = \frac{Vk_{pd}}{2}\sin(\phi-\phi') \tag{2.19}$$

ซึ่งเมื่อพิจารณาจากสมการที่ (2.19) จะสังเกตว่าเป็นฟังก์ชันไซน์ซึ่งถือว่าความผิดพลาดของเฟสนั้นเป็นสมการไม่เชิงเส้น ดังนั้นเมื่อเราทำให้เป็นเชิงเส้น (linearized) โดยพิจารณาสัญญาณค่าน้อยๆที่มุมเฟส $\phi-\phi'$ จะได้ค่า $\sin(\phi-\phi') \approx \sin(\theta-\theta') \approx (\theta-\theta')$ ซึ่งเมื่อเฟสล็อกจะได้สมการความผิดพลาดของเฟสดังสมการที่ (2.20)

$$\bar{\varepsilon}_{pd} = \frac{Vk_{pd}}{2}\sin(\theta-\theta') \tag{2.20}$$

การวิเคราะห์เชิงเส้นด้วยสัญญาณขนาดเล็กในสภาวะที่เฟสล็อก ค่าความถี่เฉลี่ยของออสซิลเลเตอร์ควบคุมด้วยแรงดันสามารถหาได้จากสมการที่ (2.21)

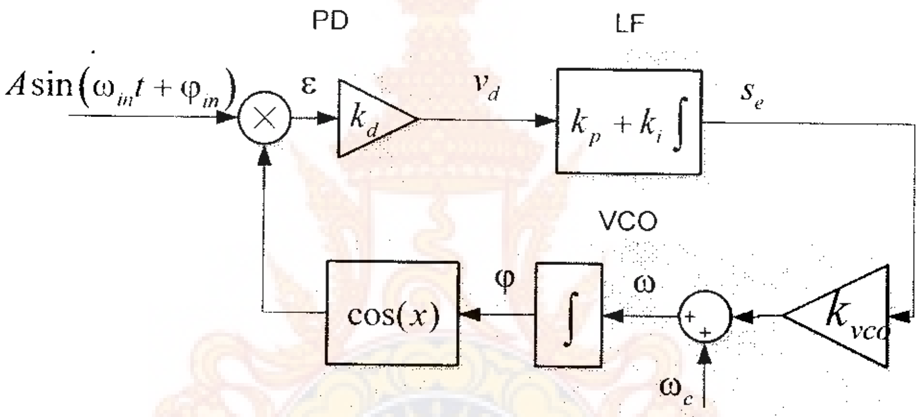
$$\bar{\omega}' = (\omega_c + \Delta\bar{\omega}') = \omega_c + k_{vco}\bar{v}_{lf}) \tag{2.21}$$

โดยที่ ω_c คือความถี่มูลฐานของออสซิลเลเตอร์ พิจารณาจากบล็อกไดอะแกรมในภาพที่ 2.10 ส่วนที่ป้อนไปหน้า โดยสัญญาณขนาดเล็ก (small signal) ของความความถี่ออสซิลเลเตอร์ที่ขึ้นอยู่กับแรงดันอินพุต $\tilde{v}_{lf}$ คือ

$$\tilde{\omega}' = k_{vco}\tilde{v}_{lf} \tag{2.22}$$

และการเปลี่ยนแปลงของมุมเฟสที่ได้จากเฟสล็อกลูปคือ

$$\tilde{\theta}'(t) = \int \tilde{\omega}'(t)dt = \int k_{vco}\tilde{v}_{lf}dt \tag{2.23}$$



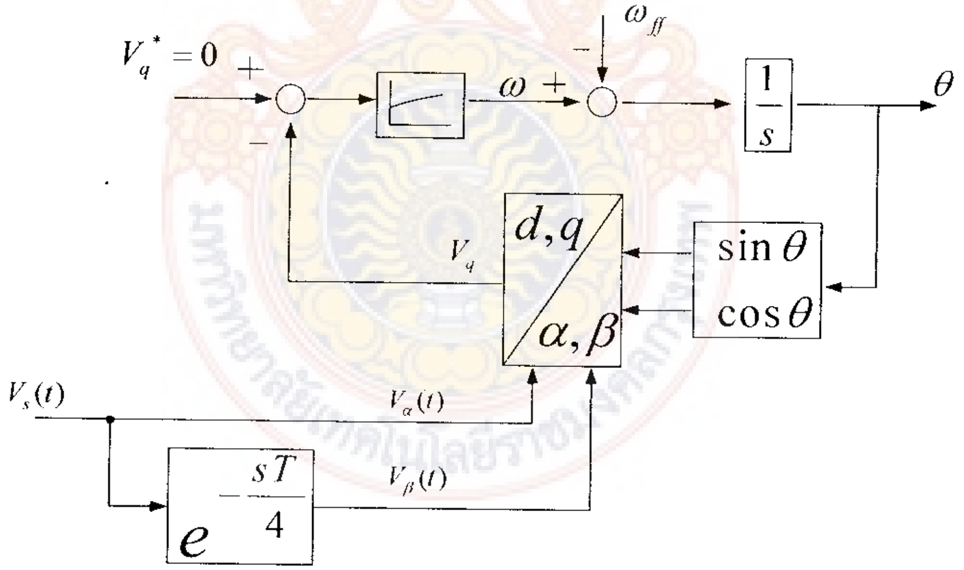
ภาพที่ 2.10 บล็อกไดอะแกรมเพื่อสร้างเฟสล็อกลูป

การทำงานของเฟสล็อกลูปจะทำการควบคุมค่าแรงดันคลาดเคลื่อนให้มีค่าเท่ากับศูนย์ โดยใช้ตัวควบคุมแบบพีไอ โดยระบบจะตรวจจับความต่างเฟสของสัญญาณอินพุตและสัญญาณที่ได้จากออสซิลเลเตอร์ สัญญาณความต่างเฟสที่ได้นั้นจะมีองค์ประกอบของไฟฟ้ากระแสสลับและไฟฟ้ากระแสตรง โดยจะถูกกำจัดส่วนประกอบของไฟฟ้ากระแสสลับที่ปะปนมากับแรงดันคลาดเคลื่อนและปล่อยให้ส่วนประกอบของไฟฟ้ากระแสตรงของแรงดันคลาดเคลื่อนผ่านไปยังออสซิลเลเตอร์ ควบคุมด้วยแรงดันด้วยตัวกรองลูปแบบพีไอ ความถี่ของออสซิลเลเตอร์จะเปลี่ยนไปตามแรงดันทางด้านอินพุต ดังนั้นเมื่อแรงดันอินพุตเปลี่ยนไปก็จะมีผลทำให้ความถี่และมุมเฟสเปลี่ยนแปลงตามไปด้วย

2.4 เฟสล็อกลูปแบบหนึ่งเฟส (Single-Phase Phase-Locked Loop)

การควบคุมค่าตัวแปรต่าง ๆ ที่เกี่ยวข้องกับระบบและอยู่ในแกนหมุนด้วยความเร็วซิงโครนัส ดังนั้นเมื่อจะนำตัวควบคุมไปใช้งานจริง จะต้องมีส่วนที่ใช้ในการแปลงของสัญญาณ Stationary Reference axis ไปเป็นสัญญาณ d,q axis ซึ่งใช้ในการแปลงแกนนั้น จำเป็นที่จะต้องทราบค่ามุมของแรงดันไฟฟ้าทางด้านระบบจำหน่าย โดยทำการหาค่ามุมของแรงดันจากการทำเฟสล็อกลูป โดยจะนำค่าของแรงดันเฟส V_s มาคำนวณเพื่อหาค่ามุมของแรงดันไฟฟ้า บล็อกไดอะแกรมเฟสล็อกลูปในภาพที่ 2.11

การทำงานของเฟสล็อกลูปจะทำการควบคุมค่าแรงดัน V_q ให้มีค่าเท่ากับศูนย์โดยใช้ตัวควบคุมแบบพีไอ โดยระบบจะทำการแปลงแรงดันไฟฟ้า V_s จากแกนอ้างอิงอยู่กับที่ให้มาอยู่ใน α,β axis และจากนั้นแปลงแกนไปอยู่ในแกนหมุนด้วยความเร็วซิงโครนัส ซึ่งใช้ค่ามุมของแรงดันการไฟฟ้า θ ที่ได้มาคำนวณค่าแรงดัน $\sin\theta, \cos\theta$ มาใช้ในการแปลงแกน ถ้าค่าแรงดันไฟฟ้า V_q ยังไม่เท่ากับศูนย์แสดงว่าค่ามุมของแรงดันไฟฟ้าที่ได้นั้นยังมีค่าที่ไม่ถูกต้อง ระบบจะทำการปรับค่า ω ทำให้ค่ามุมของแรงดันไฟฟ้าเกิดการเปลี่ยนแปลง จนกว่าจะได้ค่ามุมที่ถูกต้อง

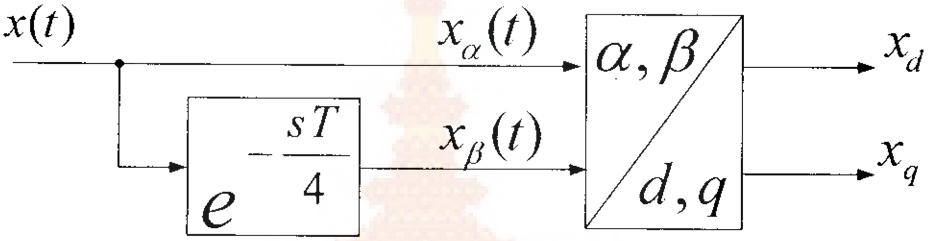


ภาพที่ 2.11 บล็อกไดอะแกรมของเฟสล็อกลูปแบบหนึ่งเฟส

2.5 การแปลงแกนของสัญญาณควบคุม

เนื่องจากในระบบไฟฟ้าหนึ่งเฟส มีสัญญาณเพียงหนึ่งเฟสเท่านั้น ดังนั้นจึงต้องทำการสร้างสัญญาณอินพุตออกเป็นสองแกนซึ่งมีมุมเฟสต่างกัน 90 องศา โดยแกนหนึ่งใช้สัญญาณอินพุตเดิม

ดังนั้น $x_\alpha(t) = x(t)$ และอีกแกนสร้างโดยการเลื่อนเฟสของสัญญาณ ωt ไป 90 องศาซึ่งจะได้สัญญาณ $x_\beta(t)$ ในภาพที่ 2.12 จากนั้นแปลงแกนทั้งสองให้อยู่ในแกน d,q axis โดยใช้วิธีแปลงของปาร์ก



ภาพที่ 2.12 การสร้างสัญญาณ $x_\alpha(t), x_\beta(t)$ แล้วแปลงอยู่ในแกน d,q axis

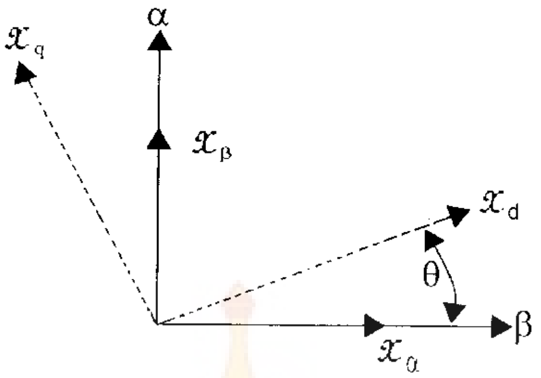
ในการแปลงแกนของสัญญาณรูปคลื่นไซน์ จากแกนอ้างอิงอยู่กับที่ให้มาอยู่ในแกน α,β จะได้สมการที่ (2.24) และ (2.25)

$$x_\alpha = x_s(t) = \hat{x}\cos(\omega t) \tag{2.24}$$

$$x_\beta = \hat{x}\cos(\omega t - \frac{T}{4}) = \hat{x}\sin(\omega t) \tag{2.25}$$

2.5.1 การแปลงปาร์ก (Park Transformation)

การแปลงปาร์คเป็นการแปลงแกนอ้างอิงอยู่กับที่มาอยู่ในแกนหมุนด้วยความเร็วซิงโครนัสโดยสัญญาณที่อยู่ในแกนหมุนด้วยความเร็วซิงโครนัสจะเป็นสัญญาณสองแกนต่างเฟสกัน 90 องศา การแปลงปาร์กในภาพที่ 2.13



ภาพที่ 2.13 การแปลงปาร์ก

ในการแปลงแกนปริมาณใดๆจากแกนอ้างอิงอยู่กับที่ มาอยู่ในแกนหมุนด้วยความเร็วซิงโครนัส จะได้สมการที่ (2.26) และ (2.27)

$$x_d = x_\alpha \cos(\theta) + x_\beta \sin(\theta) \tag{2.26}$$

$$x_q = -x_\alpha \sin(\theta) + x_\beta \cos(\theta) \tag{2.27}$$

จากสมการที่ (2.26) และ (2.27) สามารถนำมาเขียนในรูปของเมตริกซ์ได้ดังนี้

$$\begin{bmatrix} d \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta \\ -\sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} . \begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \end{bmatrix} \tag{2.28}$$

2.5.2 การแปลงกลับของปาร์ก (Inverse Park Transformation)

ในการแปลงปริมาณใดๆ จากแกนหมุนด้วยความเร็วซิงโครนัสมาอยู่ในแกนอ้างอิงอยู่กับที่ จะใช้สมการที่ (2.29) และ (2.30)

$$x_\alpha = x_d \cos(\theta) - x_q \sin(\theta) \tag{2.29}$$

$$x_\beta = x_d \sin(\theta) + x_q \cos(\theta) \tag{2.30}$$

จากสมการที่ (2.29) และ (2.30) สามารถนำมาเขียนในรูปของเมตริกได้ดังนี้

$$\begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta \\ \sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} . \begin{bmatrix} d \\ q \end{bmatrix} \tag{2.31}$$

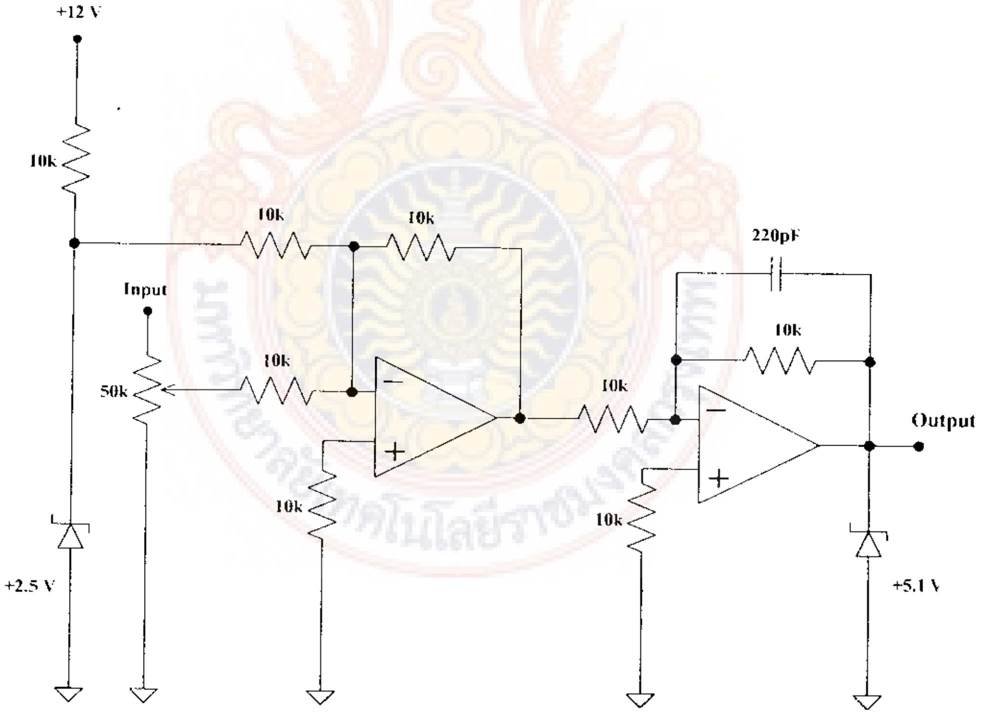
2.6 Digital Signal Controller Board (DSC Board)

Digital Signal Controller Board หรือ DSC Board จะเป็นส่วนที่ใช้ในการเขียนซอฟต์แวร์สำหรับควบคุมภาคกำลังของอินเวอร์เตอร์ โดยจะใช้ไมโครคอนโทรเลอร์ dsPIC30F4011 ที่พัฒนาขึ้นมาเพื่อใช้ในงานควบคุมวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลังต่างๆ

โดยภายในไมโครคอนโทรเลอร์ dsPIC30F4011 จะมีคุณสมบัติของโมดูลฟังก์ชันพิเศษ เช่น โมดูลตรวจจับและเปรียบเทียบสัญญาณดิจิตอล โมดูลไทเมอร์/เคาน์เตอร์ขนาด 16 บิต โมดูลแปลงสัญญาณแอนาล็อกเป็นดิจิตอล ความละเอียด 10 บิต และโมดูลสร้างสัญญาณ PWM เป็นต้น

2.6.1 วงจรปรับระดับสัญญาณ (Signal Conditioning Circuit)

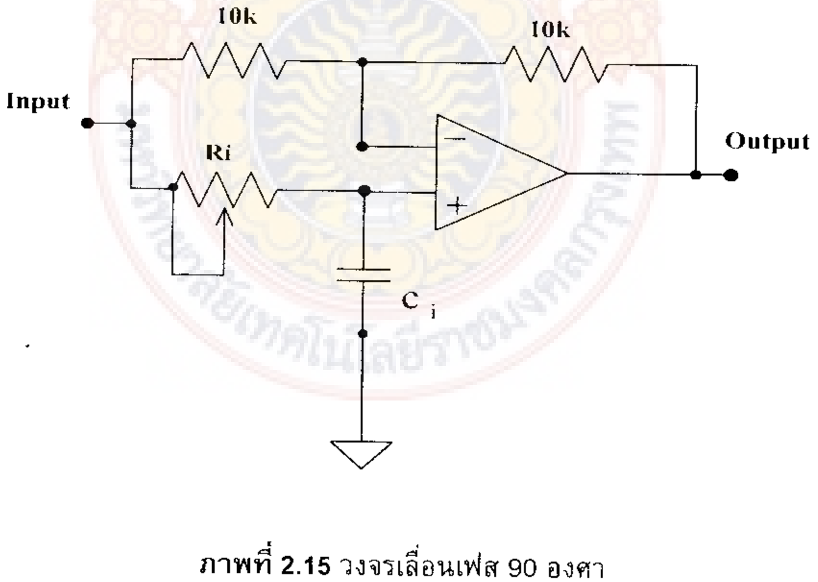
เนื่องจากสัญญาณที่รับจาก ทรานส์ดิวเซอร์ มีระดับแรงดันตั้งแต่ -15 โวลต์ ถึง +15 แต่ DSC Board สามารถรับค่าแรงดันได้ในช่วง 0 ถึง +5 โวลต์ จึงจำเป็นต้องมีบอร์ดปรับระดับสัญญาณ Signal Conditioning เพื่อปรับระดับแรงดันให้ DSC Board สามารถรับค่าได้โดยใช้วงจรปรับระดับสัญญาณในภาพที่ 2.14



ภาพที่ 2.14 วงจรปรับระดับสัญญาณ (Signal Conditioning Circuit)

จากภาพที่ 2.14 ประกอบด้วยสัญญาณที่ต้องนำมาปรับระดับสัญญาณซึ่งแต่ละสัญญาณอินพุตจะถูกส่งมาจากเซนเซอร์ ซึ่งการทำงานของวงจรเป็นดังนี้ อินพุตที่ถูกรับมาจากเซนเซอร์จะถูกปรับขนาดให้เหมาะสมและนำไปรวมกับสัญญาณ +2.5 โวลต์ ซึ่งสร้างมาจากวงจรเรกกูเลเตอร์ LM336 เพื่อทำการยกระดับสัญญาณให้ DSC Board อ่านค่าได้ และเป็นการแปลงสัญญาณให้มีแต่ด้านบวก จากนั้นแรงดัน +2.5 โวลต์ จะถูกนำไปรวมกับสัญญาณอินพุตที่ถูกส่งมาจากเซนเซอร์และปรับระดับแรงดันให้เหมาะสมด้วยความต้านทานปรับค่าได้ 50 $k\Omega$ เมื่อ 2 สัญญาณถูกรวมกันแล้วจะกลายเป็นสัญญาณที่ถูกยกระดับ แต่ยังกลับเฟสอยู่ ดังนั้นจึงต้องมีการกลับเฟสของสัญญาณอีกครั้ง โดยใช้ออปแอมป์ NE 5532 โดยให้อัตราขยายเป็น -1 และมีซีเนอร์ไดโอดขนาด 5.1 โวลต์ต่อไปทางด้านเอาต์พุตเพื่อป้องกันแรงดันเกิน แล้วจึงนำเอาต์พุตไปใช้งานต่อไป สัญญาณที่จะต้องนำมาผ่านชุดวงจรปรับระดับสัญญาณ มี 3 สัญญาณด้วยกันคือ V_s, V_{dc}, i_s

นอกจากนี้ ชุดวงจรปรับระดับสัญญาณยังใช้เป็นวงจรเลื่อนเฟสของสัญญาณ โดยการเลื่อนมุมของสัญญาณไป 90 องศา แล้วจึงส่งไปยังไมโครคอนโทรเลอร์ เพื่อใช้ในการแปลงแกนหมุนซึ่งหมุนด้วยความเร็วซิงโครนัสให้เป็นแกนอ้างอิงอยู่กับที่ ซึ่งวงจรเลื่อนเฟสเป็นไปตามภาพที่ 2.15

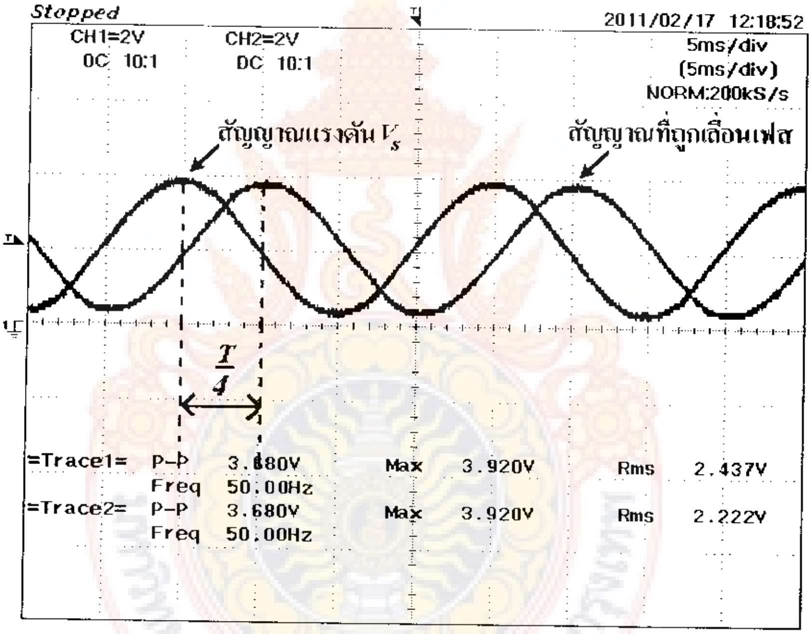


ภาพที่ 2.15 วงจรเลื่อนเฟส 90 องศา

จากภาพที่ 2.15 สัญญาณอินพุตจะถูกนำมาปรับมุมที่ต้องการเลื่อนสัญญาณออกไป ซึ่งเป็นไปตามสมการที่ (2.32)

$$R_t = \frac{\tan(\frac{\theta}{2})}{2\pi f_t c_t} \tag{2.32}$$

R_t คือ ความต้านทานปรับค่าได้ซึ่งค่าที่ใช้คือ 50 กิโลโอห์ม จะเห็นได้ว่าสามารถปรับมุมเลื่อนเฟสเอาต์พุดให้มีค่าตามความต้องการได้ ซึ่งในที่นี้ต้องการมุมเอาต์พุดให้มีค่า 90 องศาจากมุมเดิมโดยสัญญาณที่ต้องนำไปเลื่อนเฟสคือ i_s และ V_s ซึ่งผลการทดลองวงจรเป็นดังภาพที่

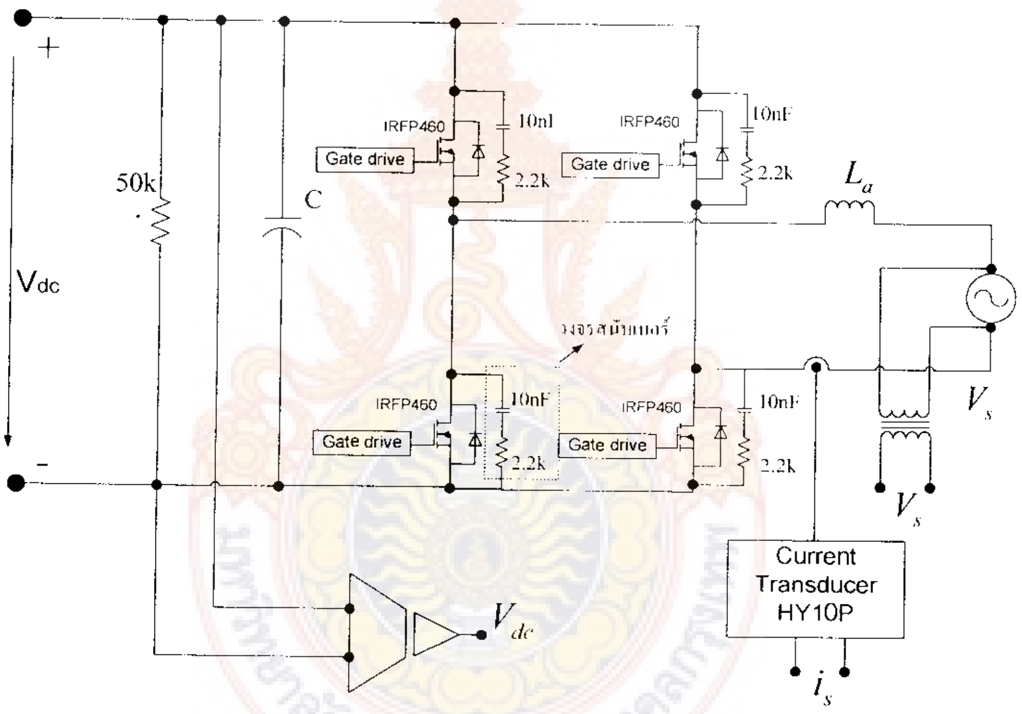


ภาพที่ 2.16 การเลื่อนเฟสสัญญาณไป 90 องศา

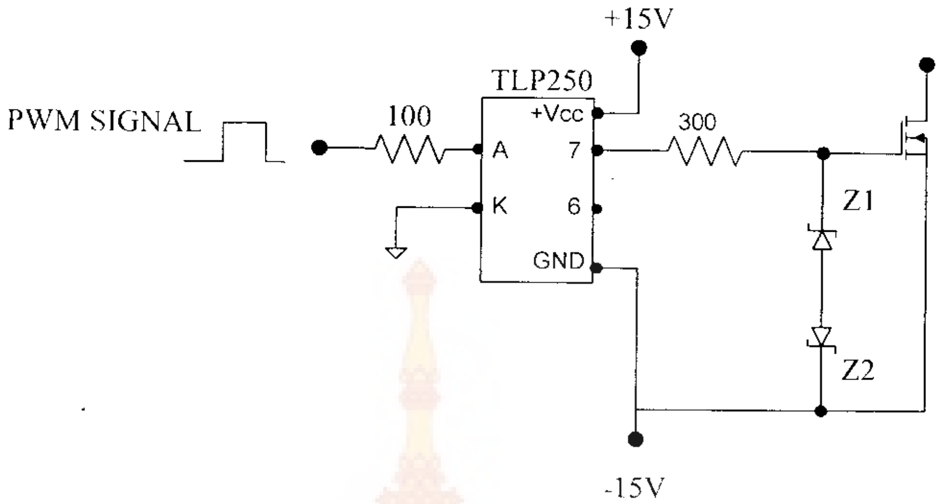
ภาพที่ 2.17 จะแสดงถึงภาคกำลังของอินเวอร์เตอร์ โดยวงจรจะมี วงจรสนับเบอร์ วงจรขับเกตที่ใช้สำหรับควบคุมการปิดเปิดสวิตช์ของมอสเฟตที่ได้จากสัญญาณ PWM ของ DSC Board และ Voltage Transducer ซึ่งเป็นอุปกรณ์ในการวัดค่าสัญญาณต่าง ๆของภาคกำลัง โดยที่ค่า V_s จะวัดโดยใช้หม้อแปลงลดระดับแรงดันลงมาเพื่อให้สามารถส่งค่าสัญญาณเข้าสู่วงจร

ปรับระดับสัญญาณ (Signal Conditioner) ได้และค่า i_s จะวัดโดย Current Transducer HY 10P จากนั้นก็นำเอาสัญญาณต่าง ๆ ไปคำนวณในรูปแบบของสัญญาณดิจิตอลต่อไป

วงจรสนับเบอร์จะทำหน้าที่ในการลดกำลังไฟฟ้าสูญเสียจากการสวิตชิ่งที่ตัวมอสเฟต และป้องกันจากแรงดันและกระแสเค้น โดยวงจรสนับเบอร์จะกำจัดระดับแรงดันและกระแสเค้นที่ตกคร่อมมอสเฟตกำลังให้อยู่ในระดับที่ต้องการสำหรับรูปแบบของวงจรสนับเบอร์จะได้แก่วงจร R-C-D สนับเบอร์ โดยที่ในงานวิจัยนี้ได้ใช้วงจรแบบ RC สนับเบอร์ในการลดกำลังไฟฟ้าสูญเสียจากการสวิตชิ่ง ซึ่งนั่นหมายถึงลดความต้องการในการระบายความร้อนสำหรับตัวมอสเฟตลง ดังนั้นการออกแบบวงจรสนับเบอร์ร่วมกับวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลังจะทำให้ระบบโดยรวมดีขึ้น



ภาพที่ 2.17 วงจรภาคกำลังของอินเวอร์เตอร์ ทรานส์ดิวเซอร์ และการต่อวงจรขับเกต



ภาพที่ 2.18 วงจรขับเกต (Gate drive)

หลักการทำงานของวงจรขับสัญญาณ คือเมื่อวงจรได้รับสัญญาณ PWM ที่ถูกส่งมาจากไมโครคอนโทรเลอร์เข้ามาวงจรจะนำสัญญาณไปขับขาเกต ในที่นี้ใช้ TLP250 เพื่อส่งสัญญาณไปยังขา G และขา S ของมอสเฟตโดยจะใช้ซีเนอร์ไดโอดทำหน้าที่ให้สัญญาณขณะ Turn Off ซีเนอร์ไดโอดที่ต่ออยู่ระหว่างขา G และขา S (Z1 และ Z2) ใช้เพื่อป้องกันแรงดันตกคร่อมระหว่างขา G และขา S ไม่ให้แรงดันเกิน 18 โวลต์ ซึ่งในวงจรนี้ใช้ซีเนอร์ไดโอดเบอร์ 1N4746

2.7 การออกแบบซอฟต์แวร์ dsPIC30F4011

การออกแบบซอฟต์แวร์เป็นการออกแบบระบบควบคุมในรูปแบบการประมวลผลทางดิจิตอลทั้งหมด ซึ่งใช้ไมโครคอนโทรเลอร์ dsPIC30F4011 เป็นตัวประมวลผล โดยที่ระบบส่วนนี้จะเป็นส่วนที่สำคัญที่สุด และในงานวิจัยนี้ได้ใช้โปรแกรม MPLAB IDE V8.56 เป็นตัวคอมไพเลอร์ ดังนั้นจึงต้องมีความเข้าใจในเรื่องของโมดูลที่มีภายในตัวไมโครคอนโทรเลอร์ dsPIC30F4011 และเข้าถึงรีจีสเตอร์ของในแต่ละโมดูลดังนี้

1. โมดูลแปลงสัญญาณแอนาลอกเป็นสัญญาณดิจิตอล
2. โมดูล MCPWM

2.7.1 โมดูลแปลงสัญญาณแอนาลอกเป็นสัญญาณดิจิตอล (Analog to Digital Module)

โมดูลแปลงแปลงสัญญาณแอนาล็อกเป็นดิจิตอลขนาด 10 บิด (10 bit high speed analog to digital) หรือโมดูล ADC เป็นโมดูลรับค่าแรงดันแอนาลอกแปลงสัญญาณเป็นตัวเลขความละเอียดขนาด 10 บิด โมดูล ADC ของ dsPIC30F4011 มีจำนวณ 9 ช่องสัญญาณประกอบด้วยขา AN0/RB0 – AN8/RB8 บล็อกไดอะแกรมและวงจรการทำงานของโมดูล ADC ดังภาพที่ 2.19 โดยสรุปคุณสมบัติของโมดูลได้ดังนี้

2.5.1.1 เป็นโมดูลแปลงสัญญาณแอนาล็อกเป็นดิจิดอลที่มีความละเอียด 10 บิด

2.5.1.2 ใช้วิธีการแปลงสัญญาณแบบประมาณค่าหรือซักเซสซีฟ แอปพร็อกซิเมชั่น

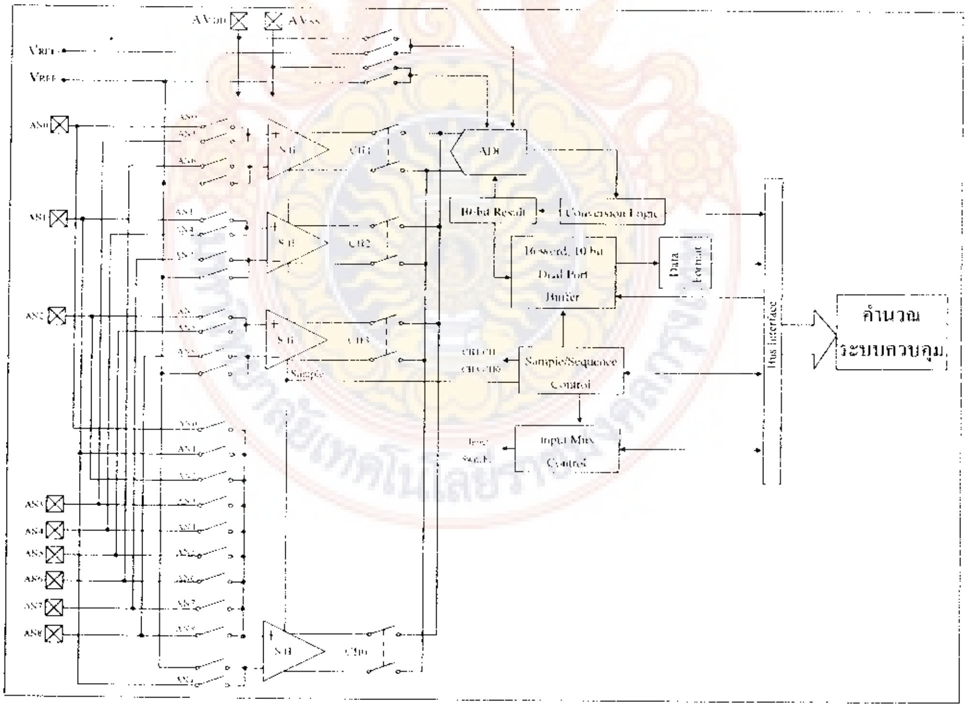
2.5.1.3 มีอัตราเร็วในการสุ่มสัญญาณสูงสุด 500 กิโลแซมเปิลต่อวินาที หรือ 500000 จุดตัวอย่าง

2.5.1.4 สามารถกำหนดระดับแรงดันอ้างอิงจากภายในและภายนอกได้

2.5.1.5 เลือกโหมดการเก็บข้อมูลแบบเต็มบัฟเฟอร์ได้

2.5.1.6 มีบัฟเฟอร์เก็บข้อมูลสัญญาณ 16 ตัวขนาด 16 บิด

2.5.1.7 กำหนดช่องการอ่านค่าสัญญาณได้อัตโนมัติ



ภาพที่ 2.19 บล็อกไดอะแกรมการทำงานโมดูล ADC ของ dsPIC30F4011

ในภาพที่ 2.19 เป็นไดอะแกรมการทำงานของโมดูล ADC ใน dsPIC30F4011 ซึ่งมีขาพอร์ตแอนาลอกทั้งสิ้น 9 ขา โดยทำงานร่วมกับส่วนควบคุมการมัลติเพล็กซ์สัญญาณอินพุต ทำให้สามารถจัดสรรวงจร S/H ให้สามารถรองรับกับสัญญาณอินพุตแอนาล็อกทั้ง 9 ช่องได้ด้วยความเร็วสูงสุด

