



เครื่องประจุแบตเตอรี่ตัวประกอบกำลังไฟฟ้าสูง
สำหรับรถไฟฟ้าที่สร้างจากชุดอินเวอร์เตอร์

นายสมนึก เครือสอน

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตร
ปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
คณะวิศวกรรมศาสตร์
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี

พ.ศ. 2546

เครื่องประจุแบตเตอรี่ตัวประกอบกำลังไฟฟ้าสูง
สำหรับรถไฟฟ้าที่สร้างจากชุดอินเวอร์เตอร์

นายสมนึก เครือสอน วศ.บ. (วิศวกรรมไฟฟ้า)

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตร
ปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
คณะวิศวกรรมศาสตร์
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี
พ.ศ. 2546

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์

.....

(ดร.วีระพล โมนยะกุล)

ประธานกรรมการวิทยานิพนธ์

.....

(ผศ.อุดมศักดิ์ ชัยยืน)

ประธานร่วม

.....

(ดร.สุกิจ นิตินัย)

กรรมการ

.....

(ดร.เชิดชัย ประธานวรัตน์)

กรรมการ

ISBN 974-183-348-2

ลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี

สำนักงานพิมพ์

สำนักงานพิมพ์เทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี

หัวข้อวิทยานิพนธ์	เครื่องประจุแบตเตอรี่ตัวประกอบกำลังไฟฟ้าสูง สำหรับรถไฟฟ้าที่สร้างจากชุดอินเวอร์เตอร์
หน่วยกิต	12
ผู้เขียน	นายสมนึก เครือสอน
อาจารย์ที่ปรึกษา	ดร.วีระพล โมนยะกุล ผศ.อุดมศักดิ์ ยั่งยืน
หลักสูตร	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
ภาควิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
คณะ	วิศวกรรมศาสตร์
พ.ศ.	2546

บทคัดย่อ

งานวิจัยนี้ได้นำเสนอการออกแบบและสร้างเครื่องประจุแบตเตอรี่ของรถไฟฟ้าที่ใช้มอเตอร์เหนี่ยวนำแบบ 3 เฟส เครื่องประจุแบตเตอรี่นี้ถูกสร้างขึ้นจากขดลวดมอเตอร์และอินเวอร์เตอร์ของรถไฟฟ้าต่อวงจรแปลงผันแบบทบ-ทอน เพื่อให้สามารถส่งพลังงานได้ตลอดทุกคลื่นของแรงดันไฟฟ้าแบบไซน์ จากผลการจำลองการทำงานด้วย MATLAB-SIMULINK และชุดทดลองที่สร้างขึ้นเป็นต้นแบบโดยใช้มอเตอร์ขนาด 2 แรงม้า ที่ควบคุมด้วยตัวประมวลผลสัญญาณแบบดิจิทัลเบอร์ ADMC331 ให้ผลของตัวประกอบกำลังไฟฟ้าเป็น 0.99 ซึ่งเป็นค่าที่สอดคล้องกับผลของการจำลองการทำงาน

คำสำคัญ : เครื่องประจุแบตเตอรี่ / วงจรแปลงผันแรงดัน ทบ-ทอน / ตัวประกอบกำลังไฟฟ้า

Thesis Title	High Power Factor Battery Charger for EV Based on Motor and Inverter
Thesis Credits	12
Candidate	Mr. Somnuk Khruesorn
Thesis Advisors	Dr. Veerapol Monyakul Asst. Prof. Udomsak Yangyuen
Program	Master of Engineering
Field of Study	Electrical Engineering
Department	Electrical Engineering
Faculty	Engineering
B.E.	2546

Abstract

This thesis presents the design and development of a battery charger for an electric vehicle (EV). Battery charger is composed of three-phase motor windings, the inverter semiconductor elements of the EV. The circuit is operated in a buck-boost converter mode. The proposed system is capable of transferring energy from mains to the battery during the whole period of sine wave. The MATLAB-SIMULINK simulation and experimental result carried out using an ADMC331 DSP chip reveal that a power factor as high as 0.99 can be obtained.

Keywords : Battery Charger / Buck-Boost Converter / Power Factor Correction

กิตติกรรมประกาศ

การทำวิจัยนี้สำเร็จด้วยดีผู้วิจัยขอขอบพระคุณ ดร.วิระพล โมมยะกุล จากสำนักงานพัฒนาวิทยาศาสตร์และเทคโนโลยีแห่งชาติ (สวทช.) และ ผศ.อุดมศักดิ์ ยิ่งยืน หัวหน้าภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ซึ่งเป็นอาจารย์ผู้ควบคุมการทำวิทยานิพนธ์ที่กรุณาให้แนวคิดคำปรึกษาแนะนำและช่วยแก้ไขข้อบกพร่องและปัญหาต่าง ๆ ตลอดจนจัดหาอุปกรณ์และเครื่องมือที่เป็นประโยชน์ต่อการทำวิจัยครั้งนี้ และขอขอบพระคุณ ดร.เชิดชัย ประภาณวรัตน์ ซึ่งเป็นอาจารย์ประจำภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี และ ดร.สุกิจ นิตินัย ซึ่งเป็นอาจารย์ภาควิชาวิศวกรรมเครื่องกล คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีราชมงคล ที่ได้กรุณาเป็นกรรมการสอบวิทยานิพนธ์นี้

ผู้วิจัยขอขอบคุณอาจารย์ทุกท่านที่ให้ความรู้ต่าง ๆ ขอขอบคุณสถาบันเทคโนโลยีราชมงคลสำหรับทุนการศึกษา แผนกวิชาไฟฟ้า สถาบันเทคโนโลยีราชมงคล วิทยาเขตตาก สำหรับกำลังใจและความอุปการะต่าง ๆ ขอขอบคุณผู้ควบคุมห้องปฏิบัติการทุกท่านของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี ที่อำนวยความสะดวกในการใช้เครื่องมือ ขอขอบคุณพี่ ๆ เพื่อน ๆ และน้อง ๆ ในห้อง POWERLAB ทุกคนที่มีส่วนช่วยในการทำวิจัยและให้ข้อแนะนำต่าง ๆ และขอขอบคุณบิดามารดาและน้อง ที่คอยให้ความช่วยเหลือและกำลังใจอันเปี่ยมล้น และอีกหลาย ๆ ท่านที่ไม่สามารถจะกล่าวไว้ในนี้ได้หมด คุณประโยชน์อันใดที่เกิดจากงานวิจัยนี้เป็นผลมาจากความกรุณาของทุกท่านที่กล่าวมาข้างต้น ผู้วิจัยซาบซึ้งเป็นอย่างยิ่ง จึงใคร่ขอขอบพระคุณเป็นอย่างสูงไว้ ณ โอกาสนี้

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย	ข
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	ค
กิตติกรรมประกาศ	ง
สารบัญ	จ
รายการตาราง	ช
รายการรูปประกอบ	ฅ
รายการสัญลักษณ์	ฉ
ประมวลศัพท์และคำย่อ	ด
บทที่	
1. บทนำ	1
1.1 บทนำ	1
1.2 ชนิดของเครื่องประจุแบตเตอรี่	2
1.3 วัตถุประสงค์	7
1.4 ขอบเขต	8
1.5 วิธีดำเนินงาน	8
1.6 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ	8
1.7 แนวความคิด	9
2. ทฤษฎีพื้นฐานของวงจรแปลงผันแรงดัน	10
2.1 วงจรแปลงผันแรงดันแบบพื้นฐาน	10
2.2 การควบคุมแรงดันเอาต์พุตของวงจรแปลงผันแรงดัน	18
2.3 การออกแบบระบบควบคุมด้วยวิธีพิจารณาผลตอบสนองทางเวลา	28
2.4 แบบจำลองสวิตช์ที่ดับเบิลยูเอ็ม	47
3. การออกแบบและวงจรจำลองเครื่องประจุแบตเตอรี่	53
3.1 วงจรเครื่องประจุแบตเตอรี่ที่นำเสนอ	53
3.2 วงจรกำลัง	55

3.3	ระบบควบคุม	58
3.4	การจำลองการทำงานเครื่องประจุแบตเตอรี่	59
4.	ผลการทดสอบ	62
4.1	ผลการจำลองการทำงานเครื่องประจุแบตเตอรี่ด้วยคอมพิวเตอร์	62
4.2	ผลการทดสอบเครื่องประจุแบตเตอรี่เครื่องต้นแบบ	65
4.3	การคำนวณหาสมรรถนะของเครื่องประจุแบตเตอรี่ต้นแบบ	68
4.4	สรุปผลการทดสอบ	73
5.	บทสรุปและข้อเสนอแนะ	74
5.1	บทสรุป	74
5.2	ข้อเสนอแนะ	74
	เอกสารอ้างอิง	76
	ภาคผนวก	78
ก	รายละเอียดตัวตรวจจับสัญญาณและวงจรถูกชนวน	78
ข	ตารางการประจุและคายประจุแบตเตอรี่	84
ค	โปรแกรมควบคุมเครื่องประจุแบตเตอรี่สำหรับรถไฟฟ้าที่สร้างจากอินเวอร์เตอร์	89
	ประวัติผู้วิจัย	96

รายการตาราง

ตาราง	หน้า
4.1 ผลการเปรียบเทียบ THD แรงดันและกระแสอินพุตของผลการทดสอบ เครื่องประจุแบตเตอรี่กับข้อกำหนดของ PRC-PQG-01/1998	73
ข.1 ตารางการประจุแบตเตอรี่เครื่องต้นแบบด้วยกระแสคงที่ ๆ 1.16A	85
ข.2 ตารางการคายประจุแบตเตอรี่ด้วยกระแสคงที่ ๆ 1.16A	87

รายการรูปประกอบ

รูป	หน้า	
1.1	เครื่องประจุแบตเตอรี่แบบควบคุมด้วยขนาดแรงดัน	2
1.2	เครื่องประจุแบตเตอรี่แบบควบคุมมูมทริก	2
1.3	เครื่องประจุแบตเตอรี่แบบสวิตซ์	3
1.4	ส่วนประกอบวงจรและอุปกรณ์ควบคุมความเร็วรถไฟฟ้า	4
1.5	วงจรเครื่องประจุแบตเตอรี่แบบควบคุมมูมทริก	4
1.6	วงจรเครื่องประจุแบตเตอรี่แบบวงจรแปลงผันแรงดันทอน	5
1.7	วงจรเครื่องประจุแบตเตอรี่แบบวงจรแปลงผันแรงดันทบ-ทอน	5
1.8	เครื่องประจุแบตเตอรี่แบบวงจรแปลงผันแรงดันทอน ชนิดค่า L สูง สร้างจากอุปกรณ์รถไฟฟ้า	5
1.9	เครื่องประจุแบตเตอรี่แบบวงจรแปลงผันแรงดัน 1 ทอน และ 2 ทบ	6
1.10	เครื่องประจุแบตเตอรี่แบบวงจรแปลงผันแรงดัน 2 ทอน และ 1 ทบ	6
1.11	วงจรประจุแบตเตอรี่แบบวงจรแปลงผันแรงดันทอนชนิดกระแสสูง	7
1.12	วงจรประจุแบตเตอรี่แบบวงจรแปลงผันแรงดันทอนชนิดกระแสสูง	7
1.13	วงจรประจุแบตเตอรี่แบบวงจรแปลงผันแรงดันทบ-ทอนชนิดกระแสสูง	7
2.1	วงจรแปลงผันแรงดันแบบทอน	10
2.2	รูปคลื่นแรงดันและกระแสของวงจรแปลงผันแรงดันแบบทอน ที่ทำงานในโหมดกระแสต่อเนื่อง	11
2.3	วงจรแปลงผันแรงดันแบบทบ-ทอน	13
2.4	รูปคลื่นของวงจรแปลงผันแรงดันแบบทบ-ทอน ที่ทำงานในโหมดกระแสต่อเนื่อง	14
2.5	วงจรแปลงผันแรงดันแบบทบ	16
2.6	รูปคลื่นแรงดันและกระแสของวงจรแปลงผันแรงดันแบบทบ ที่ทำงานในโหมดกระแสต่อเนื่อง	16
2.7	โครงสร้างของวงจรแปลงผันแรงดันที่ควบคุมโหมดด้วยแรงดัน	18
2.8	โครงสร้างของวงจรแปลงผันแรงดันที่ควบคุมด้วยโหมดกระแส	18
2.9	การควบคุมวงจรแปลงผันแรงดันแบบฮีสเทอรีติก	21
2.10	การควบคุมวงจรแปลงผันแรงดันแบบความถี่คงที่	23
2.11	รูปคลื่นกระแส I_L กับความแปรปรวน ΔI_L ที่ $D > 0.5$	24
2.12	รูปคลื่นกระแส I_L กับความแปรปรวน ΔI_L ที่ $D < 0.5$	25

2.13	การควบคุมวงจรมีแรงดันด้วยการชดเชยความชัน	26
2.14	รูปคลื่นที่ขยายจากรูปที่ 2.13 (b)	27
2.15	สัญญาณทดสอบพื้นฐานสำหรับระบบควบคุมที่ต้องพิจารณาด้วยโดเมนของเวลา	30
2.16	ระบบควบคุมป้อนกลับ	32
2.17	ผลตอบสนองแบบสเต็ปของระบบควบคุม	35
2.18	ระบบควบคุมอันดับสอง	35
2.19	ทางเดินรากของสมการคุณลักษณะในระบบอันดับสองเมื่อ ω_n คงที่และ อัตราส่วนที่เปลี่ยนจาก $-\infty$ ถึง $+\infty$	38
2.20	ผลตอบสนองแบบยูนิตสเต็ปที่ตำแหน่งค่ารากต่าง ๆ ของสมการคุณลักษณะ	39
2.21	ผลตอบสนองแบบยูนิตสเต็ปของระบบอันดับสองที่อัตราส่วนค่าต่าง ๆ	40
2.22	กระบวนการควบคุม	40
2.23	โครงสร้างพื้นฐานของตัวควบคุมแบบต่าง ๆ	41
2.24	ระบบควบคุมกับการควบคุมแบบ PD	43
2.25	รูปคลื่นของ $c(t)$, $e(t)$ และ ของการควบคุมแบบ Derivative	44
2.26	ผลตอบสนองแบบยูนิตสเต็ปของการควบคุมแบบ PD	44
2.27	ระบบควบคุมกับการควบคุมแบบ PI	45
2.28	ผลตอบสนองแบบยูนิตสเต็ปของระบบควบคุมที่ใช้การควบคุมแบบ PD, PI และ PID	46
2.29	ส่วนที่ไม่เป็นเชิงเส้น (ในเส้นประ) ของวงจรมีแรงดันแบบพื้นฐาน	48
2.30	สวิตช์พีดับเบิลยูเอ็ม	48
2.31	แรงดันและกระแสที่ขั้วของสวิตช์พีดับเบิลยูเอ็ม	49
2.32	แรงดันที่ขั้ว $v_{sp}(t)$ ของสวิตช์พีดับเบิลยูเอ็ม	50
2.33	โมเดลแบบสวิตช์พีดับเบิลยูเอ็ม เมื่อคิวดีไอเกิดคงที่	51
2.34	แบบจำลองทาง DC และ Small-Signal ของสวิตช์พีดับเบิลยูเอ็ม	52
2.35	โมเดลทาง DC และ Small-Signal อย่างง่ายของสวิตช์พีดับเบิลยูเอ็ม	52
3.1	วงจรมอเตอร์ไฟฟ้าที่ขับเคลื่อนด้วยมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส	53
3.2	วงจรมอเตอร์เครื่องประจุแบตเตอรี่	54
3.3	วงจรเทียบเคียงของวงจรมอเตอร์เครื่องประจุแบตเตอรี่	54
3.4	วงจรมอเตอร์เครื่องประจุแบตเตอรี่	56
3.5	ระบบควบคุมเครื่องประจุแบตเตอรี่ สำหรับ PFC	58
3.6	แบบจำลองวงจรมอเตอร์เครื่องประจุแบตเตอรี่	59
3.7	วงจรมอเตอร์เครื่องประจุแบตเตอรี่	60
3.8	แบบระบบควบคุมเครื่องประจุแบตเตอรี่	60

3.9	วงจรจำลองเบตเตอร์	61
3.10	วงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น	61
4.1	วงจรจำลองเครื่องประจุเบตเตอร์สมบูรณ์	62
4.2	ผลการจำลองการคำนวณ Duty	63
4.3	ผลการจำลองการทำงานเครื่องประจุเบตเตอร์ลักษณะวงรอบเปิด	63
4.4	ผลการจำลองการทำงานเครื่องประจุเบตเตอร์ลักษณะวงรอบปิด	64
4.5	วงจรสมบูรณ์เครื่องประจุเบตเตอร์ต้นแบบ	65
4.6	ผลทดสอบการทำงานเครื่องประจุเบตเตอร์ต้นแบบที่สภาวะวงรอบเปิด	66
4.7	ผลทดสอบการทำงานเครื่องประจุเบตเตอร์ต้นแบบที่สภาวะวงรอบปิด	67
4.8	แรงดันอินพุตขณะประจุเบตเตอร์	68
4.9	สเปกตรัมของแรงดันอินพุตขณะประจุเบตเตอร์	69
4.10	กระแสอินพุตขณะประจุเบตเตอร์	70
4.11	สเปกตรัมของกระแสอินพุตขณะประจุเบตเตอร์	70
4.12	กราฟการประจุและคายประจุเบตเตอร์	73
5.1	วงจรแปลงผันแรงดันแบบ 3 ทบ-ทอน	75
ก.1	วงจรตัวควบคุม DSP ADMC 331	79
ก.2	บอร์ด DSP เบอร์ ADMC 331	79
ก.3	วงจรตรวจจับกระแส	80
ก.4	บอร์ดตรวจจับกระแส	80
ก.5	วงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นในอุดมคติ	81
ก.6	บอร์ดวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นในอุดมคติ	81
ก.7	วงจรตรวจจับแรงดันเอาต์พุต	82
ก.8	บอร์ดตัวตรวจจับแรงดันเอาต์พุต	82
ก.9	วงจรขับ IGBT	83
ก.10	บอร์ดวงจรขับ IGBT	83