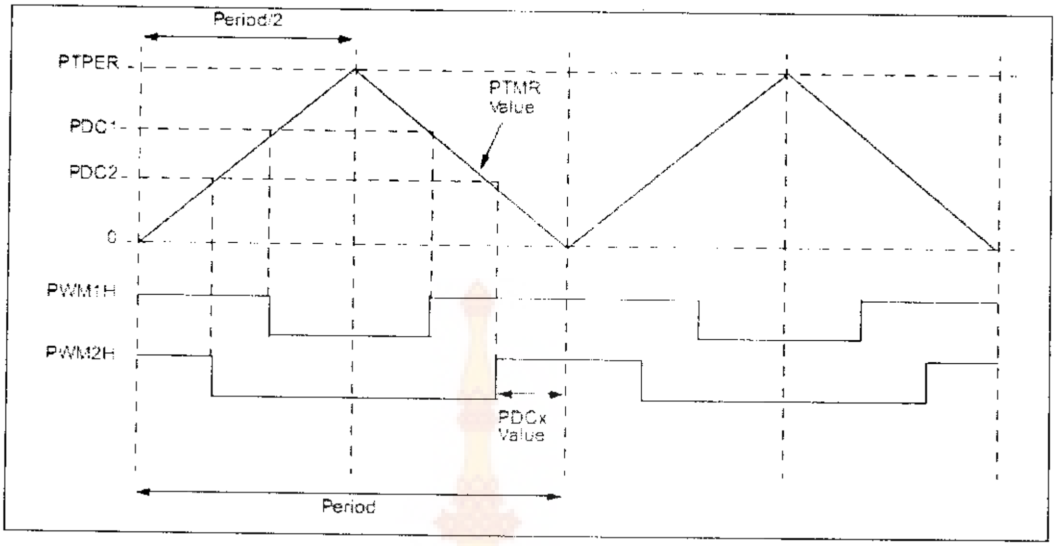
สัญญาณที่ผ่านจากวงจร S/H จะถูกป้อนเข้าสู่วงจรแปลงสัญญาณแอนาลอกเป็นดิจิตอลแบบซักเซสซีฟแอปพร็อกซิเมชั่น ขนาด 10 บิต ข้อมูลที่ได้จากการแปลงจะพักไว้ในหน่วยความจำแรมจากนั้นจะได้รับการจัดรูปแบบตามที่ผู้พัฒนาโปรแกรมกำหนด

โดยที่ในงานวิจัยนี้ทำการสุ่มสัญญาณแอนาล็อกทั้งหมด 5 ช่องโดยใช้ช่องสัญญาณ AN0 – AN4 และสุ่มสัญญาณแบบเรียงลำดับ ดังนั้นจากภาพที่ 2.12 จึงต้องใช้วงจรสุ่ม CH0 ในการสุ่มค่าสัญญาณในการแปลงสัญญาณแอนาล็อกเป็นสัญญาณดิจิตอลโดยเข้าถึงรีจีสเตอร์ ADCHS เพื่อเลือกช่องต่อขาพอร์ตอินพุตแอนาล็อกที่ต้องการแปลงสัญญาณ

2.7.2 โมดูล MCPWM

อีกหนึ่งโมดูลฟังก์ชั่นพิเศษที่ dsPIC30F4011 มีคือโมดูลสร้างสัญญาณ PWM เพื่อควบคุมมอเตอร์หรือเรียกว่า โมดูล MCPWM ใน dsPIC30F4011 บรรจุโมดูลนี้ไว้ 6 ช่อง ดังนั้นจึงเหมาะอย่างยิ่งที่จะนำไปใช้ในงานควบคุมอินเวอร์เตอร์และคุณสมบัติของโมดูล MCPWM มีดังต่อไปนี้

1. ความละเอียดของสัญญาณ PWM ที่สร้างขึ้นเท่ากับ $\frac{T_{cy}}{2}$
2. สามารถใช้งานเอาต์พุตของโมดูล MCPWM แยกกันอย่างอิสระและร่วมกันได้
3. สามารถทำงานร่วมกันหรือคอมพลีเมนตารีสามารถกำหนดค่าเวลาวิกฤต (Dead time) ได้
4. สามารถเลือกโหมดเอาต์พุตได้ซึ่งในงานวิจัยนี้เลือกใช้โหมดปรับสัญญาณกึ่งกลางดังแสดงในภาพที่ 2.20



ภาพที่ 2.20 ไดอะแกรมเวลาของการกำเนิดสัญญาณ PWM แบบตัดสัญญาณกึ่งกลาง

ความกว้างของสัญญาณสามารถกำหนดได้โดยการเขียนข้อมูลไปยังรีจีสเตอร์ PDCx ส่วนการกำหนดคาบเวลาของสัญญาณ PWM จะทำโดยเขียนข้อมูลไปยังรีจีสเตอร์ PTPER สำหรับข้อมูลคาบเวลาของสัญญาณสามารถคำนวณได้จากสมการที่ (2.33)

$$PTPER = \frac{1}{2}\left(\frac{1}{PTMR_{presclaer} \times F_{pwm}} - 1\right) \tag{2.33}$$

ในการสร้างสัญญาณ PWM เพื่อควบคุมอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสต้องมีการประวิงเวลา (Dead time) เพื่อป้องกันสวิตซ์ตัวบนและตัวล่างปิดวงจรพร้อมกันซึ่งสามารถกำหนดค่าประวิงเวลาได้จากบิต DTSxA ค่าประวิงเวลาสามารถคำนวณได้จากสมการที่ 2.34

$$DT = \frac{Dead_Time}{\Pr esclaer \times T_{cy}} \tag{2.34}$$

ซึ่งในการออกแบบซอฟต์แวร์ผู้ออกแบบจะต้องเข้าใจในส่วนต่าง ๆของโมดูลที่จะนำไปใช้เพื่อให้เข้าถึงรีจิสเตอร์ที่มีในแต่ละโมดูลและในงานวิจัยนี้ได้ใช้โมดูลแปลงสัญญาณแอนาลอกเป็นสัญญาณดิจิตอลและโมดูล MCPWM ในการสร้างสัญญาณควบคุมระบบอินเวอร์เตอร์ ซึ่งในส่วนนี้การออกแบบระบบควบคุมจะเป็นส่วนที่สำคัญที่สุด ดังนั้นการตั้งค่าการทำงาน

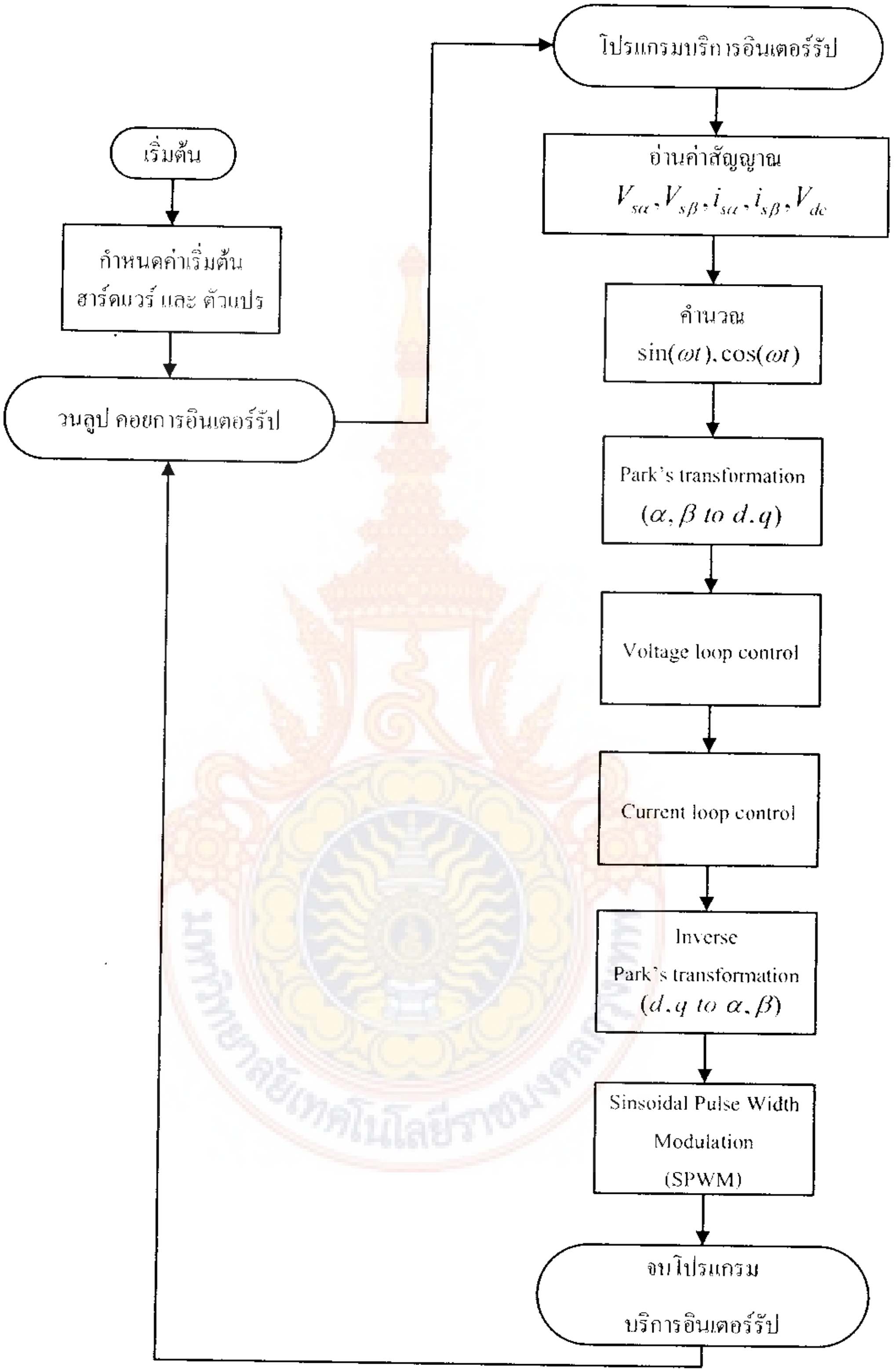
เริ่มต้นให้กับโมดูลทั้ง 2 จำเป็นที่จะต้องเข้าถึงรีจิสเตอร์ภายในของแต่ละโมดูลในการตั้งค่าต่างๆ ให้โมดูลทำงานตามที่ผู้พัฒนาโปรแกรมต้องการได้

2.7.3 องค์ประกอบซอฟต์แวร์

ในระบบควบคุมนี้ถูกคำนวณและประมวลผลของสัญญาณอยู่ในรูปแบบสัญญาณดิจิตอลทั้งหมดซึ่งมีบล็อกไดอะแกรมของระบบควบคุม ซึ่งซอฟต์แวร์ของระบบควบคุมนั้นจะประกอบไปด้วย 2 ส่วน คือ

2.7.3.1 ส่วนเลือกโหมดการทำงานและตั้งค่าเริ่มต้นซึ่งในส่วนนี้จะทำหน้าที่ตั้งค่ารีจีสเตอร์ต่างๆที่ใช้ในการควบคุมระบบอินเวอร์เตอร์

2.5.3.2 ส่วนของการวนลูปเพื่อรอการร้องขอการอินเตอร์รัปและโปรแกรมบริการอินเตอร์รัป และส่วนนี้จะทำหน้าที่อ่านค่าสัญญาณรวมไปถึงคำนวณระบบควบคุมต่างๆ ในการทำงานของระบบอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสแบบเชื่อมต่อกับระบบจำหน่ายการไฟฟ้านั้นสิ่งที่สำคัญที่สุดคือ ระบบควบคุม ที่จะถูกประมวลผลการทำงานในรูปแบบของดิจิตอลทั้งหมด ดังนั้นการทำความเข้าใจในส่วนโมดูลแปลงสัญญาณแอนาล็อกเป็นสัญญาณดิจิตอลและโมดูล MCPWM ของทั้ง 2 โมดูล จะช่วยให้เข้าใจถึงหลักการนำค่าดิจิตอลที่ได้จากการแปลงสัญญาณแอนาลอกเป็นสัญญาณดิจิตอลเพื่อนำค่าดิจิตอลไปคำนวณทางคณิตศาสตร์ตามบล็อกไดอะแกรมการทำงานของระบบอินเวอร์เตอร์ ในภาพที่ 2.21 แล้วนำค่าที่ได้จากการคำนวณทางคณิตศาสตร์ไปเป็นค่าให้กับรีจีสเตอร์ในโมดูล MCPWM เพื่อกำหนดให้โมดูล MCPWM สร้างสัญญาณ PWM ด้วย dsPIC30F4011 แล้วนำสัญญาณ PWM ไปควบคุมการทำงานอินเวอร์เตอร์ในการเชื่อมต่อระบบจำหน่ายการไฟฟ้าได้อย่างมีประสิทธิภาพ



ภาพที่ 2.21 บล็อกไดอะแกรมของระบบควบคุม

2.8 สถาปัตยกรรมของ TMS320F2808

ในงานวิจัยนี้เลือกใช้ DSP TMS320F2808 ของบริษัท Texas Instrument เป็นหน่วยประมวลผลและสร้างสัญญาณพีดับเบิลยูเอ็มแบบทันเวลา ซึ่ง DSP เบอร์ TMS320F2808 เป็นหน่วยประมวลผลแบบสัญญาณดิจิตอล มีความเร็วในการประมวลและความแม่นยำสูง มีลักษณะที่สำคัญดังต่อไปนี้

2.8.1 สร้างโดยใช้เทคโนโลยี High-Performance Static CMOS มีความเร็วสัญญาณนาฬิกา 100 MHz หรือ 10 nS ต่อหนึ่งรอบสัญญาณนาฬิกา

2.8.2 รองรับกับพอร์ต JTAG Boundary Scan

2.8.3 หน่วยประมวลผลกลางประสิทธิภาพสูงขนาด 32 บิต ใช้สถาปัตยกรรมแบบฮาวาร์ด (Harvard- Bus Architecture) ปฏิบัติการแบบ 16 × 16 และ 32 × 32 มีกระบวนการตอบสนองอินเตอร์รัปที่รวดเร็ว

2.8.4 คอมแพตติเบิลกับชุดคำสั่งของ DSP ตระกูล TMS320F24X/LF240X หน่วยความจำชนิดSARAM และ Flash ขนาด 64 K × 16 บิต

2.8.5 มี Boot ROM ขนาด 4K× 16 ภายในบรรจุ Software Boot Modes และตารางคณิตศาสตร์

2.8.6 ตัวแปลงสัญญาณแอนาลอกเป็นดิจิตอลความละเอียด 12 บิต จำนวน 16 ช่องสัญญาณอินพุทมีลักษณะเป็นแบบมัลติเพล็กซ์ 2 ชุดๆ ละ 8 ช่องสัญญาณ มีตัวสุ่มและคงค่า (Sample-and-Hold) จำนวนสองชุด สามารถทำการแปลงสัญญาณเพียงช่องเดียวหรือทุกช่องพร้อมกันได้ ซึ่งใช้เวลาในการแปลงสัญญาณเพียง 160 ns ต่อ 1 ครั้ง

2.8.7 ตัวสร้างสัญญาณ PWM (ePWM) 6 โมดูล 12 ช่องสัญญาณ

2.8.8 ตัวนับขนาด 32 บิต 3 ชุด

2.8.9 ตัวรับสัญญาณจากเอ็นโคดเดอร์ (Quadrature Encoder Pulse)

2.8.10 Enhance Controller Area Network (eCAN) Module

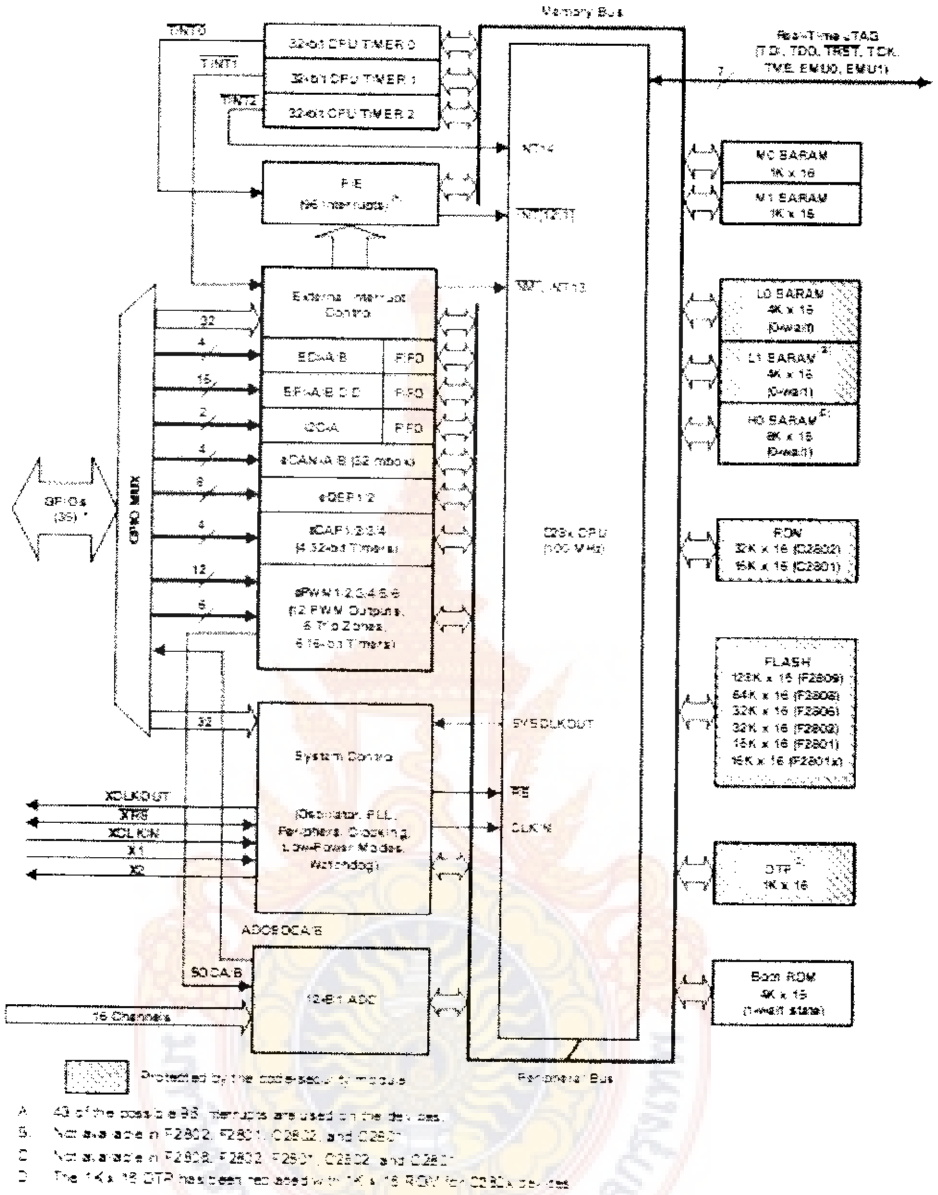
2.8.11 Multichannel Buffered Serial Port (McBSP) With SPI Mode

2.8.12 อินพุต/เอาต์พุท พอร์ต 35 ช่อง

2.8.13 ชุดติดต่อสื่อสารแบบอนุกรม

2.8.14 รองรับสัญญาณอินเตอร์รัพท์จากอุปกรณ์รอบข้างจำนวน 45 แหล่ง

2.8.15 สามารถติดต่อกับอุปกรณ์ภายนอก



ภาพที่ 2.22 บล็อกไดอะแกรมของ TMS320F2808

TMS320F2808 แบ่งออกเป็นสามส่วนใหญ่ๆ ได้ดังนี้คือ

1. หน่วยประมวลผลกลาง (Central Processing Unit: CPU)
2. หน่วยความจำ (Memory)
3. เพอริเฟอรอลส์ (Peripherals)

2.9 หน่วยประมวลผลกลาง

หน่วยประมวลผลกลาง เป็นหน่วยประมวลชนิดจุดทศนิยมคงที่ (Fixed Point) โดยมีขนาด 32 บิต อุปกรณ์นี้อาศัยข้อดีของกระบวนการประมวลสัญญาณดิจิตอล ด้วยการใช้สถาปัตยกรรมแบบ RISC ร่วมกับ สถาปัตยกรรมแบบไมโครคอนโทรลเลอร์ ข้อดีของ DSP รวมถึงสถาปัตยกรรมแบบฮาร์วาด (Harward) และการอ้างตำแหน่งแบบวงกลม ข้อดีในส่วนของ RISC คือ ซีพียูสามารถอ่านและเขียนข้อมูลได้ในเวลาเดียวกัน ทำให้สามารถกระทำคำสั่งได้ภายในหนึ่งรอบสัญญาณนาฬิกาโดยผ่านทางไปไลน์(Pipeline) และการกระทำแบบรีจิสเตอร์ไปยังรีจิสเตอร์ ข้อดีของไมโครคอนโทรลเลอร์ก็คือ ความง่ายของการใช้งานผ่านทางชุดคำสั่งและสามารถใช้งานในระดับบิตได้ ส่วนประกอบของหน่วยประมวลผลกลางมีดังนี้ คือ

2.9.1 หน่วยประมวลผลกลาง สำหรับถอดรหัสกระทำคำสั่งคำนวณทางคณิตศาสตร์ลอจิกการเลื่อนบิต และควบคุมการส่งผ่านข้อมูลระหว่างรีจิสเตอร์ หน่วยความจำข้อมูลและหน่วยความจำโปรแกรม

2.9.2 อีมูเลชั่นลอจิก (Emulation Logic) สำหรับแสดงผลและควบคุมในหลายๆส่วนและสำหรับตรวจสอบการทำงานของอุปกรณ์

2.9.3 สัญญาณสำหรับการเชื่อมต่อกับหน่วยความจำและอุปกรณ์ภายนอกสัญญาณนาฬิกาและควบคุมหน่วยประมวลผลกลาง สัญญาณอีมูเลชั่นลอจิก แสดงผลสถานภาพของหน่วยประมวลผลกลางอีมูเลชั่นลอจิก และการอินเตอร์รัพท์

2.10 สถาปัตยกรรมของหน่วยประมวลผลกลาง

2.10.1 ลอจิกควบคุมการทำงานโปรแกรม และข้อมูลลอจิกนี้ทำหน้าที่เก็บแถวของคำสั่งที่มีอยู่โดยไปเอามาจากหน่วยความจำโปรแกรม

2.10.2 หน่วยตำแหน่งของรีจิสเตอร์ที่มีการกระทำทางคณิตศาสตร์ (Address Register Arithmetic Unit :ARAU) ARAU ให้กำเนิดตำแหน่งสำหรับค่าที่ต้องไปเอามาจากหน่วยความจำข้อมูลสำหรับการอ่านข้อมูล สถานที่ข้อมูลอยู่ที่ตำแหน่งบนบัสตำแหน่งอ่านข้อมูล (Data-read Address Bus :DRAB) สำหรับการเขียนข้อมูลที่ถูกบรรจุอยู่ที่บัสตำแหน่งเขียนข้อมูล (Data-write Address Bus :DWAB) ARAU สามารถเพิ่มขึ้นหรือลดลงด้วยสแตกพอยเตอร์ (Stack Pointer) และรีจิสเตอร์ช่วย (Auxiliary Register) (XAR0, XAR1, XAR2, XAR3, XAR4, XAR5, XAR6, XAR7)

2.10.3 หน่วย (atomic arithmetic logic unit (ALU)) มีขนาด 32 บิต มีการกระทำทางคณิตศาสตร์แบบ 2' Complement และ การกระทำลอจิกบูลีน (Boolean Logic) ซึ่งก่อนที่ ALU จะกระทำการคำนวณนั้น ALU จะตอบรับข้อมูลจากรีจิสเตอร์ หน่วยความจำข้อมูล หรือจากโปรแกรมควบคุมลอจิก จากนั้น ALU จะเก็บผลลัพธ์ไปยังรีจิสเตอร์หรือหน่วยความจำข้อมูล

2.10.4 จุดทศนิยมคงที่ (Fixed-point : MPY/ALU) ตัวคูณกระทำการคูณแบบ 32 บิต× 32 บิต ชนิด 2' Complement พร้อมกับผลลัพธ์ขนาด 64 บิต โดยกระทำร่วมกับรีจิสเตอร์ XT รีจิสเตอร์ผลลัพธ์ P และแอคคิวมูเลเตอร์ขนาด 32 บิต ผลลัพธ์ของการคูณสามารถส่งไปยังรีจิสเตอร์ P ได้

2.11 รีจิสเตอร์ของหน่วยประมวลผลกลาง

2.11.1 แอคคิวมูเลเตอร์ (ACC, AH, AL) คือรีจิสเตอร์หลักที่ทำงานสำหรับกระบวนการทำงานทั้งหมดของ ALU นอกเหนือจากการกระทำโดยตรงบนหน่วยความจำ แอคคิวมูเลเตอร์รองรับการเคลื่อนย้ายแบบรอบเดียว รวมถึง การบวก การลบ และกระบวนการเปรียบเทียบจากหน่วยความจำข้อมูลขนาด 32 บิต ซึ่งเป็นความสามารถที่นอกเหนือจากผลลัพธ์ 32 บิต ของการกระทำการคูณแอคคิวมูเลเตอร์สามารถแบ่งออกเป็นรีจิสเตอร์อิสระขนาด 16 บิต ได้ 2 ตัว คือ AH (16 บิตทางด้านสูง) และ AL (16 บิตทางด้านต่ำ) ซึ่งแต่ละไบต์ภายใน AH และ AL สามารถเข้าถึงได้อย่างอิสระ

2.11.2 รีจิสเตอร์ที่ใช้เป็นตัวตั้งสำหรับคูณ (Multiplication Register: XT) รีจิสเตอร์ที่ใช้เป็นตัวตั้งสำหรับคูณ ถูกใช้สำหรับเก็บค่าจำนวนเต็มที่มีเครื่องหมายขนาด 32 บิต เพื่อที่จะส่งไปกระทำการคูณต่อไป ส่วน 16 บิตทางด้านต่ำของรีจิสเตอร์ XT เรียกว่ารีจิสเตอร์ TL และ 16 บิตทางด้านสูงของรีจิสเตอร์ XT เรียกว่ารีจิสเตอร์ T รีจิสเตอร์นี้ส่วนใหญ่ใช้เก็บค่าจำนวนเต็มขนาด 16 บิต ที่เกิดจากกระบวนการคูณ และใช้ระบุค่าการเลื่อนบิตสำหรับบางการทำงานของกระบวนการเลื่อนบิต

2.11.3 รีจิสเตอร์ผลลัพธ์ (Product Register : P, PH, PL) รีจิสเตอร์ผลลัพธ์โดยปกติถูกใช้สำหรับเก็บผลลัพธ์ขนาด 32 บิต ที่เกิดจากการคูณและสามารถเคลื่อนย้ายข้อมูลขนาด 16 บิต หรือ 32 บิตได้โดยตรงจากหน่วยความจำข้อมูล ค่าคงที่ขนาด 16 บิตค่า 32 บิต จากแอคคิวมูเลเตอร์ และ 16 บิตหรือ 32 บิต จากการอ้างตำแหน่งของรีจิสเตอร์ของหน่วยประมวลผลกลาง รีจิสเตอร์นี้แบ่งออกได้เป็นรีจิสเตอร์ขนาด 16 บิต สองส่วนคือ รีจิสเตอร์ PH (16 บิตทางด้านสูง) และรีจิสเตอร์ PL (16 บิตทางด้านล่าง)

2.11.4 ตัวชี้บนหน่วยความจำ (Data Page Pointer: DP) ในโหมดการอ้างตำแหน่งโดยตรงหน่วยความจำข้อมูลจะถูกระบุตำแหน่งโดยแบ่งออกเป็นตอนละ 64 เวิร์ด ซึ่งถูกเรียกว่าหน้าหน่วยความจำ

2.11.5 ตัวชี้สแตค (Stack Pointer: SP) ตัวชี้สแตคทำให้สามารถใช้ซอฟต์แวร์สแตคในหน่วยความจำข้อมูลได้ ตัวชี้สแตคมีขนาด 16 บิต และสามารถอ้างตำแหน่งได้เฉพาะ 64K ของพื้นที่ข้อมูล

2.11.6 รีจิสเตอร์ช่วย (Auxilialy Register: XAR0-XAR7, AR0-AR7) หน่วยประมวลผลกลางจะเปิดช่องให้รีจิสเตอร์ขนาด 32 บิต จำนวน 8 ตัวให้สามารถใช้ตัวชี้ไปยังหน่วยความจำ

หรือรีจิสเตอร์สำหรับใช้งานทั่วไปได้ รีจิสเตอร์ช่วยนี้ใช้สำหรับเมื่อต้องการอ้างถึงตำแหน่งในหน่วยความจำแบบต่างๆ และเช่นเดียวกันรีจิสเตอร์ขนาด 32 บิต ทั้ง 8 ตัวนี้ แต่ละตัวสามารถแบ่งเป็นสองส่วนๆละ 16บิต

2.11.7 โปรแกรมเคาน์เตอร์ (Program Counter: PC) หน้าที่หลักของโปรแกรมเคาน์เตอร์คือเป็นตัวชี้ตำแหน่งของคำสั่งต่อไปที่จะทำการ fetch

2.11.8 รีเทิร์นโปรแกรมเคาน์เตอร์ (Return Program Counter: RPC) เมื่อทำการเรียกใช้คำสั่งLCR ตำแหน่งที่ใช้ในการย้อนกลับถูกเก็บในรีจิสเตอร์ RPC ค่าเดิมในรีจิสเตอร์ RPC ถูกเก็บบนสแตค กระบวนการย้อนกลับสามารถทำได้โดยการใช้คำสั่ง LRETRโดยตำแหน่งที่ทำการย้อนกลับจะอ่านจากรีจิสเตอร์ RPC และค่าบนสแตคจะถูกเขียนไปยังรีจิสเตอร์ RPC

2.11.9 รีจิสเตอร์สถานะ (Status Register: ST0, ST1) บน TMS320F2812 มีรีจิสเตอร์สถานะอยู่สองตัวคือ ST0 และ ST1 ซึ่งบรรจุบิตแฟลกและบิตควบคุมอยู่ภายใน รีจิสเตอร์นี้สามารถที่จะถูกเก็บและถูกโหลดได้จากหน่วยความจำข้อมูล

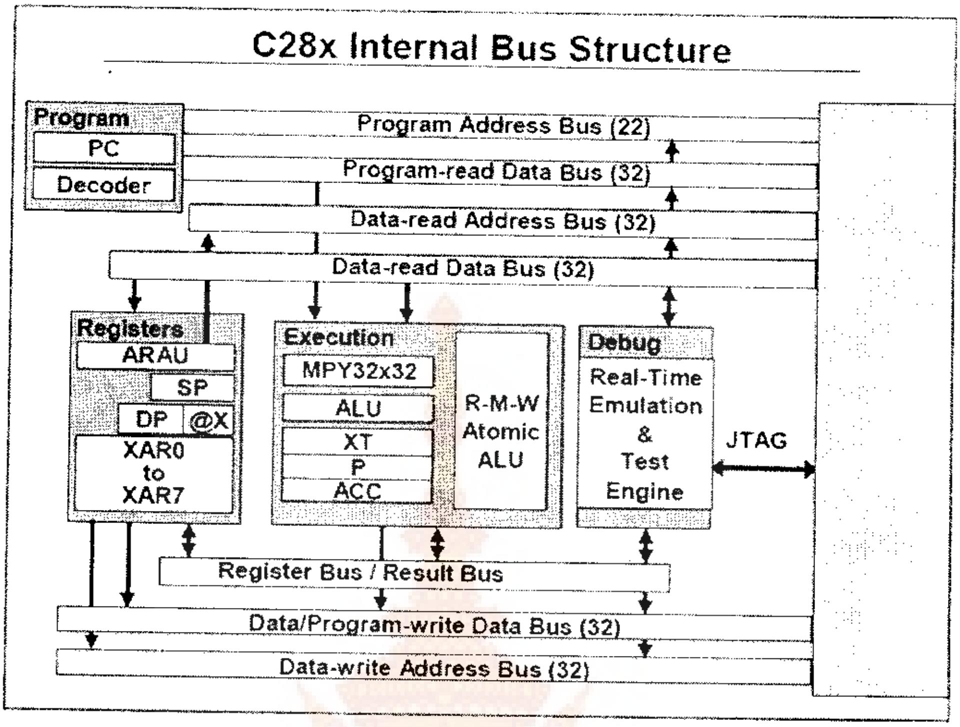
2.11.10 รีจิสเตอร์ที่ใช้ควบคุมกระบวนการอินเตอร์รัพท์ TMS320F2812 มีรีจิสเตอร์อยู่สามตัวที่ใช้ควบคุมกระบวนการอินเตอร์รัพท์คือ

2.11.10.1 อินเตอร์รัพท์แฟลกรีจิสเตอร์ (Interrupt Flag Register :IFR)

2.11.10.2 อินเตอร์รัพท์เอเนเบิลรีจิสเตอร์ (Interrupt Enable Register :IER)

2.11.10.3 ดีบักอินเตอร์รัพท์เอเนเบิลรีจิสเตอร์ (Debug Interrupt Enable Register : DBGIER)

ภายใน IFR บรรจุบิตแฟลกสำหรับกระบวนการมาสเคเบิลอินเตอร์รัพท์ (Master Interrupt) เมื่อบิตใดบิตหนึ่งของแฟลกถูกเซ็ต ไม่ว่าจะโดยฮาร์ดแวร์หรือซอฟต์แวร์กระบวนการอินเตอร์รัพท์จะได้รับการตอบสนองถ้าได้มีการเปิดการทำงานเอาไว้ ซึ่งสามารถเปิดหรือปิดกระบวนการทำงานมาสเคเบิลอินเตอร์รัพท์ได้ที่บิตใน IER



ภาพที่ 2.23 รีจีสเตอร์ของหน่วยประมวลผลกลาง

2.12 การจัดผังหน่วยความจำ

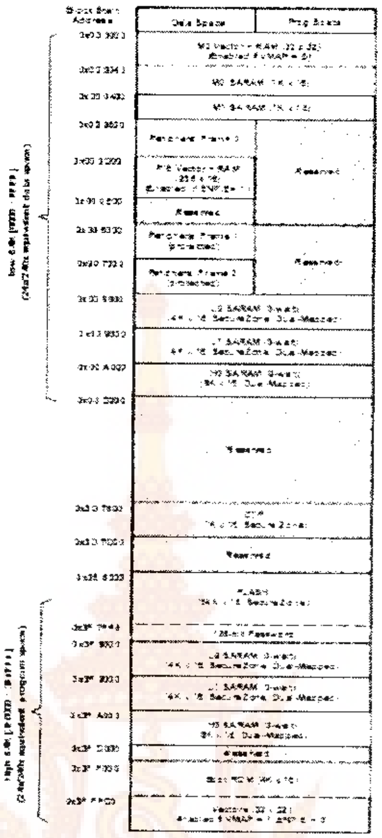
TMS320F2808 ใช้การอ้างที่อยู่แยกกันระหว่างหน่วยความจำข้อมูลกับหน่วยความจำโปรแกรม อีกทั้งยังสามารถติดต่อกับหน่วยความจำที่อยู่ภายนอกได้ ตำแหน่งของข้อมูลใช้ขนาด 32 บิต และตำแหน่งของโปรแกรมใช้ขนาด 22 บิต โดยผังของหน่วยความจำมีการแบ่งออกเป็นส่วนๆ ดังนี้

2.12.1 หน่วยความจำข้อมูลและหน่วยความจำโปรแกรมภายใน

2.12.2 พื้นที่สำรอง

2.12.3 เวกเตอร์สำหรับการอินเตอร์รัพท์ของ CPU

ในช่วงตำแหน่ง "Low 64K" ของผังหน่วยความจำจะเปรียบเสมือนกับพื้นที่ของข้อมูลบน DSP ตระกูล 240x ส่วน "High 64K" ในช่วงตำแหน่งของผังหน่วยความจำจะเปรียบเสมือนกับพื้นที่ของโปรแกรมบน DSP ตระกูล TMS320F24x/240x ซึ่งเป็นการที่จะให้มีความจำคอมแพตดิเบิลกับโค้ดของตระกูล TMS320F24x/240x