รายการสัญลักษณ์

a	=	ขั้วแอคทีฟ (Active)
$B(s)$	=	ผลคูณของเอาต์พุตกับอัตราขยายเอาต์พุตในโดเมนของความถี่
$b(t)$	=	ผลคูณของเอาต์พุตกับอัตราขยายเอาต์พุตในโดเมนของเวลา
C	=	ตัวเก็บประจุ
$C(s)$	=	เอาต์พุตในโดเมนของความถี่
c	=	ขั้วคอมมอน (Common)
$c(t)$	=	ผลตอบสนองทางเวลารวม
c_{max}	=	โอเวอร์ชูทสูงสุด
$c_{ss}(t)$	=	ผลตอบสนองคงตัว
$c_t(t)$	=	ผลตอบสนองชั่วขณะ
D	=	คิวตี้ไซเคิล (Duty Cycle)
$D_1, D_2, D_3, D_4, D_5, D_6$	=	ไดโอด
D'	=	$1-D$
\hat{d}	=	คิวตี้ไซเคิล (Small Signal)
$E(s)$	=	ค่าผิดพลาดในโดเมนของความถี่
$e(t)$	=	ค่าผิดพลาดในโดเมนของเวลา
G	=	เกณฑ์การขยาย
G_c	=	ฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุม
G_p	=	ฟังก์ชันถ่ายโอนของระบบ
G_s	=	ฟังก์ชันถ่ายโอนในโดเมนของความถี่
$H(s)$	=	อัตราขยายเอาต์พุตในโดเมนของความถี่
L	=	ขดลวด
L_1, L_2, L_3	=	ขดลวดสเตเตอร์
L_m	=	ค่าเหนี่ยวนำของขดลวดสเตเตอร์ 3 ชุดขนานกัน
L_s	=	ค่าเหนี่ยวนำของขดลวดสเตเตอร์
I_{ave}	=	กระแสเฉลี่ย
I_c	=	กระแสควบคุม

I_n	=	กระแสฮาร์มอนิกลำดับที่ n
I_{rms}	=	กระแสอาร์เอ็มเอส
i_D	=	กระแสไหลผ่านไดโอด
i_L	=	กระแสไหลผ่านขดลวด
i_a	=	กระแสที่ขั้ว a
\hat{i}_a	=	กระแสที่ขั้ว a (Small Signal)
$\hat{i}_a(t)$	=	กระแสที่ขั้ว a ที่เวลาใด ๆ (Small Signal)
i_c	=	กระแสที่ขั้ว c
\hat{i}_c	=	กระแสที่ขั้ว c (Small Signal)
$\hat{i}_c(t)$	=	กระแสที่ขั้ว c ที่เวลาใด ๆ (Small Signal)
i_i	=	กระแสอินพุต
i_o	=	กระแสเอาต์พุต
i_{sw}	=	กระแสที่ไหลผ่านสวิตช์
K	=	ค่าคงที่
K_d	=	ค่าขยายของตัวควบคุมแบบอินทรีเกรเตอร์
K_i	=	ค่าขยายของตัวควบคุมแบบดิฟเฟอเรนติเอเตอร์
K_p	=	ค่าขยายของตัวควบคุมแบบสัดส่วน
m_1	=	ความชันของกระแสในขดลวดขาขึ้น
m_2	=	ความชันของกระแสในขดลวดขาลง
m_c	=	ความชันที่ชดเชย
R	=	ความต้านทาน
$R(s)$	=	อินพุตที่กำหนดในโดเมนของความถี่
R_B	=	ความต้านทานภายในแบตเตอรี่
R_L	=	ความต้านทานโหลด
R_m	=	ความต้านทานขดลวดสเตเตอร์ 3 ชุดขนานกัน
R_s	=	ความต้านทานขดลวดสเตเตอร์
$r(t)$	=	อินพุตที่กำหนดในโดเมนของเวลา
r_c	=	ความต้านทานโหลด
P	=	พลังงานจริง
PF	=	ตัวประกอบกำลังไฟฟ้า
P_{in}	=	พลังงานอินพุต

P_{out}	=	พลังงานเอาต์พุต
p	=	ขั้วพาสซีฟ (Passive)
S	=	พลังงานปรากฏ
SW	=	สวิตช์อิเล็กทรอนิกส์
T	=	ช่วงเวลาการทำงานในหนึ่งคาบ
$T_1, T_2, T_3, T_4, T_5, T_6$	=	ไอจีบีที หรือ SCR
T_{off}	=	ช่วงเวลาสวิตช์ถูกปลดจนวนให้หยุดทำงาน
T_{on}	=	ช่วงเวลาสวิตช์ถูกจุดจนวนให้ทำงาน
t	=	ที่เวลาใด ๆ
t_d	=	เวลาที่ผลสนองแบบยูนิตสเต็ปมาถึงค่า 50% ของค่าสุดท้าย
t_r	=	เวลาที่ผลตอบสนองแบบยูนิตสเต็ปเพิ่มขึ้นจาก 10 ถึง 90%
t_s	=	เวลาที่ผลตอบสนองแบบยูนิตสเต็ปลดลงและคงอยู่ภายในเปอร์เซ็นต์ของค่าสุดท้ายที่กำหนด
V_B	=	แรงดันแบตเตอรี่
V_{R_m}	=	แรงดันตกคร่อม R_m
V_{ave}	=	แรงดันเฉลี่ย
V_c	=	แรงดันควบคุม
V_n	=	แรงดันฮามอร์นิกส์ลำดับที่ n
V_{rms}	=	แรงดันอาร์เอ็มเอส
V_{saw}	=	แรงดันคลื่นฟันเลื่อย
V_D	=	แรงดันตกคร่อมไดโอด
V_{ap}	=	แรงดันตกคร่อมขั้ว a และ p
\hat{V}_{ap}	=	แรงดันตกคร่อมขั้ว a และ p (Small Signal)
$\hat{V}_{ap}(t)$	=	แรงดันตกคร่อมขั้ว a และ p ที่เวลาใด ๆ (Small Signal)
V_{cp}	=	แรงดันตกคร่อมขั้ว c และ p
\hat{V}_{cp}	=	แรงดันตกคร่อมขั้ว c และ p (Small Signal)
$\hat{V}_{cp}(t)$	=	แรงดันตกคร่อมขั้ว c และ p ที่เวลาใด ๆ (Small Signal)
V_e	=	แรงดันที่ผิดพลาด
V_i	=	แรงดันอินพุต
V_o	=	แรงดันเอาต์พุต

V_{ref}	=	แรงค้ำอ้างอิง
$U_s(t)$	=	ฟังก์ชันสแต็ปหนึ่งหน่วย
α	=	แฟลคเตอร์การหน่วง
β	=	ค่าขยายสัญญาณป้อนกลับ
η	=	ประสิทธิภาพ
ω_n	=	แฟลคเตอร์การหน่วงที่การหน่วงวิกฤต
ζ	=	อัตราการหน่วง

ประมวลศัพท์และคำย่อ

CCM PWM	=	Continuous Current Mode Pulse-Width-Modulation Switch
DSP	=	Digital Signal Processor
PD	=	Proportional – Derivative
PF	=	Power Factor
PFC	=	Power Factor Correction
PI	=	Proportional – Integral
PID	=	Proportional – Integral – Derivative
PWM	=	Pulse Width Modulation
PWM Switch	=	Pulse-Width-Modulation Switch
THD	=	Total Harmonics Distortion
VLTP	=	Lower Trigger Point Voltage
VUTP	=	Upper Trigger Point Voltage

บทที่ 1 บทนำ

1.1 บทนำ

ในสภาวะโลกปัจจุบันการพัฒนาทางด้านอุตสาหกรรมยานพาหนะได้เจริญก้าวหน้าเป็นอย่างมากและเนื่องจากการที่ประชากรเพิ่มขึ้น ความต้องการก็ย่อมเพิ่มมากขึ้น ทำให้มีการพัฒนาทางด้านนี้สูงตามไปด้วย และเมื่อเทคโนโลยีด้านยานยนต์พัฒนามาถึงจุดหนึ่ง เริ่มประสบกับปัญหาหลายประการ เช่น ด้านเชื้อเพลิงที่เป็นน้ำมันอันมีจำกัด และสร้างมลภาวะที่ส่งผลต่อสิ่งแวดล้อม เป็นต้น ดังนั้นแนวความคิดนำรถที่ใช้ต้นพลังงานจากไฟฟ้า มาแทนที่รถที่ใช้ต้นพลังงานจากน้ำมันจึงเกิดขึ้น เมื่อพิจารณาจากรถไฟฟ้ามีข้อเด่นและข้อด้อยเมื่อเปรียบเทียบกับรถยนต์ ดังนี้

1. ข้อเด่นของรถไฟฟ้าในปัจจุบัน

- ใช้พลังงานไฟฟ้า ซึ่งสามารถแปรสภาพจากแหล่งพลังงานหลายแหล่ง เช่น พลังงานความร้อน, แสงอาทิตย์, พลังงานกล และเคมี เป็นต้น
- ลักษณะทางกายภาพของเครื่องกลไฟฟ้าไม่ซับซ้อน
- ชุดควบคุมใช้อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ ซึ่งมีความน่าเชื่อถือและความแม่นยำสูง
- พลังงานไฟฟ้าเป็นพลังงานที่สะอาด

2. ข้อด้อยของรถไฟฟ้าในปัจจุบัน

- ตัวเก็บพลังงานไฟฟ้าในปัจจุบันจะใช้แบตเตอรี่ ซึ่งมีขีดความสามารถของความจุต่ำ
- เวลาของการประจุพลังงานไฟฟ้าต่อครั้งใช้เวลานาน
- จำนวนสถานีประจุพลังงานไฟฟ้าสำหรับรถไฟฟ้ามีน้อย

จากข้อด้อยของรถไฟฟ้าจะเห็นได้ว่าข้อจำกัดของรถไฟฟ้าอยู่ที่ การประจุพลังงานไฟฟ้า คือ ปริมาณการประจุที่ได้น้อย เวลาที่มากต่อการประจุหนึ่งครั้ง รวมถึงจำนวนสถานีประจุพลังงานไฟฟ้าสำหรับรถไฟฟ้ามีน้อยมาก

เพื่อเป็นการลดข้อจำกัดของรถไฟฟ้าข้างต้น ในเรื่องของจำนวนสถานีประจุพลังงานไฟฟ้าของรถไฟฟ้า จำเป็นต้องสร้างสถานีประจุพลังงานไฟฟ้า หรือเครื่องประจุแบตเตอรี่ที่ใช้สำหรับรถไฟฟ้า ซึ่งแบ่งออกได้ตามลักษณะการติดตั้งได้ 2 แบบ คือ สร้างแยกกับตัวรถ [1], [2], [7], [8] และสร้างเป็นชุดเดียวกับตัวรถ [5], [6]

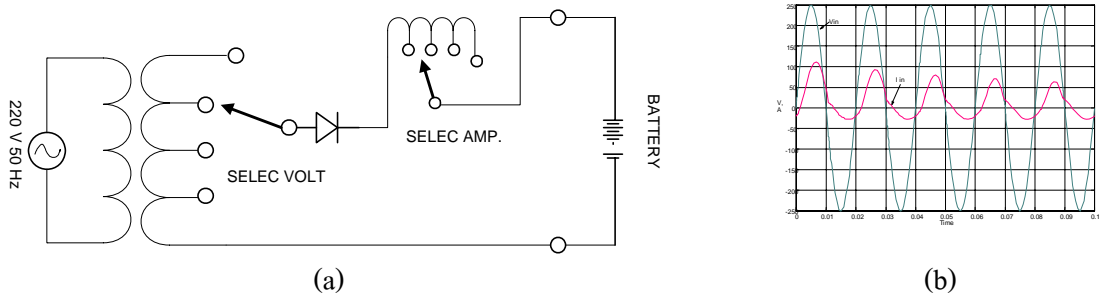
1.2 ชนิดของเครื่องประจุแบตเตอรี่

1.2.1 เครื่องประจุแบตเตอรี่สร้างแยกกับตัวรถไฟฟ้า

สามารถแบ่งย่อยตามวิธีการทำงานของวงจรประจุแบตเตอรี่ได้ดังนี้

1. แบบควบคุมด้วยขนาดแรงดัน (Amplitude Control)

เป็นเครื่องประจุแบตเตอรี่ที่มีส่วนประกอบที่ไม่ซับซ้อน ใช้ขนาดของแรงดันเป็นตัวควบคุมการประจุกระแสไฟฟ้าให้กับแบตเตอรี่ ข้อเด่นของเครื่องประจุกระแสไฟฟ้าแบบนี้ คือ มีส่วนประกอบง่าย ใช้คุณลักษณะของโหลดเป็นตัวควบคุม มีส่วนประกอบไม่ซับซ้อน ดูแลรักษาง่าย ข้อด้อยของเครื่องประจุแบตเตอรี่แบบนี้จะมีตัวประกอบกำลังไฟฟ้าต่ำ เนื่องจากคุณสมบัติของไดโอดกับหม้อแปลงไฟฟ้าเป็นผลทำให้เครื่องแบบนี้มีประสิทธิภาพต่ำไปด้วย ใช้หม้อแปลงไฟฟ้าขนาดใหญ่ มีน้ำหนักมาก

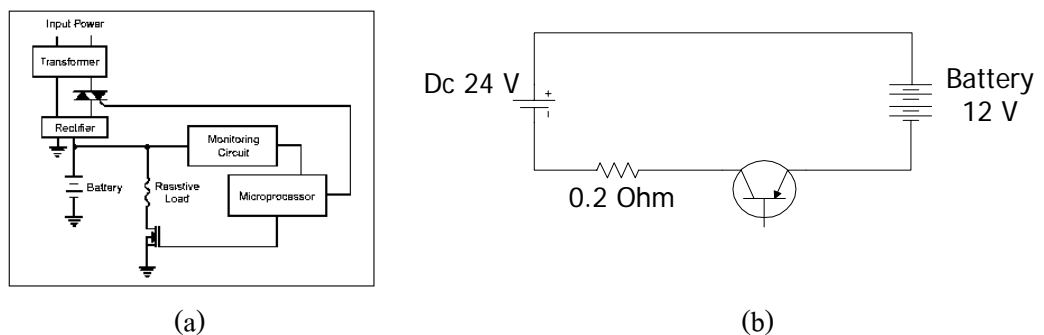


รูปที่ 1.1 เครื่องประจุแบตเตอรี่แบบควบคุมด้วยขนาดแรงดัน

(a) วงจรเครื่องประจุแบตเตอรี่แบบควบคุมด้วยขนาดแรงดัน

(b) รูปคลื่นแรงดันและกระแสอินพุต

2. แบบควบคุมมุมทริก (Phase Control) [1], [7]



รูปที่ 1.2 เครื่องประจุแบตเตอรี่แบบควบคุมมุมทริก

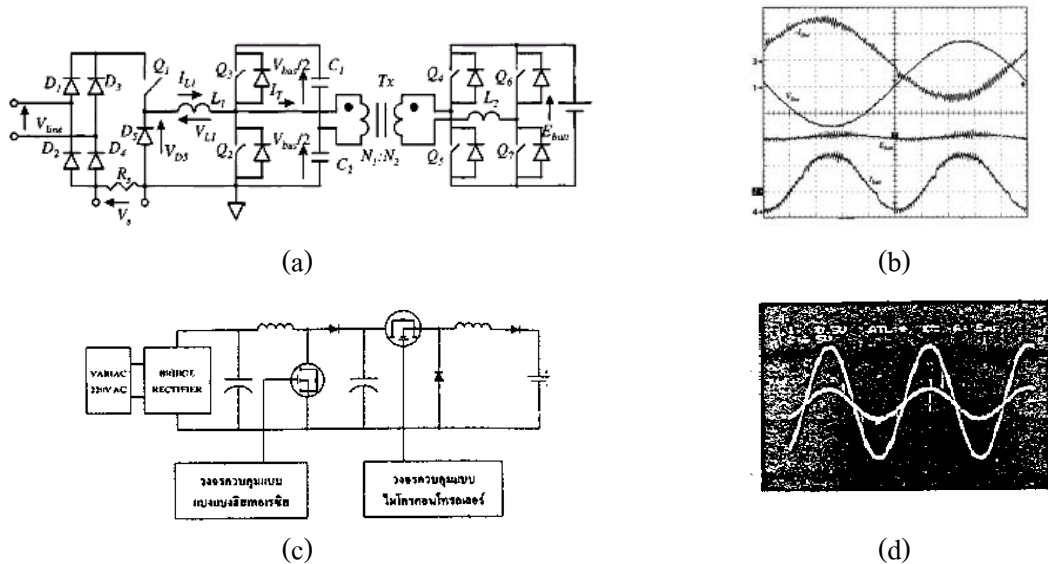
(a) วงจรเครื่องประจุแบตเตอรี่แบบควบคุมมุมทริก [7]

(b) วงจรเครื่องประจุแบตเตอรี่แบบกระแสคงที่ [1]