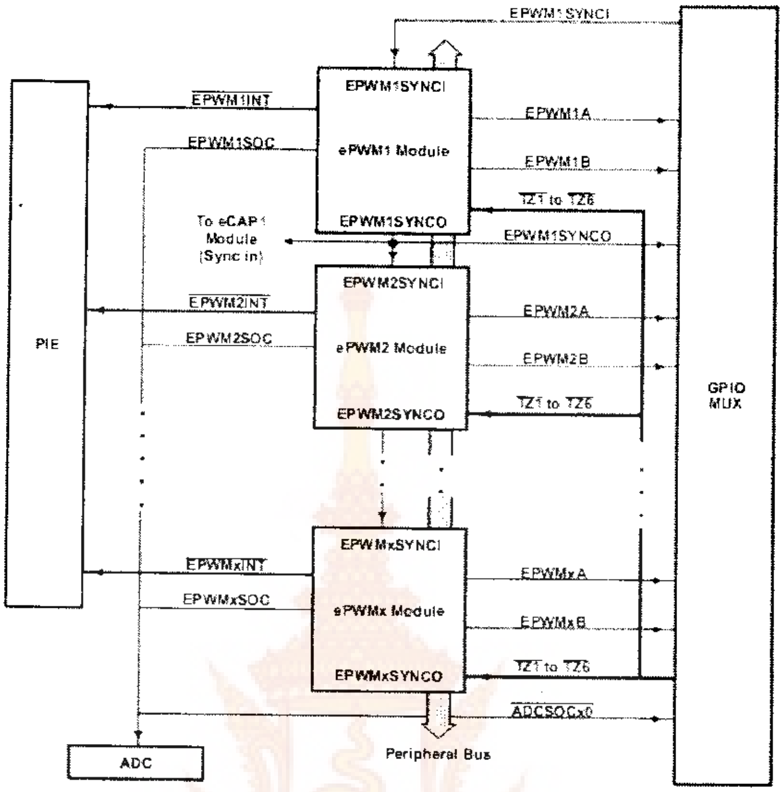
ภาพที่ 2.24 ผังหน่วยความจำ

2.13 อุปกรณ์ต่อพ่วง

อุปกรณ์ต่อพ่วงของ TMS320F2808 ประกอบด้วย

2.13.1 TIMER ขนาด 32 บิต (0, 1, 2) บน TMS320F2808 มี Timer ของหน่วยประมวลผลกลางขนาด 32 บิตจำนวน 3 ตัวคือ Timer 0/1/2 Timer 1 และ 2 ถูกสงวนไว้สำหรับระบบการทำงานของหน่วยประมวลผลกลาง ส่วน Timer 0 นั้นเป็นส่วนที่ผู้ใช้สามารถนำไปใช้งานได้ ซึ่ง Timer นี้ได้ถูกใช้งานในโมดูล Enhanced PWM ดังนั้นจึงมีชื่อเรียกที่แตกต่างออกไปคือ“Timer สำหรับใช้งานทั่วไป (general-purpose (GP) timer)”

2.13.2 โมดูล Enhanced PWM (ePWM) จะมีโมดูลในการสร้างสัญญาณ PWM ที่เป็นอิสระต่อกันจำนวน 6 โมดูล โดยแต่ละโมดูลจะมี 2 เอาท์พุด คือ ePWMA และ ePWMB ดังภาพที่ 2.25



ภาพที่ 2.25 บล็อกไดอะแกรมของ ePWM

คุณสมบัติของ PWM แต่ละโมดูลมีดังนี้

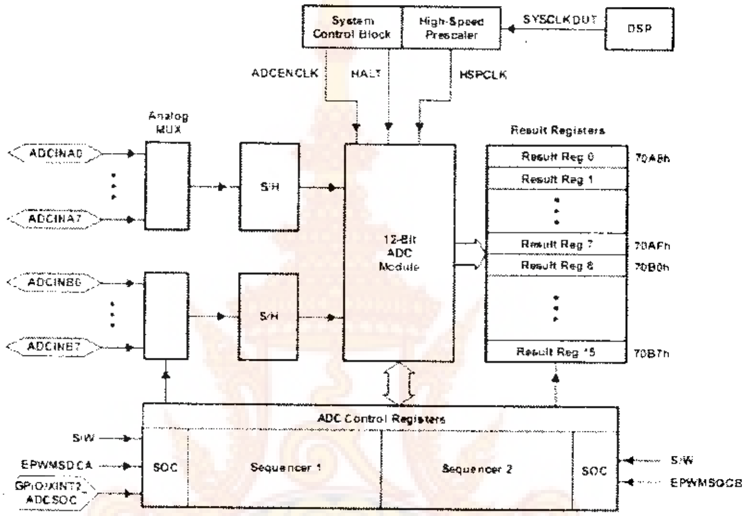
1. ควบคุมการนับฐานเวลา ขนาด 16 บิต ด้วยคาบเวลาหรือความถี่
2. มี PWM 2 เอาท์พุด (EPWMxA and EPWMxB)
3. การควบคุม Asynchronous override ของสัญญาณ PWM โดยผ่านทางซอฟต์แวร์
4. มีการซิงโครไนซ์สำหรับสัญญาณเริ่มต้นของการแปลงของ ADC (SOC)
5. สามารถกำหนดค่าเดดไทม์ (dead-band) โดยการควบคุมการหน่วงสัญญาณขอบขาขึ้นและขอบขาลงที่เป็นอิสระต่อกัน สำหรับ เอาต์พุต PWM คู่
6. สามารถเปลี่ยนความถี่ของสัญญาณ PWM ได้
7. คลื่นสัญญาณที่อยู่คู่เดียวกันจะเป็นคลื่นสัญญาณที่ตรงข้ามกัน
8. สามารถเปลี่ยนความกว้างของพัลส์ PWM ได้ในขณะหรือหลังจากช่วงเวลา PWM

9. มีอินเตอร์รัพต์สำหรับการป้องกันดาวน์

10. มีรูปแบบของสัญญาณ PWM คือ แบบ asymmetric, symmetric

11. ใช้การรีโหลดอัตโนมัติเพื่อลดเวลาการทำงานของซีพียู

2.13.3 โมดูลแปลงสัญญาณอนาลอกเป็นสัญญาณดิจิตอล (ADC) ของ F2808 จะมีขนาด 12 บิต มีวงจรสุ่มและคงค่าอยู่ภายใน แสดงดังบล็อกไดอะแกรมภาพที่ 2.24



ภาพที่ 2.26 บล็อกไดอะแกรมของ ADC

คุณสมบัติของ ADC มีดังนี้

1. มีความละเอียด 12 บิต และมีวงจร Sample and Hold (S/H) บรรจุอยู่ภายใน
2. สัญญาณอนาลอกของอินพุตอยู่ในช่วง 0 ถึง 3 โวลต์ (ถ้าแรงดันสูงกว่า 3 V จะได้ผลลัพธ์การแปลงเต็มสเกล)
3. ความเร็วในการแปลงสูงสุด 160 ns ที่สัญญาณนาฬิกาของ ADC 12.5 MHz, 6.25MSPS
4. มีอินพุตแบบมัลติเพล็กซ์จำนวน 16 ตัว
5. มีรีจิสเตอร์ที่ใช้ในการเก็บผลลัพธ์ในการแปลงจำนวน16 ตัวซึ่งแยกกันโดยเฉพาะ ผลการแปลงเป็นข้อมูลดิจิตอลคือ

$$Digital\ Value = 4095 \times \frac{Input\ Analog\ Voltage - ADCLO}{3} \tag{2.35}$$

6. มีความยืดหยุ่นในการควบคุมกระบวนการอินเตอร์รัพท์โดยยอมรับให้เกิดการร้องขออินเตอร์รัพท์บนทุกๆ End-of-sequence (EOS)
7. สามารถทำการแปลงในโหมดเรียงตามลำดับทั้งหมดโดยอัตโนมัติ (Auto sequenced ADC in Cascade Mode) ซึ่งสามารถใช้งานอินพุตได้ทั้ง 16 ช่อง หรือขึ้นอยู่กับว่าต้องการเลือกให้อินพุตช่องใดทำงาน
8. สามารถทำการแปลงในโหมดเรียงตามลำดับทั้งหมดโดยอัตโนมัติแบบเรียงตามลำดับคู่ (Autosequenced ADC With Dual Sequencers) โดยแบ่งอินพุตออกเป็นสองส่วนๆ ละ 8 ช่อง ซึ่งทั้งสองส่วนนี้สามารถสั่งให้เริ่มทำงานได้โดยเป็นอิสระต่อกัน
9. ePWM ทริกเกอร์สามารถทำงานอย่างอิสระใน dual-sequencer mode
10. ตัว Sequencen สามารถทำงานในโหมด Start/Stop ได้ สามารถเลือกเวลาในการทริกเกอร์ เพื่อให้ซิงโครไนซ์กับการแปลง
11. มีอินพุตสำหรับการเริ่มต้นการแปลงคือ เริ่มต้นด้วยซอฟต์แวร์ (Software Start: S/W) , เริ่มต้นด้วย ePWM 1- 6 และเริ่มต้นด้วย GPIO XINT2

2.13.4 Watchdog F2808 สนับสนุนการทำงานของ Watchdog Timer โดยผู้ใช้ต้องเขียนโปรแกรมเพื่อทำการรีเซ็ต Watchdog counter นอกจากนี้ยังเกิดการรีเซ็ต Watchdog ได้จากกระบวนการทำงาน ซึ่งสามารถหยุดการทำงานของ Watchdog ได้โดยการ disable

2.13.5 General-purpose Input/Output (GPIO) Multiplexer เป็นอินพุต/เอาต์พุตของสัญญาณที่ถูกใช้โดยการมัลติเพล็กซ์ ในขณะที่รีเซ็ต ขา GPIO ทั้งหมดจะถูกจัดให้เป็นอินพุต นอกจากนี้ยังสามารถกำหนดให้ขาอินพุต/เอาต์พุต เป็นได้ทั้งโหมด GPIO และโหมดอินพุต/เอาต์พุต ทั่วไป

2.13.6 Peripheral Interrupt Expansion (PIE) Block PIE block สามารถรองรับการอินเตอร์รัพท์ได้จาก 96 แหล่ง โดยสามารถแบ่งได้ 8 กลุ่ม แต่ละกลุ่มถูกป้อนยังอินพุต การอินเตอร์รัพท์ 12 เส้น (INT1 ถึง INT12) ซึ่งอินเตอร์รัพท์ทั้ง 96 จะมีตำแหน่งเวกเตอร์ของตัวเองในบล็อกหน่วยความจำแบบ RAM ซึ่งสามารถเขียนซ้ำได้

2.13.7 Enhanced Controller Area Network (eCAN) ในเวอร์ชั่นนี้ประกอบด้วย CAN ซึ่งสนับสนุนเมล์บ็อกซ์ และบันทึกเวลาของแต่ละแมสเสจที่เข้ามา ซึ่งเป็น CAN 12.0 B

2.13.8 Multichannel Buffered Serial Port (McBSP) McBSP สามารถใช้ต่อกับการเข้ารหัสของโมเด็มได้ หรือใช้กับอุปกรณ์แปลงสัญญาณดิจิตอลเป็นแอนาลอกแบบสเตอริโอคุณภาพสูงได้ ซึ่งMcBSP จะรับส่งข้อมูลในรีจิสเตอร์แบบ FIFO (First In First Out)

2.13.9 Serial Port Interface (SPI) SPI เป็นพอร์ตอินพุต เอาต์พุตอนุกรมแบบซิงโครนัส (Synchronous) ความเร็วสูง ซึ่งสามารถส่งข้อมูลโดยมีจำนวนบิตได้ตั้งแต่ 1 ถึง 16 บิต ซึ่งสามารถเข้าและออกอุปกรณ์โดยอัตราการส่งสามารถโปรแกรมได้โดยปกติ SPI ใช้สำหรับการติดต่อกันระหว่าง DSP คอนโทรลเลอร์และอุปกรณ์ภายนอกหรือโปรเซสเซอร์อื่นๆ ซึ่งโดยปกติจะรวมไปถึงการใช้งาน I/O ภายนอกหรือการส่งข้อมูลผ่านอุปกรณ์เช่น ชิพรีจิสเตอร์ (Shift Register) ไดร์เวอร์การแสดงผลและ ADC ในการติดต่อกัน ระหว่างอุปกรณ์หลายๆ ตัวจะใช้ระบบมาสเตอร์/สลาฟ (Master/Slave) ของ SPI และ F2808 จะสามารถส่งข้อมูลแบบ FIFO 16 ระดับ ซึ่งช่วยทำให้การทำงานต่างๆ รวดเร็วยิ่งขึ้น

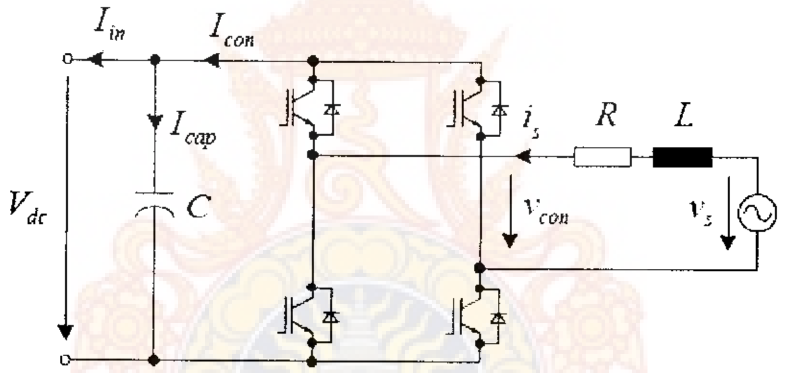
2.13.10 Serial Communication Interface (SCI) SCI เป็นพอร์ตอนุกรมแบบ 2 เส้น (Two-wire) ซึ่งรู้จักกันโดยทั่วไปในชื่อของ UART ซึ่งใน F2808 สนับสนุนการรับ-ส่งข้อมูลแบบ FIFO

บทที่ 3

การออกแบบงานวิจัย

ในบทนี้จะกล่าวถึงการออกแบบงานวิจัย โดยการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม Matlab/Simulink เพื่อศึกษาการทำงานเบื้องต้นและเป็นแนวทางอ้างอิงในการทดสอบระบบการทำงานของอินเวอร์เตอร์

การควบคุมอินเวอร์เตอร์สามารถจ่ายพลังงานเข้าสู่ระบบจำหน่ายได้อย่างเหมาะสม จำเป็นต้องใช้ตัวควบคุม ซึ่งในการที่ออกแบบตัวควบคุมได้ต้องทราบบล็อกไดอะแกรมของวงจรภาคกำลังของอินเวอร์เตอร์ก่อน โดยวงจรภาคกำลังของอินเวอร์เตอร์แสดงในภาพที่ 3.1 ซึ่งสามารถหาได้จากสมการคณิตศาสตร์ของวงจรภาคกำลัง



ภาพที่ 3.1 วงจรกำลังของอินเวอร์เตอร์แบบหนึ่งเฟสต่อเข้าระบบจำหน่าย

จะได้สมการของแรงดัน V_{con} คือ

$$V_s = Ri_s + L\frac{di_s}{dt} + V_{con} \tag{3.1}$$

ให้ $\Delta v = V_s - V_{con}$ แทนในสมการ (3.1)

$$L\frac{di_s}{dt} = \Delta v - Ri_s \tag{3.2}$$

จากสมการที่ 3.2 แปลงเป็นแกน α, β จะได้ดังนี้

$$L\frac{di_{\alpha}}{dt} = \Delta v_{\alpha} - Ri_{\alpha} \tag{3.3}$$

$$L\frac{di_{\beta}}{dt} = \Delta v_{\beta} - Ri_{\beta} \tag{3.4}$$

สมการที่ 3.3 และ 3.4 แปลงให้อยู่ในแกน d และ q ได้ดังนี้

$$\Delta v_{d} = \Delta v_{\alpha}\cos\omega t + \Delta v_{\beta}\sin\omega t \tag{3.5}$$

$$\Delta v_{q} = -\Delta v_{\alpha}\sin\omega t + \Delta v_{\beta}\cos\omega t \tag{3.6}$$

และกระแส i_s ในภาพที่ 3.1 แปลงให้อยู่ในแกน d และ q ได้ ดังนี้

$$i_{sd} = i_{\alpha}\cos\omega t + i_{\beta}\sin\omega t \tag{3.7}$$

$$i_{sq} = -i_{\alpha}\sin\omega t + i_{\beta}\cos\omega t \tag{3.8}$$

หาสมการอนุพันธ์ของสมการที่ 3.7 และ 3.8 แล้ว เอา L คูณตลอดจะได้

$$L\frac{di_{sd}}{dt} = -L\omega i_{\alpha}\sin\omega t + L\frac{di_{\alpha}}{dt}\cos\omega t + L\omega i_{\beta}\cos\omega t + L\frac{di_{\beta}}{dt}\sin\omega t \tag{3.9}$$

$$L\frac{di_{sq}}{dt} = -L\omega i_{\alpha}\cos\omega t - L\frac{di_{\alpha}}{dt}\sin\omega t - L\omega i_{\beta}\sin\omega t + L\frac{di_{\beta}}{dt}\cos\omega t \tag{3.10}$$

นำสมการที่ 3.3 และ 3.4 แทนลงในสมการที่ 3.5 และ 3.6 จะได้

$$\Delta v_{d} = L\frac{di_{s\alpha}}{dt}\cos\omega t + Ri_{s\alpha}\cos\omega t + L\frac{di_{s\beta}}{dt}\sin\omega t + Ri_{s\beta}\sin\omega t \tag{3.11}$$

$$\Delta v_{q} = -L\frac{di_{s\alpha}}{dt}\sin\omega t - Ri_{s\alpha}\sin\omega t + L\frac{di_{s\beta}}{dt}\cos\omega t + Ri_{s\beta}\cos\omega t \tag{3.12}$$

จัดรูปสมการที่ 3.11 และ 3.12 ใหม่จะได้

$$\Delta v_d = L\frac{di_{s\alpha}}{dt}\cos\omega t + L\frac{di_{s\beta}}{dt}\sin\omega t + Ri_{sd} \tag{3.13}$$

$$\Delta v_q = -L\frac{di_{s\alpha}}{dt}\sin\omega t + L\frac{di_{s\beta}}{dt}\cos\omega t + Ri_{sq} \tag{3.14}$$

นำสมการที่ 3.13 และ 3.14 แทนในสมการที่ 3.11 และ 3.12 จะได้

$$L\frac{di_{sd}}{dt} = L\omega i_{sq} + \Delta v_d - Ri_{sd} \tag{3.15}$$

$$L\frac{di_{sq}}{dt} = -L\omega i_{sd} + \Delta v_q - Ri_{sq} \tag{3.16}$$

แทนค่า $\Delta V_d = V_{sd} - V_{cond}$ และ $\Delta V_q = V_{sq} - V_{conq}$ ในสมการที่ 3.15 และ 3.16 จะได้

$$L\frac{di_{sd}}{dt} = V_{sd} - V_{cond} - Ri_{sd} + L\omega i_{sq} \tag{3.17}$$

$$L\frac{di_{sq}}{dt} = V_{sq} - V_{conq} - Ri_{sq} - L\omega i_{sd} \tag{3.18}$$

จัดรูปสมการที่ 3.17 และ 3.18 ใหม่จะได้

$$V_{cond} = -L\frac{di_{sd}}{dt} - Ri_{sd} + L\omega i_{sq} + V_{sd} \tag{3.19}$$

$$V_{conq} = -L\frac{di_{sq}}{dt} - Ri_{sq} - L\omega i_{sd} + V_{sq} \tag{3.20}$$

ให้ $V_{s\alpha} = V_m \cos\omega t$ จะได้ $V_{s\beta} = V_m \sin\omega t$ แปลงให้อยู่ในแกน d และ q

$$V_{sd} = V_m \text{ และ } V_{sq} = 0 \tag{3.21}$$

แทนสมการที่ 3.21 ลงในสมการที่ 3.19 และ 3.20 จะได้

$$V_{cond} = -L\frac{di_{sd}}{dt} - Ri_{sd} + L\omega i_{sq} + V_m \tag{3.22}$$

$$V_{conq} = -L\frac{di_{sq}}{dt} - Ri_{sq} - L\omega i_{sq} \tag{3.23}$$

กำลังไฟฟ้า P_{con} ที่เกิดขึ้นที่วงจรแปรผัน ที่อยู่ในแกน d และ q คือ

$$P_{con} = \frac{i_{sd}V_{sd}}{2} \tag{3.24}$$

กระแส I_{con} , I_{cap} และ V_{dc} หาได้จาก

$$I_{con} = \frac{P_{con}}{V_{dc}} = \frac{i_{sd}V_{sd}}{2V_{dc}} \tag{3.25}$$

$$I_{cap} = I_{con} - I_{m} \tag{3.26}$$

$$V_{dc} = \frac{1}{C}\int I_{cap}dt \tag{3.27}$$

แปลงลาปาซสมการที่ 3.22, 3.23, 3.25, 3.26 และ 3.27 ให้อยู่ในรูป s – domain จะได้

$$V_{cond} = -i_{sd}(Ls+R) + \omega Li_{sq} + V_{m} \tag{3.28}$$

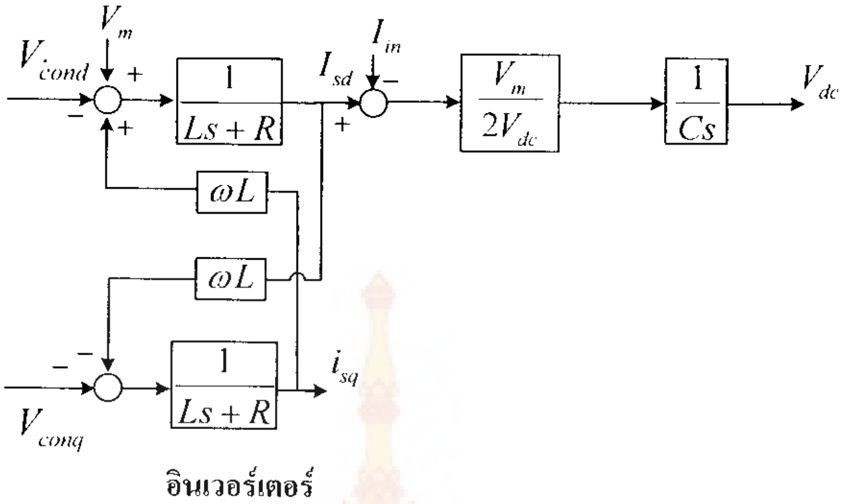
$$V_{conq} = -i_{sd}(Ls+R) - \omega Li_{sd} \tag{3.29}$$

$$I_{con} = \frac{i_{sd}V_{sd}}{2V_{dc}} = \frac{i_{sd}V_{m}}{2V_{dc}} \tag{3.30}$$

$$I_{cap} = I_{in} - I_{con} \tag{3.31}$$

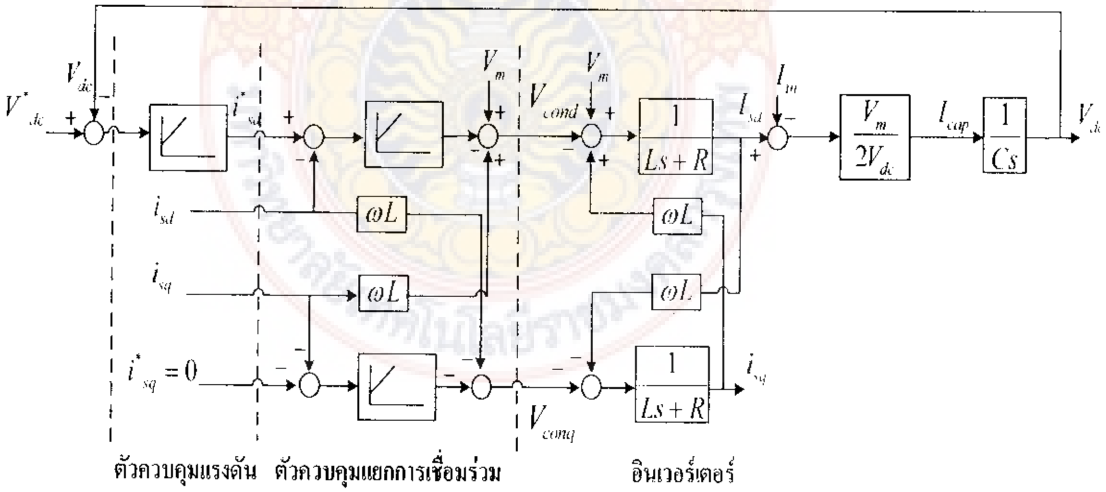
$$V_{dc} = \frac{1}{sC}\int I_{cap}dt \tag{3.32}$$

จากนั้นนำสมการที่ 3.28 – 3.32 มาสร้างบล็อกไดอะแกรมของอินเวอร์เตอร์ที่อยู่ในระบบแกนหมุนด้วยความเร็วซิงโครนัส ดังแสดงในภาพที่ 3.2 ซึ่งจากภาพจะเห็นได้ว่ามีแรงดันเชื่อมร่วมระหว่าง V_{cond} และ V_{conq} ทำให้ไม่สามารถควบคุมระบบอินเวอร์เตอร์ได้อย่างอิสระ



ภาพที่ 3.2 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของอินเวอร์เตอร์

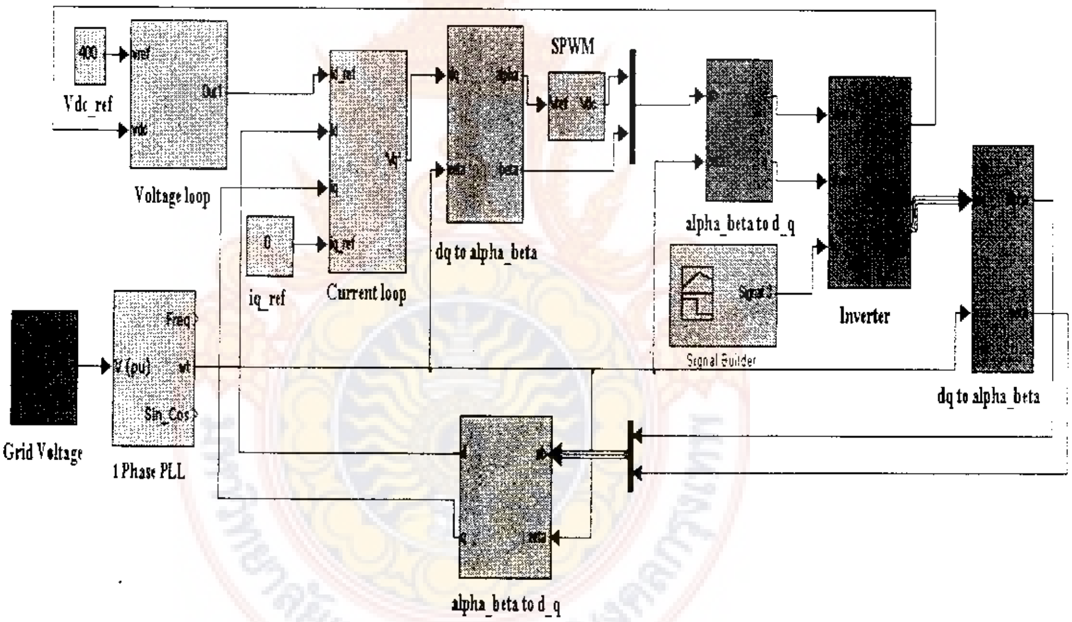
จากบล็อกไดอะแกรมภาพที่ 3.2 จะเห็นได้ว่ามีแรงดัน ωLi_{sd} และ ωLi_{sq} เชื่อมร่วมระหว่างแรงดัน V_{cond} และ V_{conq} ทำให้ไม่สามารถออกแบบตัวควบคุมแรงดันดีซีบัสได้อย่างอิสระ เพื่อให้การควบคุมแรงดันดีซีบัสได้อย่างอิสระ จะต้องออกแบบตัวควบคุมใหม่ โดยการกำจัดแรงดันเชื่อมร่วมระหว่างแรงดัน V_{cond} และ V_{conq} โดยการจ่าย ωLi_{sd} และ ωLi_{sq} ทำให้สามารถออกแบบตัวควบคุมได้อย่างอิสระดังแสดงภาพที่ 3.3



ภาพที่ 3.3 การควบคุมอินเวอร์เตอร์โดยใช้การควบคุมแบบพีไอ

จากภาพที่ 3.3 เป็นการควบคุมแรงดันดีซีบัสให้คงที่ โดยจากบล็อกไดอะแกรมสามารถควบคุมแรงดันดีซีบัสได้อย่างอิสระ ซึ่งในส่วนของแรงดัน V_{cond} และ V_{conq} สามารถควบคุมได้จากกระแสสองส่วนด้วยกันคือกระแส i_{sd} และ i_{sq} โดยกระแสจะทำการควบคุมแบบพีไอ ในการควบคุมแรงดันดีซีบัสกระแส i_{sq} จะไม่มีผลต่อการสร้างแรงดันดีซีบัส จึงกำหนดให้เป็นศูนย์ และกระแสในส่วนที่สองคือ i_{sd} ซึ่งจะมีผลต่อการสร้างแรงดันดีซีบัส ดังนั้นการควบคุมแรงดันดีซีบัสจึงต้องควบคุมที่กระแส i_{sd} โดยใช้การควบคุมแบบพีไอ

จากสมการทางคณิตศาสตร์ของวงจรภาคกำลังของอินเวอร์เตอร์สามารถเขียนเป็นบล็อกไดอะแกรมได้ดังภาพที่ 3.4 ซึ่งจะเป็นบล็อกไดอะแกรมของอินเวอร์เตอร์ที่อยู่ในระบบแกนหมุนโดยเราจะนำบล็อกไดอะแกรมดังกล่าวในภาพที่ 3.2 และ3.3 ไปสร้างแบบจำลองในโปรแกรม Matlab/Simulink



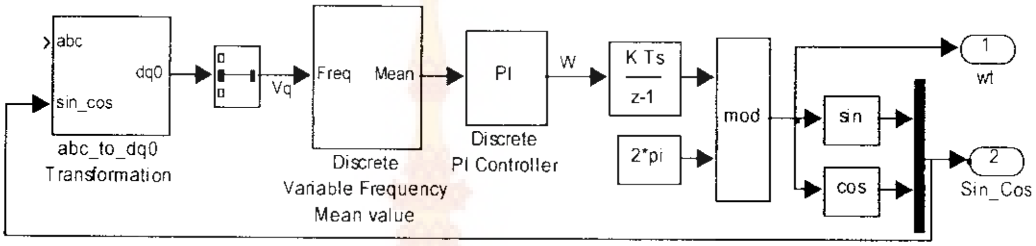
ภาพที่ 3.4 แบบจำลองที่สร้างขึ้นในโปรแกรม Matlab/Simulink

3.1 องค์ประกอบของแบบจำลอง Matlab/Simulink

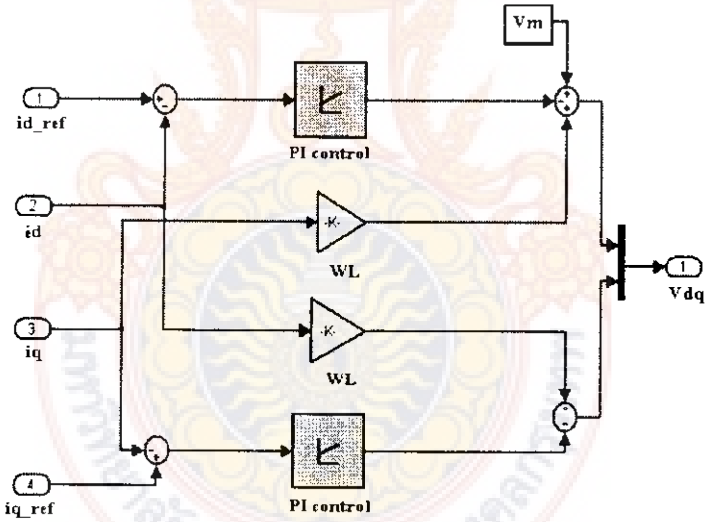
3.1.1 ระบบควบคุม จากบล็อกไดอะแกรมในภาพที่ 2.13 ส่วนที่อยู่ในกรอบ Digital signal controller ซึ่งจะประกอบไปด้วยบล็อก “Voltage loop” และ “Current loop” ซึ่งจะทำหน้าที่

ควบคุมกระแสและแรงดันของอินเวอร์เตอร์ โดยจะสร้างสัญญาณ PWM แบบ SPWM เพื่อควบคุมการทำงานของอินเวอร์เดอร์ และจะมีตัวแปลงแกนที่ทำหน้าที่ในการแปลงแกน

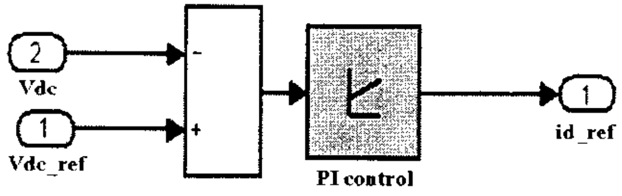
โดยบล็อก " alpha,beta / d,q " ซึ่งจะทำหน้าที่แปลงแกนหมุนด้วยความเร็วซิงโครนัสเป็นอ้างอิงอยู่กับที่และบล็อกเฟสล็อกลูป (PLL) ทำหน้าที่หามุมของการไฟฟ้าของระบบจำหน่ายเพื่อนำไปใช้ในการแปลงแกน โดยมีโครงสร้างของแต่ละบล็อกดังต่อไปนี้



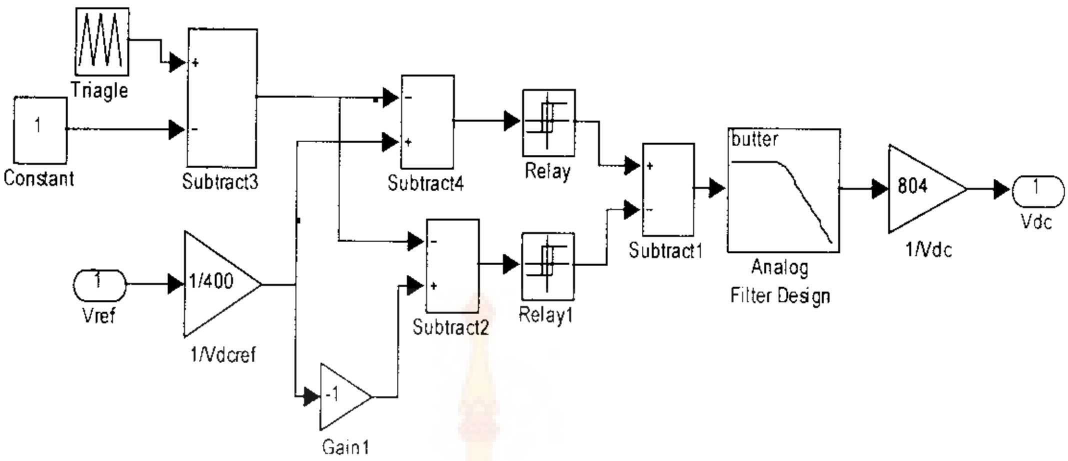
ภาพที่ 3.5 แบบจำลองของบล็อก PLL



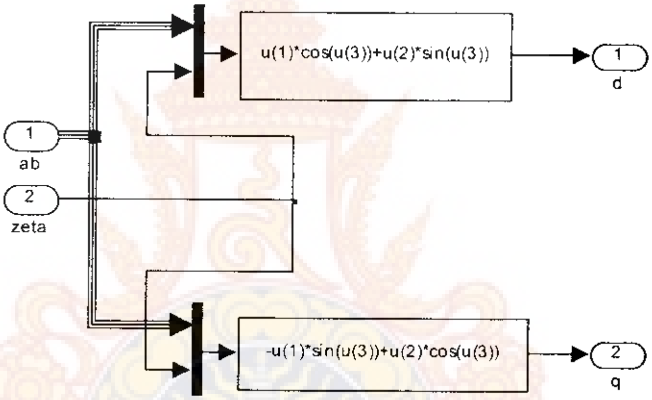
ภาพที่ 3.6 บล็อกไดอะแกรมของ Current Loop



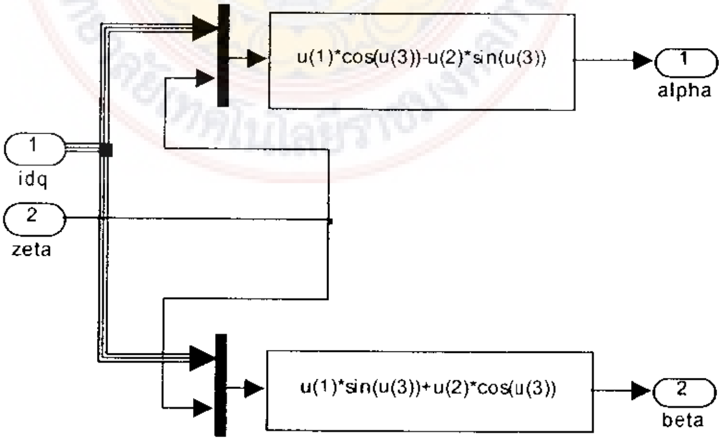
ภาพที่ 3.7 บล็อกไดอะแกรมของ Voltage Loop