เป็นเครื่องประจุแบตเตอรี่ที่ได้รับการพัฒนามาจากเครื่องประจุแบตเตอรี่แบบควบคุมด้วยขนาดของแรงดัน โดยใช้สวิตช์อิเล็กทรอนิกส์ (Solid State Relay) มาช่วยในการควบคุมการประจุ ซึ่งจะมีการควบคุมได้ 2 แบบ คือ ประจุแบบกระแสคงที่ กับ ประจุแบบแรงดันคงที่ ข้อเด่น คือ สามารถควบคุมปริมาณกระแสที่ต้องการประจุได้ ควบคุมเวลาในการประจุได้ ข้อด้อย คือ ใช้หม้อแปลงไฟฟ้าขนาดใหญ่ และมีตัวประกอบกำลังไฟฟ้าต่ำ

3. แบบสวิตซิ่ง (Switching) [2], [8]

เครื่องประจุแบตเตอรี่แบบนี้ใช้เทคโนโลยีของสวิตซิ่งมาใช้ในการพัฒนา โดยอาศัยข้อดีของวงจรแปลงผันแรงดัน (Switching Converter) คือ จะใช้หม้อแปลงขนาดเล็ก ทำงานที่ขนาดกำลังต่ำ แต่ใช้ความถี่ในการทำงานที่มากขึ้น ข้อเด่น คือ ใช้หม้อแปลงขนาดเล็ก น้ำหนักเบา ทำงานที่ตัวประกอบกำลังไฟฟ้าสูง ข้อด้อย คือ มีวงจรที่ซับซ้อนมากขึ้น การควบคุมยากขึ้น สร้างฮาร์มอนิกส์ (Harmonics) ป้อนให้กับระบบไฟฟ้าที่ต่ออยู่

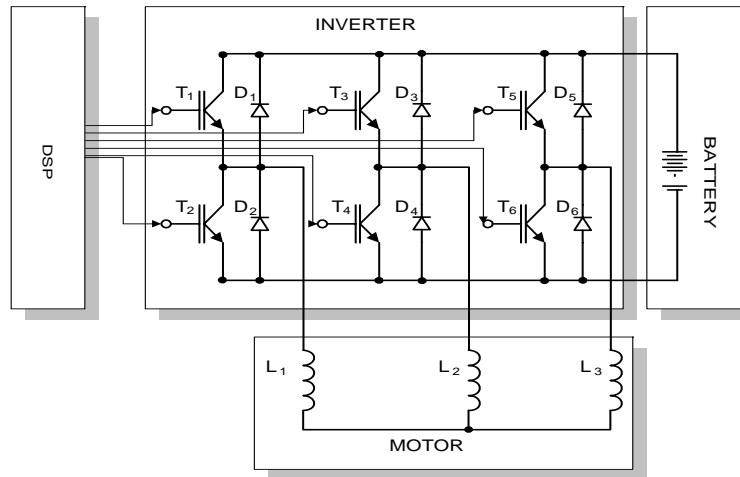


รูปที่ 1.3 เครื่องประจุแบตเตอรี่แบบสวิตซิ่ง

- (a) วงจรเครื่องประจุแบตเตอรี่แบบ Two-switch buck boost AC/DC converter and dual active bridge isolated bi-directional dc/dc converter (2SBBDAB)[8]
- (b) รูปคลื่นแรงดันและกระแสไฟฟ้าของเครื่องประจุแบตเตอรี่แบบ 2SBBDAB[8]
- (c) วงจรเครื่องประจุแบตเตอรี่แบบวงจรแปลงผันแรงดันทบทวน และทอน [2]
- (d) รูปคลื่นแรงดันและกระแสไฟฟ้าของเครื่องประจุแบตเตอรี่แบบวงจร แปลงผันแรงดันทบทวน-ทอน [2]

1.2.2 เครื่องประจุแบตเตอรี่สร้างเป็นชุดเดียวกับตัวรถไฟฟ้า

จากการพิจารณาส่วนประกอบของวงจรไฟฟ้าที่ขับเคลื่อนด้วยมอเตอร์กระแสสลับชนิด 3 เฟส และมีอินเวอร์เตอร์เป็นตัวควบคุมความเร็ว จะประกอบไปด้วย 4 ส่วน ดังนี้ ส่วนของแบตเตอรี่ ส่วนของอินเวอร์เตอร์ ส่วนของมอเตอร์ 3 เฟส และส่วนของตัวควบคุมดิจิทัล (Digital Signal Processor, DSP) โดยมีรายละเอียดตามรูปที่ 1.4



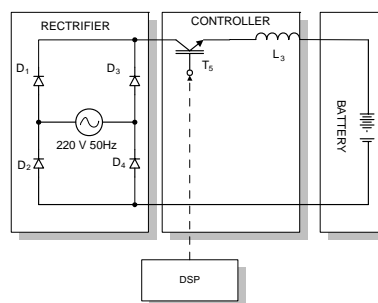
รูปที่ 1.4 ส่วนประกอบวงจรและอุปกรณ์ควบคุมความเร็วรถไฟฟ้า

จากรูปที่ 1.4 เมื่อพิจารณาจะเห็นได้ว่าส่วนของอินเวอร์เตอร์ จะประกอบด้วยไอจีบีที 6 ตัว ไดโอด 6 ตัว ในส่วนของมอเตอร์ ประกอบด้วยขดลวด 3 ชุด ซึ่งมีความเหมาะสมสำหรับการสร้างวงจรประจุพลังงานไฟฟ้าให้กับแบตเตอรี่ โดยสามารถสร้างได้ 2 ลักษณะ คือ

1.2.2.1 เครื่องประจุแบตเตอรี่ที่สร้างโดยไม่เพิ่มอุปกรณ์ใด ๆ เลย

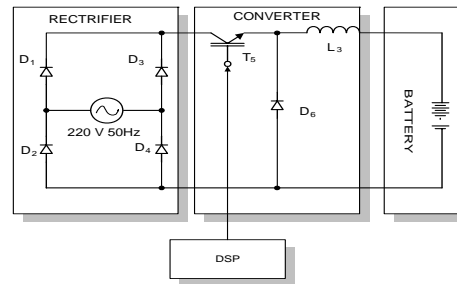
เครื่องประจุแบตเตอรี่แบบนี้ทำได้โดยไม่ต้องเพิ่มอุปกรณ์ใด ๆ เลย เพียงแต่ออกแบบโปรแกรมคำสั่งจากตัวประมวลผลสัญญาณดิจิทัลใหม่เท่านั้น และสามารถสร้างเครื่องประจุแบตเตอรี่ได้ดังนี้

1. เครื่องประจุแบตเตอรี่แบบควบคุมมุมทริก (Phase Control Circuit)



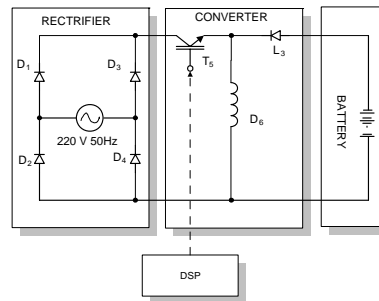
รูปที่ 1.5 วงจรเครื่องประจุแบตเตอรี่แบบควบคุมมุมทริก

2. เครื่องประจุแบตเตอรี่แบบวงจรแปลงผันแรงดัน ทอน (Buck Converter Circuit)



รูปที่ 1.6 วงจรเครื่องประจุแบตเตอรี่แบบวงจรแปลงผันแรงดันทอน

3. เครื่องประจุแบตเตอรี่แบบวงจรแปลงผันแรงดัน ทบ-ทอน (Buck-Boost Converter Circuit)

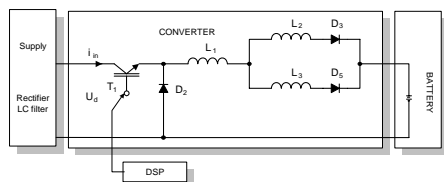


รูปที่ 1.7 วงจรเครื่องประจุแบตเตอรี่แบบวงจรแปลงผันแรงดัน ทบ-ทอน

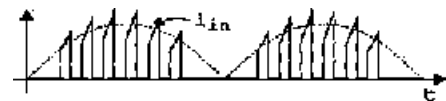
1.2.2.2 เครื่องประจุแบตเตอรี่ที่สร้างโดยเพิ่มชุดเรียงกระแส (Rectifier)

เครื่องประจุแบตเตอรี่แบบนี้ ทำได้โดยการเพิ่มอุปกรณ์ชุดเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น เพื่อให้การทำงานมีประสิทธิภาพสูงขึ้น และสามารถจัดให้อยู่ในรูปวงจรประจุพลังงานไฟฟ้าให้กับแบตเตอรี่ ได้ดังนี้

1. เครื่องประจุแบตเตอรี่แบบวงจรแปลงผันแรงดันทอนชนิดค่า L สูง (High Inductance Buck Converter Circuit)



(a)



(b)

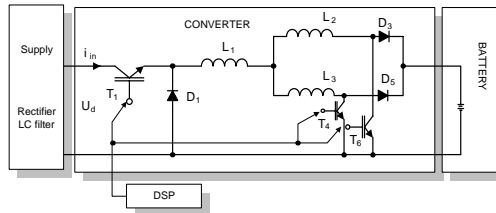
รูปที่ 1.8 เครื่องประจุแบตเตอรี่แบบวงจรแปลงผันแรงดันทอน ชนิดค่า L สูง

สร้างจากอุปกรณ์รไฟฟ้า

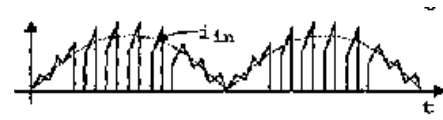
(a) วงจรเครื่องประจุแบตเตอรี่แบบวงจรแปลงผันแรงดันทอนชนิดค่า L สูง

(b) รูปคลื่นกระแสและแรงดันอินพุต

2. เครื่องประจุแบตเตอรี่แบบวงจรแปลงผันแรงดัน 1 ทอน และ 2 ทบ (Buck and Double Boost Converter Circuit)



(a)



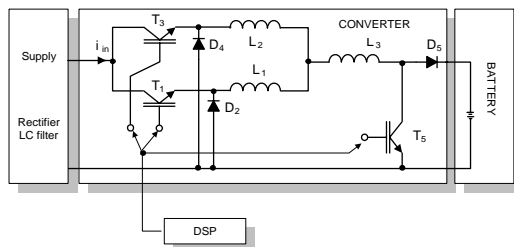
(b)

รูปที่ 1.9 เครื่องประจุแบตเตอรี่แบบวงจรแปลงผันแรงดัน 1 ทอน และ 2 ทบ

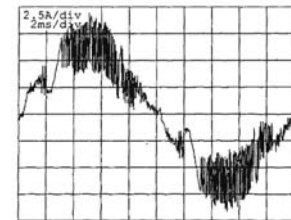
(a) วงจรเครื่องประจุแบตเตอรี่แบบวงจรแปลงผันแรงดัน 1 ทอน และ 2 ทบ

(b) รูปคลื่นกระแสและแรงดันอินพุต

3. เครื่องประจุแบตเตอรี่แบบวงจรแปลงผันแรงดัน 2 ทอน และ 1 ทบ (Double Buck and Boost Converter Circuit)



(a)



(b)

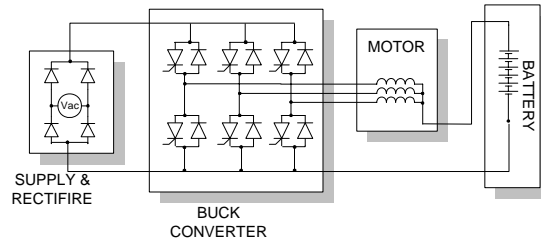
รูปที่ 1.10 เครื่องประจุแบตเตอรี่แบบวงจรแปลงผันแรงดัน 2 ทอน และ 1 ทบ

(a) วงจรเครื่องประจุแบตเตอรี่แบบวงจรแปลงผันแรงดัน 2 ทอน และ 1 ทบ

(b) รูปคลื่นกระแสอินพุต

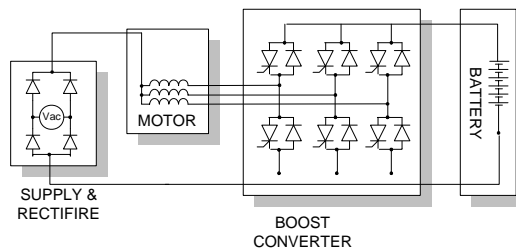
จากผลการทำงานของวงจรแปลงผันแรงดัน ในรูปที่ 1.8 ถึง 1.10 จะเห็นได้ว่าสมรรถนะยังไม่สูงมากนัก เนื่องจากยังคงสามารถประจุแบตเตอรี่ด้วยกระแสต่ำ ๆ ซึ่งถูกจำกัดด้วยขนาดของขดลวดมอเตอร์ ดังนั้นเพื่อเพิ่มพิกัดของการประจุให้สูงขึ้น จึงทำการขนานขดลวดทั้งสามชุดของมอเตอร์เข้าด้วยกัน และสามารถจัดให้อยู่ในรูปวงจรประจุพลังงานไฟฟ้าให้กับแบตเตอรี่ ได้ดังนี้

4. เครื่องประจุแบตเตอรี่แบบวงจรแปลงผันแรงดันทอนชนิดกระแสสูง (High Current Buck Converter Circuit)



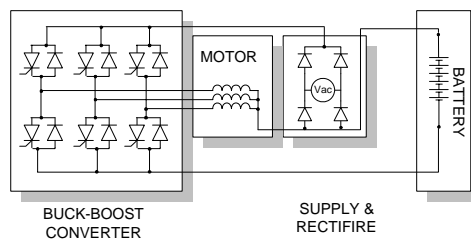
รูปที่ 1.11 วงจรประจุแบตเตอรี่แบบวงจรแปลงผันแรงดันทอนชนิดกระแสสูง

5. เครื่องประจุแบตเตอรี่แบบวงจรแปลงผันแรงดันคันทชนิดกระแสสูง (High Current Boost Converter Circuit)



รูปที่ 1.12 วงจรประจุแบตเตอรี่แบบวงจรแปลงผันแรงดันคันทชนิดกระแสสูง

6. เครื่องประจุแบตเตอรี่แบบวงจรแปลงผันแรงดันคันท-ทอนชนิดกระแสสูง (High Current Buck-Boost Converter Circuit)



รูปที่ 1.13 วงจรประจุแบตเตอรี่แบบวงจรแปลงผันแรงดันคันท-ทอนชนิดกระแสสูง

1.3 วัตถุประสงค์

1. เพื่อศึกษาการทำงานและควบคุมเครื่องประจุแบตเตอรี่รถไฟฟ้า
2. เพื่อศึกษาแบบจำลองการทำงานของเครื่องประจุแบตเตอรี่รถไฟฟ้า

3. เพื่อศึกษาการนำอินเวอร์เตอร์และมอเตอร์ของรถไฟฟ้ามาสร้างเป็นเครื่องประจุแบตเตอรี่รถไฟฟ้า
4. เพื่อออกแบบเครื่องประจุแบตเตอรี่รถไฟฟ้าที่มีตัวประกอบกำลังไฟฟ้าสูง

1.4 ขอบเขต

1. ออกแบบเครื่องประจุแบตเตอรี่รถไฟฟ้าที่ขับเคลื่อนด้วยมอเตอร์ 3 เฟสได้
2. ออกแบบให้เครื่องประจุแบตเตอรี่ฯ ใช้อุปกรณ์ ชุดอินเวอร์เตอร์ และมอเตอร์เป็นอุปกรณ์พื้นฐานได้
3. ออกแบบให้เครื่องประจุแบตเตอรี่ฯ เป็นชนิดชุดเดียวกับตัวรถไฟฟ้าได้
4. ออกแบบให้ตัวประกอบกำลังไฟฟ้าของเครื่องประจุแบตเตอรี่ฯ ให้ใกล้ 1 ได้

1.5 วิธีดำเนินงาน

1. ศึกษาข้อมูลและทฤษฎีเกี่ยวกับแบตเตอรี่และการประจุแบตเตอรี่
2. ศึกษาข้อมูลและวงจรของรถไฟฟ้าที่ใช้มอเตอร์ 3 เฟสเป็นต้นกำลัง
3. ออกแบบวงจรเครื่องประจุแบตเตอรี่
4. จำลองการทำงานของวงจรเครื่องประจุแบตเตอรี่
5. ออกแบบฮาร์ดแวร์ของเครื่องประจุแบตเตอรี่
6. ทดลองและปรับปรุงแก้ไขเครื่องประจุแบตเตอรี่
7. สรุปผลการออกแบบและการทดลองเครื่องประจุแบตเตอรี่

1.6 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

1. เครื่องประจุแบตเตอรี่ที่ใช้กับรถไฟฟ้า

2. นำชุดอินเวอร์เตอร์และมอเตอร์ของรถไฟฟ้ามาใช้งานในการประจุแบตเตอรี่รถไฟฟ้า
3. เครื่องประจุแบตเตอรี่รถไฟฟ้าประกอบเป็นชุดเดียวกับตัวรถไฟฟ้า และใช้ได้กับระบบไฟฟ้าทั่วไป
4. สามารถเป็นต้นแบบในงานวิจัย พัฒนา และงานอุตสาหกรรมได้

1.7 แนวความคิด

ถึงแม้ว่าการพัฒนาการสร้างเครื่องประจุพลังงานไฟฟ้าให้กับแบตเตอรี่ จะได้รับการพัฒนาอย่างต่อเนื่อง ฮาร์โมนิกส์, ตัวประกอบกำลังไฟฟ้า และการควบคุมที่ไม่ซับซ้อน ยังคงเป็นประเด็นที่ได้รับความสนใจเป็นอย่างยิ่ง