ภาพที่ 3.8 บล็อกไดอะแกรมของ SPWM

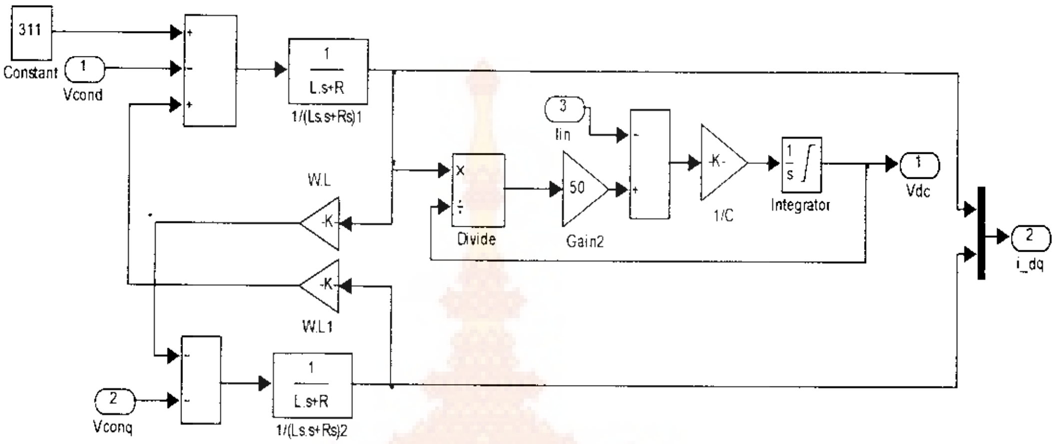


ภาพที่ 3.9 บล็อกไดอะแกรมของ alpha-beta to dq

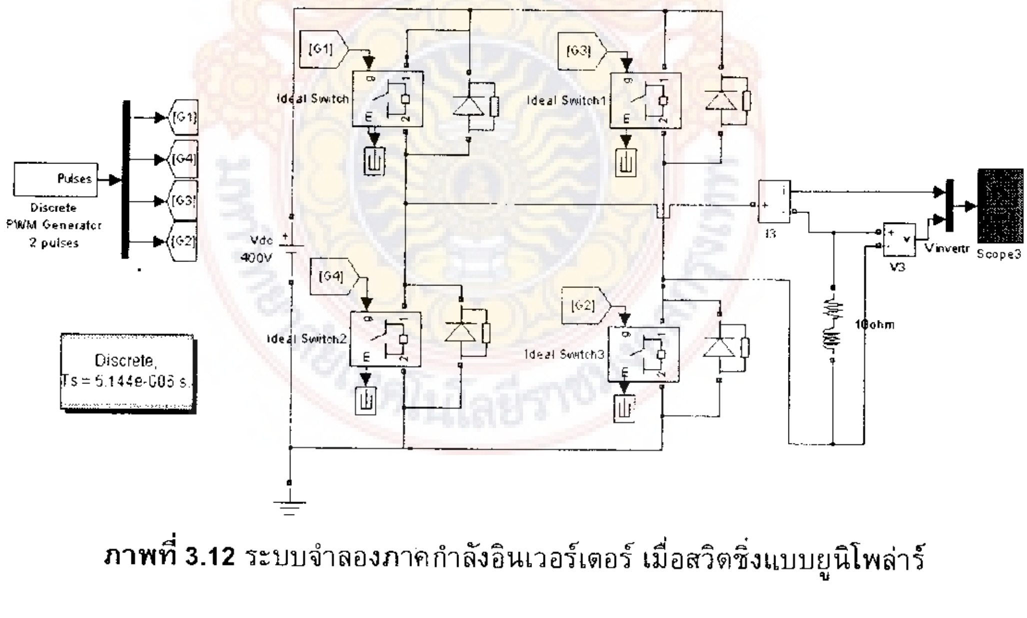


ภาพที่ 3.10 บล็อกไดอะแกรมของ dq to alpha-beta

3.1.2 แบบจำลองอินเวอร์เตอร์ ในส่วนนี้จะเป็นบล็อกไดอะแกรมที่จำลองคุณลักษณะของอินเวอร์เตอร์ ซึ่งควบคุมโดยสัญญาณ PWM ที่มาจากระบบควบคุม โดยจะต้องมีส่วนแปลงแกนเข้ามาเนื่องจากสัญญาณ PWM อยู่ในแกนอ้างอิงอยู่กับที่จึงต้องแปลงให้อยู่ในแกนหมุน โดยมีโครงสร้างของแบบจำลองดังภาพที่ 3.11



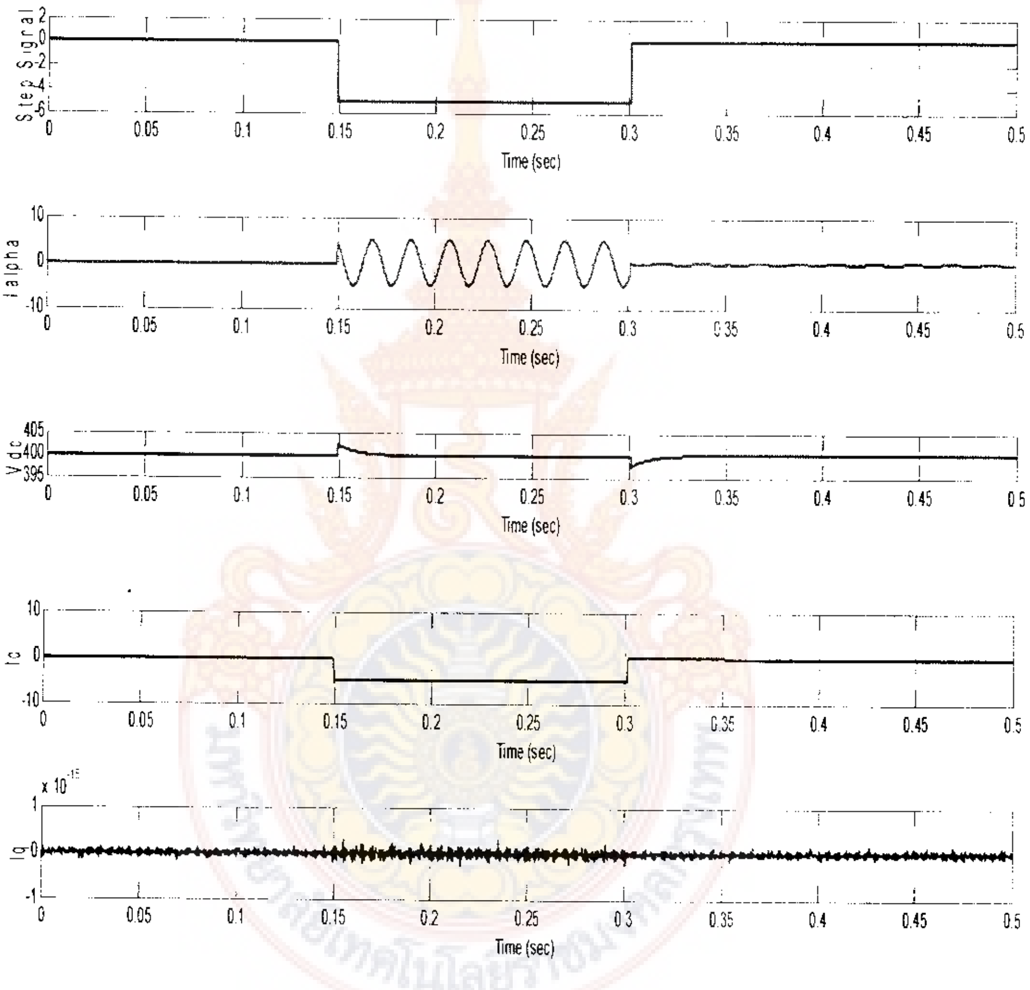
ภาพที่ 3.11 แบบจำลองของบล็อก Inverter



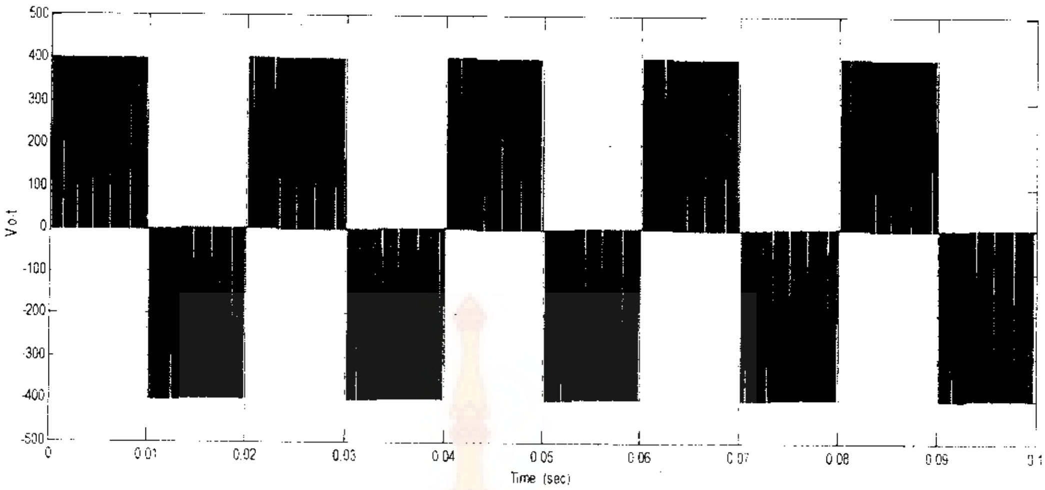
ภาพที่ 3.12 ระบบจำลองภาคกำลังอินเวอร์เตอร์ เมื่อสวิตชิ่งแบบยูนิโพล่าร์

3.2 ผลจำลองการทำงานของอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟส

จากผลการจำลองหาผลตอบสนองต่อสัญญาณขั้นบันได จะพบว่าแรงดันดีซีเกิดโอเวอร์ชูทเพียงเล็กน้อย ทั้งในสภาวะการเพิ่มขึ้นและลดแรงดัน และถ้าสัญญาณอินพุตมีการเปลี่ยนแปลงกำลังด้านอินพุต ระบบควบคุมสามารถควบคุมได้ดีจนแทบจะไม่เกิดโอเวอร์ชูทที่ดีซีบัสเลย จากผลการจำลองแสดงให้เห็นว่าระบบควบคุมแรงดันดีซีบัสได้ดี มีผลตอบสนองต่อสัญญาณรบกวนได้อย่างรวดเร็ว



ภาพที่ 3.13 ผลตอบสนองเมื่อกำลังด้านอินพุตมีการเปลี่ยนแปลงแบบขั้น

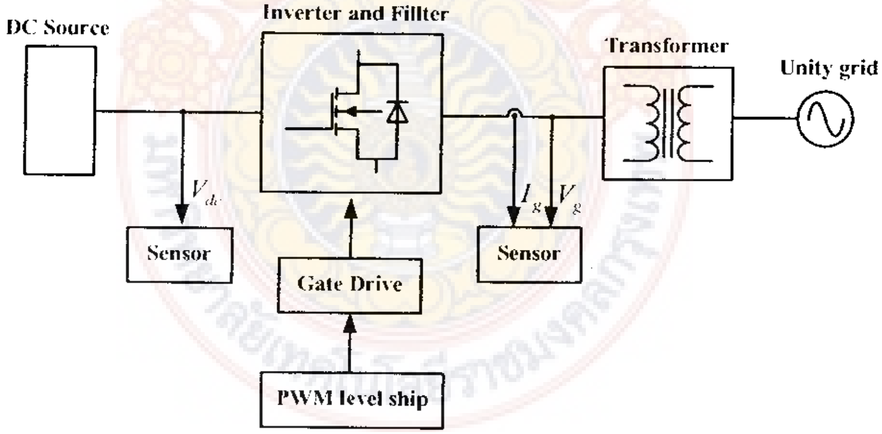


ภาพที่ 3.14 ผลจำลองวงจรกำลังของอินเวอร์เตอร์ เมื่อสวิตชิ่งแบบยูนิโพล่าร์

3.3 การออกแบบและการสร้างด้านฮาร์ดแวร์

3.3.1 การออกแบบภาคกำลัง

ในส่วนของฮาร์ดแวร์ จะประกอบไปด้วยวงจรต่าง ๆ ดังภาพที่ 3.15 แต่ละวงจรมีลักษณะการทำงานดังนี้



ภาพที่ 3.15 โครงสร้างของชุดอินเวอร์เตอร์แบบต่อเข้าระบบจำหน่าย

1. วงจรแปลงระดับแรงดันไฟฟ้าจาก 3.3 V ไปเป็น 5 V

2. วงจรขับเกต เป็นวงจรที่ใช้แยกกราวด์ระหว่างชุดควบคุมและชุดกำลัง เพื่อป้องกันหากมีการลัดวงจรของชุดกำลังก็จะไม่ทำให้ชุดควบคุมเสียหาย โดยใช้ไอซีเบอร์ HCPL-3180 ซึ่งมีคุณสมบัติเป็นตัวขับเกต

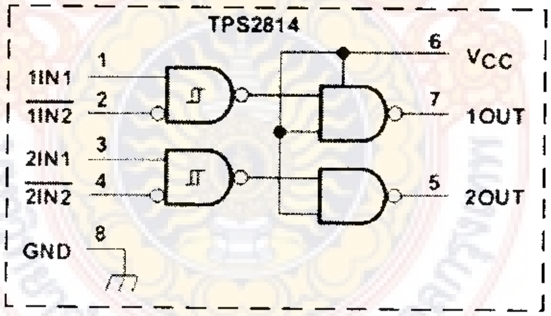
3. วงจรตรวจวัดกระแสและแรงดัน

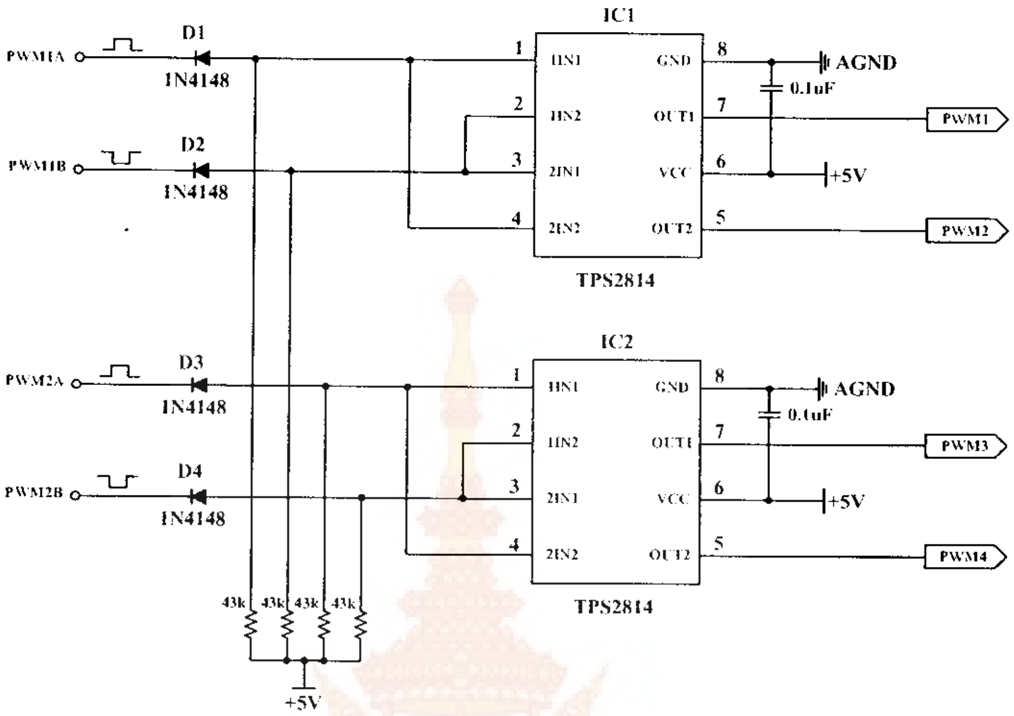
4. วงจรปรับระดับสัญญาณ

3.3.2 วงจรยกระดับแรงดันไฟฟ้าจาก 3 V ไปเป็น 5 V

สัญญาณ PWM ที่สร้างขึ้นจาก DSP นั้นจะมีแรงดันไฟฟ้าในช่วง 0 – 3 V ซึ่งสัญญาณที่ได้นั้นไม่สามารถขับมอสเฟตจากวงจรขับเกตได้โดยตรง ดังนั้นในวงจรนี้จะใช้ไอซีเบอร์ TPS2814 ทำหน้าที่รับสัญญาณ PWM จาก DSP เพื่อยกระดับแรงดันไฟฟ้าในช่วง 0 - 3V ไปเป็น 5V ก่อนส่งไปยังวงจรขับเกต และเพื่อเพิ่มความปลอดให้แน่ใจว่าสัญญาณ PWM ในกิ่งเดียวกันต้องไม่ทำงานพร้อมกัน ใน TPS2814 ยังมีฟังก์ชันล็อกสัญญาณ PWM ในกิ่งเดียวกันไม่ให้ทำงานพร้อมกันเพื่อไม่ให้เกิดความเสียหายของวงจรกำลัง ดังภาพที่ 3.16

ถ้าสัญญาณ PWM ของอินเวอร์เตอร์ในกิ่งเดียวทั้งสองสัญญาณ on ในเวลาเดียวกันสัญญาณเอาท์พุตจะมีค่าเป็นศูนย์ และถ้าสัญญาณ PWM ของอินเวอร์เตอร์ในกิ่งเดียวทั้งสองสัญญาณมีสถานะแตกต่างกัน (high & low or low & high) หรือมีสถานะเป็นศูนย์ทั้งสองสัญญาณ สัญญาณเอาท์พุตจะเท่ากับสัญญาณอินพุต ดังภาพที่ 3.16

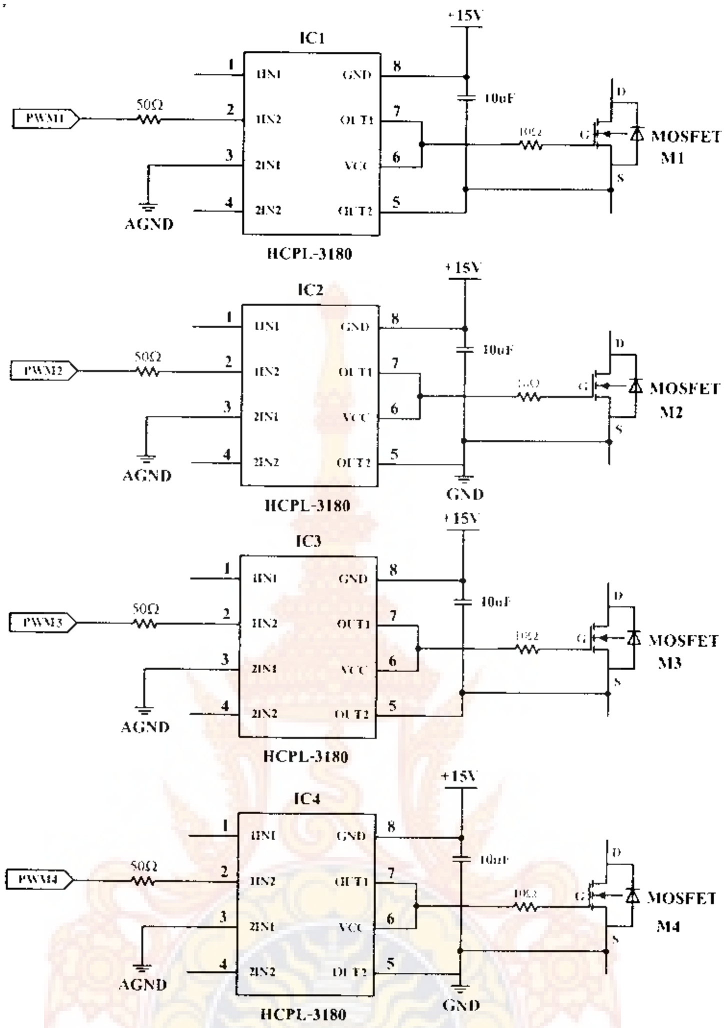




ภาพที่ 3.16 วงจรยกระดับแรงดันไฟฟ้าจาก 3V ไปเป็น 5V

3.3.3 วงจรขับเกต

เป็นวงจรที่ป้องกันความเสียหายของสัญญาณ PWM ของชุดควบคุมและชุดขับเกต ซึ่งเป็นการป้องกันไม่ให้เกิดความเสียหายแก่วงจร หากเกิดการผิดพลาดจากวงจรอันเนื่องมาจากการลัดวงจรหรือจากการทำงานผิดพลาดอื่นๆ เช่น หากวงจรทางด้านควบคุมเกิดการลัดวงจรจะเสียหายเฉพาะทางด้านควบคุมแต่จะไม่ส่งผลกระทบให้วงจรขับเกตเสียหายด้วย ซึ่งในวงจรแยกกราวด์ของสัญญาณขับเกต ต้องสามารถทำงานที่ความถี่สูงๆ ได้ เพราะสัญญาณ PWM ที่ส่งมาจากวงจรควบคุมมีความถี่สูงประมาณ $10kHz$ ดังนั้นจึงเลือกใช้ไอซีแยกกราวด์เบอร์ HCPL3180 เป็นตัวแยกกราวด์ในการส่งสัญญาณ และสามารถใช้กับแรงดันไฟเลี้ยง +15V ดังภาพที่ 3.17



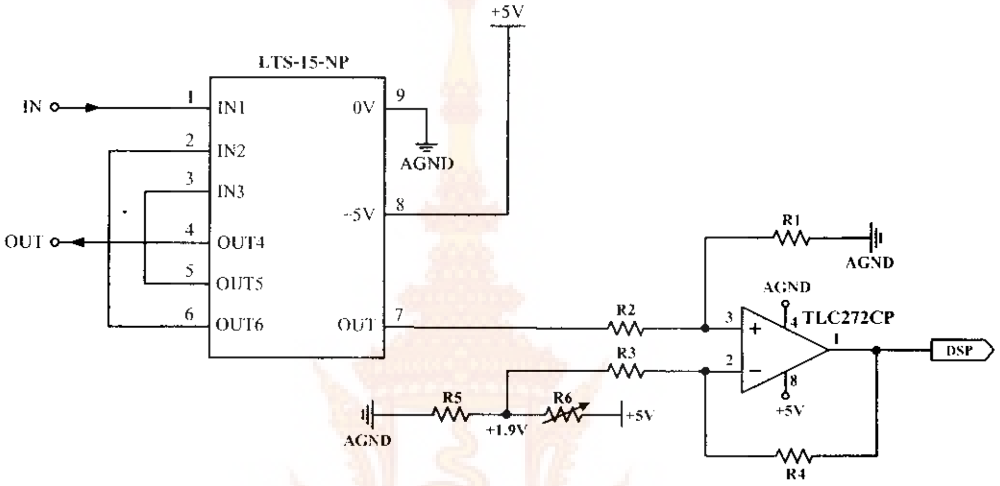
ภาพที่ 3.17 วงจรขับเกต

3.3.4 วงจรตรวจวัดกระแส

ในภาพที่ 3.18 จะแสดงวงจรตรวจวัดกระแสเพื่อนำกระแสเอาท์พุตกลับมาเปรียบเทียบกับกระแสอ้างอิงที่สร้างขึ้น จะใช้ Current Transducers (LEM) รุ่น LTS-15-NP ตรวจจับกระแสก่อนส่งค่าไปที่ DSP หลักการของอุปกรณ์ตรวจจับกระแสก่อนจะแปลงค่ากระแสให้เป็นแรงดัน โดยแรงดันที่ออกมาจาก LTS-15-NP ที่ขา 7 นั้นจะมีค่าเป็นไปตามสมการที่ 3.33

$$V_{out} = \frac{I_p \times 0.6}{I_{pn}} + V_{ref} \tag{3.33}$$

ซึ่งในงานวิจัยนี้จะทำการต่อให้วัดกระแสได้สูงสุดเท่ากับ [-5; 5 A] ที่ค่ากระแส 0 A จะมีค่าแรงดันดีซีออฟเซ็ทเท่ากับ 2.5V ซึ่งจะได้แรงดันเอาท์พุตอยู่ระหว่าง [1.9;3.1V] ในตัวประมวลผลสัญญาณดิจิตอลจะมีช่วงที่จะอ่านค่าได้ถูกต้อง ดังนั้นจึงใช้วงจรออปแอมป์เบอร์ TLC272CP ทำหน้าที่ปรับระดับสัญญาณให้อยู่ในช่วงที่อ่านค่าได้ถูกต้อง โดยมีค่าอยู่ที่ระหว่าง 0-3V ดังภาพที่ 3.18

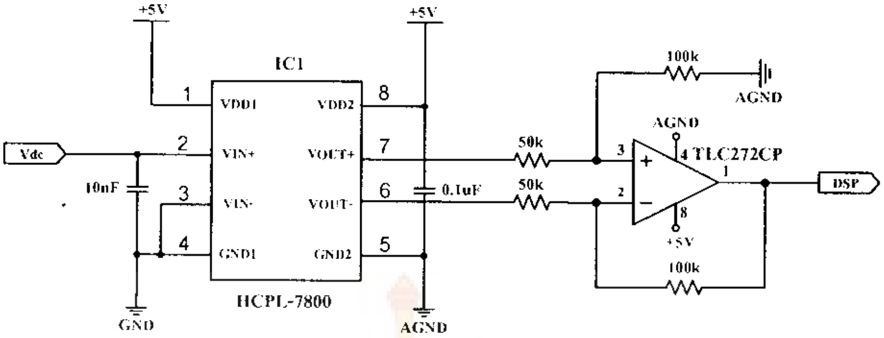


ภาพที่ 3.18 อุปกรณ์และวงจรวัดกระแส

3.3.4 วงจรตรวจวัดแรงดัน

3.3.4.1 วงจรตรวจวัดแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง

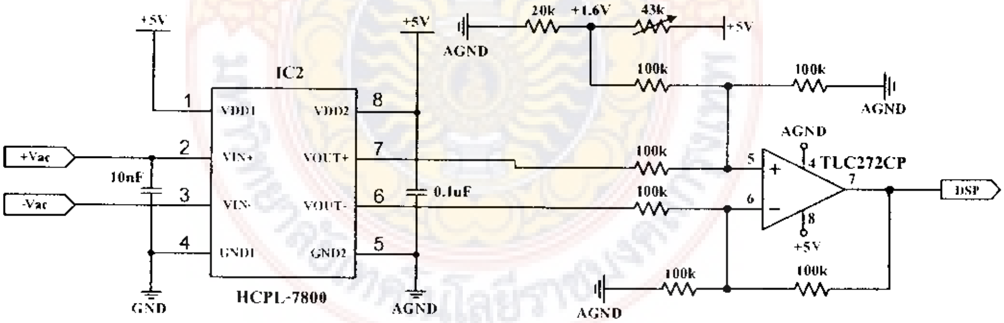
จากภาพที่ 3.19 เป็นวงจรที่ออกแบบขึ้นมาเพื่อตรวจจับแรงดันด้านเข้าของอินเวอร์เตอร์เพื่อนำกลับมาคำนวณหาค่ากระแสยอดอ้างอิง จากวงจรใช้ไอซีเบอร์ HCPL7800 ซึ่งเป็นออปแอมป์ที่มีคุณสมบัติแยกกันทางไฟฟ้าระหว่างด้านเข้ากับด้านออก เพื่อตรวจจับแรงดันทางด้านเข้าซึ่งต่อวงจรแบ่งแรงดันเพื่อลดขนาดของแรงดันลงเข้ามา ซึ่งไอซี HCPL7800 จะอ่านค่าแรงดันอยู่ในช่วง $\pm 200mV$ แล้วทำการปรับแต่งสัญญาณด้วยวงจรขยายเพื่อให้ได้ค่าตามที่กำหนด



ภาพที่ 3.19 วงจรวัดแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง

3.3.4.2 วงจรตรวจวัดแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ

จากภาพที่ 3.20 เป็นวงจรที่ออกแบบขึ้นมาเพื่อตรวจจับแรงดันกริดเพื่อใช้ในการคำนวณหาค่ามุมเฟส จะทำการแบ่งแรงดันให้ต่ำลงในช่วง $\pm 200mV$ ซึ่งจะได้สัญญาณแรงดันเอาท์พุดอยู่ในช่วง $\pm 1.6V$ เนื่องจากตัวแปลงสัญญาณอนาลอกเป็นสัญญาณดิจิดอลของ DSP จะมีช่วงของแรงดันที่ใช้สำหรับอ่านค่าสัญญาณอนาลอก ดังนั้นจึงต้องมีวงจรยกระดับแรงดันเพื่อปรับค่าแรงดันของตัววัดสัญญาณอนาลอกให้อยู่ในช่วงที่ตัวแปลงสัญญาณอนาลอกเป็นสัญญาณดิจิดอลสามารถอ่านค่าได้ โดยวงจรยกระดับแรงดันจะสร้างจากตัวขยายสัญญาณเบอร์ TLC272CP ดังภาพที่ 3.20

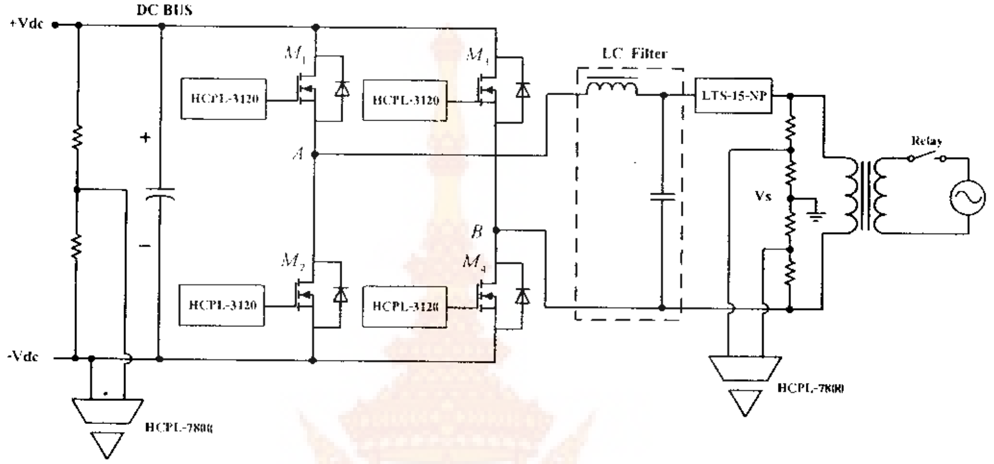


ภาพที่ 3.20 วงจรวัดแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ

3.3.5 วงจรกำลัง

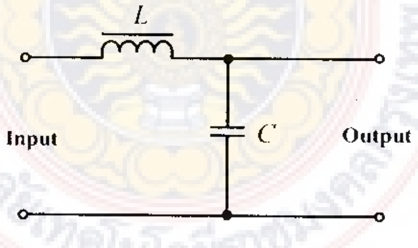
ในส่วนของภาคกำลังนั้นใช้ MOSFET เบอร์ IRFP640 จำนวน 4 ตัว เป็นอุปกรณ์สวิตซ์ ซึ่งสามารถทนแรงดันได้ถึง 200V และทนกระแสได้ 18A ซึ่ง MOSFET ทั้ง 4 ตัว

จะถูกควบคุมจากสัญญาณขับเกตและในกิ่งเดียวกันจะไม่ให้ทำงานพร้อมกัน สำหรับวงจรกรองความถี่ต่ำที่ต่อระหว่างด้านออกของอินเวอร์เตอร์กับหม้อแปลงแรงดันเป็นวงจรแบบ LC ซึ่งหม้อแปลงแรงดันจะทำหน้าที่แยกโดดทางไฟฟ้าและยกระดับแรงดันขึ้นเป็น 220V เพื่อเชื่อมต่อเข้ากับระบบจำหน่ายของการไฟฟ้า ดังภาพที่ 3.21



ภาพที่ 3.21 อุปกรณ์ของวงจรภาคกำลัง

ไฟฟ้ากระแสสลับที่ได้หลังจากผ่านวงจรอินเวอร์เตอร์นั้น จะมีความถี่ที่สูงกว่า $50Hz$ ปนอยู่จึงต้องทำการกรองออกด้วย ซึ่งจะใช้วงจรกรองแบบ LC ดังภาพที่ 3.22



ภาพที่ 3.22 วงจรกรองความถี่ต่ำ

ในการออกแบวงจรกรองความถี่ ขั้นตอนแรก คือการหาชนิดของการกรองความถี่ที่ดีที่สุด ขั้นตอนที่สอง คือการคำนวณและออกแบบค่าอิมพีแดนซ์จากแรงดันต่ำ (V_{min}) หารด้วยค่ากระแสสูงสุด (I_{max}) ในที่นี้ก็คือค่าของ R_d ขั้นตอนที่สาม คือการคำนวณหา

ค่าความถี่คัทออฟ (f_c) ขั้นตอนที่สี่ คือสมการหาค่าของค่าของตัวเก็บประจุ (C) และตัวเหนี่ยวนา (L) โดยจะมีวิธีการคำนวณหาค่า C และ L ได้จากสมการที่ (3.34) และ (3.35)
ในการคำนวณหาค่าตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุมีการคำนวณดังต่อไปนี้

เมื่อค่าความถี่คัทออฟ $f_c = 250Hz$ และ $R_d = 8.65\Omega$

การคำนวณหาค่าตัวกรองแบบตัวเก็บประจุ (C - filter) ที่เหมาะสมให้กับวงจร

เมื่อ $$C = \frac{1}{2\pi f_c R_d} \tag{3.34}$$

แทนค่าลงในสมการที่ (3.2)

$$C = \frac{1}{2\times\pi\times250\times8.65}$$

จะได้ $C = 74uF$

ดังนั้นเลือกค่า $C = 74uF$

เนื่องจากตัวเก็บประจุที่มีขายตามท้องตลาดไม่มีค่า $74uF$ จึงเลือกใช้ค่า C ที่มีค่าใกล้เคียง มาใช้ในวงจร LC filter แทน

การคำนวณหาค่าตัวกรองตัวเหนี่ยวนำ (L -filter) ที่เหมาะสมให้กับวงจร

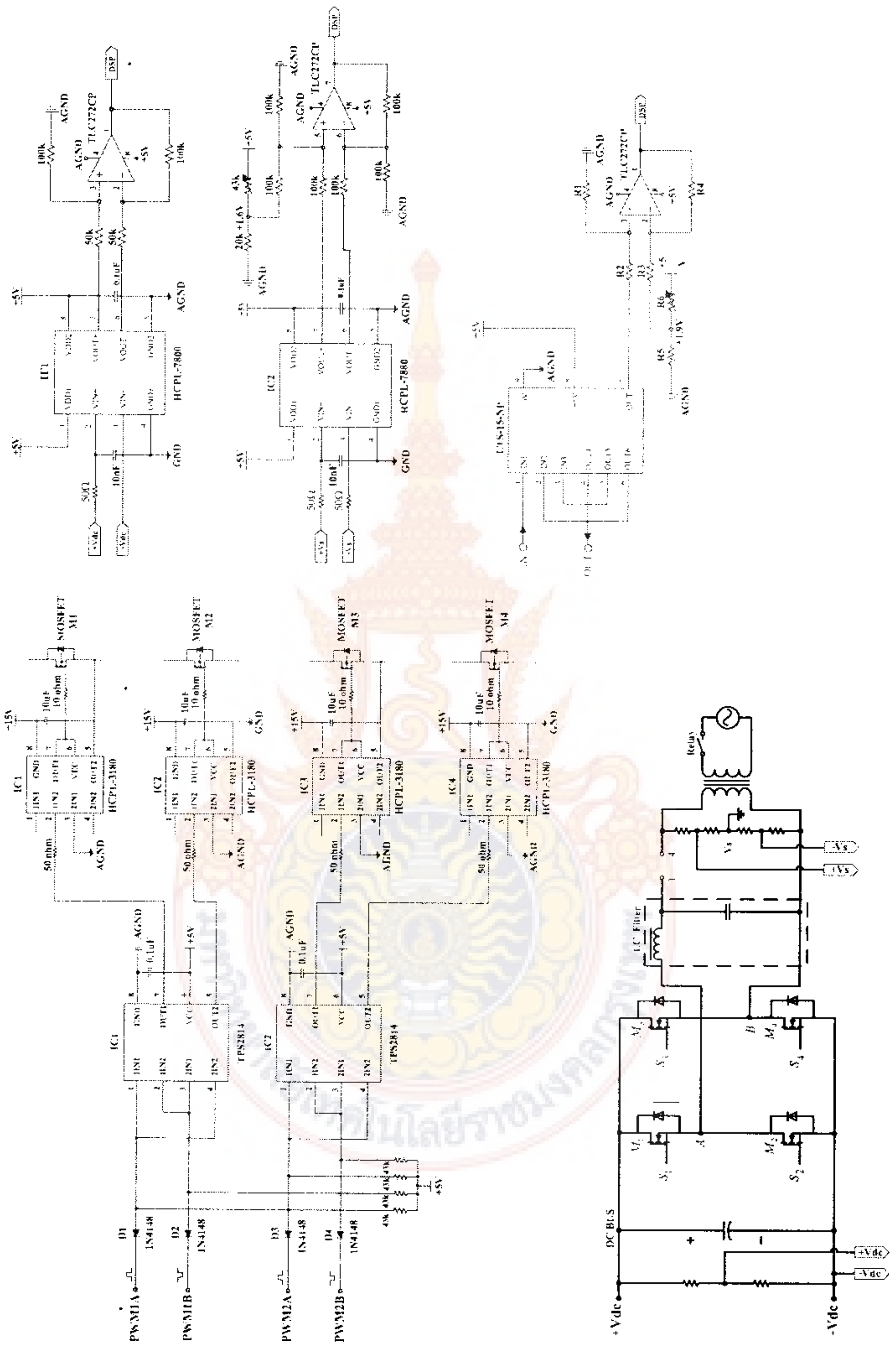
เมื่อ $$L = \frac{R_d}{2\pi f_c} \tag{3.35}$$

แทนค่าลงในสมการที่ (3.35)

$$L = \frac{8.65}{2\times\pi\times250}$$

จะได้ $L = 5.5mH$

ดังนั้นเลือกค่า $L = 5.5mH$

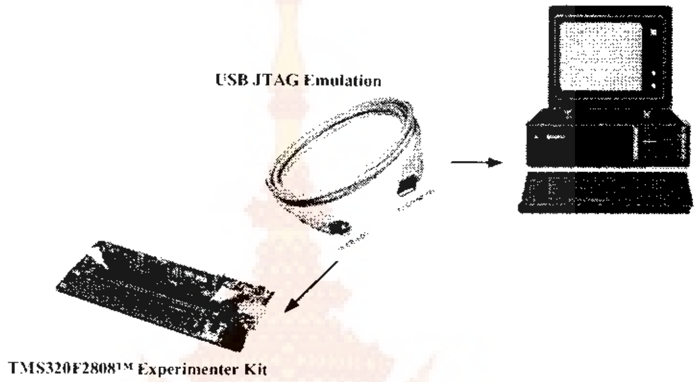


ภาพที่ 3.23 อุปกรณ์และวงจรทั้งหมดของการออกแบบด้านฮาร์ดแวร์

3.4 การใช้งาน Code Composer Studio 3.3 ร่วมกับ Matlab/Simulink

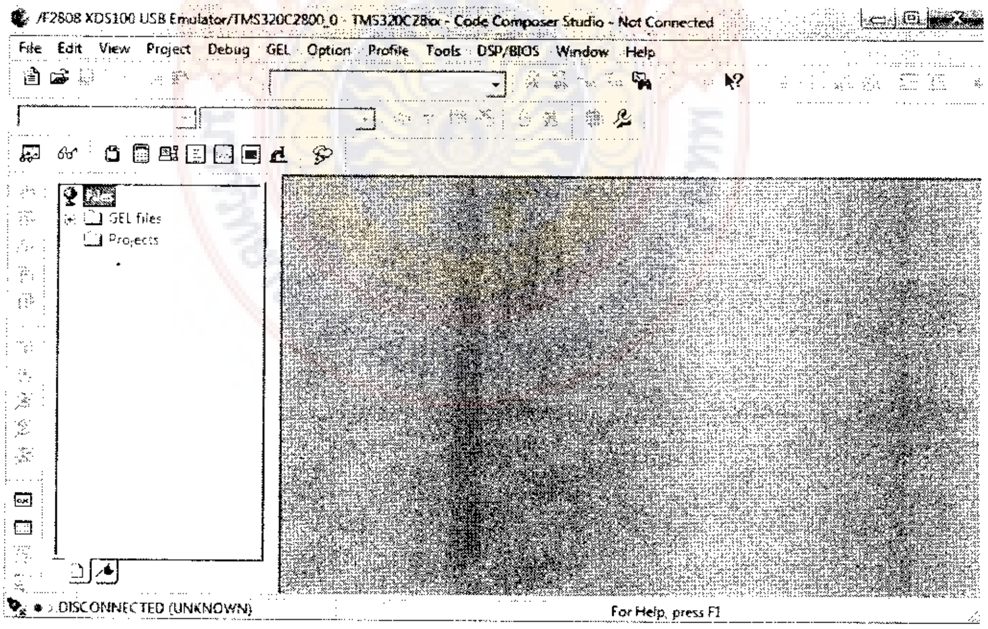
ปัจจุบันบริษัทเท็กซัสอินสตรูเมนท์ได้พัฒนาเครื่องมือต่าง ๆ ที่สามารถใช้งานได้และมีความรวดเร็วในการติดต่อผ่านตัวประมวลผลสัญญาณดิจิตอลซึ่งเป็นพื้นฐานในกระบวนการสร้างการแก้ปัญหาการวิเคราะห์การทดสอบต่าง ๆ ซึ่งโปรแกรม Code Composer studio 3.3 เป็นตัวกลางการเชื่อมต่อระหว่างตัวประมวลผลและโปรแกรมควบคุม โดยมีวิธีในการใช้งานดังนี้

3.4.1 ทำการเชื่อมต่อระหว่างคอมพิวเตอร์ส่วนบุคคลกับตัวประมวลสัญญาณดิจิตอล



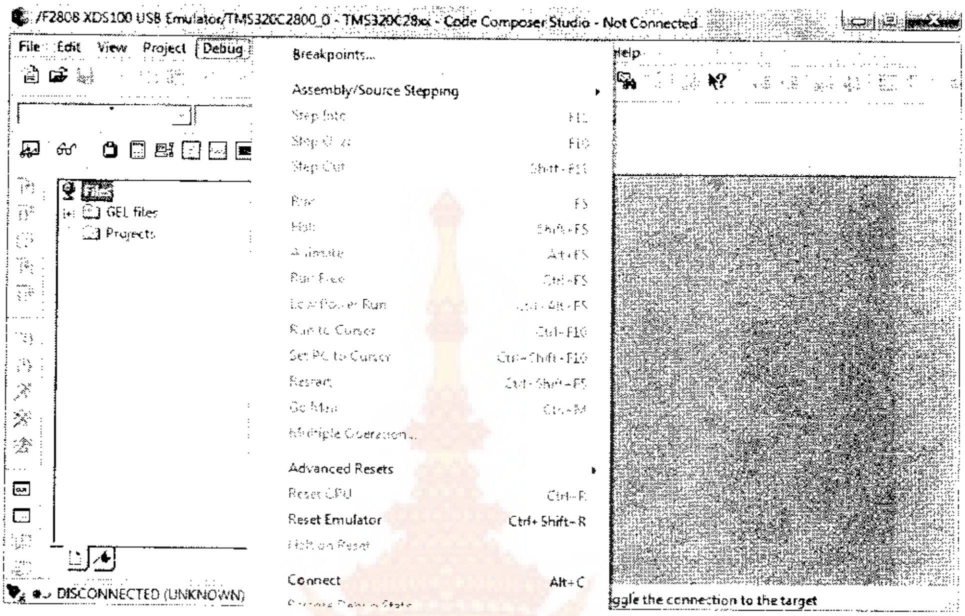
ภาพที่ 3.24 การเชื่อมต่อระหว่างคอมพิวเตอร์ส่วนบุคคลกับตัวประมวลสัญญาณดิจิตอล

3.4.2 เมื่อเปิดโปรแกรม Code Composer Studio 3.3 ขึ้นมาโปรแกรมจะเป็นดังภาพที่ 3.25



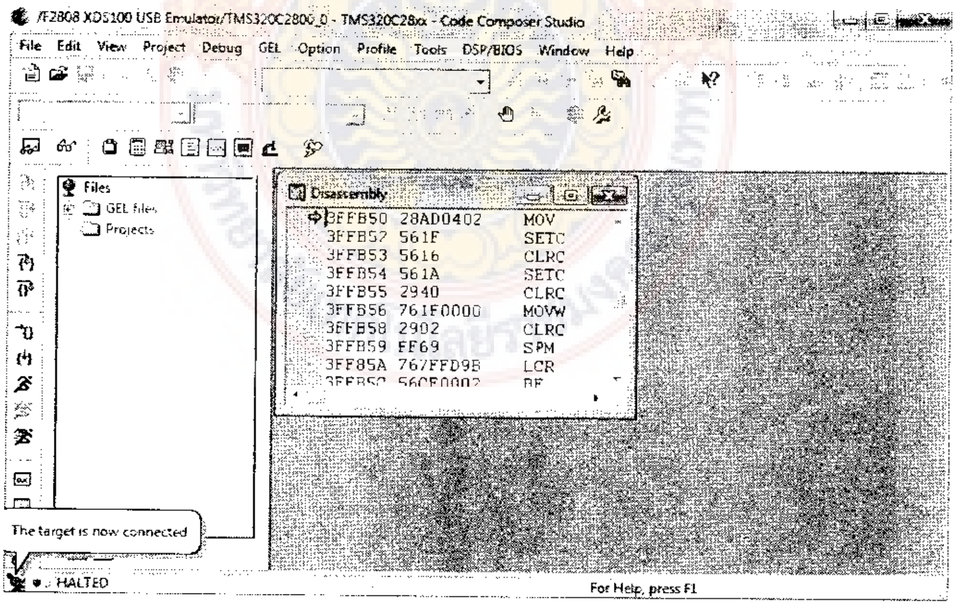
ภาพที่ 3.25 หน้าต่างของโปรแกรม Code Composer Studio 3.3

3.4.3 เข้าไปที่ Debug / connect ดังภาพที่ 3.26



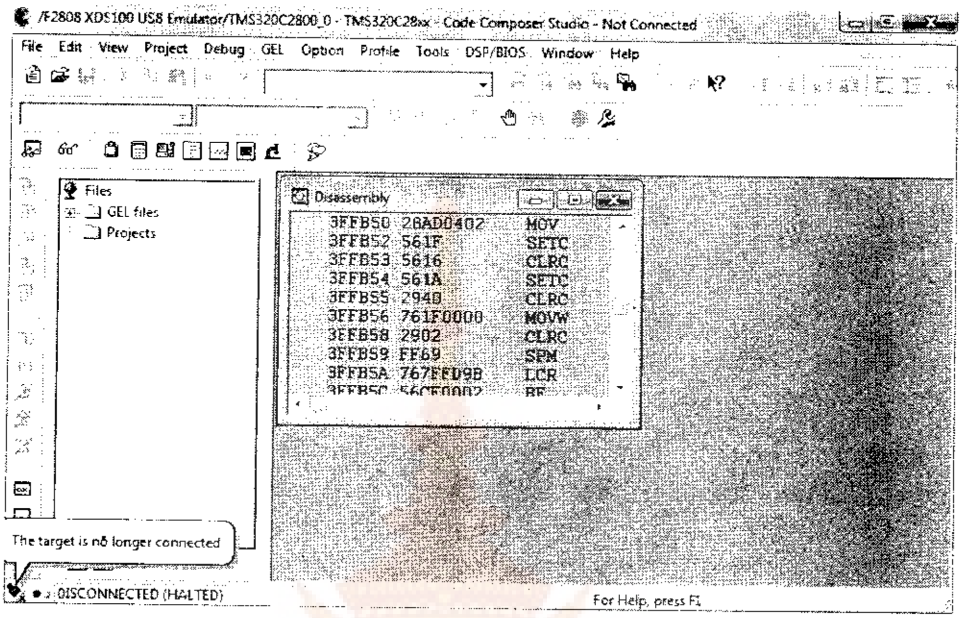
ภาพที่ 3.26 การเชื่อมต่อระหว่างโปรแกรม Code Composer Studio 3.3 กับบอร์ด DSP

3.4.4 ส่วนของโปรแกรมเมื่อทำการเชื่อมต่อกับ DSP



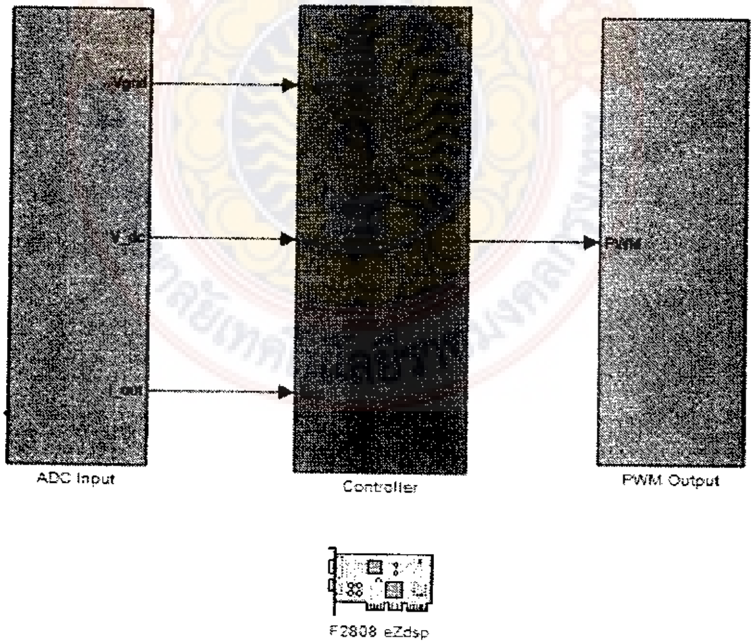
ภาพที่ 3.27 โปรแกรม Code Composer Studio 3.3 เมื่อเชื่อมต่อเรียบร้อย

3.4.5 เมื่อหยุดการใช้งานให้เข้าไปที่ debug / disconnect



ภาพที่ 3.28 โปรแกรม Code Composer Studio 3.3 เมื่อหยุดเชื่อมต่อ

3.5 โปรแกรมควบคุมแบบทันเวลาด้วยโปรแกรม Matlab/Simulink

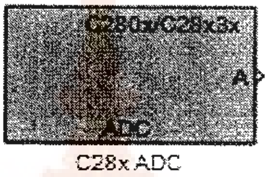


ภาพที่ 3.29 โปรแกรมควบคุมแบบทันเวลาด้วยโปรแกรม Matlab/Simulink

จากภาพที่ 3.29 แบบจำลองการทำงานจะประกอบด้วยบล็อกที่สำคัญและมีรายละเอียดดังต่อไปนี้

3.5.1 บล็อก C28x ADC

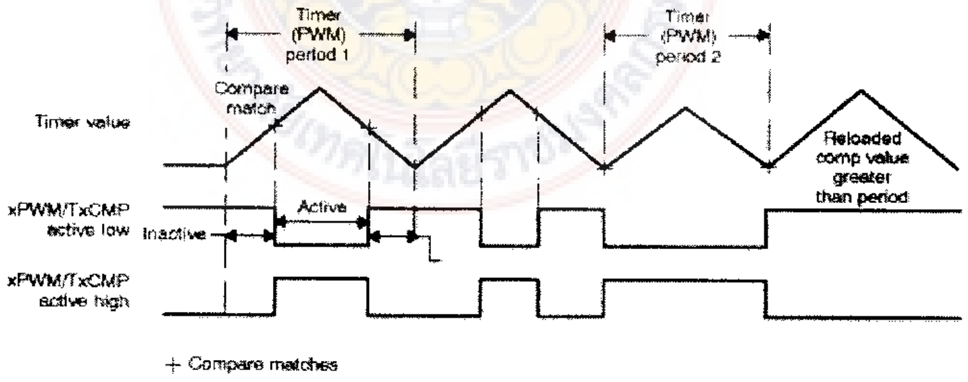
ADC เป็นตัวกำหนดเงื่อนไขการทำงานของโมดูล ADC เพื่อแปลงสัญญาณอนาลอกเป็นสัญญาณดิจิตอลของขาที่เลือกให้เป็นสัญญาณด้านเข้าโดยที่สัญญาณด้านออกของบล็อก C28x ADC จะเป็นค่าสัญญาณดิจิตอลและเก็บค่าจาการแปลงไว้ใน Result register ของบอร์ด F2808 ค่าที่ผ่านการแปลงจะถูกส่งต่อไปยังตัวรับเอาท์พุด



ภาพที่ 3.30 บล็อก C28x ADC

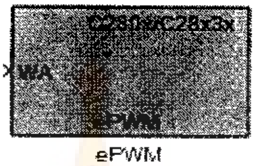
3.5.2 บล็อก C28x PWM

DSP TMS320F2808 ประกอบด้วยตัวสร้างสัญญาณพีดับเบิ้ลยูเอ็มหลายตัวเพื่อใช้สัญญาณที่แตกต่างกัน บล็อกนี้จะเป็นการเตรียมทางเลือกที่จะตั้งค่าโมดูล เพื่อสร้างสัญญาณตามที่ต้องการ พีดับบลิวยูเอ็มทั้ง 12 สัญญาณ จะถูกแบ่งออกเป็น 6 โมดูล โดยแบ่งเป็นโมดูลละ 2 คู่ โดยนำคาบเวลาที่ได้จากโปรแกรมในส่วนของการคำนวณคาบเวลา มากำหนดเวลาในการสับสวิตช์ของอุปกรณ์สวิตชิ่งแต่ละตัว โดยจะนำมาใช้ในการสร้างสัญญาณพีดับบลิวเอ็มทั้ง 12 สัญญาณ ดังภาพที่ 3.31

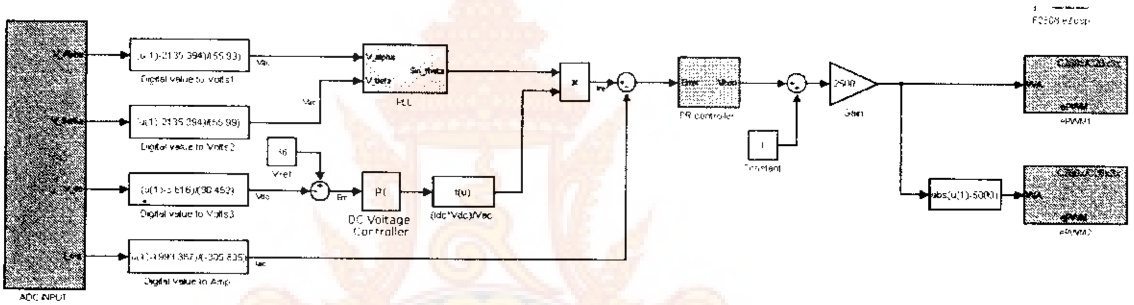


ภาพที่ 3.31 การสร้างสัญญาณพีดับบลิวเอ็ม

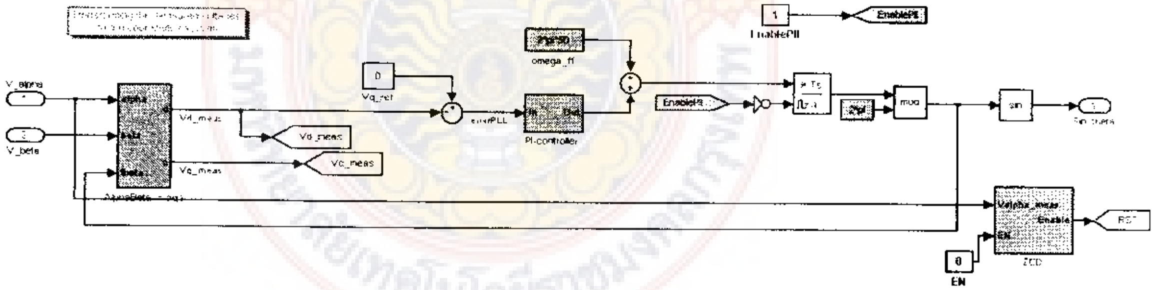
เมื่อพิจารณาภายในโครงสร้าง ePWM ของ DSP จะเห็นว่ามีส่วนที่ช่วยในการสร้างสัญญาณ PWM แบบสมมาตรที่เรียกว่า Symmetric Waveform Generation โดยอาศัยหลักการเปรียบเทียบกับตัวนับภายใน ถ้าค่าตัวนับมีค่ามากกว่าตัวเปรียบเทียบจะทำให้เอาท์พุดเปลี่ยนสถานะไป



ภาพที่ 3.32 บล็อก C28x PWM



(ก)



(ข)

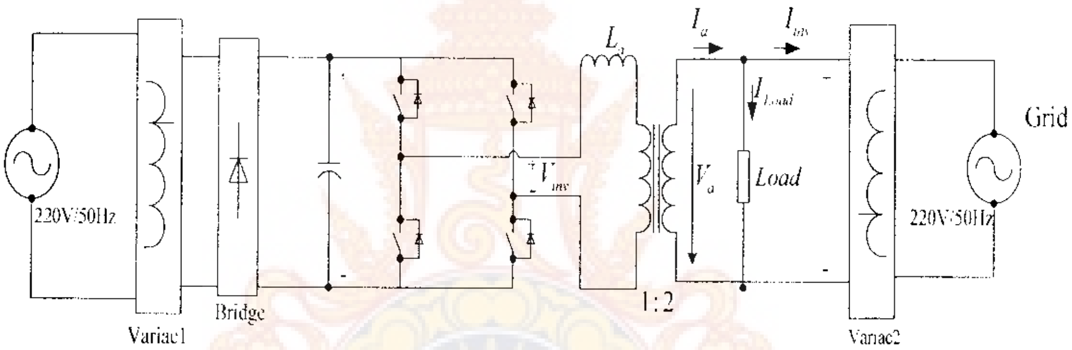
ภาพที่ 3.33 (ก) บล็อก Simulink สำหรับควบคุมและสร้างสัญญาณแบบทันเวลา
(ข) บล็อก Simulink เฟสล็อกลูปแบบหนึ่งเฟส

บทที่ 4

ผลการวิจัย

4.1 การทดสอบระบบอินเวอร์เตอร์

บทนี้กล่าวถึงผลการทดสอบระบบวิจัยต้นแบบเพื่อศึกษาถึงผลการเชื่อมต่อกับระบบจำหน่ายการไฟฟ้าโดยที่การทดสอบระบบจะแสดงในภาพที่ 4.1 ซึ่งจากภาพทางฝั่งระบบจำหน่ายจะต่ออยู่กับหม้อแปลงไฟฟ้าแบบปรับค่าได้และทางด้านอินพุตของภาคกำลังจะใช้วงจรบริดจ์เรกติฟายในการสร้างแรงดันดีซีบัส อีกทั้งแรงดันเอาต์พุตของภาคกำลังจะใช้หม้อแปลงอัตราส่วน 1:2 โดยทำหน้าที่แยกกันทางไฟฟ้าระหว่างด้านออกของวงจรและแรงดันการไฟฟ้า



ภาพที่ 4.1 วงจรกำลังที่ใช้ในการทดสอบระบบอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสแบบต่อเข้าระบบจำหน่าย

4.2 ขั้นตอนการทดสอบอินเวอร์เตอร์ขณะต่อเข้าระบบจำหน่าย

2.4.1 ทำการปรับแรงดัน V_{inv} ไว้ที่ 25 โวลต์ จากนั้นทำการวัดค่าแรงดันของการไฟฟ้าที่ออกจาก Variac 2 ให้มีแรงดันตรงกับแรงดันของหม้อแปลงอัตราส่วน 1:2

2.4.2 ทำการวัดค่ามุมเฟสของแรงดันที่หม้อแปลงอัตราส่วน 1:2 กับ Variac2 ให้มีมุมเฟสตรงกันจากนั้นจึงค่อยเชื่อมต่อระบบเข้ากับการไฟฟ้า

2.4.3 เมื่อเชื่อมต่อระบบเข้ากับการไฟฟ้าแล้วจึงค่อยเพิ่มแรงดันให้ได้ 220 โวลต์ โดยดูค่ากระแสไม่เกิน 4 แอมป์

ตารางที่ 4.1 พารามิเตอร์ที่ใช้ในการทดสอบ

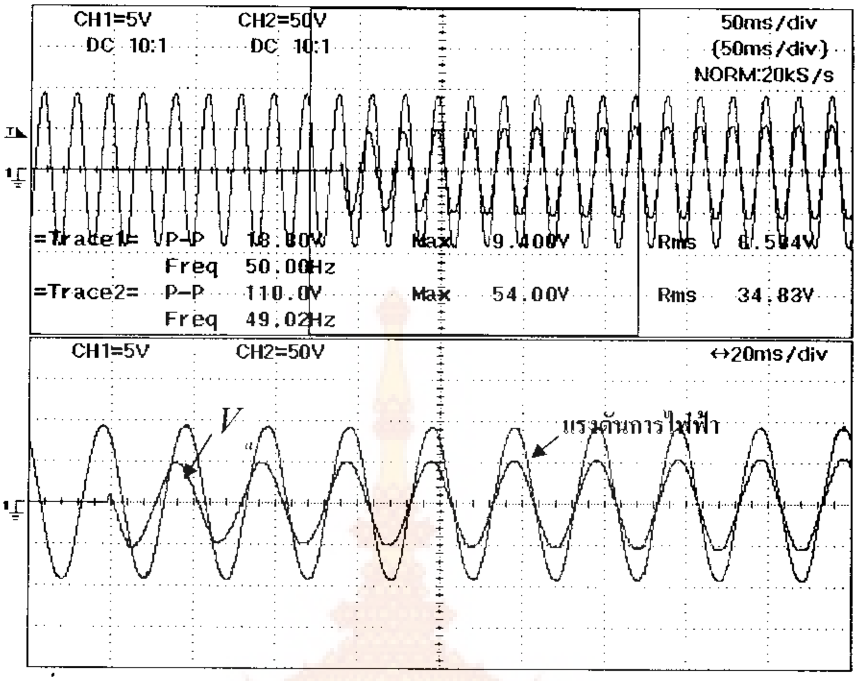
พารามิเตอร์	รายละเอียด
ระบบไฟฟ้า	1เฟส 2สาย 50 เฮิร์ต
แรงดันระหว่างสาย (rms)	110 โวลต์
แรงดันไฟฟ้ากระแสตรง	254 โวลต์
กำลังไฟฟ้าสูงสุด	700 วัตต์
ตัวเก็บประจุ	2200 ไมโครฟารัด
ตัวเหนี่ยวนำ	2.7 มิลลิเฮนรี่
ความถี่สวิตช์	18 กิโลเฮิร์ต

4.3 ผลการทดสอบ

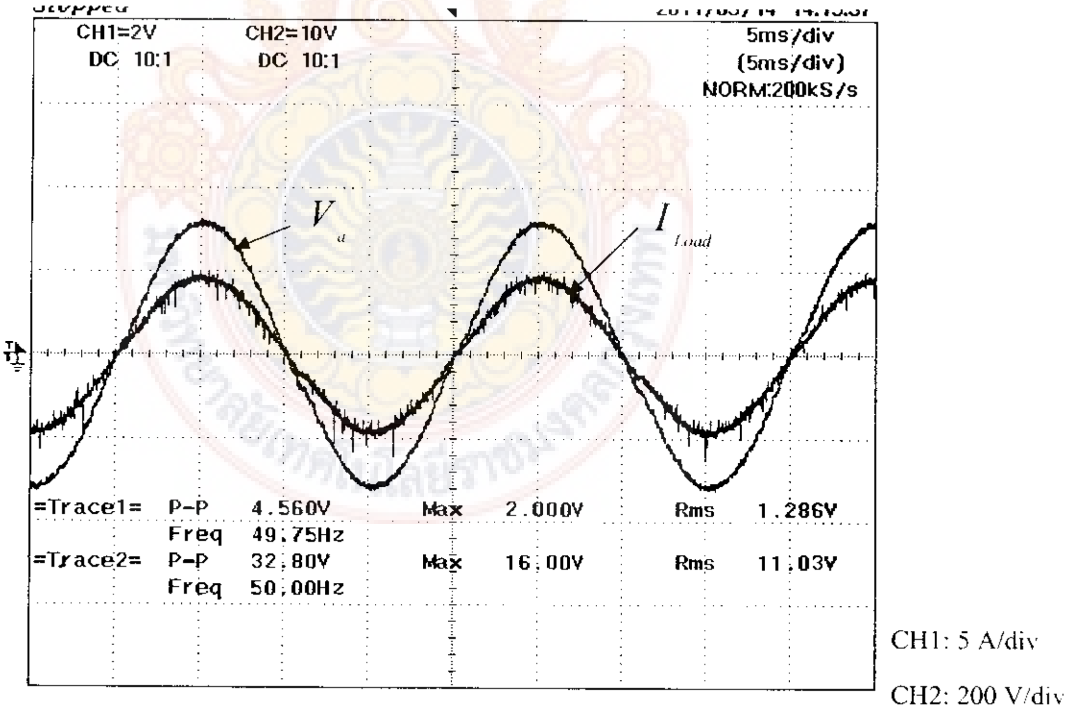
ในการเชื่อมต่อกับระบบการไฟฟ้าได้นั้นจำเป็นที่จะต้องสร้างแรงดันค่าความถี่และมุมเฟสให้ตรงกับระบบของการไฟฟ้าเสียก่อน โดยในงานวิจัยนี้ได้ใช้เฟสล็อกลูปเข้ามาช่วยในการสร้างสัญญาณควบคุมภาคกำลังของอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟส ซึ่งผลที่ได้จากการทำเฟสล็อกลูปแสดงดังภาพที่ 4.2

จากภาพที่ 4.2 คือผลของการเปรียบเทียบแรงดันระหว่างแรงดันของการไฟฟ้ากับแรงดันของอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟส ซึ่งจากผลจะเห็นได้ว่าแรงดันของอินเวอร์เตอร์จะใช้เวลาในการซิงโครไนท์เข้าสู่แรงดันของการไฟฟ้าโดยใช้เวลาประมาณ 60 ms จึงจะมีค่าความถี่และมุมเฟสตรงกับระบบของการไฟฟ้าได้

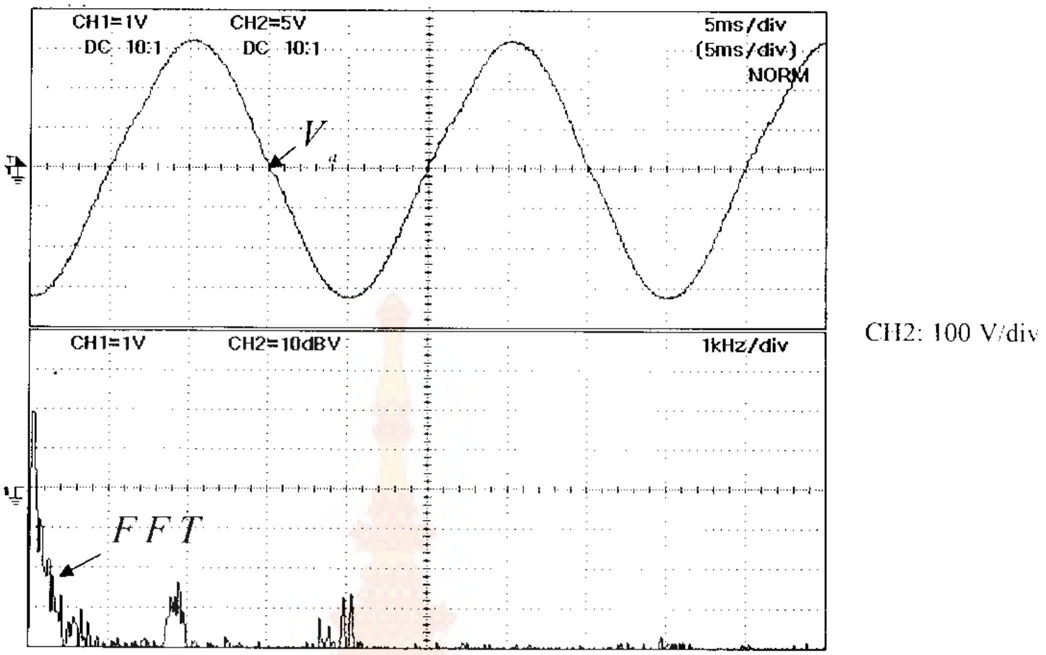
และในภาพที่ 4.3 คือสัญญาณของกระแสและแรงดันที่กำลังไฟฟ้าสูงสุดที่ 700 วัตต์โดยที่จากภาพจะเห็นว่าสัญญาณกระแสและแรงดันมีลักษณะใกล้เคียงไซน์มาก ที่ค่ากระแส 3.18 แอมป์แรงดัน 220 โวลต์



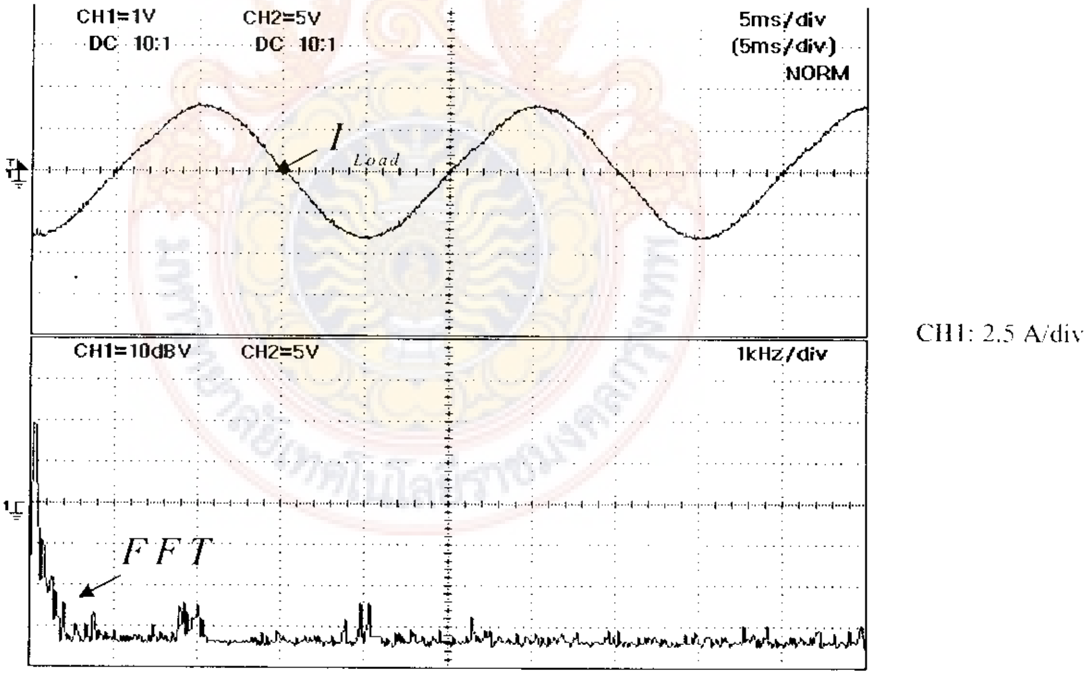
ภาพที่ 4.2 ผลการงานของเฟสล็อกลูป



ภาพที่ 4.3 สัญญาณค่ากระแสและแรงดันอินเวอร์เตอร์ที่กำลังไฟฟ้าสูงสุด

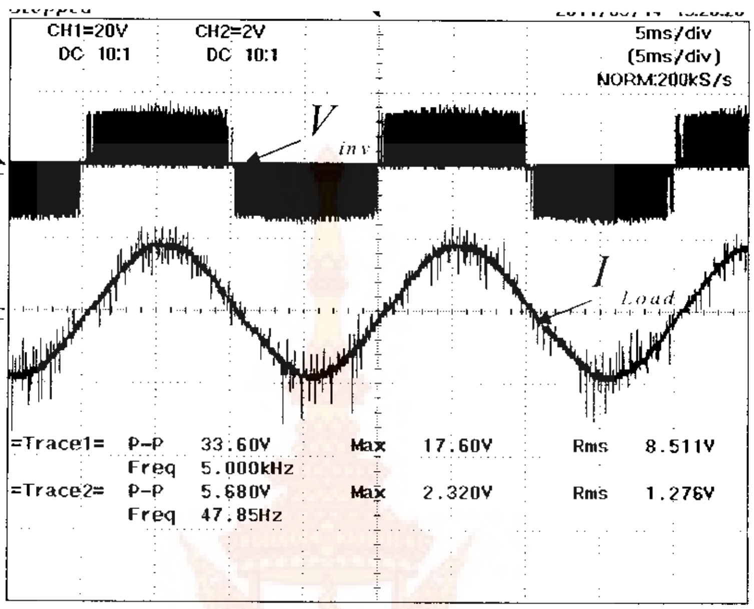


ภาพที่ 4.4 สัญญาณแรงดันของอินเวอร์เตอร์และค่า FFT ของแรงดันขณะจ่ายโหลด



ภาพที่ 4.5 สัญญาณกระแสของอินเวอร์เตอร์และค่า FFT ของกระแสขณะจ่ายโหลด

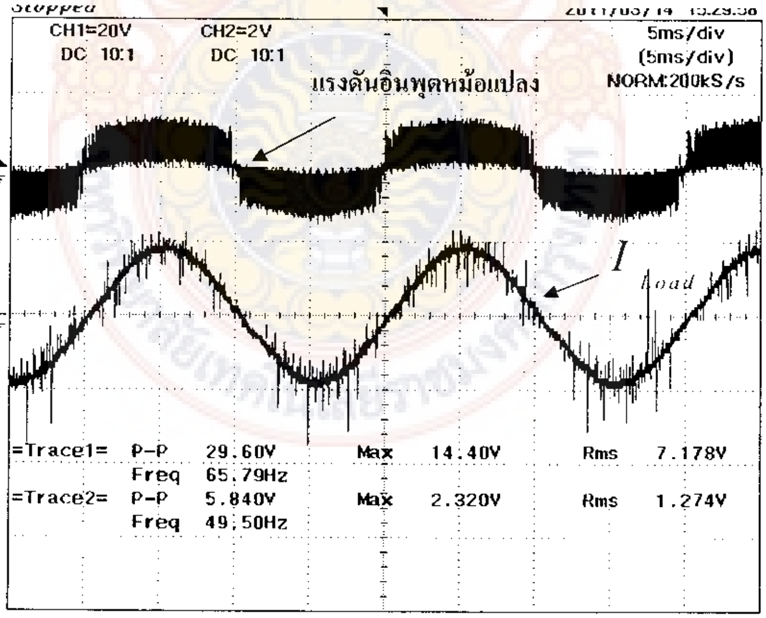
จากภาพที่ 4.4 และ 4.5 เป็นการแสดงค่า FFT ของแรงดันและกระแส ซึ่งจะสังเกตว่ามีค่าใกล้เคียงไซน์โดยมีค่าฮาร์มอนิกส์ของแรงดันและกระแสที่กำลังไฟฟ้าสูงสุดประมาณ 4%