สำหรับงานวิจัยนี้ได้เสนอการออกแบบและสร้างเครื่องต้นแบบเครื่องประจุแบตเตอรี่ชนิดชุดเดียวกับตัวรถ โดยใช้วงจรเครื่องประจุแบตเตอรี่แบบวงจรแปลงผันแรงดันทบท-ทอนชนิดกระแสสูง ตามรูปที่ 1.13 มีคุณสมบัติดังนี้ เครื่องประจุแบตเตอรี่สามารถใช้กับระบบไฟฟ้ากระแสสลับได้ โดยให้ค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าใกล้เคียงหนึ่ง [4] และใช้อุปกรณ์ร่วมกับชุดควบคุมความเร็วของรถไฟฟ้า

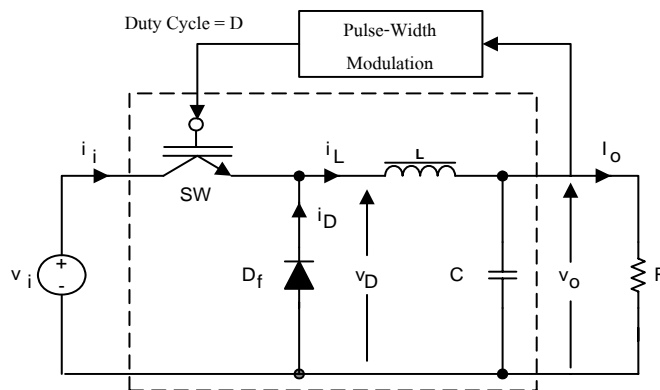
บทที่ 2 ทฤษฎีพื้นฐานของวงจรแปลงผันแรงดัน

บทนี้จะกล่าวถึงทฤษฎีการทำงานของวงจรแปลงผันแรงดันแบบพื้นฐาน การทำงานของวงจรควบคุมสำหรับวงจรแปลงผันแรงดัน ระบบการควบคุม และแบบจำลองสวิตช์เพื่อเป็นพื้นฐานในการทำความเข้าใจ

2.1 วงจรแปลงผันแรงดันแบบพื้นฐาน

2.1.1 วงจรแปลงผันแรงดันแบบทอน

ในส่วนนี้จะพิจารณาวงจรแปลงผันแรงดันแบบทอน หรือวงจรแปลงผันแรงดันแบบลดแรงดัน (Step-down) ที่ทำงานในโหมดกระแสต่อเนื่อง



รูปที่ 2.1 วงจรแปลงผันแรงดันแบบทอน

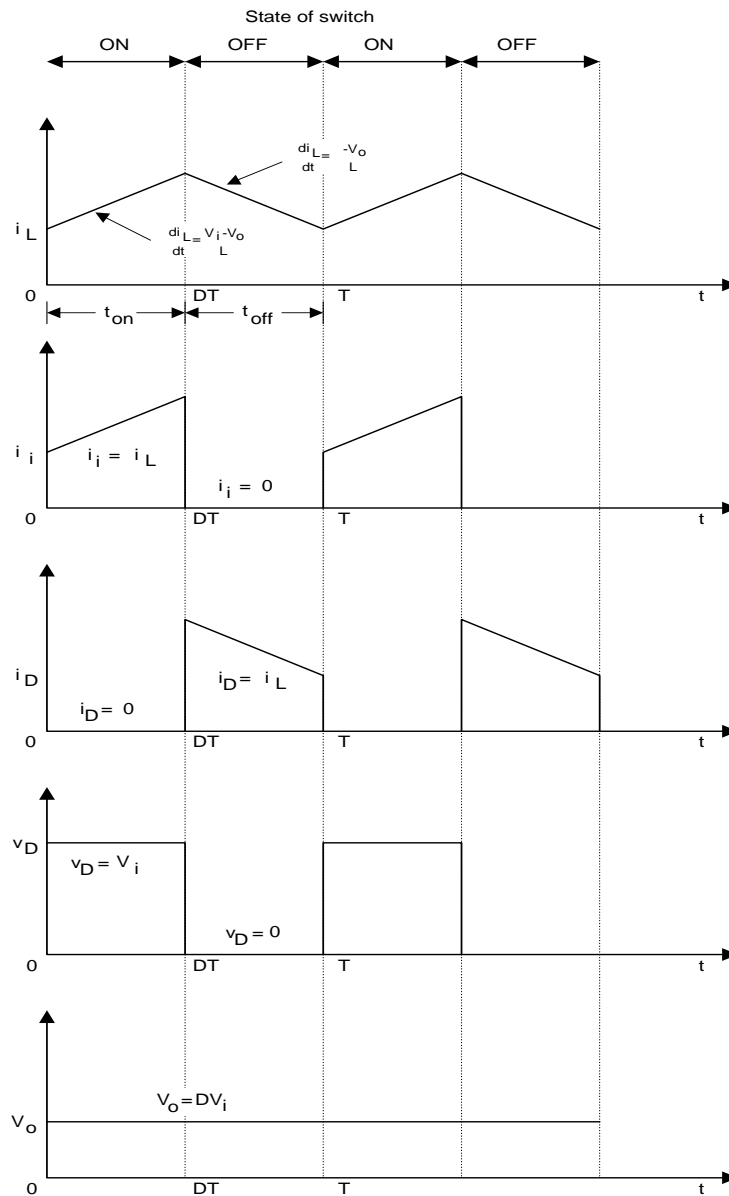
ให้เราพิจารณาการทำงานของวงจรแปลงผันแรงดันแบบทอน ภายใต้การควบคุมของพัลส์วิตช์มอดูเลชัน (Pulse-Width-Modulator, PWM) ในรูปที่ 2.1 วงจรแปลงผันแรงดันแบบทอน รับแรงดันตรงที่อินพุต V_i และทำให้เกิดแรงดันเฉลี่ยที่เอาต์พุต V_o ระหว่างเวลาทำงานปกติ สวิตช์อิเล็กทรอนิกส์ SW ของวงจรแปลงผันแรงดันแบบทอน ถูกขับให้ทำงาน และหยุดทำงานด้วย PWM ที่ความถี่การสวิตช์สูง (5-500 kHz) สถานะของสวิตช์อิเล็กทรอนิกส์ SW และรูปคลื่นของ i_L , i_D , v_D และ V_o แสดงในรูปที่ 2.2 การวิเคราะห์ผลการทำงานของวงจรใช้สมมติฐานต่อไปนี้

1. การทำงานแบบสวิตช์ของวงจรแปลงผันแรงดันอยู่ที่สภาวะอยู่ตัว (Steady State)
2. เปรี่เซนต์ของเวลาที่สวิตช์อิเล็กทรอนิกส์ SW อยู่ในสภาวะทำงาน ภายในคาบเวลาการสวิตช์ถูกกำหนดด้วยดีวตีไซเคิล (Duty Cycle, D)

$$D = \frac{T_{on}}{T_{on} + T_{off}} = \frac{T_{on}}{T} \quad (2.1)$$

$$T_{on} = DT \quad (2.2)$$

3. ความเหนี่ยวนำ L ซึ่งมีค่ามาก จะทำให้กระแสตัวเหนี่ยวนำ i_L ไม่ลดลงเป็นศูนย์ระหว่างเวลาที่สวิตช์ ถูกจุดจนวนให้หยุดทำงาน ซึ่งเรียกแบบนี้ว่าการทำงานในโหมดกระแสต่อเนื่อง



รูปที่ 2.2 รูปคลื่นแรงดันและกระแสของวงจรแปลงผันแรงดันแบบทอน ที่ทำงานในโหมดกระแสต่อเนื่อง

4. ตัวเก็บประจุกรองสัญญาณเอาต์พุต C_L ค่ามาก ทำให้ V_o มีการเปลี่ยนแปลงน้อยมาก ภายในคาบเวลา T

จากสมมติฐานดังกล่าว สามารถอธิบายการทำงานของวงจรแปลงผันแรงดันที่ละชั้นได้ (พิจารณารูปที่ 2.1 สำหรับวงจร และรูปที่ 2.2 สำหรับรูปคลื่น)

1. ที่ $t = 0$ สวิตช์ทรานซิสเตอร์ SW ถูก จุดชนวนให้ทำงาน แรงดันอินพุต V_i ทำให้กระแส I_L ไหลที่อัตราความชัน (Slope) คือ

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_i - V_o}{L} \quad (\text{ระหว่างการทำงานปกติ } V_o < V_i) \quad (2.3)$$

กระแสตัวเหนี่ยวนำ I_L เพิ่มขึ้นอย่างเป็นเชิงเส้น ดังแสดงในรูปที่ 2.2 กระแส $I_D = 0$ เพราะว่ ไดโอด D_f ถูกไบอัสกลับโดยแรงดันอินพุต V_i

2. สำหรับ $0 < t < DT$, SW ยังคงทำงาน

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_i - V_o}{L} \quad (2.4)$$

$$i_i = i_L \quad (I_i \text{ ไหลผ่าน } L \text{ ไปยังโหลด และ } C_L) \quad (2.5)$$

$$i_D = 0 \quad (D_f \text{ ถูกไบอัสกลับ}) \quad (2.6)$$

$$v_D = V_i \quad (2.7)$$

3. ที่ $t = DT$, SW ถูก จุดชนวนให้หยุดทำงาน ดังนั้น ขณะนี้กระแสตัวเหนี่ยวนำ I_L ไม่ได้ไหลผ่าน SW แต่บังคับให้ไหลผ่านไดโอด D_f ด้วยการไบอัสตรงไดโอด เรียกไดโอด D_f ว่า ไดโอด Flywheel เพราะว่ มันยอมให้กระแส flywheel ไหลผ่านเมื่อ SW ถูกจุดชนวนให้หยุดทำงาน

4. สำหรับ $DT < t < T$, SW ยังคงหยุดทำงาน กระแสตัวเหนี่ยวนำ I_L ไหลผ่าน D_f อย่างต่อเนื่อง แต่มันถูกต่อต้านโดยแรงดันเอาต์พุต V_o ดังนั้นความชันของ I_L ลดลงที่อัตราความชันที่เวลาเดียวกัน

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{-V_o}{L} \quad (2.8)$$

$$i_D = i_L \quad (I_L \text{ ไหลผ่าน } D_f \text{ ไปยังโหลด และ } C_L) \quad (2.9)$$

$$v_D = 0 \quad (\text{สมมติว่าแรงดันตรงที่ตกคร่อม } D_f \text{ เป็น } 0) \quad (2.10)$$

5. ที่ $t = T$, SW ถูกจุดชนวนให้ทำงาน เพื่อทำงานในคาบต่อไป

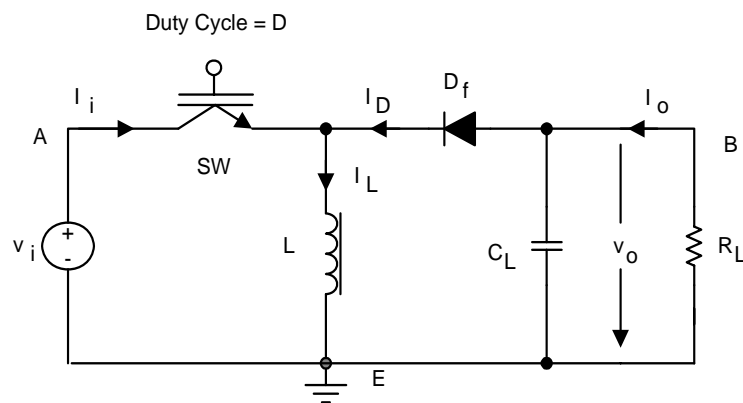
$$v_D = V_i \quad \text{สำหรับ } 0 < t < DT \quad (2.11)$$

$$v_D = 0 \quad \text{สำหรับ } DT < t < T \quad (2.12)$$

ดังนั้น ค่าเฉลี่ยของ v_D เท่ากับ DV_i ถ้าเราสมมติว่าวงจรกรองสัญญาณ (L และ C_L) ขอมให้เพียงองค์ประกอบแรงดันตรงของ v_D เท่านั้น ที่ผ่านออกมาที่เอาต์พุต

$$V_o = \text{ค่าเฉลี่ยของ } v_D = DV_i \quad (2.13)$$

ดังนั้น แรงดันเอาต์พุต V_o ถูกควบคุมโดยการเปลี่ยน D ของพัลส์ที่ขับทรานซิสเตอร์สวิตชิง SW บล็อก PWM ดังแสดงในรูปที่ 2.1 คือ วงจรควบคุมป้อนกลับที่ควบคุม D ทำให้เกิดแรงดันเอาต์พุต V_o ตามต้องการ (ในรูปที่ 2.2 รูปคลื่นกระแสตัวเหนี่ยวนำ I_L จะต่อเนื่องและไม่ตกลงเป็นศูนย์เลย ซึ่งเราเรียกว่าเป็นการทำงานในโหมดกระแสต่อเนื่อง)

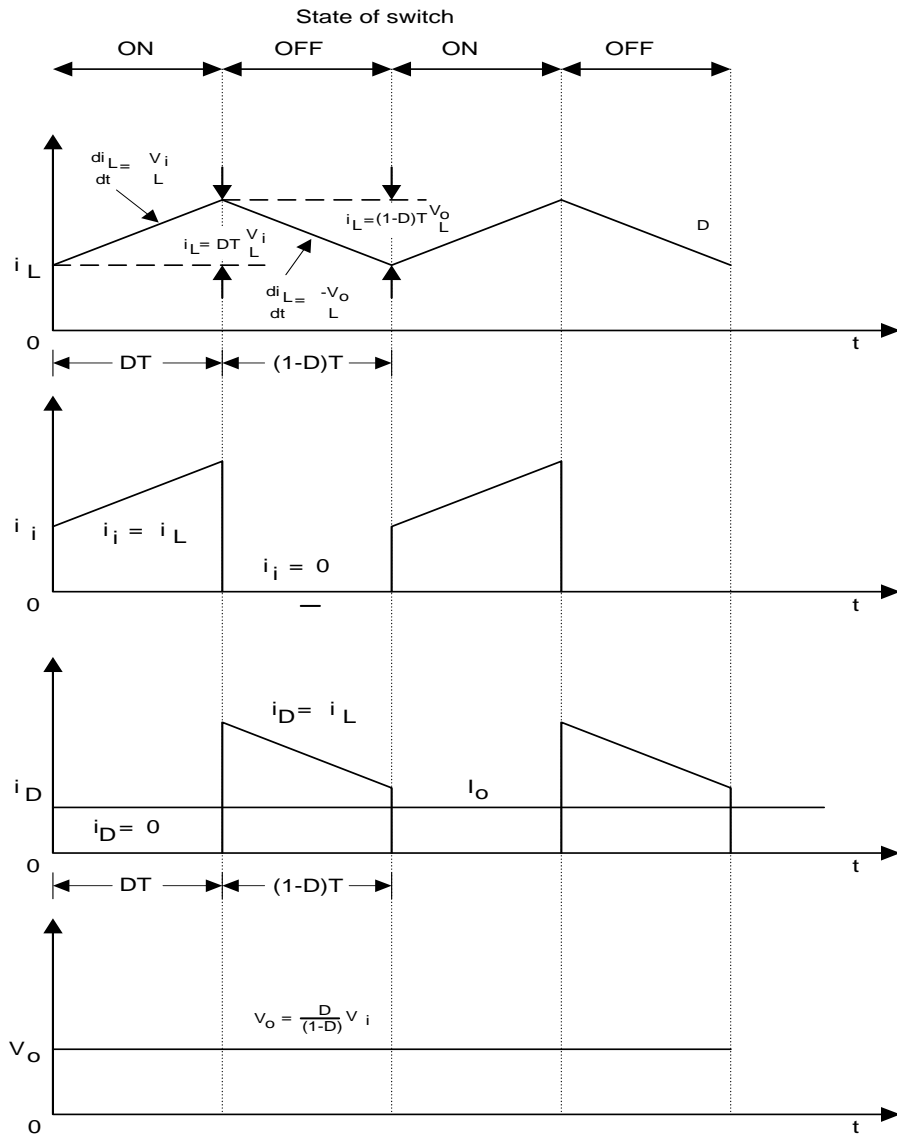


รูปที่ 2.3 วงจรแปลงผันแรงดันแบบ ทบ-ทอน

2.1.2 วงจรแปลงผันแรงดันแบบทบ-ทอน

ในส่วนนี้จะศึกษาการทำงานและคุณสมบัติของวงจรแปลงผันแรงดันแบบทบ-ทอน รูปที่ 2.3 แสดงวงจรแปลงผันแรงดันแบบทบ-ทอน รูปที่ 2.4 แสดงรูปคลื่นแรงดันและกระแสของวงจรแปลงผันแรงดันเมื่อทำงานในโหมดกระแสต่อเนื่อง

สมมติฐานที่กำหนดไว้ใน การวิเคราะห์วงจรแปลงผันแรงดันแบบทบ-ทอน สามารถนำมาใช้ได้กับวงจรแปลงผันแรงดันแบบนี้ การทำงานในโหมดกระแสต่อเนื่องของวงจรแปลงผันแรงดันแบบทบ-ทอนสามารถอธิบายได้ดังต่อไปนี้



รูปที่ 2.4 รูปคลื่นของวงจรแปลงผันแรงดันแบบ ทบ-ทอน ที่ทำงานในโหมดกระแสต่อเนื่อง

1. ที่ $t = 0$, SW ถูก จุดชนวนให้ทำงาน กระแสตัวเหนี่ยวนำ I_L ไหลที่อัตราความชันคือ