CH1: 400 V/div

CH2: 2.5 A/div

ภาพที่ 4.6 สัญญาณแรงดัน V_{inv} และค่ากระแสของอินเวอร์เตอร์

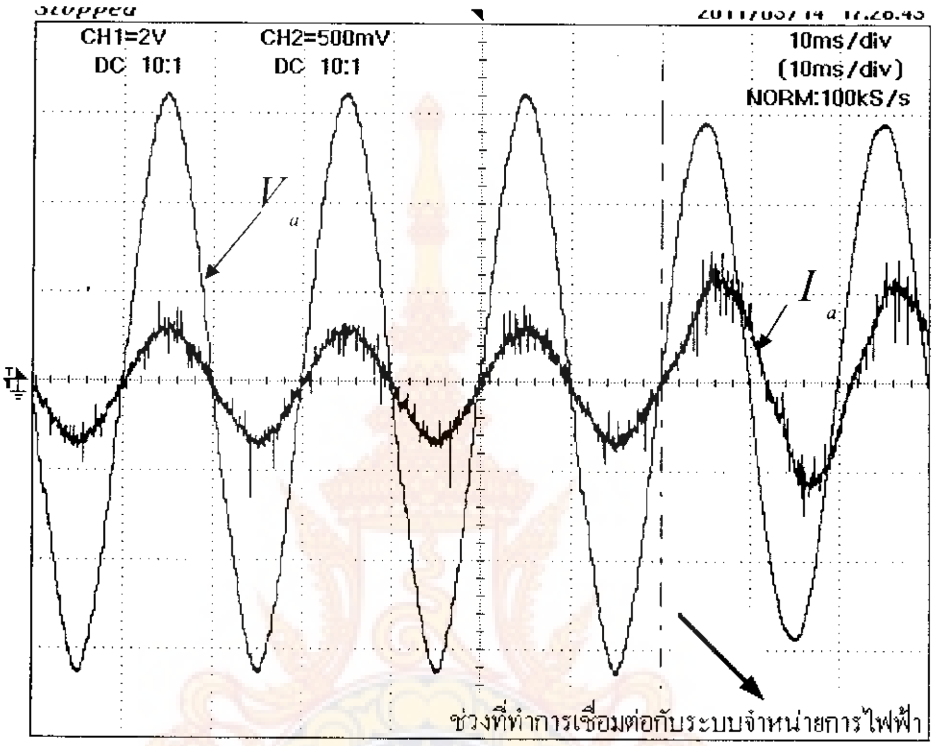


CH1: 400 V/div

CH2: 5 A/div

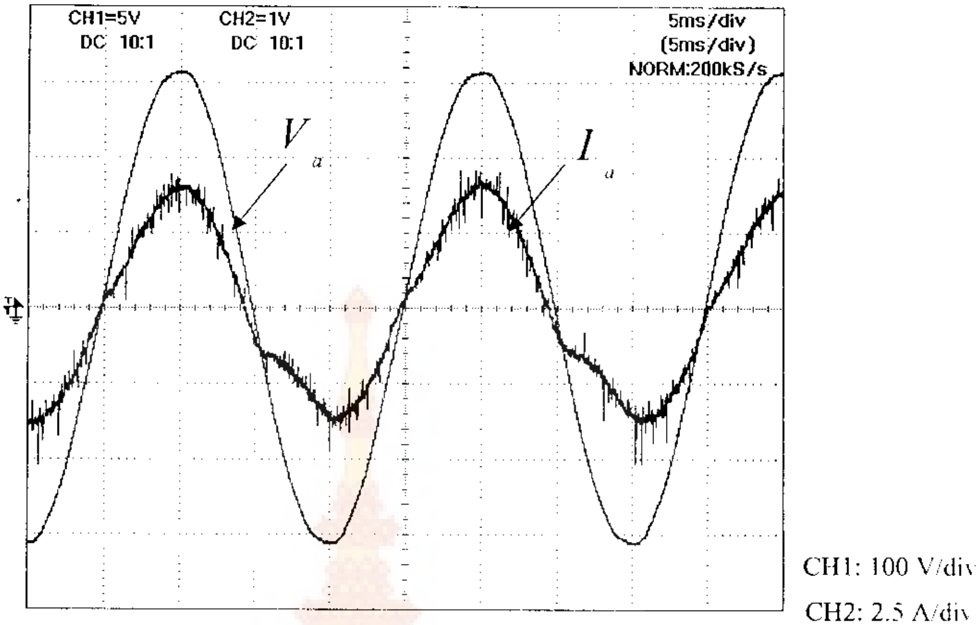
ภาพที่ 4.7 สัญญาณแรงดันอินพุตของหม้อแปลงอัตราส่วนและค่ากระแสของอินเวอร์เตอร์

ในภาพที่ 4.6 และ4.7 เป็นการเปรียบเทียบระหว่างแรงดัน V_{inv} และแรงดันด้านอินพุตของหม้อแปลงอัตราส่วนโดยที่จากภาพที่ 4.7 จะเห็นถึงผลตอบสนองทางความถี่ของค่าตัวเหนี่ยวนำ L ที่มีต่อค่าแรงดันของอินเวอร์เตอร์นั่นเอง

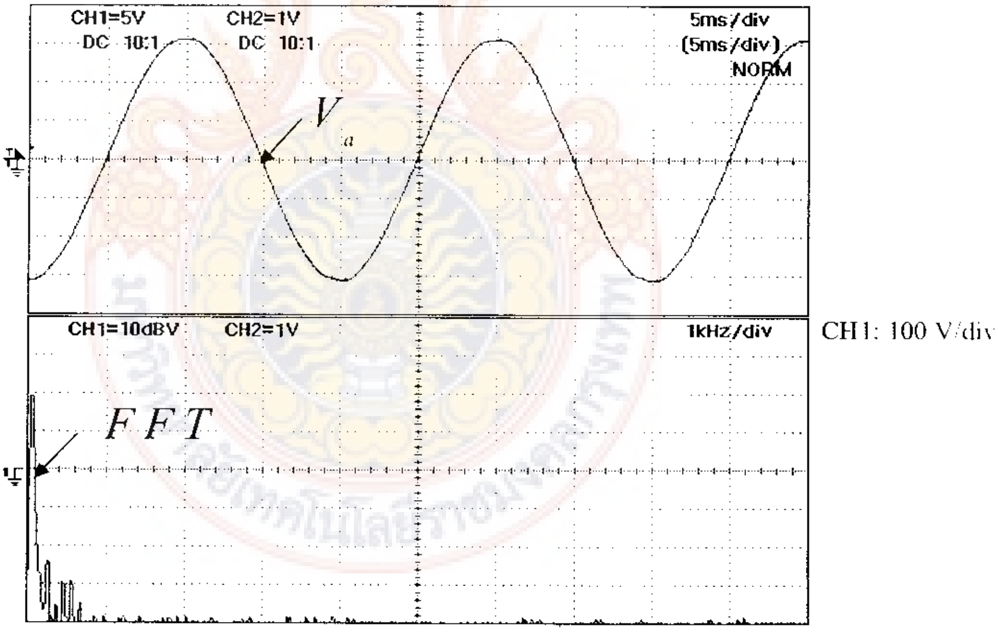


ภาพที่ 4.8 สัญญาณค่ากระแสกับแรงดันที่ทำการเชื่อมต่อระบบจำหน่ายการไฟฟ้า

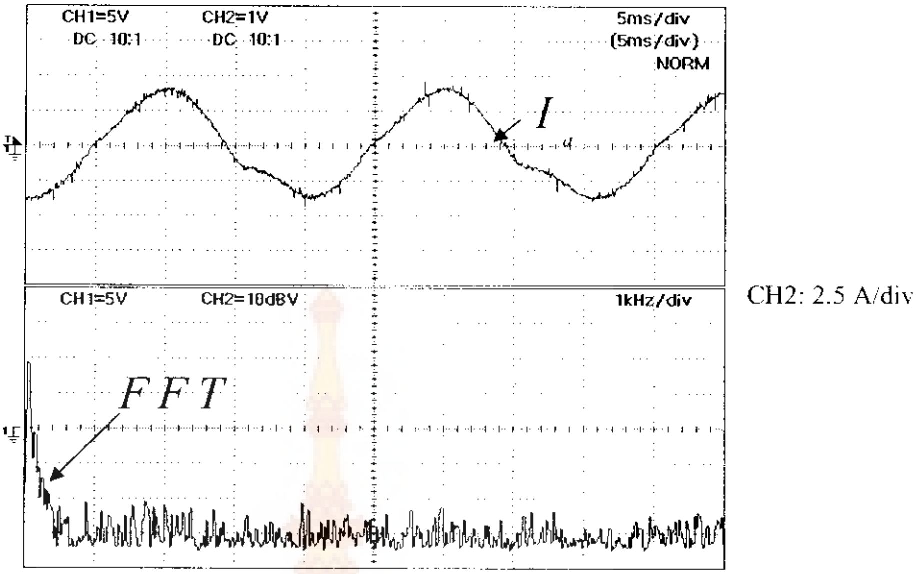
ในภาพที่ 4.8 เป็นการแสดงสัญญาณค่ากระแสกับแรงดันในช่วงที่ทำการเชื่อมต่อกับระบบจำหน่ายการไฟฟ้า โดยที่ค่าแรงดัน 50 โวลต์ ที่ใช้ในการเชื่อมต่อกับระบบจำหน่ายการไฟฟ้าซึ่งอยู่ในค่าแรงดันที่ทำให้ไม่เกิดค่ากระแสค่าพุ่งเกินของกระแสมากจนเกินไปและยังเป็นการป้องกันภาคกำลังของอินเวอร์เตอร์



ภาพที่ 4.9 สัญญาณกระแสกับแรงดันที่กำลังไฟฟ้าสูงสุดขณะเชื่อมต่อระบบจำหน่ายการไฟฟ้า

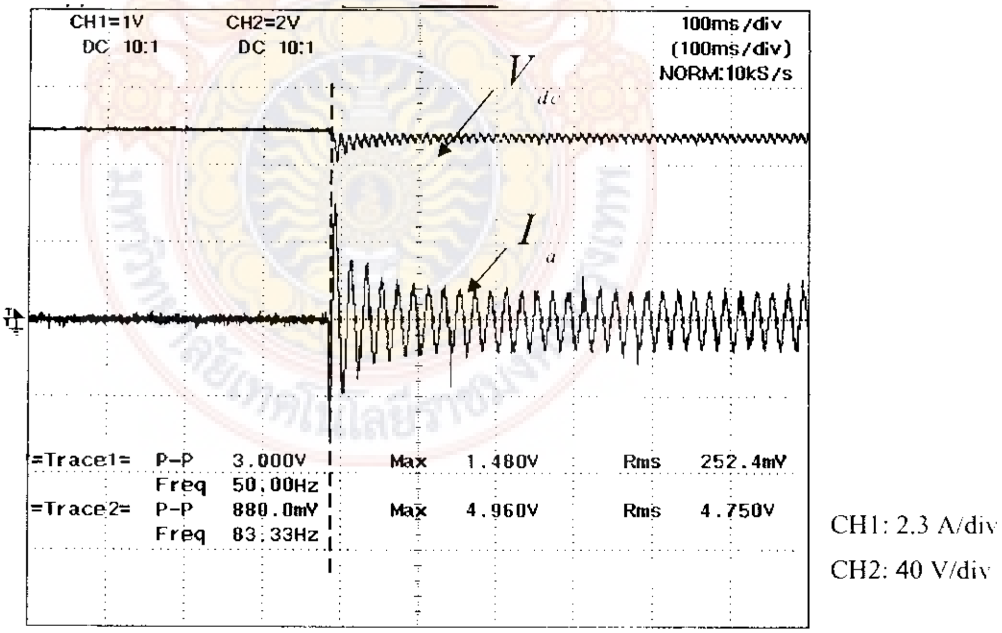


ภาพที่ 4.10 ค่า FFT ของแรงดันขณะเชื่อมต่อระบบจำหน่ายการไฟฟ้า

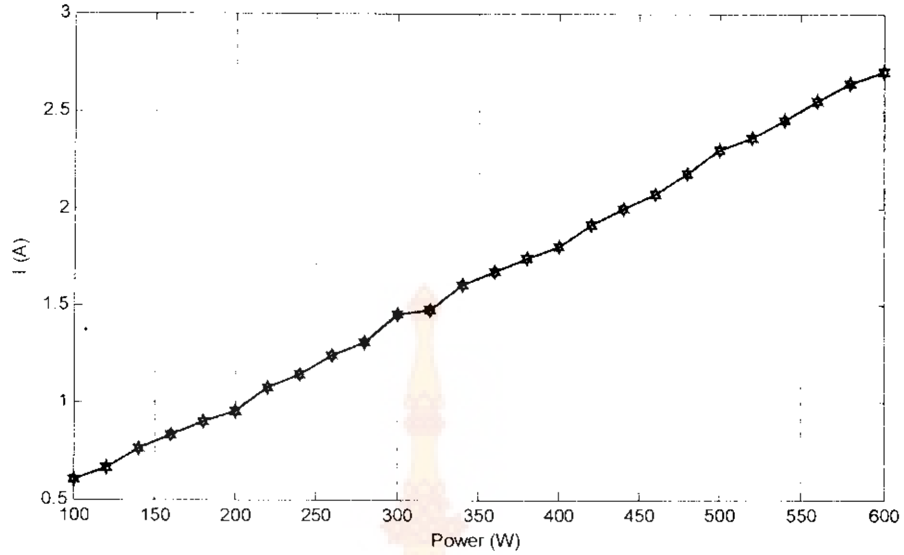


ภาพที่ 4.11 FFT ของกระแสขณะเชื่อมต่อระบบจำหน่ายการไฟฟ้า

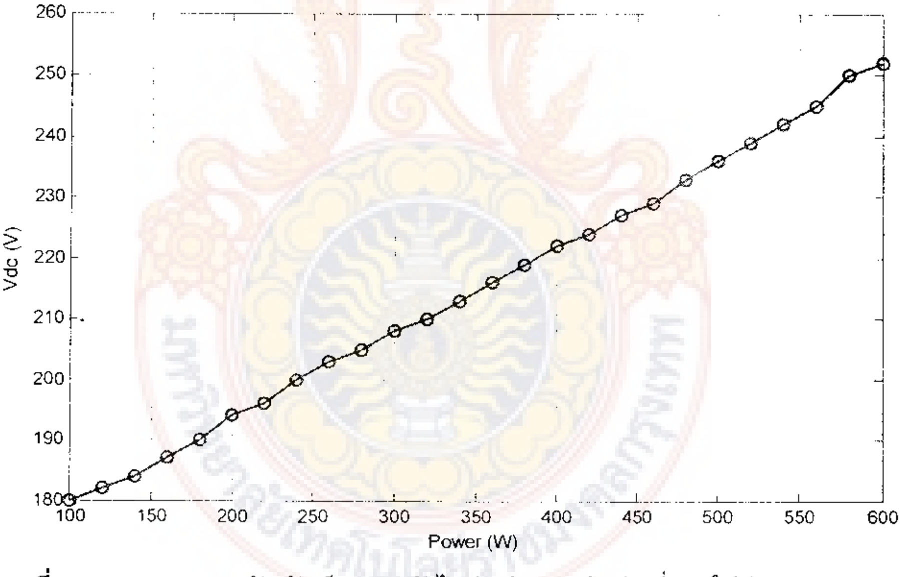
จากภาพที่ 4.9 เมื่อหาค่า FFT ของทั้งกระแสและแรงดัน ดังแสดงในภาพที่ 4.10 และภาพที่ 4.11 โดยที่ระบบมีค่า THD_v ของแรงดันเท่ากับ 1.08% และ THD_i ของกระแสเท่ากับ 10% ขณะที่มีค่ากระแส 2.7 แอมป์



ภาพที่ 4.12 ผลตอบสนองของแรงดันดีซีบัสเมื่อเกิดการเปลี่ยนแปลงของกระแสแบบขั้น

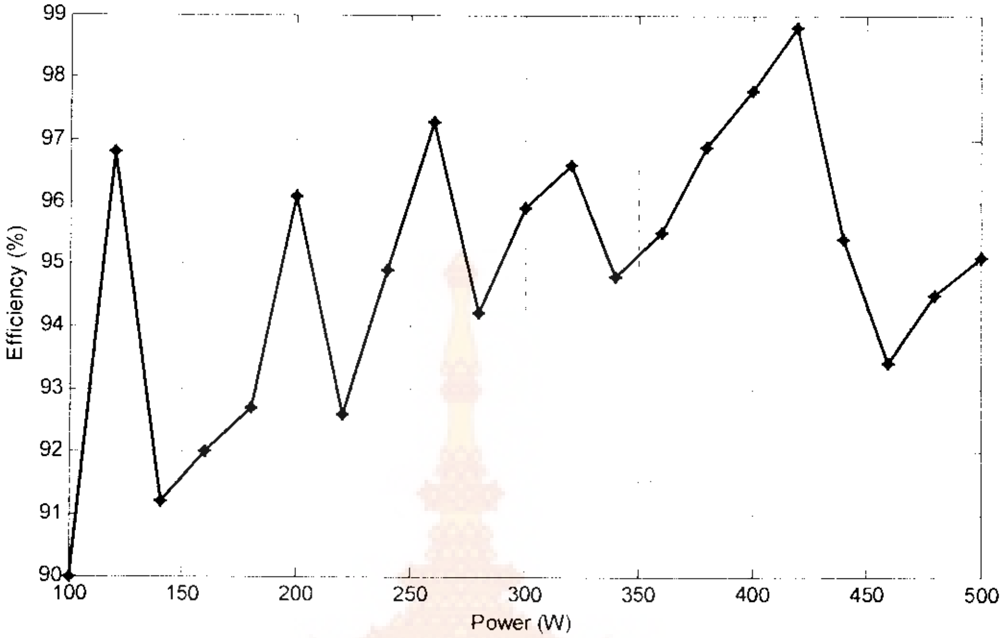


ภาพที่ 4.13 กราฟความสัมพันธ์ของกำลังไฟฟ้ากับกระแสที่จ่ายให้กับระบบจำหน่ายการไฟฟ้า

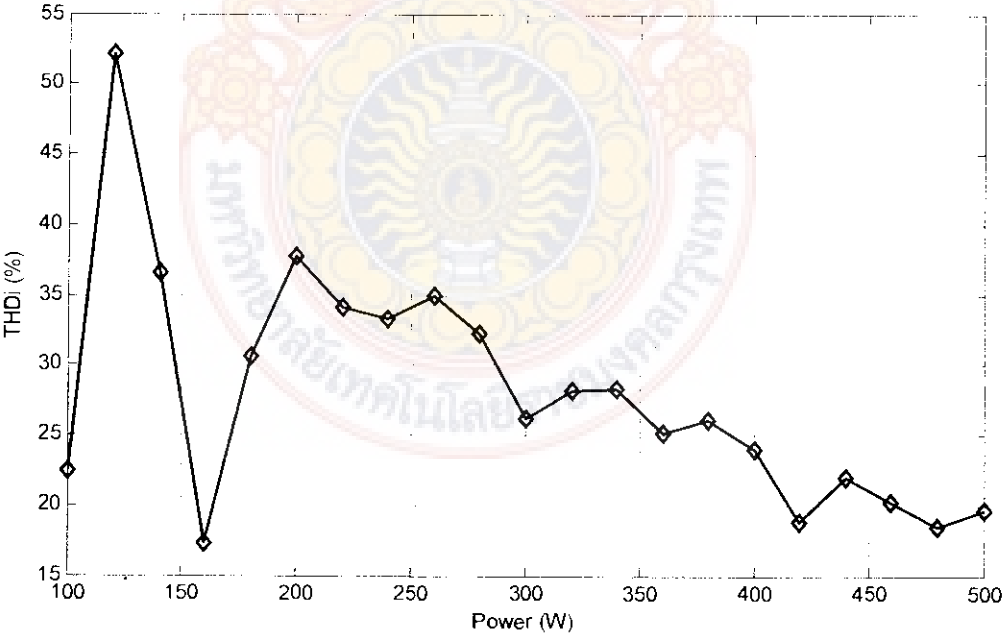


ภาพที่ 4.14 กราฟความสัมพันธ์ของกำลังไฟฟ้ากับแรงดันบัสที่จ่ายให้กับระบบจำหน่าย

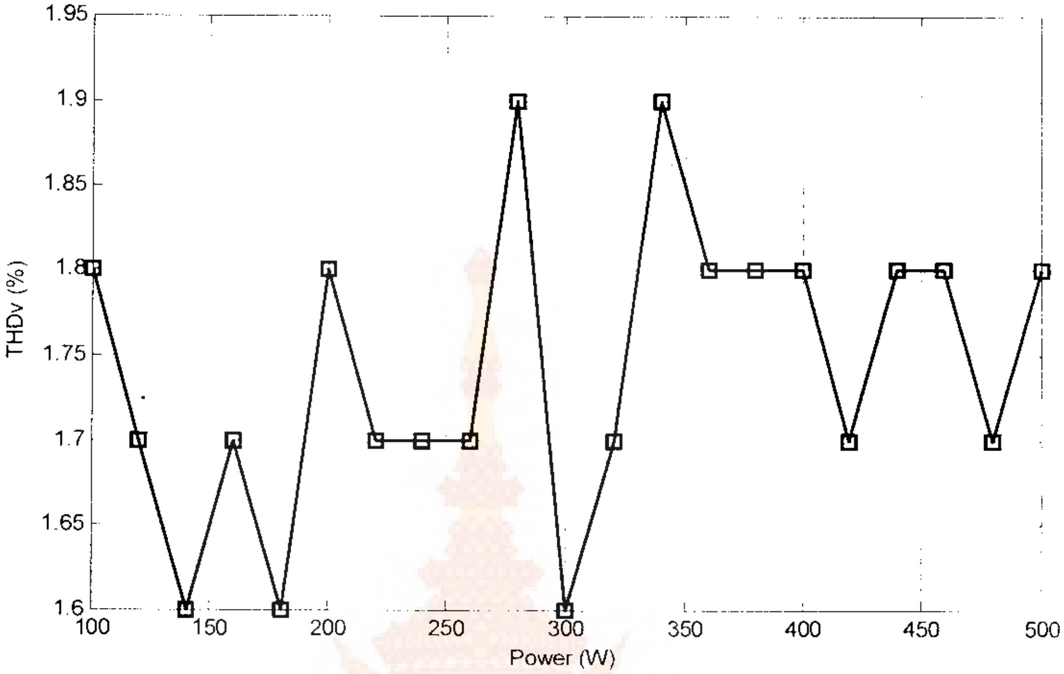
ในภาพที่ 4.13 และ 4.14 เป็นกราฟที่แสดงความสัมพันธ์ของกำลังไฟฟ้าที่จ่ายให้กับระบบจำหน่ายการไฟฟ้า และในภาพที่ 4.12 เพื่อให้ทราบถึงผลของกระแสที่มีการเปลี่ยนแปลงแบบทันทีทันใดต่อค่าแรงดันดีซีบัส จากภาพจะเห็นได้ว่าเกิดกระแสพุ่งเกินสูงในขณะที่แรงดันบัสกระแสตรงยังมีค่าต่ำๆ ดังนั้นจึงควรเชื่อมต่อระบบจำหน่ายการไฟฟ้าในช่วงแรงดันที่ไม่สูงมากนักเพื่อลดค่าพุ่งเกินของกระแสอีกวิธีหนึ่ง



ภาพที่ 4.15 กราฟความสัมพันธ์ของกำลังไฟฟ้ากับประสิทธิภาพ



ภาพที่ 4.16 กราฟความสัมพันธ์ของกำลังไฟฟ้ากับฮาร์มอนิกส์ของกระแส



ภาพที่ 4.17 กราฟความสัมพันธ์ของกำลังไฟฟ้ากับฮาร์มอนิกส์ของแรงดัน

จากภาพที่ 4.15 – 4.17 เป็นการแสดงความสัมพันธ์ของฮาร์มอนิกส์กับกำลังไฟฟ้าของอินเวอร์เตอร์ ซึ่งจะทำให้ทราบถึงแนวโน้มของค่าฮาร์มอนิกส์ในขณะที่กำลังไฟฟ้าเพิ่มขึ้น ทำให้เห็นถึงประสิทธิภาพที่อินเวอร์เตอร์จ่ายกำลังไฟฟ้าให้กับระบบ โดยระบบอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสที่เข้าระบบจำหน่ายของการไฟฟ้ามีประสิทธิภาพ 94%

บทที่ 5

สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

5.1 สรุปผลการวิจัยที่ได้จากการทดลอง

ในงานวิจัยนี้ได้ศึกษาค้นคว้า ออกแบบสร้างอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสแบบเชื่อมต่อเข้ากับระบบจำหน่ายการไฟฟ้าขนาด 500 วัตต์ โดยที่ประยุกต์ใช้วิธีการควบคุมในระบบแกนหมุนด้วยความเร็วซิงโครนัสที่ใช้อยู่ในระบบสามเฟส มาใช้ในระบบหนึ่งเฟสและใช้ตัวควบคุมพีไอในการควบคุมค่ากระแสและแรงดันของภาคกำลัง ซึ่งในการควบคุมแบบพีไอจะถูกเขียนและโปรแกรมโดยใช้ MPLAB IDE V8.56 โดยที่ในระบบควบคุมจะถูกคำนวณและประมวลผลในแบบดิจิตอลทั้งหมด

จากผลการทดสอบของระบบที่สร้างขึ้นจริง พบว่าระบบสามารถเชื่อมต่อกับระบบจำหน่ายการไฟฟ้าได้จริง และมีค่า THD ของกระแสเท่ากับ 10.4% ที่ค่ากระแส 2.7 แอมป์ แต่ระบบอินเวอร์เดอร์หนึ่งเฟสแบบเชื่อมต่อเข้ากับระบบจำหน่ายการไฟฟ้าขนาด 500 วัตต์ ยังต้องมีการพัฒนาระบบควบคุมและส่วนที่ติดต่อกับผู้ใช้งานเพื่อให้เหมาะสมไปใช้ในงานได้ง่ายและมีประสิทธิภาพ อีกทั้งส่วนที่เป็นหัวใจหลักของระบบอินเวอร์เดอร์หนึ่งเฟสแบบเชื่อมต่อเข้ากับระบบจำหน่ายการไฟฟ้าขนาด 500 วัตต์ คือ DSC Board ซึ่งทำหน้าที่สร้างสัญญาณการมอดูเลตให้กับภาคกำลังที่ความถี่สวิตซิ่ง 18 กิโลเฮิร์ต โดยใช้ MCU เบอร์ dsPIC30F4011 สร้างสัญญาณควบคุมให้กับระบบอินเวอร์เตอร์ทั้งหมด

ผู้วิจัยได้สร้างชุดอินเวอร์เตอร์ขนาดเล็กอีกหนึ่งชุดด้วยตัวประมวลผลสัญญาณดิจิตอลเบอร์ TMS320F2808 โดยสร้างโปรแกรมควบคุมด้วย Matlab/Simulink และมีการควบคุมแบบทันเวลา

5.2 ข้อเสนอแนะ

ในงานวิจัยนี้มีจุดที่ต้องปรับปรุงแก้ไขคือ

5.2.1 เมื่อใช้งานที่แรงดันดีซีบัสสูง ๆจะมีสัญญาณรบกวนจากการสวิตซิ่งมากทำให้ค่ากระแสและแรงดันที่วัดได้จากทรานส์ดิวเซอร์ผิดเพี้ยนไป ทำให้การควบคุมไม่ดีเท่าที่ควร

5.2.2 ควรใช้คำสั่งภาษาซีในรูปแบบ Q format ในการเขียนโปรแกรมควบคุมระบบอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟส

5.2.3 ควรใช้มอสเฟตกำลัง ที่สามารถทนกระแสได้สูง ๆ เมื่อแรงดันดีซีเพิ่มมากขึ้น

5.2.4 ควรมีวงจรตรวจจับเฟสของแรงดันการไฟฟ้ากับแรงดันอินเวอร์เตอร์

5.3 ผลงานตีพิมพ์ในการประชุมวิชาการ

บทความเรื่อง "อินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสแบบเชื่อมต่อกับระบบจำหน่ายไฟฟ้าด้วย dsPIC30F4011" นำเสนอในการประชุมวิชาการเครือข่ายวิศวกรรมไฟฟ้า EENET2012 มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลอีสาน เป็นเจ้าภาพจัดการประชุม ณ. จังหวัดหนองคาย

บทความเรื่อง "การควบคุมกระแสแบบสัดส่วนบวกรีโซแนนซ์สำหรับอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสแบบต่อเข้าระบบจำหน่ายไฟฟ้ากำลังด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์ TMS320F2808"
นำเสนอในการประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 35 มหาวิทยาลัยกรุงเทพ เป็นเจ้าภาพจัดการประชุม ณ. จังหวัดนครนายก

อินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสแบบเชื่อมต่อกับระบบจำหน่ายไฟฟ้าด้วย dsPIC30F4011

Implemented of Grid Connected Single Phase Inverter with dsPIC30F4011

เอกพล อนุสุเรนทร์ และชาญฤทธิ์ ธาราสันติสุข

[1] สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลกรุงเทพ

2 ถนนนางลิ้นจี่ แขวงทุ่งมหาเมฆ เขตสาทร กรุงเทพมหานคร 10120 โทรศัพท์ +662-2879629 E-Mail: chanrit.t@rmutk.ac.th

บทคัดย่อ

บทความนี้นำเสนออินเวอร์เตอร์แบบเชื่อมต่อเข้าระบบจำหน่ายของการไฟฟ้า โดยใช้การควบคุมกระแสในแกน d,q ซึ่งเป็นแกนอ้างอิงหมุนด้วยความเร็วซิงโครนัสทำให้ค่าความผิดพลาดของกระแสในสภาวะคงตัวเป็นศูนย์และลดผลของสัญญาณรบกวนด้วยการกำจัดผลของแรงดันเชื่อมร่วม มีควบคุมแรงดันดีซีบัสด้วยตัวควบคุมแบบพีไอ ส่วนการซิงโครไนซ์สำหรับอินเวอร์เตอร์ใช้วิธีเฟสล็อกลูปโดยสร้างสัญญาณ α,β จากการเลื่อนเฟสของสัญญาณไป 90 เพื่อที่จะได้มุม θ สำหรับการแปลงแกนในระบบควบคุม ระบบควบคุมทั้งหมดสร้างด้วยตัวควบคุมสัญญาณแบบดิจิตอลเบอร์ dsPIC30F4011 ควบคุมอินเวอร์เตอร์ขนาด 1 kW ความถี่สวิตซ์ 18 kHz ตัวเหนี่ยวนำค่า 2.7 mH สำหรับกรองกระแส ผลการทดสอบอินเวอร์เตอร์มีประสิทธิภาพ 94% และฮาร์มอนิกส์ของกระแส 1.8 % มีการทดสอบการเชื่อมต่อเข้าระบบและเปลี่ยนโหลดแบบทันทีทันใดเพื่อทดสอบผลตอบสนองในสภาวะทรานเซี้ยน

คำสำคัญ: เฟสล็อกลูป อินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสแบบเชื่อมต่อเข้าระบบจำหน่าย และ dsPIC30F4011

Abstract

This article presents a single phase grid connected inverter which is uses current control technique in the dq synchronous reference frame. The control technique can be reduced a steady state error of current to zero. The load current feed-forward compensation part eliminated the DC bus oscillation. The synchronization of single phase inverter using 90 shifted of original signal for transformation with α,β signals. The experimental can be done with dsPIC30F4011 digital signal controller and 1 kW inductor filter inverter with switching frequency *18 kHz*. The results show that the line current has 1.8 % THDi and 94 % efficiency. The grid connecting and step load was testing to show transient response.

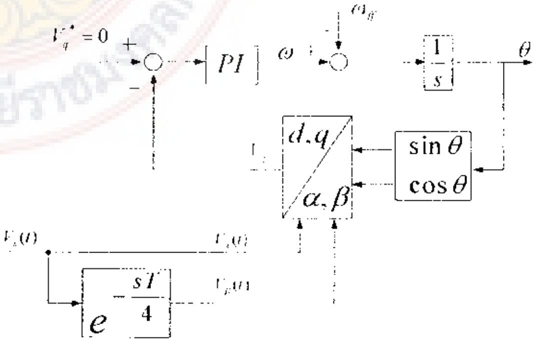
Keywords: Phase Lock Loop (PLL), Single Phase Grid Connected Inverter and dsPIC30F4011

1. บทนำ

ปัจจุบันอินเวอร์เตอร์ได้มีการนำมาใช้งานในด้านต่างๆ อย่างกว้างขวาง ไม่ว่าในด้านพลังงานทดแทนเช่น อินเวอร์เตอร์ใช้ร่วมกับกังหันลม เซลล์แสงอาทิตย์ เซลล์เชื้อเพลิง เป็นต้น เนื่องจากคุณสมบัติที่ว่าอินเวอร์เตอร์สามารถแปลงผันกำลังไฟฟ้าจากแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ อีกทั้งสามารถควบคุมได้ทั้งขนาดแรงดันและความถี่ ประเทศไทยได้ให้ความสนใจในการนำเอาอินเวอร์เตอร์มาใช้ร่วมกับระบบสายส่งเพื่อเชื่อมเข้ากับระบบของการไฟฟ้า แต่อินเวอร์เตอร์ที่นำมาเชื่อมเข้ากับระบบของการไฟฟ้ายังมีค่าฮาร์มอนิกส์ที่สูงเกินไปและแรงดันอยู่ในระดับที่ต่ำ ทำให้เกิดความไม่เสถียรภาพในระบบสายส่งและยังรบกวนระบบการส่งจ่ายไฟฟ้า ด้วยเหตุนี้จึงเกิดแนวคิดที่จะพัฒนาการทำงานของอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟส ให้มีประสิทธิภาพมากขึ้น จะเป็นการศึกษาการสวิตซิ่งแบบ PWM ด้วยตัวประมวลผลสัญญาณดิจิตอลเบอร์ dSPIC30F4011 โดยการใช้โมดูลสร้างสัญญาณ PWM แบบยูนิโพล่า เพื่อสร้างระบบควบคุมแบบที่มีประสิทธิภาพสูง ซึ่งการซิงโครไนซ์ด้วยวิธีเฟสล็อกลูปสำหรับอินเวอร์เตอร์สามเฟสเป็นที่นิยมและแพร่หลาย [5] ส่วนอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสสำหรับแหล่งจ่ายพลังงานขนาดเล็กมีแนวโน้มใช้งานมากขึ้นประกอบกับมาตรฐานการเชื่อมต่อที่เกี่ยวข้องกับคุณภาพของกระแสไลน์และการควบคุมระบบ เป็นต้น

2. ทฤษฎี

2.1 เฟสล็อกลูปแบบหนึ่งเฟส



รูปที่ 1 โครงสร้างของเฟสล็อกลูปแบบหนึ่งเฟส

ในระบบไฟฟ้าหนึ่งเฟสมีสัญญาณเพียงหนึ่งเฟส ดังนั้นจึงต้องทำการสร้างสัญญาณอินพุตเป็นสองแกนซึ่งมีมุมเฟสต่างกัน 90 องศา โดยแกนหนึ่งใช้สัญญาณอินพุตเดิมดังนั้น $x_{\alpha}(t) = x(t)$ และอีกแกนสร้างโดยการเลื่อนเฟสของสัญญาณ ωt ไป 90 องศาซึ่งจะได้สัญญาณ $x_{\beta}(t)$ ดังในรูปที่ 1 จากนั้นแปลงแกนทั้งสองให้อยู่ในแกน d,q โดยใช้วิธีแปลงของปาร์ค ในการแปลงแกนของสัญญาณรูปคลื่นไซน์ จากแกนอ้างอิงอยู่กับที่ให้มาอยู่ในแกน d,q จะได้สมการที่ (1) และ (2) [1], [2]

$$x_{\alpha} = x_s(t) = \hat{x}\cos(\omega t) \tag{1}$$

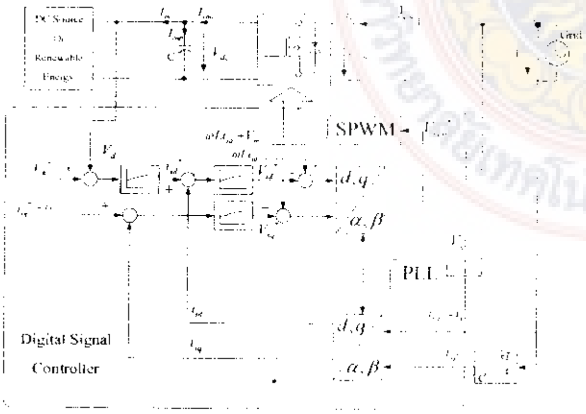
$$x_{\beta} = \hat{x}\cos(\omega t - \frac{T}{4}) = \hat{x}\sin(\omega t) \tag{2}$$

การแปลงแกนปริมาณใดๆจากแกนอ้างอิงอยู่กับที่ มาอยู่ในแกนหมุนด้วยความเร็วซิงโครนัส จะได้สมการที่ (3)

$$\begin{bmatrix} d \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta \\ -\sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \end{bmatrix} \tag{3}$$

การทำงานของเฟสล็อกลูปจะทำการควบคุมค่าแรงดัน V_q ให้มีค่าเท่ากับศูนย์โดยใช้ตัวควบคุมแบบพีไอ โดยระบบจะทำการแปลงแรงดันไฟฟ้า V_s จากแกนอ้างอิงอยู่กับที่ให้มาอยู่ในแกน α,β และจากนั้นแปลงแกนไปอยู่ในแกนหมุนด้วยความเร็วซิงโครนัส ซึ่งใช้ค่ามุมของแรงดันระบบจำหน่ายไฟฟ้า θ ที่ได้มาคำนวณค่าแรงดัน $\sin\theta$, $\cos\theta$ มาใช้ในการแปลงแกน ถ้าค่าแรงดันไฟฟ้า V_q ยังไม่เท่ากับศูนย์แสดงว่าค่ามุมของแรงดันไฟฟ้าที่ได้นั้นยังมีค่าที่ไม่ถูกต้อง ระบบจะทำการปรับค่า ω ทำให้ค่ามุมของแรงดันไฟฟ้าเกิดการเปลี่ยนแปลงจนกว่าจะได้ค่ามุมที่ตรงกัน

2.2 ระบบควบคุมอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟส



รูปที่ 2 บล็อกไดอะแกรมการทำงานของระบบอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟส

การเชื่อมต่อระบบจำหน่ายของการไฟฟ้ากับอินเวอร์เตอร์นั้นจำเป็นที่จะต้องควบคุมค่ากระแสและแรงดันอินเวอร์เตอร์ให้มุมเฟสของอินเวอร์เตอร์ตรงกับของการไฟฟ้า โดยที่การทำงานของระบบจะคำนวณมุมของการไฟฟ้า โดยใช้เฟสล็อกลูปเพื่อนำค่ามุมไปใช้ในการแปลงแกนของกระแสจากแกนอ้างอิงหยุดนิ่งมาอยู่ในแกนหมุน i_{sd} [1] จากนั้นนำค่ากระแส i_{sd} ป้อนกลับไปเปรียบเทียบกับสัญญาณอ้างอิงแล้วนำสัญญาณแปลงให้อยู่ในแกนหยุดนิ่ง เพื่อสร้างสัญญาณขับเกตโดยใช้ Sinusoidal Pulse Width Modulation (SPWM) ซึ่งใช้อินเวอร์เตอร์แบบยูนิโพล่าดังรูปที่ 3

2.3 แบบจำลองและระบบควบคุม

การควบคุมอินเวอร์เตอร์สามารถจ่ายพลังงานเข้าสู่ระบบจำหน่ายได้อย่างเหมาะสมจำเป็นต้องใช้ตัวควบคุม ซึ่งในการออกแบบตัวควบคุม ต้องทราบบล็อกไดอะแกรมของวงจรภาคกำลังของอินเวอร์เตอร์ก่อน โดยวงจรภาคกำลังของอินเวอร์เตอร์แสดงในรูปที่ 4 ซึ่งสามารถหาได้จากสมการทางคณิตศาสตร์ของวงจรภาคกำลังสมการของแรงดัน V_{con} คือ [1], [3] และ [4]

$$V_s = Ri_s + L\frac{di_s}{dt} + V_{con} \tag{4}$$

ให้ $\Delta v = V_s - V_{con}$ แทนในสมการที่ (4)

$$L\frac{di_s}{dt} = \Delta v - Ri_s \tag{5}$$

จากสมการที่ (5) แปลงเป็นแกน α,β จะได้สมการที่ (6),(7)

$$L\frac{di_{\alpha}}{dt} = \Delta v_{\alpha} - Ri_{\alpha} \tag{6}$$

$$L\frac{di_{\beta}}{dt} = \Delta v_{\beta} - Ri_{\beta} \tag{7}$$

เมื่อแปลงแรงดันและกระแสให้อยู่ในแกน d,q ได้ดังสมการที่ (8)-(11)

$$\Delta v_d = \Delta v_{\alpha}\cos\omega t + \Delta v_{\beta}\sin\omega t \tag{8}$$

$$\Delta v_q = -\Delta v_{\alpha}\sin\omega t + \Delta v_{\beta}\cos\omega t \tag{9}$$

$$i_{sd} = i_{\alpha}\cos\omega t + i_{\beta}\sin\omega t \tag{10}$$

$$i_{sq} = -i_{\alpha}\sin\omega t + i_{\beta}\cos\omega t \tag{11}$$

เมื่อหาสมการเชิงอนุพันธ์สมการที่ (10)-(11)และคูณ L ทั้งสมการจะได้

$$L\frac{di_{sd}}{dt} = -L\omega i_{\alpha}\sin\omega t + L\frac{di_{\alpha}}{dt}\cos\omega t + L\omega i_{\beta}\cos\omega t + L\frac{di_{\beta}}{dt}\sin\omega t \tag{12}$$

$$L\frac{di_{sq}}{dt} = -L\omega i_{\alpha}\cos\omega t - L\frac{di_{\alpha}}{dt}\sin\omega t - L\omega i_{\beta}\sin\omega t + L\frac{di_{\beta}}{dt}\cos\omega t \tag{13}$$

$$\Delta v_d = L\frac{di_{s\alpha}}{dt}\cos\omega t + Ri_{s\alpha}\cos\omega t + L\frac{di_{s\beta}}{dt}\sin\omega t + Ri_{s\beta}\sin\omega t \tag{14}$$

$$\Delta v_q = -L\frac{di_{s\alpha}}{dt}\sin\omega t - Ri_{s\alpha}\sin\omega t + L\frac{di_{s\beta}}{dt}\cos\omega t + Ri_{s\beta}\cos\omega t \quad (15)$$

$$\Delta v_d = L\frac{di_{s\alpha}}{dt}\cos\omega t + L\frac{di_{s\beta}}{dt}\sin\omega t + Ri_{sd} \quad (16)$$

$$\Delta v_q = -L\frac{di_{s\alpha}}{dt}\sin\omega t + L\frac{di_{s\beta}}{dt}\cos\omega t + Ri_{sq} \quad (17)$$

$$L\frac{di_{sd}}{dt} = L\omega i_{sq} + \Delta v_d - Ri_{sd} \quad (18)$$

$$L\frac{di_{sq}}{dt} = -L\omega i_{sd} + \Delta v_q - Ri_{sq} \quad (19)$$

แทนค่าในสมการ

$$L\frac{di_{sd}}{dt} = V_{sd} - V_{cond} - Ri_{sd} + L\omega i_{sq} \quad (20)$$

$$L\frac{di_{sq}}{dt} = V_{sq} - V_{conq} - Ri_{sq} - L\omega i_{sd} \quad (21)$$

เมื่อจัดสมการใหม่จะได้

$$V_{cond} = -L\frac{di_{sd}}{dt} - Ri_{sd} + L\omega i_{sq} + V_{sd} \quad (22)$$

$$V_{cond} = -L\frac{di_{sd}}{dt} - Ri_{sd} + L\omega i_{sq} + V_{sq} \quad (23)$$

กำหนดให้ $V_{s\alpha} = V_m\cos\omega t$ และ $V_{s\beta} = V_m\sin\omega t$ แปลงให้อยู่ในแกน d,q จะได้

$V_{sd} = V_m$ และ $V_{sq} = 0$ และแทนลงในสมการจะได้

$$V_{cond} = -L\frac{di_{sd}}{dt} - Ri_{sd} + L\omega i_{sq} + V_m \quad (24)$$

$$V_{conq} = -L\frac{di_{sq}}{dt} - Ri_{sq} - L\omega i_{sq} \quad (25)$$

กำลังไฟฟ้าที่ได้จากวงจรอินเวอร์เตอร์คือ $P_{con} = \frac{i_{sd}V_{sd}}{2}$ เมื่อจัดรูปสมการและแปลงลาปลาซจะได้สมการเพื่อไปเขียนบล็อกไดอะแกรมในรูปที่ 4 ดังนี้ [1]

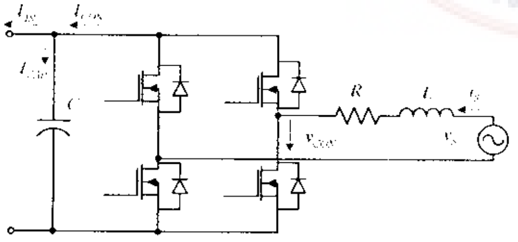
$$V_{cond} = -i_{sd}(Ls + R) + \omega Li_{sq} + V_m \quad (26)$$

$$V_{conq} = -i_{sd}(Ls + R) - \omega Li_{sd} \quad (27)$$

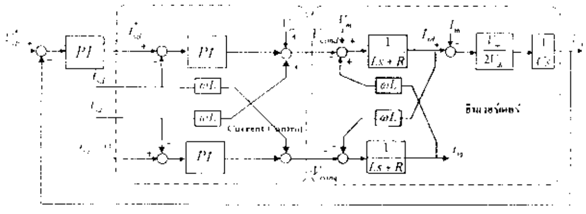
$$I_{con} = \frac{i_{sd}V_{sd}}{2V_{dc}} = \frac{i_{sd}V_m}{2V_{dc}} \quad (28)$$

$$I_{cap} = I_{in} - I_{con} \quad (29)$$

$$V_{dc} = \frac{1}{sC}I_{cap} \quad (30)$$



รูปที่ 3 วงจรกำลังอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟส



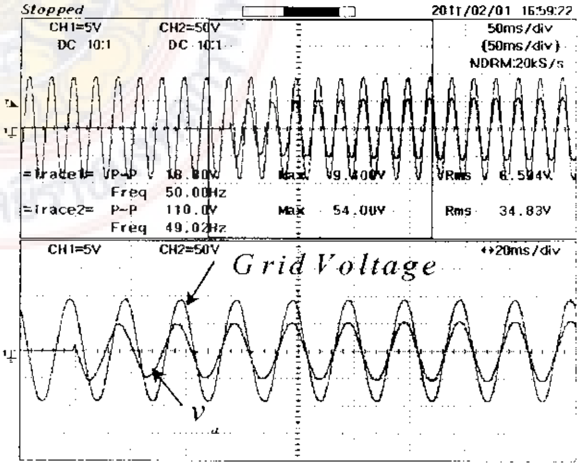
รูปที่ 4 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟส

3. ผลการทดสอบ

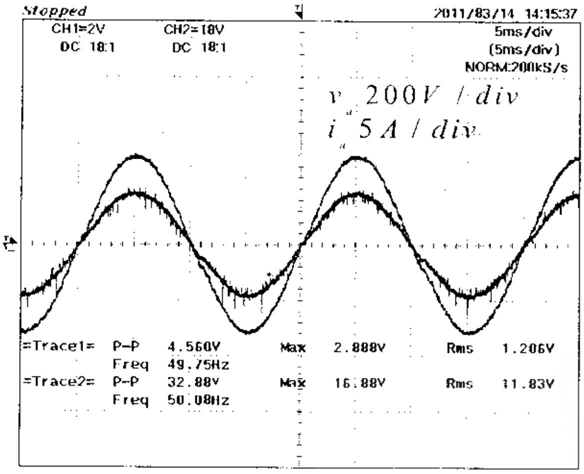
การทดสอบระบบต้นแบบเพื่อศึกษาถึงผลการเชื่อมต่อกับระบบจำหน่ายการไฟฟ้าโดยการทดสอบจะใช้หม้อแปลงไฟฟ้าทั้งทางด้านอินพุตของภาคกำลัง และด้านเอาต์พุตเพื่อทำหน้าที่แยกกันทางไฟฟ้าระหว่างด้านออกของวงจรและแรงดันด้านการไฟฟ้า เฟสล็อกลูปใช้เวลาในการซิงโครไนซ์ประมาณ $60\,ms$ และค่า THDi 1.8% โดยมีพารามิเตอร์ในการทดสอบดังตารางที่ 1

ตารางที่ 1 พารามิเตอร์ที่ใช้ในการทดสอบ

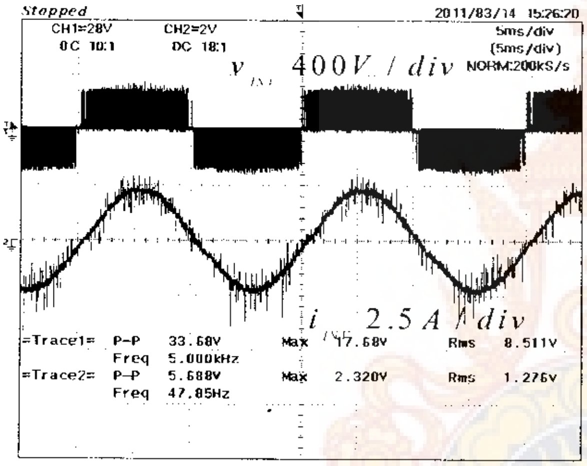
พารามิเตอร์	รายละเอียด
ระบบไฟฟ้า	1 เฟส 2 สาย 50 Hz
แรงดันระหว่างสาย (rms)	110 V
แรงดันดีซีบัส	254 V
กำลังไฟฟ้าสูงสุด	700 W
ตัวเก็บประจุ	2200 μF
ตัวเหนี่ยวนำ	2.7 mH
ความถี่สวิตช์	18 kHz



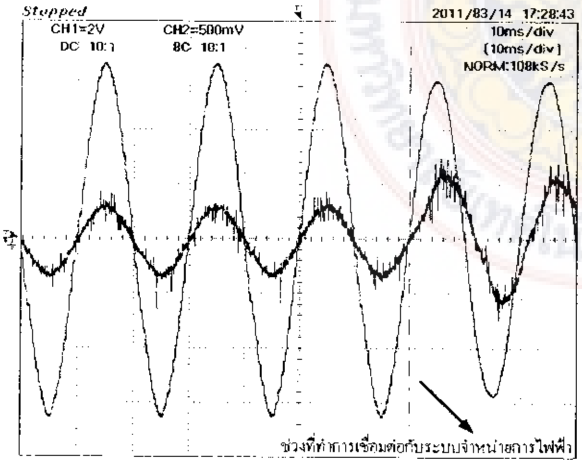
รูปที่ 5 การทำงานของเฟสล็อกลูปแบบหนึ่งเฟส



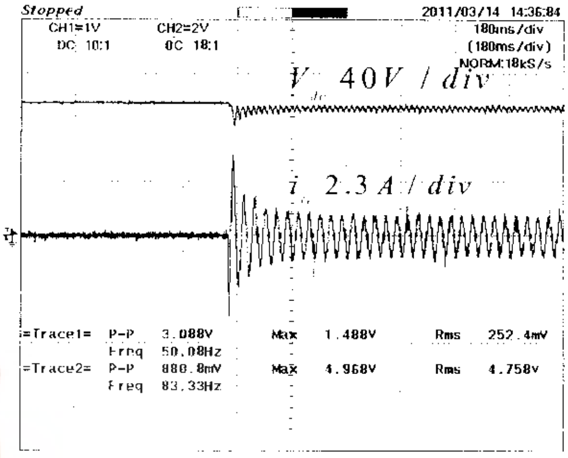
รูปที่ 6 แรงดันและกระแสอินเวอร์เตอร์ที่กำลังไฟฟ้าสูงสุด



รูปที่ 7 แรงดันและกระแสของอินเวอร์เตอร์



รูปที่ 8 แรงดันและกระแสที่กำลังไฟฟ้าสูงสุดในขณะเชื่อมต่อระบบจำหน่ายการไฟฟ้า



รูปที่ 9 ผลตอบสนองของแรงดันดีซีบัสเมื่อเปลี่ยนโหลดแบบทันทีทันใด

4. สรุปผล

จากผลการทดสอบของระบบอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟส พบว่าสามารถเชื่อมต่อกับระบบจำหน่ายการไฟฟ้าขนาด 1000 วัตต์ และมีค่า THDi 1.8% ที่ค่ากระแส 2.7 แอมป์ โดยมี DSC Board ทำหน้าที่สร้างสัญญาณการมอดูเลตให้กับภาคกำลังที่ความถี่สวิตชิ่ง 18 *kHz* โดยใช้ MCU เบอร์ dsPIC30F4011 สร้างสัญญาณควบคุมให้กับระบบอินเวอร์เตอร์

เอกสารอ้างอิง

[1] Jirawut Benjanarasut and Bunlung Neammanee, "Decoupling control technique for two kW single phase grid connected converter for wind turbines," The 3[rd] International conference on sustainable energy and environment 2009, May, 2009.

[2] U. A. Miranda, M. Aredes and L.G.B.Rolim., "A DQ synchronous reference frame control for single-phase converters," PESC2005, pp. 1377 1381, 1991

[3] D. Dong., "Modeling and control design of a bidirectional PWM converter for single-phase energy systems," M.sc. Thesis, Virginia Polytechnic Institute and State University, 2009

[4] D. Dong, T. Thacker, R. Burgos, D. Boroyevich and F. Wang., "On zero steady-state error of single-phase PWM inverters voltage control and phase-locked loop system," ECCE2009, pp. 892 899, 2009

[5] Kaura, V. and Blasko, V.: "Operation of a phase locked loop system under distorted utility conditions" IEEE on Industry Application, vol. 33, Issue 1, pp. 58-63

การควบคุมกระแสแบบสัดส่วนบวกรีโซแนนซ์สำหรับอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสแบบต่อเข้าระบบจำหน่ายไฟฟ้ากำลังด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์ TMS320F2808

Proportional plus Resonant Current Control for Single-phase Grid Connected Inverter with TMS320F2808 Microcontroller

เอกพล ถนุสุเรนทร์ [1] และชาญฤทธิ์ ธาราสันติสุข [1]

[1] สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลกรุงเทพ

เลขที่ 2 ถ. นางลิ้นจี่ แขวงทุ่งมหาเมฆ เขตสาทร กรุงเทพ 10120 โทรศัพท์ 02-287-9692

บทคัดย่อ

บทความนี้นำเสนออินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสแบบฟูลบริดจ์สำหรับต่อเข้าระบบจำหน่ายไฟฟ้า โดยใช้ตัวควบคุมกระแสแบบสัดส่วนบวกรีโซแนนซ์ (Proportional plus Resonant Controller: PR) ซึ่งสัญญาณกระแสอ้างอิงรูปคลื่นไซน์จะสร้างจากผลคูณของค่ากระแสอ้างอิงกับสัญญาณซายน์หนึ่งหน่วยที่ได้จากการหามุมเฟสของแรงดันการไฟฟ้าด้วยวิธีเฟสล็อกลูปหนึ่ง ระบบประกอบขึ้นด้วยวงจรอินเวอร์เตอร์ วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านและหม้อแปลงแยกโดดทางไฟฟ้า โดยส่วนควบคุมจะใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์เบอร์ TMS320F2808 เพื่อสร้างสัญญาณพัลส์วิดท์มอดูเลชันสวิตช์ชิงแบบยูนิโพลาร์ ใช้ตัวควบคุมดิจิตอลสำหรับควบคุมการทำงานของระบบ ทั้งการจำลองการทำงานและการควบคุมฮาร์ดแวร์จะใช้บล็อกคำสั่ง Real-time Embedded Coder ในโปรแกรม Matlab/Simulink ผลทดลองได้แรงดันไฟฟ้ากระแสสลับด้านเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์จะมีค่า 36 โวลต์ เมื่อผ่านหม้อแปลงแยกโดดทางไฟฟ้าเพื่อยกระดับแรงดันเป็น 220 โวลต์ 50 เฮิรตซ์ ขนาด 150 วัตต์

คำสำคัญ: อินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟส, เฟสล็อกลูป, การควบคุมแบบสัดส่วนบวกรีโซแนนซ์

Abstract

This paper presented full-bridge single-phase inverter for connected to the electrical distributed system with Proportional plus Resonant Controller. The sine current reference signal is generate from multiply signal of current reference and unit sine of phase-locked loop. An experimental system consists of single-phase inverter, control unit, low-pass filter and isolated transformer. The TMS320F2808 controller unit generates pulse width modulation (PWM) for unipolar switching scheme. The current and voltage signal from sensors are converted to digital signal and control. The simulation and experiment program are made by Matlab/Simulink and Real-time Embedded Coder. The results shown that the output voltage of inverter is 36 volts. The transformer step up voltage to 220 volts, 50 Hz at 150 Watts.

Keywords: Single-phase Inverter, Phase-locked Loop and Proportional plus Resonant Current Control

1. คำนำ

ในปัจจุบันอินเวอร์เตอร์เป็นวงจรแปลงผันที่มีการนำมาใช้งานอย่างกว้างขวาง โดยเฉพาะในด้านพลังงานทดแทนเช่น อินเวอร์เตอร์สำหรับกังหันลม อินเวอร์เตอร์สำหรับเซลล์แสงอาทิตย์ ด้วยเหตุผลดังกล่าวจึงมีการวิจัยและพัฒนาอินเวอร์เตอร์แบบต่อเข้าระบบจำหน่าย (Grid-connected Inverter) อย่างต่อเนื่องเพื่อแปลงผันไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสสลับ [1] ซึ่งจะต้องมีคุณสมบัติที่สามารถเชื่อมต่อและจ่ายกำลังไฟฟ้าต่อเข้ากับระบบของการไฟฟ้าได้อย่างมีเสถียรภาพ และคุณภาพของแรงดันและกระแสไฟฟ้าอยู่ในมาตรฐานที่ยอมรับได้เช่น IEEE Std.1547-2003 [2]

คณะผู้วิจัย [3]-[4] ได้คิดการควบคุมแบบสัดส่วนบวกรีโซแนนซ์ (Proportional plus Resonant Current Control: PR) เพื่อให้สามารถควบคุมกระแสไฟฟ้ากระแสสลับที่เอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ในแกนหยุดนิ่ง (Stationary frame) ได้ โดยข้อเด่นของตัวควบคุมคือทำให้ค่าความผิดพลาดในสภาวะอยู่ตัวเป็นศูนย์ที่ไฟฟ้ากระแสสลับ 50 เฮิรตซ์ ต่อมาผู้วิจัย [5] ได้นำเสนอการออกแบบและสร้างคอนเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสแบบต่อเข้าระบบจำหน่ายด้วยการควบคุมกระแสในแกนหมุน (Rotating frame) และแกนหยุดนิ่ง และสุดท้ายผู้วิจัย [6] นำเสนออินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสที่ควบคุมด้วย Matlab/Simulink แต่ยังไม่สามารถต่อเข้าระบบจำหน่ายได้เนื่องในวงรอบกระแสใช้ตัวควบคุมแบบพีเท่านั้น

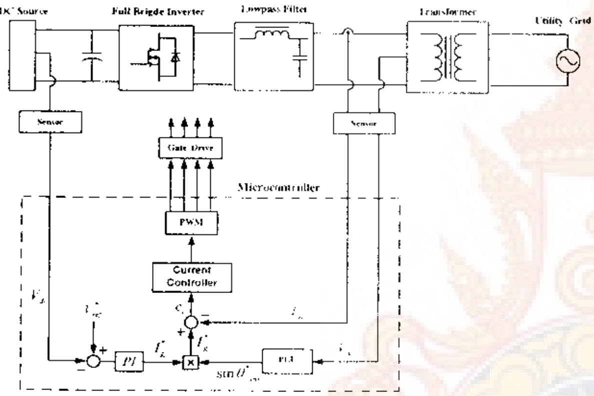
ดังนั้นผู้วิจัยจึงมีแนวคิดที่จะพัฒนาการทำงานของอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสให้มีประสิทธิภาพมากขึ้น โดยใช้เทคนิคการควบคุมการเชื่อมต่อด้วยเฟสล็อกลูปหนึ่งเฟสเพื่อให้สามารถซิงโครไนท์เข้าระบบจำหน่ายของการไฟฟ้าอย่างมีเสถียรภาพและสามารถพัฒนาอัลกอริทึมควบคุมการแยกอิสระของอินเวอร์เตอร์ได้ ส่วนการควบคุมในวงรอบแรงดันจะใช้ตัวควบคุมแบบพีไอ และวงรอบกระแสจะใช้ตัวควบคุมแบบสัดส่วนบวกรีโซแนนซ์ซึ่งเป็นการควบคุมบนแกนหยุดนิ่งและให้ค่าความผิดพลาดในสภาวะอยู่ตัวเป็นศูนย์ บทความนี้จะนำเสนอ

ทฤษฎีการสร้างสัญญาณซายน์พัลส์วิดท์มอดูเลชัน ด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์จากบริษัท Texas Instruments เบอร์ TMS320F2808 ซึ่งสามารถโปรแกรมด้วย Matlab โดยใช้โมดูลสร้างสัญญาณพัลส์วิดท์มอดูเลชันและสวิตช์ชิงแรงดันแบบยูนิโพลาร์เพื่อไปควบคุมการทำงานของสวิตช์ในอินเวอร์เตอร์ ในส่วนการออกแบบจะนำเสนอการสร้างตัวแบบสัดส่วนบวกรีโซแนนซ์และเฟสล็อกลูป [4], [5]

2. ทฤษฎี

2.1 บล็อกไดอะแกรมของอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสแบบต่อเข้าระบบจำหน่ายไฟฟ้ากำลัง

บล็อกไดอะแกรมอินเวอร์เตอร์ที่จะใช้ในการเชื่อมต่อเข้ากับระบบจำหน่ายของการไฟฟ้านั้นประกอบไปด้วย 5 ส่วนด้วยกันคือ แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง วงจรอินเวอร์เตอร์ การควบคุมแบบดิจิตอล วงจรกรองความถี่ต่ำ และหม้อแปลงแยกโดดทางไฟฟ้าดังรูปที่ 1 ต่อไปนี้ [6]



รูปที่ 1 บล็อกไดอะแกรมของระบบอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสแบบต่อเข้าระบบจำหน่ายไฟฟ้ากำลัง

1. แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงเพื่อจ่ายให้กับอินเวอร์เตอร์ นักศึกษาจะสามารถใช้แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง 48 โวลต์เพื่อความปลอดภัย แผงเซลล์แสงอาทิตย์ และกังหันลมขนาดเล็กได้

2. ส่วนวงจรกำลัง ซึ่งประกอบด้วยอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสทำหน้าที่ในการแปลงผันแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงให้เป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ

3.วงจรกรองทำหน้าที่กรองสัญญาณฮาร์มอนิกส์จากการสวิตช์ความถี่สูงของวงจรกำลังในการทดลองใช้ตัวเหนี่ยวนำร่วมกับตัวเก็บประจุ (LC)

4. ส่วนควบคุมซึ่งประกอบด้วยตัวตรวจจับกระแสและแรงดันส่งเข้าวงจรออปแอมป์เพื่อปรับระดับสัญญาณแรงดันให้อยู่ในช่วง 0-3.3 โวลต์ก่อนแปลงเป็นสัญญาณดิจิตอลด้วยบล็อก A D ในตัวประมวลผลสัญญาณดิจิตอล ส่วนวงจรขับนำเกตของมอสเฟตในอินเวอร์เตอร์ที่ทำหน้าที่แยกวงจรควบคุมกับวงจรกำลังที่เป็นอิสระต่อกัน และการโปรแกรมด้วยตัวประมวลสัญญาณดิจิตอลเบอร์ TMS320F2808 ทำหน้าที่ตรวจจับมุมเฟสด้วยอัลกอริทึมเฟสล็อกลูปในหัวข้อ 2.2 และตัวควบคุมวงรอบแรงดันและกระแส

5. หม้อแปลงแยกโดดทำหน้าที่แยกโดดทางไฟฟ้าและยกระดับแรงดันขึ้นเป็น 220 โวลต์เพื่อเชื่อมต่อเข้ากับระบบจำหน่ายของการไฟฟ้า

2.2 เฟสล็อกลูปแบบหนึ่งเฟส

บล็อกไดอะแกรมเฟสล็อกลูปหนึ่งเฟสในรูปที่ 2 สามารถหาฟังก์ชันถ่ายโอนวงเปิดได้ดังสมการที่ (1)

$$F_{OL}(s) = PD(s).LF(s).VCO(s)$$

$$= k_m \frac{k_p\left(1+\frac{1}{T_i s}\right)}{s} = \frac{k_p s + \frac{k_p}{T_i}}{s^2} \qquad (1)$$

และสามารถหาฟังก์ชันถ่ายโอนวงปิด

$$H_\theta(s) = \frac{\Theta'(s)}{\Theta(s)} = \frac{LF(s)}{1+LF(s)} = \frac{K_p s + \frac{K_p}{T_i}}{s^2 + K_p s + \frac{K_p}{T_i}} \qquad (2)$$

เมื่อป้อนกลับแบบวงปิดดังในสมการที่ (2) จะมีฟังก์ชันถ่ายโอนอันดับสองที่มีลักษณะเหมือนวงจรกรองความถี่ต่ำทำหน้าที่กรองสัญญาณความถี่สูงและสัญญาณรบกวนที่เข้ามาในระบบ เมื่อเทียบกับสมการมาตรฐานอันดับสองจะได้ค่า ω_n, ζ ตามสมการที่ (3) [8]

$$\omega_n = \sqrt{\frac{K_p}{T_i}} \quad \text{และ} \quad \zeta = \frac{\sqrt{K_p T_i}}{2} \qquad (3)$$

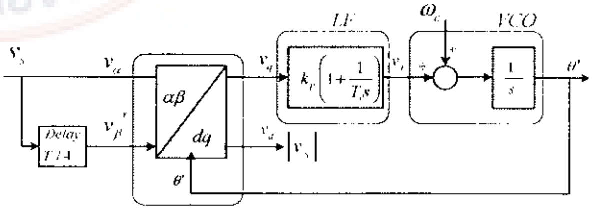
จากผลตอบสนองทางเวลาของระบบอันดับสองสามารถหาช่วงเวลาเข้าที่ (t_s) เพื่อให้ผลตอบสนองทางเวลาเข้าใกล้ผลตอบสนองในสภาวะอยู่ตัวโดยมีค่าผิดพลาดไม่เกิน 5 % เมื่อป้อนสัญญาณอินพุตแบบขั้น (step)

$$t_s = 4.6\tau \quad \text{เมื่อ} \quad \tau = \frac{1}{\zeta\omega_n} \qquad (4)$$

จากสมการที่ (4) เมื่อกำหนดช่วงเวลาเข้าที่ของฟังก์ชันถ่ายโอนของสมการที่ (2) แล้วก็จะสามารถหาค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมแบบพีไอของเฟสล็อกลูปได้จากสมการที่ (5)-(6) ดังนี้

จะได้ค่า
$$K_p = 2\zeta\omega_n = \frac{9.2}{t_s} \qquad (5)$$

$$T_i = \frac{2\zeta}{\omega_n} = \frac{t_s\zeta^2}{2.3} \qquad (6)$$



รูปที่ 2 บล็อกไดอะแกรมเฟสล็อกลูปแบบหนึ่งเฟส

2.3 ตัวควบคุมวงรอบกระแสแบบสัดส่วนบวกรีโซแนนซ์

ตัวควบคุมแบบสัดส่วนบวกรีโซแนนซ์มีพื้นฐานบนตัวควบคุมแบบอินทริเกรตอุดมคติสมการที่ (8) และเมื่อใช้ตัวควบคุมแบบอินทริเกรตจำนวนสองตัวที่สัญญาณกระแสสลับความถี่รีโซแนนซ์ $50\,Hz$ ก็ทำให้ความผิดพลาดในสภาวะอยู่ตัวของสัญญาณเป็นศูนย์ พิจารณาจากรูปที่ 6 และสามารถขจัดสัญญาณรบกวนที่ความถี่ฮาร์มอนิกส์ต้องการได้ [4]

$$G_{AC}(s) = G_{DC}(s - j\omega) + G_{DC}(s + j\omega) \qquad (7)$$

เมื่อ $G_{AC}(s)$ แทนสัญญาณแกนหยุดนิ่ง

$$G_{DC}(s) = \frac{Y(s)}{E(s)} = \frac{K_i}{s} \rightarrow G_{AC}(s) = \frac{2K_i s}{s^2 + \omega^2} \qquad (8)$$

สมการที่ (9) เป็นเทอมตัวควบคุมสัดส่วนบวกรีโซแนนซ์ที่ฮาร์มอนิกอันดับ 3, 5, 7 เพื่อลดความเพี้ยนของสัญญาณกระแสสลับ

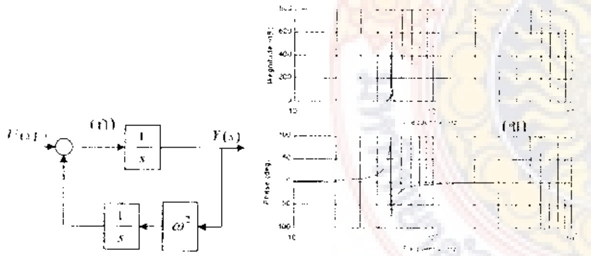
$$G_h(s) = \sum_{h=3,5,7} \frac{2K_{ih}s}{s^2 + (h\omega)^2} \qquad (9)$$

การสร้างตัวควบคุมในสมการที่ (10) ทำได้โดยใช้ตัวอินทริเกรเตอร์จำนวนสองตัวป้อนกลับด้วยอัตราขยาย ω^2 ดังในรูปที่ 3ก และสามารถหาผลตอบสนองทางความถี่ในรูปที่ 3ข จะสังเกตว่าอัตราขยายจะมีค่าเป็นอนันต์ที่ความถี่ 50 Hz

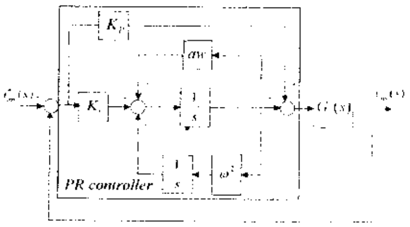
$$\frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{s}{s^2 + \omega^2} \Leftrightarrow \begin{cases} Y(s) = \frac{1}{s}[U(s) - V(s)] \\ V(s) = \frac{1}{s}\omega^2 Y(s) \end{cases} \qquad (10)$$

ส่วนในรูปที่ 4 แสดงการสร้างตัวควบคุมที่มีการแก้ไขไวนด์อัพตามสมการที่ (11)

$$aw = \begin{cases} y_{max} - y, & y > y_{max} \\ -y_{max} - y, & y < -y_{max} \end{cases} \qquad (11)$$



รูปที่ 3 (ก) บล็อกไดอะแกรมการสร้างตัวควบคุม (ข) ผลตอบสนองทางความถี่ของตัวควบคุมที่ค่า $K_p = 1$, $K_i = 20$, $\omega = 314$ rad/s