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_i}{L} \quad (2.14)$$

2. สำหรับ $0 < t < DT$, SW ยังคงทำงาน

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_i}{L} \quad (2.15)$$

$$i_i = i_L \quad (2.16)$$

$$i_D = 0 \quad (\text{เมื่อ ไดโอด } D_f \text{ ถูก ไปอัสกลับ}) \quad (2.17)$$

3. ที่ $t = DT$, SW ถูกจุดชนวนให้หยุดทำงาน ดังนั้น กระแสตัวเหนี่ยวนำ I_L ไม่สามารถไหลผ่าน SW ได้ทำให้มันถูกบังคับให้ไหลผ่านไดโอด D_f ไปยังโหลด และ C_L

4. สำหรับ $DT < t < T$, SW ยังคงหยุดทำงาน กระแสตัวเหนี่ยวนำ I_L ไหลไปที่โหลด และ C_L ความชัน ของ i_L ลดลงที่อัตราความชันคือ

$$\frac{di_L}{dt} = -\frac{V_i}{L} \quad (2.18)$$

ในเวลาเดียวกัน จะได้

$$i_D = i_L \quad (I_L \text{ ไหลผ่านไดโอด } D_f \text{ ไปยังโหลด และ } C_L) \quad (2.19)$$

5. ที่ $t = T$, SW ถูกจุดชนวนให้ทำงานอีกครั้ง

ระหว่างเวลาที่ $I_D = 0$ ประจุที่สะสมใน C_L จะรักษาแรงดันเอาต์พุต V_o ถ้า C_L มีค่ามากจะทำให้การกระเพื่อมใน V_o มีปริมาณน้อยได้ สังเกตว่าขั้วของแรงดันเอาต์พุตที่โหนด B ตรงกันข้ามกับขั้วแรงดันอินพุตที่โหนด A

แรงดันเอาต์พุตในสภาวะอยู่ตัว V_o สามารถหาได้โดยการตรวจสอบรูปคลื่น I_L ที่แสดงในรูปที่ 2.4 ทำให้พบว่าการเพิ่มของ I_L ระหว่าง $t = 0$ ถึง $t = DT$ ถูกกำหนดโดย

$$\Delta i_L = D \frac{V_i}{L} \quad (2.20)$$

และสามารถพบว่าการลดลงของ I_L ระหว่าง $t = DT$ ถึง $t = T$ คือ

$$\Delta i_L = (1-D)T \frac{V_o}{L} \quad (2.21)$$

ดังนั้น ในสภาวะคงตัว การเพิ่มของ I_L ในสมการ (2.20) และการลดลงของ I_L ในสมการ (2.21) จะเท่ากัน คือ

$$\Delta i_L (\text{ขณะที่เพิ่มขึ้นของ } i_L) = \Delta i_L (\text{ขณะที่ลดลงของ } i_L) \quad (2.22)$$

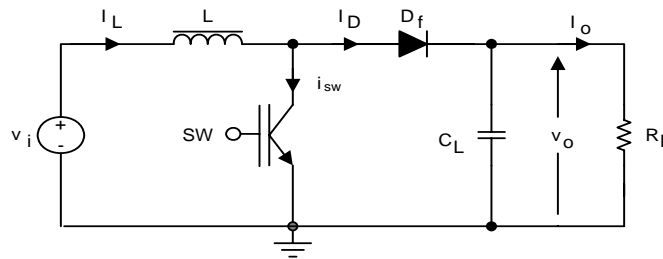
$$DT \frac{V_i}{L} = (1-D)T \frac{V_o}{L} \quad (2.23)$$

$$\therefore V_o = \frac{D}{1-D} V_i \quad (2.24)$$

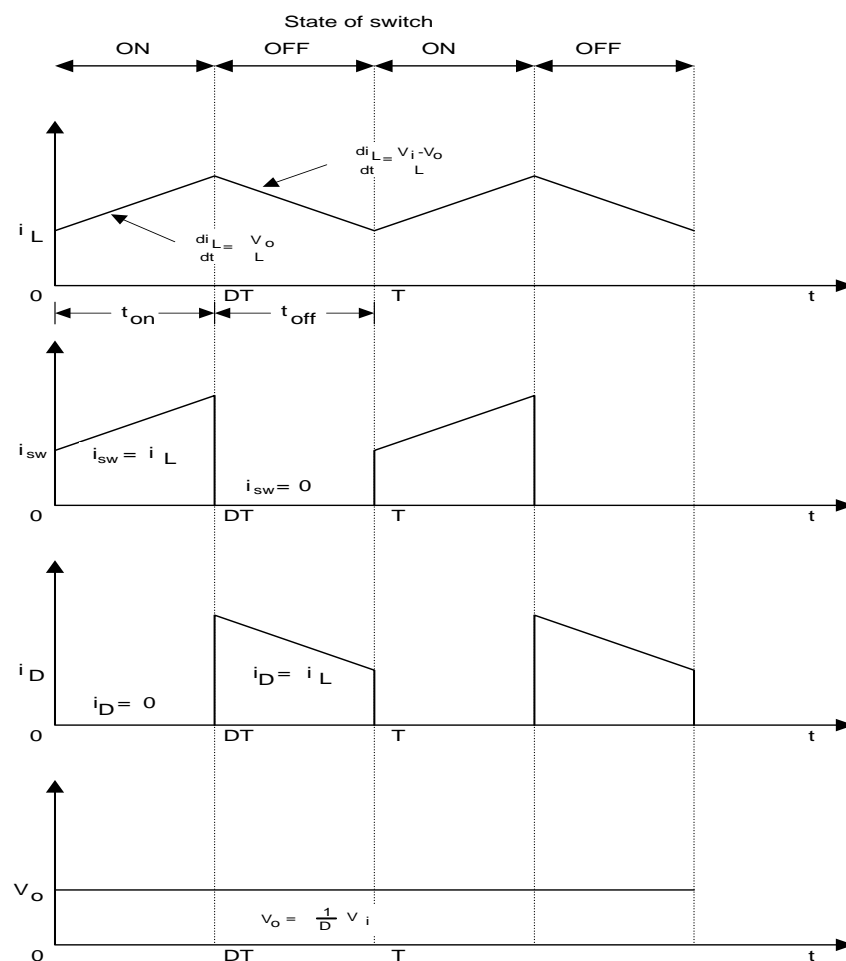
โดยการเปลี่ยนแปลงความถี่ไซเคิล D ของพัลส์ที่ใช้ขับสวิตช์อิเล็กทรอนิกส์ SW เราสามารถควบคุมแรงดันเอาต์พุต V_o ได้ทั้งแบบเพิ่มแรงดัน (Step-up) และแบบลดแรงดัน (Step-down)

2.1.3 วงจรแปลงผันแรงดันแบบทบท

ในส่วนนี้ เราจะศึกษาการทำงานและคุณสมบัติของวงจรแปลงผันแรงดันแบบทบท รูปที่ 2.5 แสดงวงจรของวงจรแปลงผันแรงดันแบบทบท และรูปที่ 2.6 แสดงรูปคลื่นของวงจร



รูปที่ 2.5 วงจรแปลงผันแรงดันแบบทบท



รูปที่ 2.6 รูปคลื่นแรงดันและกระแสของวงจรแปลงผันแรงดันแบบ ทบท ที่ทำงานในโหมดกระแสต่อเนื่อง

การวิเคราะห์วงจรวงจรแปลงผันแรงดันแบบทอน และทบ-ทอน ที่ผ่านมามีทำให้เข้าใจการทำงานของวงจรแปลงผันแรงดันแบบทบได้อย่างรวดเร็ว ดังนั้น ต่อไปนี้เป็นการสรุปการทำงานของวงจรแปลงผันแรงดันแบบ ทบ

1. ระหว่างเวลาที่สวิตช์อิเล็กทรอนิกส์ SW ถูกจุดชนวนให้ทำงาน (ดูรูปที่ 2.5) กระแสตัวเหนี่ยวนำ i_L เพิ่มขึ้นอย่างเป็นเชิงเส้นด้วยอัตราความชัน

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_i}{L} \quad (2.25)$$

ในระหว่างเวลานี้ พลังงานแม่เหล็กถูกสะสมในตัวเหนี่ยวนำ L ซึ่งคล้ายกับในการทำงานของวงจรแปลงผันแรงดันแบบทบ-ทอน

2. ระหว่างเวลาที่สวิตช์อิเล็กทรอนิกส์สวิตช์ SW ถูกจุดชนวนให้หยุดทำงาน กระแสตัวเหนี่ยวนำ i_L ลดลงที่อัตราความชัน

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_i - V_o}{L} \quad (2.26)$$

ในเวลาเดียวกัน พลังงานที่สะสมในตัวเหนี่ยวนำ L กับพลังงานจากแหล่งจ่ายแรงดันอินพุต V_i จะไหลผ่านวงจรเอาต์พุตพร้อมกัน ด้วยเหตุนี้ แรงดันแหล่งจ่าย V_i ถูกอนุกรมกับแรงดันในตัวเหนี่ยวนำเพื่อจ่ายพลังงานไปที่เอาต์พุต ทำให้แรงดันเอาต์พุต V_o มากกว่า V_i ซึ่ง เป็นเหตุให้วงจรแปลงผันแรงดันแบบนี้ชื่อเรียกว่าแบบทบ

3. แรงดันตรงที่เอาต์พุต V_o ของวงจรแปลงผันแรงดันแบบทบ ซึ่งทำงานในโหมดกระแสต่อเนื่องสามารถถูกอธิบายได้จากรูปคลื่นกระแสตัวเหนี่ยวนำใน รูปที่ 2.6

$$\Delta i_L (\text{ขณะที่เพิ่มขึ้นของ } i_L) = \Delta i_L (\text{ขณะที่ลดลงของ } i_L) \quad (2.27)$$

$$DT \frac{V_i}{L} = \frac{(1-D)T(V_o - V_i)}{L} \quad (2.28)$$

$$V_i = (1-D)V_o \quad (2.29)$$

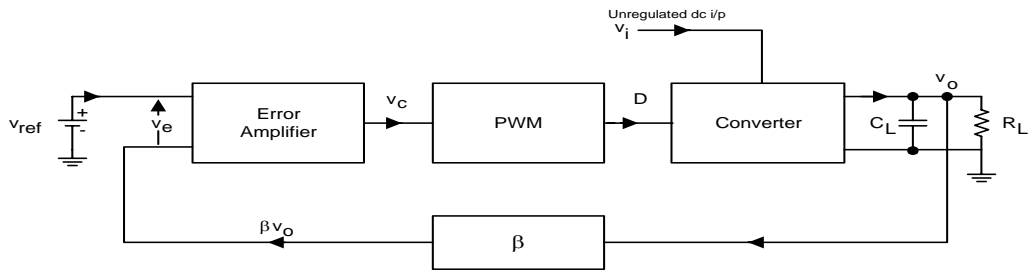
$$V_o = \frac{V_i}{(1-D)} \quad (2.30)$$

2.2 การควบคุมแรงดันเอาต์พุตของวงจรแปลงผันแรงดัน

การควบคุมแรงดันเอาต์พุตของวงจรแปลงผันแรงดันต้องการรูปแบบการควบคุมแบบป้อนกลับ ซึ่งสามารถแบ่งออกเป็น 2 แบบ คือ

1. การควบคุมโหมดแรงดัน (Voltage-Mode Control)
2. การควบคุมโหมดกระแส (Current-Mode Control)

2.2.1 วงจรแปลงผันแรงดันที่ควบคุมโหมดแรงดัน (Voltage-Mode Control Converter)



รูปที่ 2.7 โครงสร้างของวงจรแปลงผันแรงดันที่ควบคุมโหมดด้วยแรงดัน

สมมติว่า แรงดันเอาต์พุต $V_o = AV_e$ จะได้

$$V_o = A(V_{ref} - \beta V_o) \quad (2.31)$$

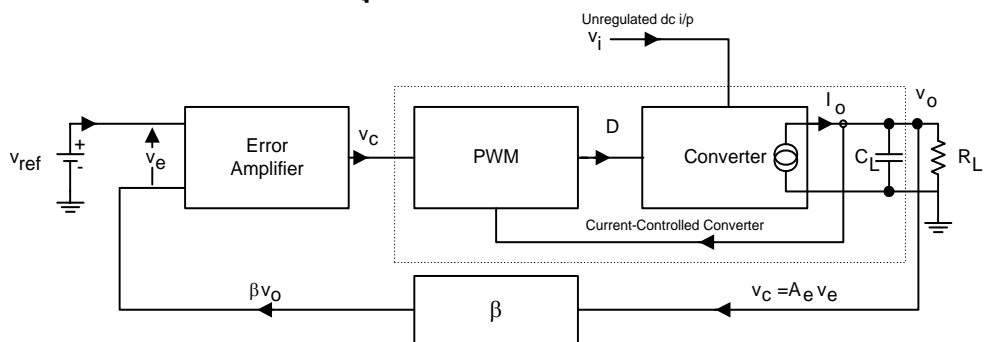
$$V_o = V_{ref} \frac{A}{1 + A\beta} \quad (2.32)$$

ถ้า $A\beta \gg 1$ แรงดันเอาต์พุตจะประมาณได้เท่ากับ

$$V_o = V_{ref} \frac{1}{\beta} \quad (2.33)$$

จะสังเกตได้ว่า V_o คือ แรงดันที่เป็นอิสระจากแรงดันอินพุต V_i และ กระแสโหลดใน R_L

2.2.2 วงจรแปลงผันแรงดันที่ควบคุมโหมดกระแส (Current-Mode Controlled Converter)



รูปที่ 2.8 โครงสร้างของวงจรแปลงผันแรงดันที่ควบคุมด้วยโหมดกระแส

กระแสเฉลี่ยที่เอาต์พุตของวงจรแปลงผันแรงดันที่ควบคุมด้วยโหมดกระแส เป็นสัดส่วนโดยตรงกับแรงดันควบคุม V_c ดังนั้น

$$I_o = GV_c \quad (2.34)$$

การทำงานของรีกูเลเตอร์สามารถอธิบายได้ดังต่อไปนี้

1. สมมติว่า V_o ลดลง ด้วยเหตุผลบางอย่าง (เช่น การลดลงของแรงดันอินพุต V_i , การเพิ่มขึ้นของกระแสไฟฟ้าที่โหลด) ทำให้แรงดันผิดพลาด V_e และแรงดันควบคุม V_c ($V_c = A_e V_e$) เพิ่มขึ้น
2. การเพิ่มของแรงดัน V_c มีผลต่อการเพิ่มกระแสเอาต์พุต I_o ทำให้แรงดันเฉลี่ยที่เอาต์พุต V_o เพิ่มขึ้น เพื่อชดเชยแรงดัน V_o ที่ลดลงตามข้อ 1
3. ในทางตรงกันข้ามกับข้อ 1 แรงดันเอาต์พุต V_o เพิ่มขึ้น ข้อ 1 และ 2 จะเกิดขึ้นเพื่อรักษาให้แรงดันเอาต์พุตกลับมาอยู่ที่ค่าเดิม

ภายใต้สภาวะอยู่ตัว แรงดันผิดพลาด V_e ต้องเพียงพอที่จะรักษา I_o ของวงจรให้คงที่ ขนาดของแรงดันผิดพลาดนี้สามารถหาได้โดยการพิจารณาสมการดังต่อไปนี้ ซึ่งได้จากรูปที่ 2.8

$$V_e = V_{ref} - \beta V_o \quad (2.35)$$

$$= V_{ref} - \beta G V_c R_L \quad (2.36)$$

$$= V_{ref} - \beta G A_e V_e R_L \quad (2.37)$$

เมื่อ A_e คือ Gain ของ Error Amplifier

$$\therefore V_e = \frac{V_{ref}}{1 + \beta G A_e R_L} \quad (2.38)$$

ความสัมพันธ์ของแรงดันป้อนกลับ βV_o และแรงดันเอาต์พุต V_o คือ

$$\beta V_o = V_{ref} - V_e \quad (2.39)$$

$$\begin{aligned} &= V_{ref} - \frac{V_{ref}}{1 + \beta G A_e R_L} \\ &= V_{ref} \frac{\beta G A_e R_L}{1 + \beta G A_e R_L} \end{aligned} \quad (2.40)$$

$$V_o = V_{ref} \frac{G A_e R_L}{1 + \beta G A_e R_L} \quad (2.41)$$

สังเกตได้จากสมการ (2.37) ว่า ถ้า $\beta A_e G R_L$ มากกว่า 1 มาก ๆ แรงดันเอาต์พุต V_o จะใกล้เคียง

และจะเป็นอิสระต่อ V_i และ R_L

พิจารณาถึงหลักการทํางาน คุณสมบัติ และปัญหาของวงจรแปลงผันแรงดันที่ควบคุมด้วยโหมดกระแส วงจรแปลงผันแรงดันชนิดนี้สามารถแบ่งได้เป็น 2 ชนิด คือ

1. ชนิดฮิสเทอรีติก (Hysteretic)
2. ชนิดความถี่คงที่

การควบคุมด้วยโหมดกระแสชนิดฮิสเทอรีติก จะมีลักษณะใกล้เคียงกับวงจรแปลงผันแรงดันที่ควบคุมด้วยโหมดกระแสทางอุดมคติมากกว่าชนิดความถี่คงที่ แต่มีข้อเสียคือต้องให้ความถี่สวิตช์ซึ่งที่สามารถเปลี่ยนค่าได้ในการทำงาน ทำให้เกิดปัญหาสำหรับวงจรที่มีความไวต่อการรบกวนจากการเปลี่ยนแปลงความถี่ เช่น หน่วยแสดงผลภาพ และเครื่องรับทางด้านสื่อสารโทรคมนาคม ส่วนชนิดความถี่คงที่ที่ทํางานด้วยความถี่สวิตช์คงที่ แต่ยังมีปัญหาของความสัมพันธ์ระหว่างความถี่สวิตช์ D ของการสวิตช์มากกว่า 0.5 ซึ่งอธิบายในตอนต่อไป