รูปที่ 4 ตัวควบคุมสัดส่วนบวกรีโซแนนซ์ที่มีการแก้ไขไวนด์อัพ

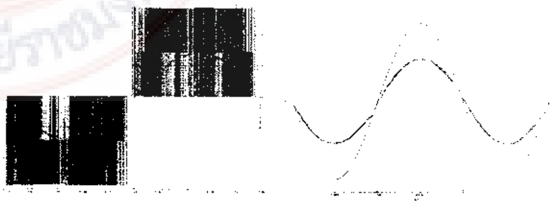
3. การจำลองการทำงานของอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสแบบต่อเข้าระบบจำหน่าย

จากการจำลองการทำงานอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสแบบยูนิโพลาร์ ผลการจำลองได้แรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ในรูปที่ 5 (ก) และหาสเปกตราของแรงดันได้ THD_v 1.6 % แรงดันและกระแสเมื่อผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแล้วจะเห็นว่าได้แรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ 36 โวลต์ก่อนเข้าหม้อแปลงไฟฟ้าเพื่อยกระดับแรงดันไฟฟ้าเป็น 220 โวลต์ และผลการเชื่อมต่อเข้าระบบจำหน่ายดังในรูปที่ 6 ได้กระแสเอาต์พุตที่กริดมีค่า THD_i 1.91 %

ตารางที่ 1 ค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองการทำงานและควบคุมแบบ Real-time ด้วย Matlab/Simulink

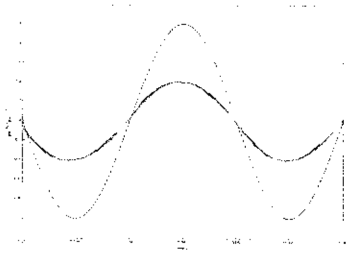
พารามิเตอร์	ค่า	หน่วย
แรงดันอินพุต (V_d)	58	V
แรงดันเอาต์พุต (v_{inv})	36	V
ตัวเหนี่ยวนำด้านเอาต์พุต (L_{ac})	1.5	mH
ตัวเก็บประจุด้านเอาต์พุต (C_{ac})	2.2	μF
ความถี่สวิตช์วงจรกำลัง (f_s)	10	kHz
ตัวควบคุมพีอาร์วงรอบกระแส (K_{pc}, K_{ic})	10, 500	
ตัวควบคุมพีไอวงรอบแรงดัน (K_{pv}, K_{iv})	0.02, 5	
หม้อแปลงแยกโดดทางไฟฟ้า	36/220	

การควบคุมอินเวอร์เตอร์โดยใช้ Real-time Embedded Coder และ F2808 eZdsp Blocksets ในรูปที่ 7 เพื่อสร้างระบบควบคุมด้วยบล็อก ADC จำนวน 4 ช่องสัญญาณสำหรับกระแสและแรงดันป้อนกลับจากเซนเซอร์มาประมวลผล ส่วนสัญญาณพัลส์วิทมอดูเลชัน ePWM จำนวน 2 ช่องสัญญาณนั้นจะผ่านวงจรขับเกตด้วยไอซีเบอร์ HCPL3180 จากนั้นส่งสัญญาณไปขับมอสเฟตกำลังเบอร์ IRF640PBF จำนวน 4 ตัวสำหรับอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟส ผลการทดลองในรูปที่ 8-9 แสดงผลการทดลองกระแสและแรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ขณะเชื่อมต่อระบบจำหน่าย

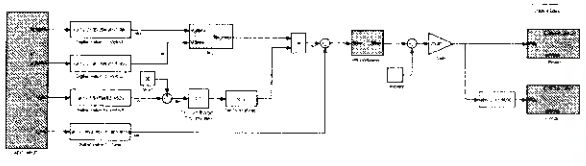


(ก) (ข)

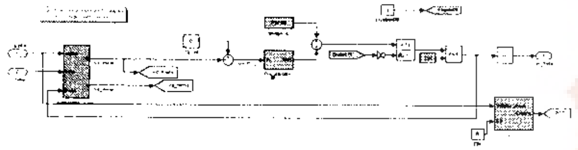
รูปที่ 5 (ก) ผลจำลองแรงดันแบบยูนิโพลาร์และกระแสอินเวอร์เตอร์
(ข) ผลจำลองแรงดันและกระแสอินเวอร์เตอร์เมื่อผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบ LC



รูปที่ 6 ผลจำลองกระแสเอาต์พุต *THDi* =1.91 % และแรงดันกริด



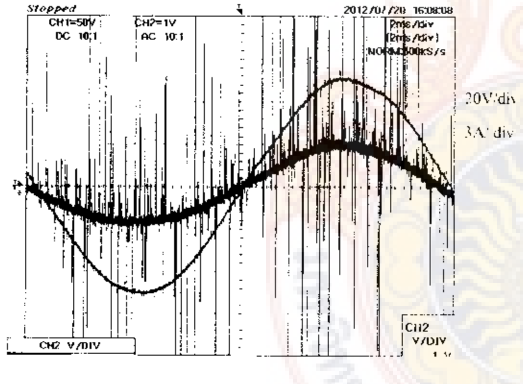
(ก)



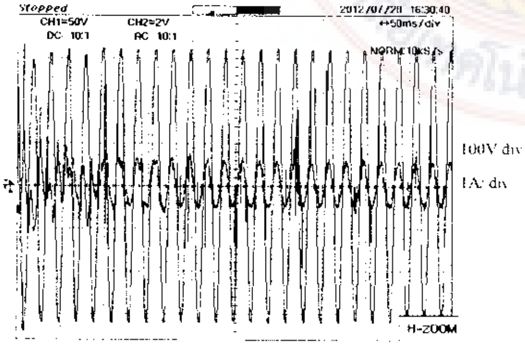
(ข)

รูปที่ 7 (ก) บล็อก Simulink สำหรับควบคุมและสร้างสัญญาณพัลซ์วิทมอดดูเลชัน (ข) บล็อก Simulink เฟสล็อกลูปแบบหนึ่งเฟส

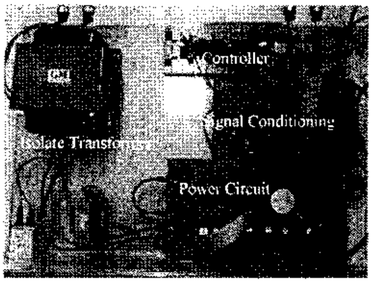
4. ผลการทดลอง



รูปที่ 8 ผลทดลองกระแสและแรงดันเอาต์พุตในสภาวะอยู่ตัว



รูปที่ 9 ผลทดลองกระแสและแรงดันเอาต์พุตขณะเชื่อมต่อเข้าระบบ



รูปที่10 ภาพอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสแบบต่อเข้าระบบจำหน่าย

4. สรุปผล

จากการสร้างระบบควบคุมอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสแบบต่อเข้าระบบจำหน่ายไฟฟ้ากำลังด้วยการควบคุมกระแสแบบดิจิตอลของตัวควบคุมสัดส่วนบวกรีโซแนนซ์ แสดงให้เห็นว่ากระแสที่ได้จากอินเวอร์เตอร์มีความผิดพลาดในสภาวะอยู่ตัวเป็นศูนย์ รวมทั้งสามารถซิงโครไนท์ได้อย่างรวดเร็ว ฮาร์ดแวร์ที่ออกแบบนี้สามารถนำไปใช้งานกับการสอนปฏิบัติการอิเล็กทรอนิกส์กำลังได้เนื่องจากแรงดันอินพุตไม่สูงมาก อย่างไรก็ตามผู้วิจัยต้องพัฒนาการออกแบบตัวกรองแบบ LCL เพื่อลดสัญญาณรบกวนของกระแสและอัลกอริทึมการป้องกันการแยกตัวอิสระ (Anti-islanding) ของอินเวอร์เตอร์ต่อไป

เอกสารอ้างอิง

[1] Dugan, R.C.; Key, T.S.; Ball, G.J., "Distributed resources standards," Industry Applications Magazine, IEEE, vol.12, no.1, pp. 27-34, Jan.-Feb. 2006

[2] IEEE Std. 1547-2003 "Standard for Interconnecting Distributed Resources with Electric Power Systems," ISBN 0-7381-3720-0 SH95144, IEEE, June 2003

[3] D. Zmood and D. G. Holmes, "Stationary frame current regulation of PWM inverters with zero steady-state error," IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 18, no. 3, pp. 814-822, 2003.

[4] R. Teodorescu, F. Blaabjerg, M. Liserre and A. Poh Chiang Loh, "Proportional-Resonant Controllers and Filters for Grid-Connected Voltage-Source Converters" IEE Proceedings on Electric Power Applications, Vol. 153, Issue 5, Sep., 2006

[5] Dong D., Thacker T., Burgos R., Boroyevich D., Wang F., Giewont B., "Control design and experimental verification of a multi-function single-phase bidirectional PWM converter for renewable energy systems," EPE '09., 8-10 Sept. 2009, pp.1-10.

[6] Raphael Marguet, "Development of a digitally controlled low power single phase inverter for grid connected solar panel", Norwegian University of Science and Technology Department of Electric Power Engineering, Jan. 2010.

บรรณานุกรม

[1] Jirawut Benjanarasut and Bunlung Neammanee, "Decoupling control technique for two kW single phase grid connected converter for wind turbines," The 3rd International conference on sustainable energy and environment 2009, May, 2009.

[2] U. A. Miranda, M. Aredes and L.G.B.Rolim., "A DQ synchronous reference frame control for single-phase converters," PESC2005, pp. 1377–1381, 1991

[3] D. Dong., "Modeling and control design of a bidirectional PWM converter for single-phase energy systems," M.sc. Thesis, Virginia Polytechnic Institute and State University, 2009

[4] D. Dong, T. Thacker, R. Burgos, D. Boroyevich and F. Wang., "On zero steady-state error of single-phase PWM inverters voltage control and phase-locked loop system," ECCE2009, pp. 892 – 899, 2009

[5] Kaura, V. and Blasko, V.; "Operation of a phase locked loop system under distorted utility conditions" IEEE on Industry Application, vol. 33, Issue 1, pp. 58-63

[6] D. Zmood and D. G. Holmes, "Stationary frame current regulation of PWM inverters with zero steady-state error," IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 18, no. 3, pp. 814–822, 2003.

[7] R. Teodorescu, F. Blaabjerg, M. Liserre and A. Poh Chiang Loh, "Proportional-Resonant Controllers and Filters for Grid-Connected Voltage-Source Converters" IEE Proceedings on Electric Power Applications, Vol. 153, Issue 5, Sep., 2006

[8] Dong D., Thacker T., Burgos R., Boroyevich D., Wang F., Giewont B., "Control design and experimental verification of a multi-function single-phase bidirectional PWM converter for renewable energy systems," EPE '09. , 8-10 Sept. 2009, pp.1-10,

[9] Raphael Marguet, "Development of a digitally controlled low power single phase inverter for grid connected solar panel", Norwegian University of Science and Technology Department of Electric Power Engineering, Jan. 2010.

ภาคผนวก ก

โปรแกรม

```
//---------------------------------------------------------------------------------------------------//
// Program              : LCD display
// Description          : Example for LCD display mode 4 bit
// Frequency            : 7.3738 MHz at PLL 4x
// Filename             : lcd.c
// C compiler           : C30 Compiler by Microchip Technology
//---------------------------------------------------------------------------------------------------------//
#include<p30f4011.h>   // Header file for dsPIC30F2010
#include"math.h"

//----------------------- Function display character by configuration delay time ----------------------//
//---------------------------------------------------------------------------------------------------------------//

_FOSC(CSW_FSCM_OFF & XT_PLL16);
_FWDT(WDT_OFF);
_FBORPOR(PWRT_OFF & MCLR_EN);
_FGS(CODE_PROT_OFF);

#define PLL             16                        //POOM
#define FOSC   6000000
#define FCY     FOSC*PLL/4
#define twopi  6.283185307
#define preiod  600

//=========================== PLL =====================
#define Vref 5.0
```

```
#define flimit_higher 0.0000454//ค่าสูงสุดของค่าErrค่ามากสุดเท่ากับ Vmag //ค่าที่เหมาะสมก่อน
เพิ่มการคำนวณ Vdc0.00006692
#define flimit_lower -0.0000454//ค่าต่ำสุดของค่าErrค่ามากสุดเท่ากับ Vmag
int Kp_PLL=143;
int Ki_PLL=3;   // Vref 5-1023 ใช้กำหนดค่า แรงดันอ้างอิงของบอร์ดคือ 5.02V ; Vofset
กำหนดค่า ครึ่งหนึ่งของสัญญาณ (Peak to peak)ของสัญญาณไซ
int Err_PLL;                              //ค่า Err_PLL ไม่เกิน 4 ถึง -4 ค่าErr 1องศาเท่ากัน
0.069809626ถึง-0.069809626 360องศา=6.282866 -359.98องศา
float cos_theta,sin_theta;
float Vsin,Vcos;
float Pro_Vac_PLL,Int_Vac_PLL;
float w;
float theta=0;
int Vcon,Vcon1;
int Result=0;
int Vdc;
int Isin,Icos;
int Id;
int Valpha,Vbetha;
float dSum,dExcess,dOut;
extern  unsigned int ADResultAN0,ADResultAN1,ADResultAN2,ADResultAN3,ADResultAN4;
float dErr,U2;
float Vsd;
void Park_TRANSFORM(void);
void Phase_lock_loop(void);
void PI(void);
void InversePark (void);
void Setup(void);
void __attribute__((__interrupt__)) PWMInterrupt(void);
```

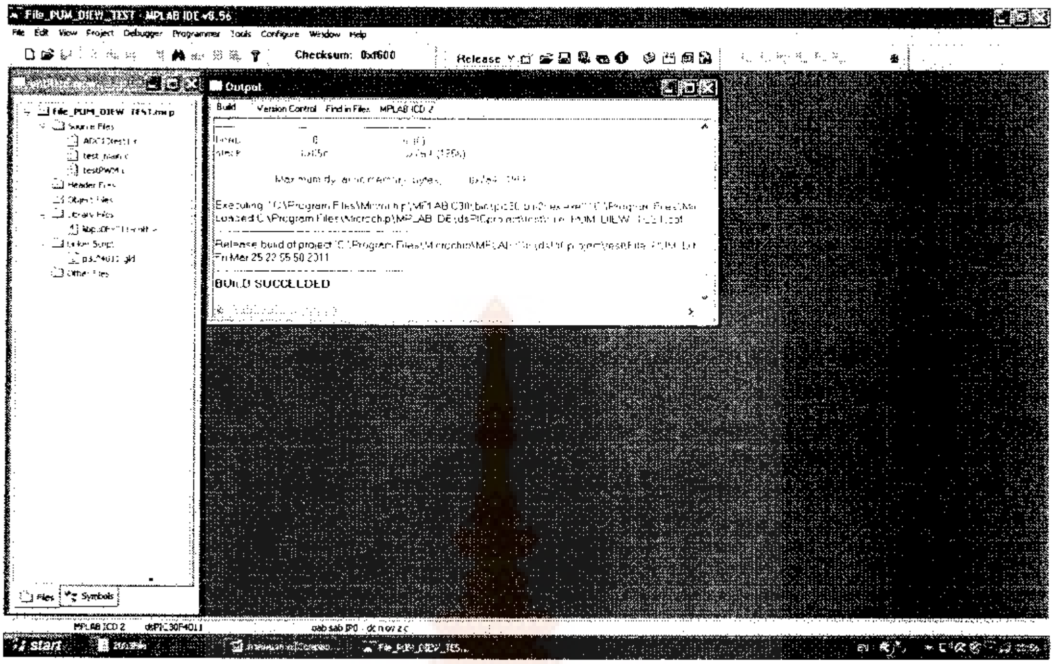
```
//------------------------------------ Main Program ---------------------------------------------------------//
int main(void)
{
	ADC_Init();
	Setup();		// Initialize PWM
	while(1);

}

void Phase_lock_loop(void)
{
	Vcos  = ((ADResultAN0/1023.)*Vref)-2.05;
	Vsin  = ((ADResultAN1/1023.)*Vref)-2.05;
	Isin  = ADResultAN2-426;
	Icos  = ADResultAN3-426;
	Err_PLL = 0.-((-Vcos*sin_theta)+(Vsin*cos_theta));

Int_Vac_PLL = Int_Vac_PLL + (Ki_PLL*Err_PLL*preiod);
Pro_Vac_PLL = Kp_PLL*Err_PLL;
	w = Int_Vac_PLL - Pro_Vac_PLL ;
	w = ((w<=twopi*flimit_higher) ? w:(twopi*flimit_higher));//กำหนดความถี่
	w = ((w>=twopi*flimit_lower) ? w: (twopi*flimit_lower));//กำหนดความถี่
	theta = theta + (w*preiod);
		if (theta<=0.)
		{theta += twopi;}
		if(theta >= twopi)
		{theta -= twopi;}
		cos_theta = cosf(theta);
		sin_theta = sinf(theta);
		Id = fabs((Icos*cos_theta)+(Isin*sin_theta));
```

```
}

void PI(void)
{
                    Vdc =(10-ADResultAN4);
                    if(        Vdc >= 10)
                               {Vdc = 10;}
                    if(        Vdc <= -10)
                               {Vdc = -10;}
                               U2=Vdc*30 ;
                    dErr = fabs(dSum)+((U2+Id)/3);  //

                    if (dErr >= 20){
                    dOut = 20;
                    }
                    else if (dErr <= -20){
                    dOut = -20;
                    }
                    else{
                    dOut = dErr;
                    }
                    dExcess = dErr - dOut;
                    dSum = (dSum + ((-U2-Id)/100)-(dExcess/100))/1.01;
}

void InversePark (void)
{
       Valpha  =(305+dSum)*sin_theta;
         Vbetha  =  -Valpha;
         Vcon    =  Valpha*64;       // แปลงค่าจาก 10bit เป็น 16bit
```

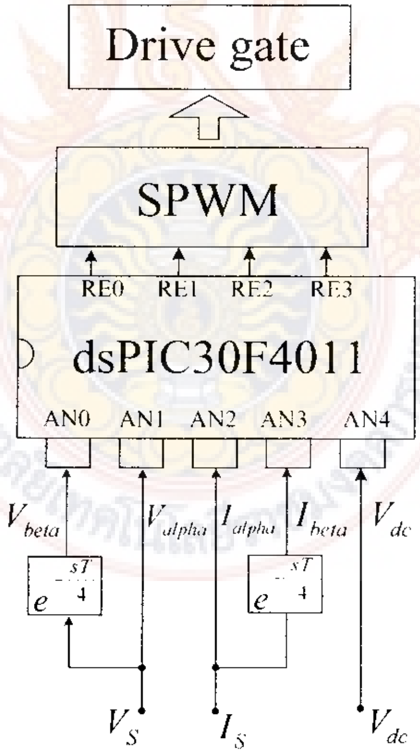
```
Vcon1  = Vbetha*64;
  asm__("mov.w        #655,w4");
  asm__("mov.w         Vcon,w5");
  asm__("mpy   w4*w5,A");                      //Q15*Q0
  asm__("mov.w        ACCAH,w1");              //Q0
  asm _("add.ww4,w1,w0");
  asm__("mov  w0,PDC1");
__asm_ ("mov.w        #655,w4");               //20KHz  T1/2  736
__asm__("mov.w        _Vcon1,w5");
  asm _("mpy   w4*w5,A");            //Q15*Q0
  asm__("mov.w        ACCAH,w1");  //Q0
  asm  _("add.ww4,w1,w0");
__asm__("mov  w0,PDC2");
}
void __attribute  ((__interrupt__)) _PWMInterrupt(void)
{
        Phase_lock_loop();
        PI();
        InversePark();
        IEC0bits.ADIE = 1;
}

//------------------ -- ADC10test1.c=====================================
//=====================================================================
#include "p30fxxxx.h"
#include"math.h"
#include<adc10.h>
//=====================================================================
//=====================================================================
#define FOSC 6000000
```

```
#define PLL 16
#define Fcy FOSC*PLL/4
 unsigned int ADResultAN0 = 0;
 unsigned int ADResultAN1 = 0;
 unsigned int ADResultAN2 = 0;
 unsigned int ADResultAN3 = 0;
 unsigned int ADResultAN4 = 0;

void __attribute__((__interrupt__)) ADCInterrupt(void);
void ADC_Init(void)
{
      ADCON1bits.FORM = 0;
      ADCON1bits.SSRC = 7;
      ADCON1bits.ASAM = 1;
      ADCON1bits.SIMSAM = 0;
      ADCON2=0x0414;
      ADCON3=0x1F87;
      ADCHS = 0x0025;
 ADCSSL = 0x00FF;
 ADPCFG = 0xFF00;
 IFS0bits.ADIF = 0;
ADCON1bits.ADON = 1;
}
void __attribute__((__interrupt__)) _ADCInterrupt(void)
{
          ADResultAN0 = ADCBUF0;
          ADResultAN1 = ADCBUF1;
          ADResultAN2 = ADCBUF2;
          ADResultAN3 = ADCBUF3;
          ADResultAN4 = ADCBUF4;
```

```
  IFS0bits.ADIF = 0;
}
#include "p30Fxxxx.h"
#include "math.h"
#define PLL              16        //XC  PLL
#define  FOSC   6000000
#define  FCY     FOSC*PLL/4
#define FPWM 20000             // 20 kHz

//======================= test PWM.c===============================
void Setup(void)
{
        PTPER  =  (FCY/FPWM)/1.8;
        OVDCON = 0x0000;       // Disable all PWM outputs.
        DTCON1 = 0x000E;
        PWMCON1 = 0x0077;   // Enable PWM output pins and enable complementary mode
        PTMR  = 0x0000;
        PDC1   = PTPER;
        PDC2   = PTPER;
        IFS2bits.PWMIF = 0;
        IEC2bits.PWMIE = 1;              // Enable PWM Interrupts
        OVDCON = 0x3F00;
        PTCONbits.PTMOD = 2;
        PTCONbits.PTCKPS = 0;
        PTCONbits.PTEN = 1;              // Start PWM
}
```



โปรแกรม MPLAB IDE V8.56



สัญญาณอินพุตของไมโครคอนโทรเลอร์

ภาคผนวก ข

ประวัตินักวิจัย

1 **ชื่อ และ นามสกุล** นายเอกพล อนุสุเรนทร์
Mr. Ekapol Anusuren

2 **หมายเลขบัตรประชาชน** 31101 01039 00 3

3 **ตำแหน่งปัจจุบัน**

อาจารย์ประจำระดับ

สาขาที่ทำการวิจัย สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า

4 **สถานที่ติดต่อ**

ที่ทำงานปัจจุบัน สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลกรุงเทพ เลขที่ 2 ถนนนางลิ้นจี่
แขวงทุ่งมหาเมฆ เขตสาทร กรุงเทพฯ รหัสไปรษณีย์ 10120
โทรศัพท์ 02286 9629

ที่อยู่ปัจจุบัน มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลกรุงเทพ เลขที่ 2 ถนนนางลิ้นจี่
แขวงทุ่งมหาเมฆ เขตสาทร กรุงเทพฯ รหัสไปรษณีย์ 10120
โทรศัพท์ 0 2286 9629 E-mail: ekkapola@yahoo.com

5. ประวัติการศึกษา

ระดับการศึกษา	อักษรย่อปริญญา	วิชาเอก	สถานศึกษา	ปีที่สำเร็จ	ประเทศ
ปริญญาโท	วศ.ม.	วิศวกรรมไฟฟ้า	จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย	2542	ไทย
ปริญญาตรี	วศ.บ.	วิศวกรรมไฟฟ้า	มหาวิทยาลัยหอการค้าไทย	2538	ไทย

6 **สาขาวิชาการที่มีความชำนาญพิเศษ** ไมโครคอนโทรลเลอร์ การวัดและเครื่องมือวัดไฟฟ้า

7.ประสบการณ์ที่เกี่ยวข้องกับการบริหารงานวิจัยทั้งภายในและภายนอกประเทศ โดยระบุสถานภาพในการทำวิจัยว่าเป็นผู้อำนวยการแผนงานวิจัย หัวหน้าโครงการวิจัย หรือผู้ร่วมวิจัยในแต่ละข้อเสนอการวิจัย

7.1 ผู้อำนวยการแผนงานวิจัย: ชื่อแผนงานวิจัย

-

7.2 หัวหน้าโครงการวิจัย: ชื่อโครงการวิจัย

.

เครื่องควบคุมการจุดระเบิดสำหรับเครื่องยนต์ดัดแปลง (งบประมาณเงินรายได้ ปี 2555)

7.3 งานวิจัยที่ทำเสร็จแล้ว: ชื่อผลงานวิจัย ปีที่พิมพ์ การเผยแพร่ และแหล่งทุน

"อินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสแบบเชื่อมต่อกับระบบจำหน่ายไฟฟ้าด้วยdsPIC30F4011" EENET2012, **เอกพล อนุสุเรนทร์**, ชาญฤทธิ์ ธาราสันติสุข

"เครื่องวัดกำลังไฟฟ้าระยะไกลผ่านทางการสื่อสารแบบไร้สาย" EENET2012, **เอกพล อนุสุเรนทร์**

1 **ชื่อและ นามสกุล** อาจารย์ชาญฤทธิ์ ธาราสันติสุข

Mr. Chanrit Tarasantisuk

2 **หมายเลขบัตรประชาชน** 3-2010-00133-45-4

3 **ตำแหน่งปัจจุบัน**

อาจารย์พนักงานมหาวิทยาลัย

สาขาที่ทำการวิจัย สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า

4 **สถานที่ติดต่อ**

ที่ทำงานปัจจุบัน สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลกรุงเทพ เลขที่ 2 ถนนนางลิ้นจี่ แขวงทุ่งมหาเมฆ เขตสาทร กรุงเทพฯ รหัสไปรษณีย์ 10120 โทรศัพท์ 0 2286 9629

ที่อยู่ปัจจุบัน 116/95 ตึก B3 อาคาร LPN รามคำแหง 43/1 แขวง/เขต วังทองหลาง กรุงเทพฯ 10310 E-mail chanrit.t@rmutk.ac.th

5. ประวัติการศึกษา

ระดับการศึกษา	อักษรย่อปริญญา	วิชาเอก	สถานศึกษา	ปีที่สำเร็จ	ประเทศ
ปริญญาโท	วศ.ม.	วิศวกรรมไฟฟ้า	สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง	2546	ไทย
ปริญญาตรี	คอ.บ.	วิศวกรรมไฟฟ้า	สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ	2543	ไทย

6 **สาขาวิชาการที่มีความชำนาญพิเศษ** ระบบควบคุมอิเล็กทรอนิกส์กำลัง พลังงานทดแทน

7.ประสบการณ์ที่เกี่ยวข้องกับการบริหารงานวิจัยทั้งภายในและภายนอกประเทศ โดยระบุสถานภาพในการทำวิจัยว่าเป็นผู้อำนวยการแผนงานวิจัย หัวหน้าโครงการวิจัย หรือผู้ร่วมวิจัยในแต่ละข้อเสนอการวิจัย

7.1 ผู้อำนวยการแผนงานวิจัย: ชื่อแผนงานวิจัย

-

7.2 หัวหน้าโครงการวิจัย: ชื่อโครงการวิจัย

- เครื่องจำลองกังหันลมด้วยมอเตอร์เหนี่ยวนำที่มีการควบคุมแบบ Real-time (ปีงบประมาณ 2553) ร่วมวิจัยและจบโครงการเรียบร้อย

- ชุดฝึกวิศวศึกษาด้านอิเล็กทรอนิกส์กำลังด้วย DSP (TMS320F2812) ที่มีการควบคุมแบบ Real-time (ปีงบประมาณ 2553) หัวหน้าโครงการและจบโครงการเรียบร้อย

-การพัฒนาแหล่งจ่ายพลังงานไฟฟ้าแบบไฮบริดจ์สำหรับป้ายแสดงผลอิเล็กทรอนิกส์ (ปีงบประมาณ 2554) หัวหน้าโครงการและจบโครงการเรียบร้อย

-เครื่องทำลายเข็มฉีดยาด้วยการอาร์กไฟฟ้าแบบพกพา" (ปีงบประมาณ 2554) หัวหน้าโครงการและจบโครงการเรียบร้อย

-เครื่องประจุแบตเตอรี่แบบค่าตัวประกอบกำลังสูงสำหรับแบตเตอรี่แบบลิเทียมไอออนและแบบกรดตะกั่ว (ปีงบประมาณ 2554) ร่วมวิจัยและจบโครงการเรียบร้อย

-ระบบผลิตไฟฟ้าด้วยกังหันลมที่มีกำลังไฟฟ้าสม่ำเสมอด้วยอัลตราคาปาซิเตอร์ (งบประมาณ สกอ. ปีงบประมาณ 2554) หัวหน้าโครงการและอยู่ระหว่างวิจัย

7.3 งานวิจัยที่ทำเสร็จแล้ว: ชื่อผลงานวิจัย ปีที่พิมพ์ การเผยแพร่ และแหล่งทุน

-"Identification and control of brushless DC motor using on-line trained artificial neural networks", Tipsuwanporn, V.; Piyarat, W.; **Tarasantisuk, C.**, PCC2002, Japan.

-"Enhanced control design of single phase AC-DC converter using power balance calculator" Tipsuwanporn, V.;**Tarasantisuk C.**,Piyarat W., Power and Energy System conference, IASTED

-"A Matlab/Simulink tool for power converters teaching - a power factor correction approach", Tipsuwanporn, V.; **Tarasantisuk, C.**; Phanphairoje, S., PEDS2003, Singapore

-"A Matlab/Simulink Tool for Enhancing Efficient Education of Power Electronics Corresponding to the ETH Power Converter Laboratory", **C. Tarasantisuk**, S. Tunyasrirut and V.Tipsuwanporn, IECON2004, Korea.

-"Representations of Robustly Stabilizing Controller Structure for Distributed Control Architectures with Plant Uncertainties" K. Witheephanich, W. Piyarat and **C. Tarasantisuk,** IECON2004, Korea

-"Controller Design for a Networked Control System with Plant Uncertainties"; K. Witheephanich, W. Piyarat and **C. Tarasantisuk**, EECON27, *(Best Paper),* Khonkhan University

-"The Experimental Setup of DC Motor Speed and Position Control with LabVIEW Programming" **C. Tarasantisuk**, EECON29, มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี

- "Position Control of DC Motor using Sliding Mode Control" เวคิน ปิยรัตน์ ฉลอง โสดาบัน และ**ชาญฤทธิ์ ธาราสันติสุข,** EECON31, มหาวิทยาลัยศรีนครินทรวิโรฒ

-"Z-source Inverter for Renewable Energy Applications" พินิจ เทพสาธร เวคิน ปิยรัตน์ และ **ชาญฤทธิ์ ธาราสันติสุข**, EECON31, มหาวิทยาลัยศรีนครินทรวิโรฒ

-"เครื่องประจุแบตเตอรี่ค่าตัวประกอบกำลังสูงแบบสองภาค", พินิจ เทพสาธร **ชาญฤทธิ์ ธาราสันติสุข** สุวิทย์ เส้าเป่า และเอกพันธ์ หาญสัมฤทธิ์ , EECON33, เชียงใหม่

-"การประยุกต์ใช้งานซุปเปอร์คาปาซิเตอร์เป็นอุปกรณ์กักเก็บพลังงานร่วมกับเซลล์แสงอาทิตย์", **ชาญฤทธิ์ ธาราสันติสุข**, สุเทพ ชูผึ้ง และทวีวัช ชัยพิพัฒน์, EECON33, เชียงใหม่

-"เครื่องจำลองกังหันลมด้วยมอเตอร์เหนี่ยวนำสำหรับการทดสอบระบบผลิตไฟฟ้าจากกังหันลม" **ชาญฤทธิ์ ธาราสันติสุข**, การประชุมเครือข่ายพลังงานแห่งประเทศไทย ครั้งที่ 6, มหาวิทยาลัยศรีนครินทรวิโรฒ, 5-7 พ.ค. 2553

- "Real-Time Wind Turbine Emulator for Testing Wind Energy Conversion Systems" , Kumsup S., **Tarasantisuk C.**, EnergyCON 2010, pp.7-9

- "บูสต์ดีซีทูดีซีคอนเวอร์เตอร์แบบสามระดับที่มีการควบคุมแรงดันคงที่ด้วยตัวชดเชยแบบเฟสนำหน้า-เฟสล้าหลัง" EECON34, สรรธพล คุ้มทรัพย์ และ**ชาญฤทธิ์ ธาราสันติสุข**, มหาวิทยาลัยสยาม

-"อินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสแบบเชื่อมต่อกับระบบจำหน่ายไฟฟ้าด้วย dsPIC30F4011" EENET2012, เอกพล อนุสุเรนทร์, **ชาญฤทธิ์ ธาราสันติสุข**

"บูสต์ดีซีทูดีซีคอนเวอร์เตอร์แบบขนาน 4 โมดูลด้วยเทคนิคอินเตอร์ลีฟ" EENET2012, ปิยะพร ธงชัยขาวสะอาด, ผาสุข เรืองรมย์ และ**ชาญฤทธิ์ ธาราสันติสุข**

-"การแปลงผันไฟฟ้ากระแสสลับเป็นไฟฟ้ากระแสตรงแบบสามเฟสที่ควบคุมกระแสด้วยวิธีฮิสเตอร์รีซิสสำหรับประยุกต์ใช้งานกับกังหันลม", E-NETT8, **ชาญฤทธิ์ ธาราสันติสุข** และทองอินทร์ สุยะทา

- "การควบคุมกระแสแบบสัดส่วนบวกรีโซแนนซ์สำหรับอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสแบบต่อเข้าระบบจำหน่ายไฟฟ้ากำลังด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์ TMS320F2808" EECON35, เอกพล อนุสุเรนทร์ และชาญฤทธิ์ ธาราสันติสุข, มหาวิทยาลัยกรุงเทพ

7.4 วิทยากรอบรมเรื่อง

-Control systems Laboratory with Real time control

-Power Electronics and Drives Laboratory with Matlab/Simulink

7.5 ผ่านการอบรมหลักสูตร

Department of Energy Technology, Aalborg University, เมืองอัลบอร์ก ประเทศเดนมาร์ก ในหลักสูตรดังต่อไปนี้

1. Power Electronics for Renewable Energy Systems – in theory and practice ระหว่างวันที่ 3-5 พฤษภาคม พ.ศ. 2554

2.Micro grids in -theory and practice ระหว่างวันที่ 17-19 พฤษภาคม พ.ศ. 2554

3.Photovoltaic Power Systems - in theory and practice ระหว่างวันที่ 23-26 พฤษภาคม พ.ศ.2554

ภาคผนวก ค

รายงานสรุปการเงิน

เลขที่โครงการ 2555A16662001

โครงการส่งเสริมการวิจัยในอุดมศึกษาและพัฒนามหาวิทยาลัยแห่งชาติ

สำนักงานคณะกรรมการการอุดมศึกษา

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลกรุงเทพ

ชื่อโครงการ: อินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสแบบต่อเข้าระบบสำหรับแหล่งจ่ายไฟฟ้าพลังงานทดแทน

ชื่อหัวหน้าโครงการวิจัยผู้รับทุน อ. เอกพล อนุสุเรนทร์ และ อ. ชาญฤทธิ์ ธาราสันติสุข

รายงานในช่วงตั้งแต่วันที่ ๑ มิถุนายน ปี ๒๕๕๕ ถึง ๓๑ เดือน ตุลาคม ปี ๒๕๕๕

ระยะเวลาดำเนินการ ๑ ปี ๑ เดือนตั้งแต่วันที่ ๑ ตุลาคม ปี ๒๕๕๔ ถึง ๓๑ ตุลาคม ปี ๒๕๕๕

รายจ่าย

หมวด (ตามสัญญา)	รายจ่ายสะสมจากรายงานครั้งก่อน	ค่าใช้จ่ายงวดปัจจุบัน	รวมรายจ่ายสะสมถึงปัจจุบัน	งบประมาณที่ตั้งไว้	คงเหลือ/เกิน
1. ค่าตอบแทน	45,780.00	29,2000.00	74,980.00	74,980.00	0
2. ค่าจ้าง	-	-	-	-	0
3. ค่าวัสดุ	65,208.48	130,625.60	195,834.08	154,169.00	-41,665.08
4. ค่าใช้สอย	25,000.00	-	25,000.00	52,000.00	+27,000.00
5. สาธารณูปโภค	10,851.00	-	10,851.00	10,851.00	0
รวม	146,839.48	159,825.60	306,665.08	292,000.00	-14,665.08

จำนวนเงินที่ได้รับและจำนวนเงินคงเหลือ

งวดที่ 1 175,200.00 บาท เมื่อ 14 มิถุนายน 2555

งวดที่ 2 116,800.00 บาท เมื่อ ยังไม่ได้รับ

รวม 292,000.00 บาท

ลงนามหัวหน้าโครงการวิจัยผู้รับทุน

ลงนามเจ้าหน้าที่การเงินโครงการ