2.2.2.1 วงจรแปลงผันแรงดันที่ควบคุมด้วยโหมดกระแสชนิดฮิสเทอรีติก

รูปที่ 2.9 (a) แสดงวงจรแปลงผันแรงดันแบบทอน ที่ควบคุมด้วยโหมดกระแสชนิดฮิสเทอรีติก รูปที่ 2.9 (b) และ 2.9 (c) แสดงรูปคลื่นของวงจร ความต้านทาน R_f ในรูปที่ 2.9 (a) ทำให้เกิดแรงดัน $V_{Rf} = i_L R_f$ แสดงขนาดของกระแส I_L แรงดัน V_{Rf} ถูกขยายโดยวงจรขยาย A1 และส่งผ่านไปยังอินพุตของวงจรขยายชนิดชmittริกเกอร์ A2 ซึ่งใช้ควบคุมการเปิดปิดสวิตช์อิเล็กทรอนิกส์ SW

การทำงานของวงจรแปลงผันแรงดันสามารถอธิบายได้ ดังต่อไปนี้

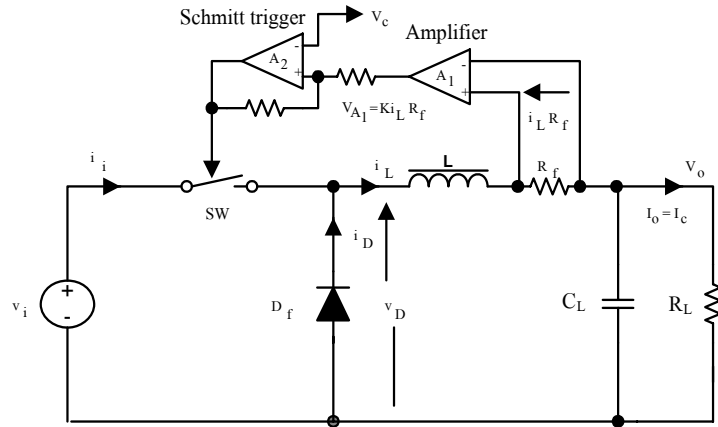
1. สมมติว่าการทำงานของวงจรแปลงผันแรงดันมาถึงสถานะคงตัว และสวิตช์ SW ถูกขับในสถานะทํางาน โดยเอาต์พุตของชmittริกเกอร์ที่ $t = 0$ ทำให้กระแสตัวเหนี่ยวนำ I_L เพิ่มขึ้นอย่างเป็นเชิงเส้น ดังแสดงในรูปที่ 2.9 (c) ด้วยความชันที่เท่ากับ

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_i - V_o}{L} \quad (\text{สมมติว่า } R_f = 0) \quad (2.42)$$

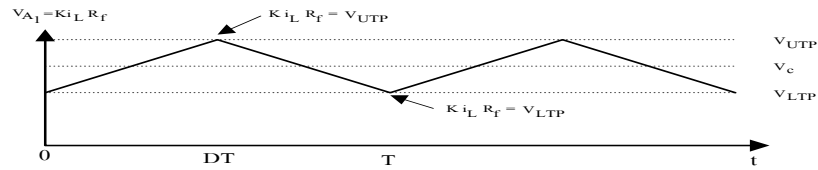
2. ที่ $t = DT$ เมื่อ i_L เพิ่มขึ้นทำให้ค่าแรงดันที่เอาต์พุตของ A2 $V_{A2} = K_L R_f$ ($K = \text{Gain}$ ของวงจรขยาย A2) มาถึงแรงดันจุดชนวนด้านสูง (Upper Trigger Point Voltage) V_{UTP} ดังแสดงในรูปที่ 2.9 (b) เอาต์พุตของวงจรขยาย A2 กลับไปเป็นสถานะ low และทำให้สวิตช์อิเล็กทรอนิกส์ SW จุดชนวนให้หยุดทํางาน กระแสตัวเหนี่ยวนำ I_L ถูกบังคับให้ไหลผ่านไดโอด D_f ทำให้แอมพลิจูดของ I_L ลดลงอย่างเชิงเส้นด้วยความชันเท่ากับ

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{-V_o}{L} \quad (\text{สมมติว่า } R_f = 0, v_D = 0) \quad (2.43)$$

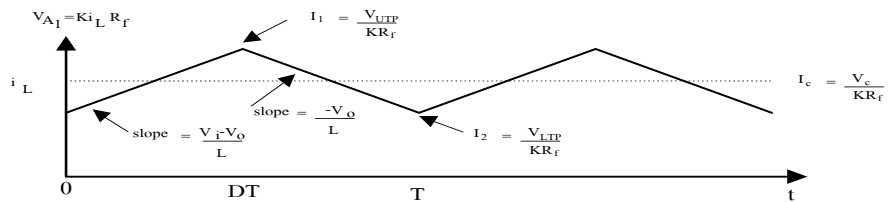
3. ที่ $t = T$ เมื่อ i_L ลดลงทำให้ค่าแรงดัน V_{A1} ลดลงสู่ค่าแรงดันจุดชนวนด้านต่ำ (Lower Trigger Point Voltage) V_{LTP} ดังแสดงในรูปที่ 2.9 (b) เอาต์พุตของวงจรขยาย A2 เปลี่ยนกลับไปเป็นสถานะ High และจุดชนวนให้ทำงานสวิตช์ SW อีกครั้ง



(a)



(b)



(c)

รูปที่ 2.9 การควบคุมวงจรแปลงผันแรงดันแบบฮิสเตอร์รีติก

- วงจรแปลงผันแรงดันแบบทอนที่ควบคุมด้วยโหมดกระแสชนิดฮิสเตอร์รีติก
- รูปคลื่นแรงดัน
- รูปคลื่นกระแส

เนื่องจากรูปคลื่นของแรงดันและกระแสบน R_f มีลักษณะเหมือนกัน ดังนั้นรูปคลื่นแรงดันที่แสดงในรูปที่ 2.9 (b) ด้วย $K R_f$ จากรูปคลื่นเหล่านี้ จะสังเกตได้ว่าสามารถแสดงกระแสควบคุม I_c ได้จากแรงดันควบคุม V_c

$$V_c = KI_c R_f \quad (2.44)$$

นี่คือฟังก์ชันของวงจรแปลงผันแรงดันที่ควบคุมด้วยโหมดกระแส

$$I_o = I_c = \frac{V_c}{KR_f} = GV_c \quad (2.45)$$

2.2.2.2 วงจรแปลงผันแรงดันที่ควบคุมด้วยโหมดกระแสชนิดความถี่คงที่

รูปที่ 2.10 (a) แสดงวงจรแปลงผันแรงดันแบบ ทอน ที่ควบคุมด้วยโหมดกระแสชนิดความถี่คงที่
รูปที่ 2.10 (c) แสดงรูปคลื่นของวงจร

การทำงานของวงจรแปลงผันแรงดันสามารถอธิบาย ได้ดังต่อไปนี้

1. สมมติว่าการทำงานของวงจรแปลงผันแรงดันมาถึงสถานะคงตัว และ ที่ $t = 0$ ตัวกำเนิดเซตพัลส์แบบความถี่คงที่ (Constant-Frequency Set-Pulse Generator) จะสร้างสัญญาณพัลส์ v_{set} เพื่อเซต R-S ฟลิปฟล็อปให้ได้อาต์พุต Q เป็นสถานะ high สำหรับจุดชนวนให้สวิตช์อิเล็กทรอนิกส์ SW ทำงาน ทำให้กระแสตัวเหนี่ยวนำ I_L เพิ่มขึ้นด้วยความชัน m_1 คือ

$$m_1 = \frac{di_L}{dt} = \frac{V_i - V_o}{L} \quad (\text{สมมติว่า } R_f = 0) \quad (2.46)$$

2. เมื่อ I_L เพิ่มขึ้นทำให้ค่าแรงดัน $KI_L R_f$ มาถึงค่าแรงดันควบคุม V_c ดังแสดงในรูปที่ 2.10 (a) อาต์พุตของวงจรเปรียบเทียบ A2 เปลี่ยนสถานะเป็น high รีเซต R-S ฟลิปฟล็อปให้เอาต์พุต Q เปลี่ยนสถานะเป็น Low และหยุดชนวนสวิตช์ SW หลังจากนั้นกระแสตัวเหนี่ยวนำ I_L จะลดลงด้วยความชัน m_2 คือ

$$m_2 = \frac{V_o}{L} \quad (\text{สมมติว่า } R_f = 0, v_D = 0) \quad (2.47)$$

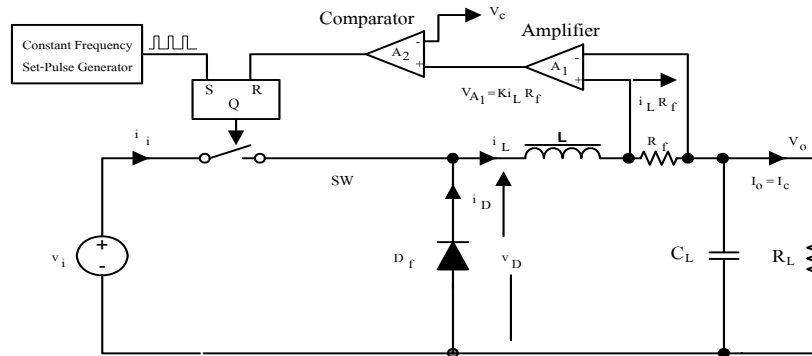
(กำหนดให้ m_2 มีค่าเป็นบวก)

3. ที่ $t = T$ (คาบเวลาการสวิตช์สิ้นสุดลง) พัลส์สแต็ปต่อมาจะจุดชนวนให้สวิตช์ SW ทำงานอีกครั้งหนึ่ง

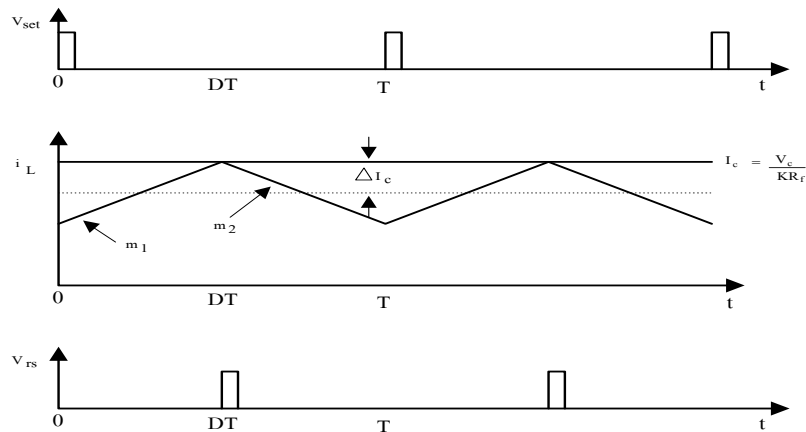
สมมติว่าวงจรแปลงผันแรงดันกำลังทำงานในโหมดกระแสต่อเนื่อง (I_L ไม่เท่ากับ 0) จากรูปที่ 2.10 (b) จะได้

$$I_o = \frac{V_c}{KR_f} - \Delta I_c \quad (2.48)$$

$$\begin{aligned}
 &= \frac{V_c}{KR_f} - \frac{1}{2} m_2 (1-D)T \\
 &= \frac{V_c}{KR_f} - \frac{1}{2} \frac{V_o}{L} (1-D)T
 \end{aligned}
 \tag{2.49}$$



(a)



(b)

รูปที่ 2.10 การควบคุมวงจรแปลงผันแรงดันแบบความถี่คงที่

(a) วงจรแปลงผันแรงดันแบบ ทอน ที่ควบคุมด้วย

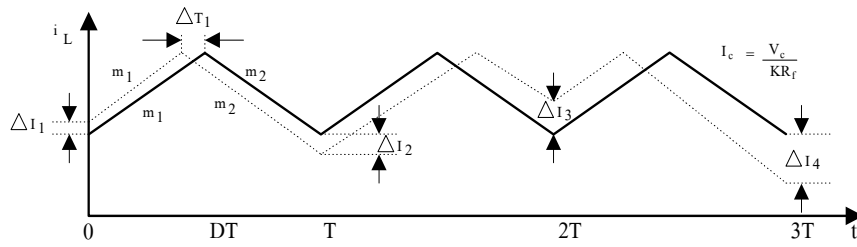
โหมดกระแสชนิดความถี่คงที่

(b) รูปคลื่นกระแสและแรงดัน

แม้ว่าสมการ (2.49) ไม่เป็นไปตามอุดมคติ ($I_o = GV_o$) แต่ยังสามารถควบคุมขนาดของกระแส I_o ได้ด้วยการเปลี่ยนแปลงแรงดันควบคุม V_c ด้วยเหตุนี้ จึงสามารถใช้เป็นฟังก์ชันของวงจรแปลงผันแรงดันที่ควบคุมด้วยโหมดกระแสได้

ข้อดีของวงจรแปลงผันแรงดันแบบนี้ คือ วงจรแปลงผันแรงดันทำงานด้วยความถี่สวิตชิ่งคงที่ แต่มีปัญหามือถือคือไซเคิลของการทำงานมากกว่า 0.5 อาจทำให้วงจรไม่เสถียรภาพได้ ซึ่งจะอธิบายต่อไป

ปัญหาความไม่เสถียรภาพในวงจรแปลงผันแรงดันที่ควบคุมด้วยโหมดกระแสชนิดความถี่คงที่



รูปที่ 2.11 รูปคลื่นกระแส I_L กับความแปรปรวน ΔI_1 ที่ $D > 0.5$

เมื่อตัวดีไซ์เกิดวงจรแปลงผันแรงดันที่ควบคุมด้วยโหมดกระแสชนิดความถี่คงที่มากกว่า 0.5 การทำงานของวงจรอาจจะไม่เสถียรภาพได้ โดยให้พิจารณาวงจรแปลงผันแรงดันในรูปที่ 2.10 (a) อีกครั้งหนึ่ง โดยสมมติว่าตัวดีไซ์เกิด D มากกว่า 0.5 รูปคลื่นของ I_L ในกรณีนี้ถูกแสดงในรูปที่ 2.11 เมื่อเส้นทึบแสดงคลื่น I_L ทางอุดมคติในสภาวะคงตัว และ เส้นประแสดงรูปคลื่น I_L ที่มีความแปรปรวน ΔI_1 เกิดขึ้นใน I_L (ความแปรปรวนอาจเกิดจากสัญญาณรบกวนหรือการเปลี่ยนแปลงสภาวะการทำงาน) การวิเคราะห์ต่อไปนี้จะแสดงให้เห็นว่า ไม่ว่าความแปรปรวน ΔI_1 จะมีค่าน้อยเพียงไร ท้ายที่สุดก็จะทำให้เกิดการแกว่ง (Oscillation) ของกระแส I_L อย่างแน่นอน

1. เมื่อความแปรปรวน ΔI_1 เกิดขึ้นที่เวลา $t = 0$ ดังแสดงในรูปที่ 2.11 ผลที่เกิดขึ้น คือ ความแปรปรวนของเวลา ΔT_1 โดยการพิจารณาสามเหลี่ยมที่มี ΔI_1 และ ΔT_1 เป็นองค์ประกอบ

$$\frac{\Delta I_1}{\Delta T_1} = m_1 \quad (2.50)$$

$$\therefore \Delta T_1 = \frac{I_1}{m_1} \quad (2.51)$$

2. ผลของความแปรปรวน ΔT_1 คือ ความแปรปรวนของกระแส I_L ที่ $t = T$ ซึ่งแสดงแทนด้วย ΔI_2 โดยการพิจารณารูปสามเหลี่ยมที่มี ΔT_1 และ ΔI_2 เป็นองค์ประกอบ

$$\frac{\Delta I_2}{\Delta T_1} = m_2 \quad (2.52)$$

$$\therefore \Delta I_2 = m_2 \Delta T_1 \quad (2.53)$$

แทนสมการ (2.51) เข้าไปในสมการ (2.53) จะได้

$$\therefore \Delta I_2 = \frac{m_2}{m_1} \Delta I_1 \quad (2.54)$$

3. สมการ (2.54) แสดงให้เห็นว่า ถ้าค่าของ m_2/m_1 มากกว่า 1 ความแปรปรวนของกระแส I_L จะถูกขยายโดยแฟคเตอร์ m_2/m_1 ในแต่ละคาบเวลาจนทำให้เกิดการแกว่งของกระแส I_L ในที่สุด ดังนั้น สภาวะการทำงานที่เสถียรภาพ คือ

$$\frac{m_2}{m_1} < 1 \quad (2.55)$$

4. จากรูป 2.11 ในสภาวะคงตัวจะได้ว่า

$$m_1 D = m_2 (1 - D) T \quad (2.56)$$

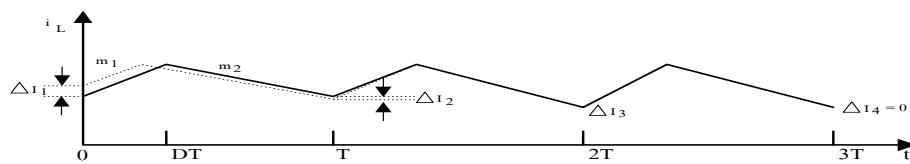
หรือ

$$\frac{m_2}{m_1} = \frac{D}{1 - D} \quad (2.57)$$

โดยสภาวะการทำงานที่เสถียรภาพ คือ

$$\frac{m_2}{m_1} = \frac{D}{1 - D} < 1 \quad (2.58)$$

$$D < (1 - D) \text{ หรือ } D < 0.5 \quad (2.59)$$

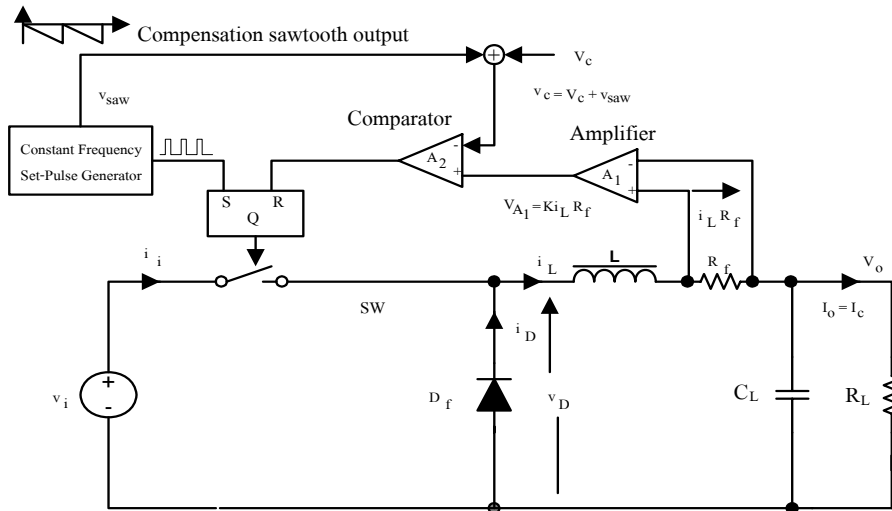


รูปที่ 2.12 รูปคลื่นกระแส I_L กับความแปรปรวน ΔI_1 ที่ $D < 0.5$

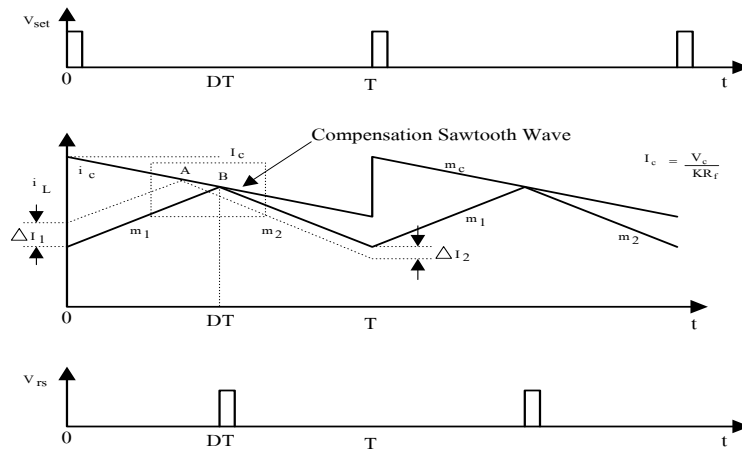
ด้วยเหตุนี้ เพื่อรักษาการทำงานให้เสถียรภาพ คิวตี้ไซเคิลวงจรถ่ายแปลงผันแรงดันที่แสดงในรูป 2.10 (a) จึงต้องรักษาให้ต่ำกว่า 0.5 ให้พิจารณาความแปรปรวน ΔI_1 ของวงจรถ่ายแปลงผันแรงดันที่คิวตี้ไซเคิล D น้อยกว่า 0.5 ในรูปที่ 2.12 จะสังเกตได้ว่าหลังจากไซเคิลแรก ΔI_2 น้อยกว่า ΔI_1 และหลังจากไซเคิลที่สอง ΔI_3 น้อยกว่า ΔI_2

วิธีการที่สามารถทำให้วงจรแปลงผันแรงดันมีเสถียรภาพที่ควิตตี้ไซเคิลมากกว่า 0.5 คือ การนำรูปคลื่นฟันเลื่อยชดเชย (Compensation Sawtooth Wave) ที่เหมาะสมร่วมกับแรงดันควบคุม V_c ซึ่งจะได้อธิบายต่อไป

2.2.2.3 วงจรแปลงผันแรงดันที่ควบคุมด้วยโหมดกระแสชนิดความถี่คงที่กับการชดเชยความชัน



(a)



(b)

รูปที่ 2.13 การควบคุมวงจรแปลงผันแรงดันด้วยการชดเชยความชัน

(a) วงจรแปลงผันแรงดันที่ควบคุมด้วยโหมดกระแสกับการชดเชยความชัน

(b) รูปคลื่นแรงดันและกระแส

ปัญหาความเสถียรภาพที่กล่าวถึงสำหรับวงจรแปลงผันแรงดันที่ควบคุมด้วยโหมดกระแสชนิดความถี่คงที่ควิตตี้ไซเคิลมากกว่า 0.5 สามารถแก้ปัญหาคือได้โดยการเพิ่มแรงดันชดเชย v_{saw} ที่เป็นคลื่นรูปฟัน

เลื่อยที่มีความชันลดลงอย่างเป็นเชิงเส้นและซิงโครนัสกับเซทพัลส์ แรงดันซดเซย v_{saw} และ แรงดันควบคุม V_c ถูกรวมเข้าด้วยกันก่อนที่จะป้อนให้กับวงจรเปรียบเทียบ A2 ความชันซดเซยที่รวมกับแรงดันควบคุมทำให้เกิดรูปคลื่น ดังแสดงในรูปที่ 2.13 (b) เมื่อ

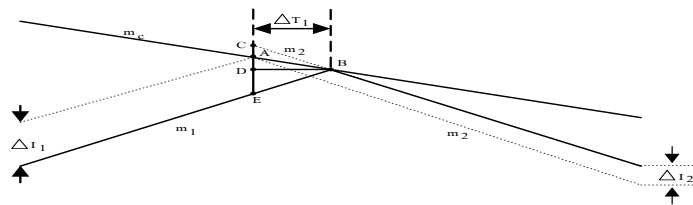
$$m_1 (\text{ความชันขาขึ้นของ } I_L) = \frac{V_i - V_o}{L} \quad \text{สมมติว่า } R_f=0$$

$$m_2 (\text{ความชันขาขึ้นของ } I_L) = \frac{V_o}{L} \quad \text{สมมติว่า } R_f=0, v_D=0$$

$m_c =$ ความชันที่ซดเซย

$$I_c = I_c - m_c t \quad (\text{กระแสนินพุตควบคุมสำหรับ } 0 < t < T)$$

(กำหนดให้ $m_1, m_2,$ และ m_c เป็นบวก)



รูปที่ 2.14 รูปคลื่นที่ขยายจากรูปที่ 2.13 (b)

การพิจารณาเสถียรภาพของวงจรแปลงผันแรงดัน ในรูปที่ 2.13 (b) สมมติว่า ความแปรปรวน ΔI_1 ของ I_L เกิดขึ้นที่เวลา $t = 0$ การวิเคราะห์ต่อไปนี้จะพบว่าเมื่อเรารักษาให้ความชัน $m_c > \frac{1}{2} m_2$ วงจรแปลงผันแรงดันจะทำงานได้เสถียรภาพ แม้ว่าความแปรปรวนของกระแส ΔI_2 มากกว่า ΔI_1 ก็ตามเราสามารถหาความสัมพันธ์ระหว่าง ΔI_1 และ ΔI_2 ได้ โดยการพิจารณารูปคลื่นกระแสภายในเส้นประรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า ในรูปที่ 2.13 (b)

$$\Delta I_2 = CA = CD - AD \quad (2.60)$$

$$= m_2 \Delta T_1 - m_c \Delta T_1 \quad (2.61)$$

$$\Delta I_1 = AE = DA + DE \quad (2.62)$$

$$= m_c \Delta T_1 + m_1 \Delta T_1 \quad (2.63)$$

$$\therefore \frac{\Delta I_2}{\Delta I_1} = \frac{m_2 - m_c}{m_c - m_1} \quad (2.64)$$

เพื่อให้มีการทำงานที่เสถียรภาพ ต้องกำหนดให้

$$\frac{\Delta I_2}{\Delta I_1} < 1 \quad (2.65)$$

หรือ $\therefore \frac{\Delta I_2}{\Delta I_1} = \frac{m_2 - m_c}{m_c + m_1} < 1 \quad (2.66)$

$$m_2 - m_c < m_c + m_1 \quad (2.67)$$

$$2m_c > m_2 - m_c \quad (2.68)$$

ในกรณีที่แย่ที่สุด m_1 อาจเท่ากับ 0 ดังนั้น สภาวะสำหรับความเสถียรภาพ คือ

$$m_c > \frac{1}{2}m_2 \quad (2.69)$$

เมื่อ

$$m_2 = \frac{V_0}{L} \quad (2.70)$$

ด้วยเหตุนี้ โดยการชดเชยด้วยความชัน m_c ที่มีค่ามากกว่าครึ่งหนึ่งของความชัน m_2 วงจรวงจรแปลงผันแรงดันจะทำงานได้เสถียรภาพอย่างไม่มีเงื่อนไขสำหรับทุกค่าตัวดีไซ์ไซเคิล (จาก 0 ถึง 1)

2.3 การออกแบบระบบควบคุมด้วยวิธีพิจารณาผลตอบสนองทางเวลา

การออกแบบระบบควบคุมด้วยวิธีพิจารณาผลตอบสนองทางเวลา กระทำโดยใช้สัญญาณที่เหมาะสมป้อนเข้าสู่ในระบบควบคุมที่อินพุต แล้วพิจารณาผลตอบสนองทางเวลาในสภาวะชั่วขณะที่เอาต์พุต โดยผลตอบสนองถูกพิจารณาเป็นสองกรณี คือ ประมาณการแปรปรวนสูงสุด และปริมาณเวลาในการกลับคืนสู่สภาวะคงตัวหลังจากเกิดการแปรปรวนนั้น หลังจากนั้น กำหนดหรือทำการปรับแต่งค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมเพื่อให้ผลตอบสนองของระบบเป็นไปตามข้อกำหนดที่ต้องการ

2.3.1 การวิเคราะห์ระบบควบคุมด้วยโดเมนของเวลา

2.3.1.1 ผลตอบสนองทางเวลาของระบบชนิดต่อเนื่อง

ในการวิเคราะห์ระบบควบคุมจะเลือกเวลาเป็นตัวแปรอิสระในระบบควบคุมส่วนใหญ่ ตัวอย่างเช่น ถ้าระบบมีความต้องการคือมีสัญญาณเอาต์พุตที่สามารถแปรตามสัญญาณอินพุต ได้ตลอดในช่วงเวลาที่พิจารณา การพิจารณาระบบดังกล่าวจำเป็นต้องเปรียบเทียบผลตอบสนองที่เอาต์พุตต่อที่อินพุตเป็น

ตัวแปรกับเวลา ดังนั้น การวิเคราะห์ระบบควบคุมที่มีความต้องการด้วยลักษณะดังกล่าว จึงเกี่ยวข้องกับ การคำนวณสมรรถนะของระบบบนพื้นฐานของผลตอบสนองทางเวลา

ผลตอบสนองทางเวลาของระบบควบคุม สามารถแบ่งออกได้เป็นสองส่วน คือ ผลตอบสนองชั่วขณะ(Transient Response) และผลตอบสนองคงตัว (Steady-State Response) กำหนดให้ $c(t)$ เป็นผลตอบสนองทางเวลารวมของระบบชนิดต่อเนื่อง สามารถเขียนได้ว่า

$$c(t) = c_t(t) + c_{ss}(t) \quad (2.71)$$

เมื่อ $c_t(t)$ คือ ผลตอบสนองชั่วขณะ

$c_{ss}(t)$ คือ ผลตอบสนองคงตัว

ในระบบควบคุมที่เสถียร ผลตอบสนองชั่วขณะเป็นผลตอบสนองทางเวลาที่มีค่าลดลงเป็นศูนย์ เมื่อเวลาผ่านไป ดังนั้น $c_t(t)$ มีคุณสมบัติ คือ

$$\lim_{t \rightarrow \infty} c_t(t) = 0 \quad (2.72)$$

ผลตอบสนองในสถานะคงตัวเป็นส่วนของผลตอบสนองทางเวลารวมที่ยังคงอยู่หลังจากผลตอบสนองชั่วขณะหมดไป ดังนั้นผลตอบสนองในสถานะคงตัวสามารถเปลี่ยนแปลงอย่างสม่ำเสมอในรูปแบบคงตัว ดังเช่น รูปคลื่นชนิดไซน์ หรือรูปคลื่นชนิดแรมป์

ระบบควบคุมจริงทุกชนิดจะมีขอบเขตซึ่งแสดงพฤติกรรมชั่วขณะก่อนที่สถานะคงตัวมาถึงสาเหตุ เพราะในระบบดังกล่าวมีพารามิเตอร์ที่ทำให้เกิดพฤติกรรมชั่วขณะ ซึ่งไม่สามารถหลีกเลี่ยงได้ทางฟิสิกส์ เช่น ความเฉื่อย มวล และความนำ เป็นต้น แต่ในระบบควบคุมทั่วไปมีความต้องการให้ผลตอบสนองติดตามการเปลี่ยนแปลงอย่างทันทีทันใดของอินพุตได้อย่างรวดเร็ว ดังนั้นการควบคุมผลตอบสนองชั่วขณะเป็นสิ่งสำคัญที่จำเป็น และเป็นส่วนสำคัญของพฤติกรรมทางพลศาสตร์ของระบบความแตกต่างระหว่างผลตอบสนองของเอาต์พุตต่ออินพุตหรือกับผลตอบสนองที่ต้องการ จึงต้องพิจารณาอย่างใกล้ชิดก่อนสถานะคงตัวมาถึง

ผลตอบสนองในสถานะคงตัวของระบบควบคุมเป็นสิ่งสำคัญอย่างมาก ซึ่งแสดงว่าเอาต์พุตของระบบได้สิ้นสุดการแปรปรวนแล้ว เช่น สำหรับระบบควบคุมตำแหน่ง ผลตอบสนองในสถานะคงตัวเมื่อเปรียบเทียบกับอินพุตอ้างอิงไม่มีเลยจะแสดงถึงความแม่นยำของระบบ แต่ถ้าผลตอบสนองของเอาต์พุตที่ต้องการเทียบกับอินพุตอ้างอิงไม่เท่ากันระบบจะถูกกล่าวได้ว่ามีค่าผิดพลาดในสถานะคงตัว (Steady-State Error)

การศึกษาระบบควบคุมด้วยโดเมนของเวลา รวมถึงการศึกษาผลตอบสนองชั่วขณะและผลตอบสนองคงตัวของระบบ สำหรับการออกแบบตัวควบคุมข้อกำหนดถูกกำหนดในเทอมของสมรรถนะในขณะตอบสนองชั่วขณะและตอบสนองคงตัว โดยตัวควบคุมจะถูกออกแบบให้ได้ตรงตามข้อกำหนดดังกล่าวนี้

2.3.1.2 สัญญาณทดสอบสำหรับการพิจารณาผลตอบสนองทางเวลา

ในระบบควบคุมจริง สัญญาณอินพุตที่แท้จริงของระบบอาจเปลี่ยนแปลงไปแบบสุ่ม (Random) ในโดเมนของเวลา ตัวอย่างเช่น ในระบบติดตามเรดาร์สำหรับอาวุธต่อสู้อากาศยาน ตำแหน่งและความเร็วของเป้าหมายที่ถูกติดตามอาจเปลี่ยนแปลงโดยไม่สามารถคาดเดาได้ ซึ่งไม่สามารถอธิบายด้วยนิพจน์ทางคณิตศาสตร์ได้ ทำให้เป็นปัญหาต่อการออกแบบ และยากที่จะออกแบบระบบควบคุมให้ทำงานได้อย่างดีกับทุกสัญญาณอินพุตที่เป็นไปได้ เพื่อความมุ่งหมายของการวิเคราะห์และออกแบบที่เป็นมาตรฐาน จึงจำเป็นต้องกำหนดสัญญาณอินพุตพื้นฐานเพื่อใช้ทดสอบ ทำให้สามารถคำนวณและเปรียบเทียบสมรรถนะของระบบต่าง ๆ ได้ โดยเลือกสัญญาณพื้นฐานที่เหมาะสม ไม่เพียงแต่เพื่อการวิเคราะห์ทางคณิตศาสตร์เท่านั้น ผลตอบสนองเนื่องจากอินพุตดังกล่าวทำให้สามารถคาดเดาสมรรถนะของระบบกับอินพุตที่ซับซ้อนอื่นๆ ได้ด้วย

อินพุตแบบฟังก์ชันสเต็ป อินพุตแบบฟังก์ชันสเต็ปแสดงการเปลี่ยนแปลงชนิดทันทีทันใดที่อินพุต ตัวอย่างเช่น ถ้าอินพุตคือตำแหน่งมุมของแกนเครื่องจักรกล อินพุตแบบสเต็ปจะแสดงการเคลื่อนที่ไปสู่ตำแหน่งใหม่อย่างรวดเร็ว นิพจน์ทางคณิตศาสตร์ของฟังก์ชันสเต็ป คือ

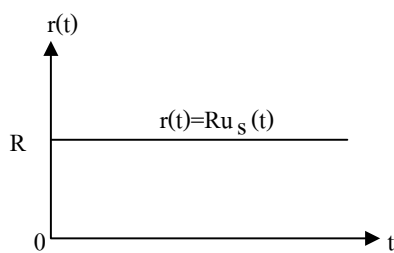
$$r(t) = R \quad t \geq 0 \quad (2.73)$$

$$= 0 \quad t < 0$$

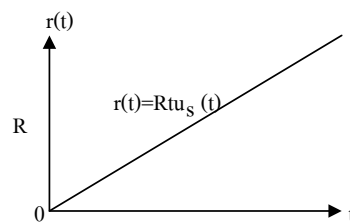
$$r(t) = R u_s(t) \quad (2.74)$$

เมื่อ R คือ ค่าคงที่

$u_s(t)$ คือ ฟังก์ชันสเต็ปหนึ่งหน่วย ฟังก์ชันสเต็ปแสดงในรูปที่ 2.15 (a)

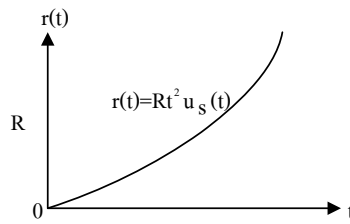


(a)



(b)

รูปที่ 2.15 สัญญาณทดสอบพื้นฐานสำหรับระบบควบคุมที่ต้องพิจารณาด้วยโดเมนของเวลา



(c)

รูปที่ 2.15 สัญญาณทดสอบพื้นฐานสำหรับระบบควบคุมที่ต้องพิจารณาด้วยโดเมนของเวลา (ต่อ)

อินพุตแบบฟังก์ชันแรมป์ ในกรณีของฟังก์ชันแรมป์ คือ สัญญาณอินพุตที่มีการเปลี่ยนแปลงอย่างคงที่เมื่อเปรียบเทียบกับเวลา โดยนิพจน์ทางคณิตศาสตร์ของฟังก์ชันแรมป์ คือ

$$r(t) = Rtu_s(t) \tag{2.75}$$

เมื่อ R คือ ค่าคงที่ ฟังก์ชันแรมป์แสดงในรูปที่ 2.15 (b)

ถ้าตัวแปรอินพุตแสดงการเปลี่ยนมุมของแกนเครื่องจักรกล อินพุตแบบแรมป์แสดงการหมุนด้วยความเร็วคงที่ของแกน

อินพุตแบบฟังก์ชันพาราโบลา ฟังก์ชันพาราโบลาแสดงการเปลี่ยนแปลงของขนาดที่เร็วกว่าฟังก์ชันแรมป์

$$r(t) = Rt^2 u_s(t) \tag{2.76}$$

เมื่อ R คือ ค่าคงที่ ฟังก์ชันพาราโบลาแสดงในรูปที่ 2.15 (c)

สัญญาณทดสอบเหล่านี้ มีคุณสมบัติที่เหมือนกัน คือ สัญญาณเหล่านี้อธิบายได้ด้วยสมการคณิตศาสตร์

ฟังก์ชันสเต็ปเป็นสัญญาณทดสอบ ซึ่งมีการเพิ่มของขนาดอย่างทันทีทันใดที่จุดเริ่มต้น ใช้ทดสอบความเร็วของระบบต่อการตอบสนองเมื่ออินพุตที่มีการเปลี่ยนแปลงอย่างทันทีทันใด

ฟังก์ชันแรมป์ใช้ทดสอบว่าระบบการตอบสนองของระบบต่อสัญญาณที่เปลี่ยนแปลงอย่างเป็นเชิงเส้นกับเวลา ฟังก์ชันพาราโบลาเป็นสัญญาณทดสอบที่มีความเร็วกว่าฟังก์ชันแรมป์ แต่ในทางปฏิบัติไม่

ค่อยใช้สัญญาณทดสอบที่เร็วกว่าฟังก์ชันพาราโบลิก เนื่องจากอาจจะทำให้เกิดปัญหาทางด้านเสถียรภาพของระบบได้

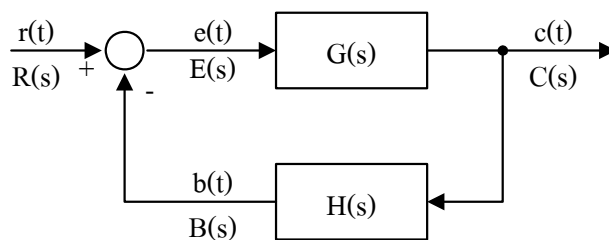
2.3.1.3 สมรรถนะของระบบควบคุมชนิดต่อเนื่องทางโดเมนเวลา

ค่าผิดพลาดในสถานะคงตัว (Steady-State Error) ค่าผิดพลาดในสถานะคงตัว คือ การวัดความแม่นยำของระบบ เมื่อทดสอบระบบด้วยอินพุตชนิดที่กำหนด โดยมีจุดมุ่งหมาย คือ เพื่อให้เอาต์พุตตอบสนองตามอินพุตนี้อย่างแม่นยำ ในระบบจริงเนื่องจากมีความเสียดทาน และมีความบกพร่องอื่น ๆ ในองค์ประกอบของระบบ ทำให้ผลตอบสนองที่สถานะคงตัวที่เอาต์พุตไม่แม่นยำตามอินพุตที่ใช้ทดสอบ เกิดค่าผิดพลาดในสถานะคงตัวในระบบควบคุมที่ไม่สามารถหลีกเลี่ยงได้ทั้งหมด ในการออกแบบมีจุดมุ่งหมายที่สำคัญคือการทำให้อัตราผิดพลาดน้อยที่สุด หรือต่ำกว่าค่าที่ยอมรับได้

โดยปกติค่าผิดพลาดในสถานะคงตัวของระบบควบคุมเชิงเส้นแปรผันกับชนิดของอินพุตและระบบ

ในระบบควบคุม ถ้าอินพุตที่กำหนด $r(t)$ และเอาต์พุตที่ต้องการ $c(t)$ เป็นหน่วยเดียวกัน ตัวอย่างเช่น อินพุตเป็นชนิดแรงดัน และเอาต์พุตเป็นชนิดแรงดันเช่นกัน เป็นต้น สมการค่าผิดพลาดแสดงได้ คือ

$$e(t) = r(t) - c(t) \quad (2.77)$$



รูปที่ 2.16 ระบบควบคุมป้อนกลับ

บางครั้งมันอาจเป็นไปได้หรือไม่สะดวกที่จะจัดหาอินพุตอ้างอิงที่อยู่ในระดับเดียวกัน หรือมีมิติเดียวกันกับตัวแปรที่ถูกควบคุม ตัวอย่างเช่น มันอาจจำเป็นต้องใช้แหล่งจ่ายแรงดันต่ำสำหรับควบคุมเอาต์พุตที่เป็นแหล่งจ่ายแรงดันกำลังสูง สำหรับระบบควบคุมความเร็ว ในทางปฏิบัติมันเป็นไปได้มากที่จะต้องใช้อินพุตอ้างอิงเป็นแหล่งจ่ายแรงดัน หรือเป็นอินพุตแบบตำแหน่งเพื่อควบคุมความเร็วของเอาต์พุต ภายใต้สภาวะเหล่านี้ ค่าผิดพลาดจึงไม่สามารถถูกหาได้ง่ายเมื่ออินพุตอ้างอิงกับเอาต์พุตที่ควบคุมแตกต่างกัน ด้วยเหตุนี้ สัญญาณอินพุตและเอาต์พุตต้องเป็นมิติเดียวกันและเป็นระดับเดียวกันก่อนนำมาเปรียบเทียบ ดังนั้น ส่วนประกอบใน $H(s)$ ต้องถูกรวมเข้าด้วยกันในส่วนป้อนกลับ

ดังแสดงในรูปที่ 2.16 สำหรับ $r(t)$ และ $c(t)$ ที่เหมือนกัน ค่าผิดพลาดของระบบควบคุมป้อนกลับนี้ จะ ถูกกำหนดโดย

$$e(t) = r(t) - b(t) \quad (2.78)$$

หรือ

$$E(s) = R(s) - B(s) = R(s) - H(s)C(s) \quad (2.79)$$

โดยค่าผิดพลาดในสถานะคงตัวของระบบควบคุมป้อนกลับ ถูกกำหนดเป็น

$$\text{Steady State Error} = e_{ss} = \lim_{t \rightarrow \infty} e(t) \quad (2.80)$$

เมื่อพิจารณาในรูปที่ 2.16 การแปลงลาปลาซของค่าผิดพลาด คือ

$$E(s) = \frac{R(s)}{1 + G(s)H(s)} \quad (2.81)$$

โดยการใช้ทฤษฎีค่าสุดท้ายของการแปลงลาปลาซ ค่าผิดพลาดในสถานะคงตัวของระบบ คือ

$$e_{ss} = \lim_{t \rightarrow \infty} e(t) = \lim_{s \rightarrow 0} sE(s) \quad (2.82)$$

เมื่อ $sE(s)$ ไม่มีโพลบนแกนจินตภาพและไม่อยู่ทางซีกขวาของ s -plane แทนสมการ (2.81) เข้าไปใน สมการ (2.82) จะได้

$$e_{ss} = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{sR(s)}{1 + G(s)H(s)} \quad (2.83)$$

แสดงว่า ค่าผิดพลาดในสถานะคงตัวขึ้นอยู่กับอินพุตอ้างอิง $R(s)$ และ ฟังก์ชันถ่ายโอนของรูป $G(s)H(s)$

2.3.1.4 ผลตอบสนองของระบบควบคุมชนิดต่อเนื่องทางโดเมนเวลาผลตอบสนองชั่วขณะ

ขอบเขตชั่วขณะของผลตอบทางเวลา คือ ส่วนที่เข้าไปสู่ศูนย์เมื่อเวลามีค่ามาก ยิ่งไปกว่านั้น ผลตอบสนองชั่วขณะของระบบควบคุมเป็นสิ่งสำคัญที่ขาดไม่ได้ ดังนั้นทั้งแอมพลิจูดและช่วงเวลาของผลตอบสนองชั่วขณะต้องถูกรักษาให้อยู่ภายใต้ข้อจำกัดที่ยอมรับได้ หรือเงื่อนไขที่กำหนด ตัวอย่างเช่น ในระบบควบคุมความเร็วหมุนเปล่าของรถยนต์ นอกจากการควบคุมความเร็วหมุนเปล่า ในสถานะคงตัวแล้ว ความเร็วของเครื่องยนต์ที่ตกลงไปชั่วขณะหนึ่งต้องไม่มากเกินไปและต้อง สามารถคืนสู่ค่าปกติได้อย่างรวดเร็วเท่าที่เป็นไปได้

ข้อกำหนดทางโดเมนของเวลาและผลตอบสนองต่อสัญญาณยูนิตสเต็ป

คุณลักษณะของผลตอบสนองชั่วขณะสำหรับระบบควบคุมเชิงเส้น โดยทั่วไปวิเคราะห์ได้โดยการใช้สัญญาณยูนิตสเต็ปป้อนเข้าไปที่อินพุตของระบบ ซึ่งผลตอบสนองของระบบควบคุม เมื่ออินพุตเป็นสัญญาณยูนิตสเต็ป เรียกว่า ผลตอบสนองแบบยูนิตสเต็ป (Unit-Step Response) รูปที่ 2.17 แสดงผลตอบสนองแบบยูนิตสเต็ปของระบบควบคุมเชิงเส้นทั่วไป ซึ่งคุณลักษณะทางสมรรถนะสำหรับวิเคราะห์ผลตอบสนองแบบยูนิตสเต็ปของระบบควบคุมเชิงเส้นทางโดเมนของเวลาถูกกำหนดดังต่อไปนี้

1. ค่าโอเวอร์ชูทสูงสุด (Maximum Overshoot) กำหนดให้ $c(t)$ คือ ผลตอบสนองแบบยูนิตสเต็ป กำหนดให้ c_{\max} เป็นค่าสูงสุดของ $c(t)$ และ c_{ss} เป็นสถานะคงตัวของ $c(t)$ เมื่อ $c_{\max} - c_{ss}$ ค่าโอเวอร์ชูทสูงสุดถูกกำหนดโดย

$$\text{Maximum Overshoot} = c_{\max} - c_{ss} \quad (2.84)$$

โดยทั่วไปค่าโอเวอร์ชูทสูงสุดแสดงค่าเป็นเปอร์เซ็นต์ของค่าสุดท้ายของผลตอบสนองแบบสเต็ป นั่นคือ

$$\text{Percent Maximum Overshoot} = \frac{c_{\max} - c_{ss}}{c_{ss}} \times 100\% \quad (2.85)$$

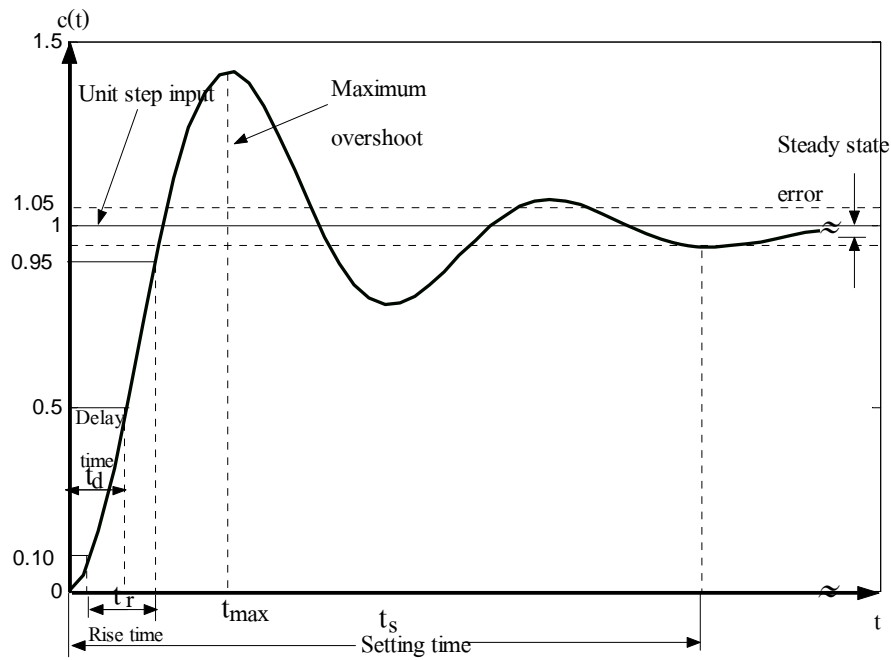
ค่าโอเวอร์ชูทสูงสุดมักจะใช้กับการวัดเสถียรภาพของระบบควบคุมที่สัมพันธ์กัน ซึ่งโดยปกติเราไม่ต้องการระบบที่มีค่าโอเวอร์ชูทสูง สำหรับจุดมุ่งหมายของการออกแบบค่าโอเวอร์ชูทสูงสุดมักจะถูกใช้เป็นข้อกำหนดทางโดเมนเวลา ในรูปที่ 2.17 ผลตอบสนองแบบยูนิตสเต็ปแสดงว่าโอเวอร์ชูทสูงสุดเกิดขึ้นที่โอเวอร์ชูทแรก สังเกตว่า ในบางระบบค่าโอเวอร์ชูทสูงสุดอาจเกิดขึ้นในยอดคลื่นหลัง และถ้าฟังก์ชันถ่ายโอนของระบบมีขั้วจำนวนคี่ในซีกขวาของ s -plane อาจทำให้เกิดอันเดอร์ชูทค่าลบขึ้นได้

2. เวลาหน่วง (Delay Time) เวลาหน่วง (t_d) คือ เวลาที่ผลตอบสนองแบบยูนิตสเต็ปมาถึงค่า 50 เปอร์เซ็นต์ของค่าสุดท้าย (พิจารณารูปที่ 2.17)

3. เวลาช่วงขึ้น (Rise Time) เวลาช่วงขึ้น (t_r) คือ เวลาที่ผลตอบสนองแบบยูนิตสเต็ปเพิ่มขึ้นจาก 10 ถึง 90 เปอร์เซ็นต์ของค่าสุดท้าย

4. เวลาเข้าที่ (Settling Time) เวลาเข้าที่ คือ เวลาที่ผลตอบสนองแบบยูนิตสเต็ปลดลงและคงอยู่ภายในเปอร์เซ็นต์ของค่าสุดท้ายที่กำหนด (โดยปกติใช้ค่า 5 เปอร์เซ็นต์)

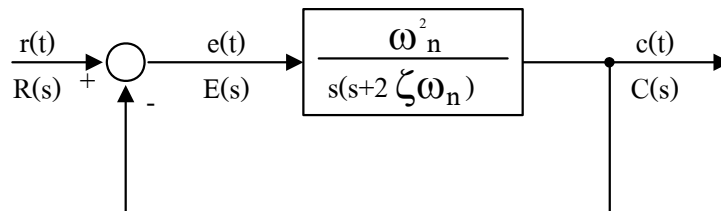
ปริมาณเหล่านี้เป็นข้อกำหนดชั่วขณะของระบบควบคุมเมื่ออินพุตเป็นสัญญาณยูนิตสเต็ป ซึ่งในระบบที่มีอันดับมากกว่า สามปริมาณเหล่านี้จะวิเคราะห์ได้ยากขึ้น



รูปที่ 2.17 ผลตอบสนองแบบสเต็ปของระบบควบคุม

2.3.1.5 ผลตอบสนองชั่วขณะของระบบอันดับสอง

ระบบควบคุมอันดับสองที่ถูกต้องนั้นไม่ค่อยพบในทางปฏิบัติ การวิเคราะห์โดยทั่วไปจะต้องทำให้อยู่ในรูปแบบพื้นฐานเสียก่อนเพื่อความเข้าใจต่อการวิเคราะห์และการออกแบบระบบอันดับที่สูงกว่า



รูปที่ 2.18 ระบบควบคุมอันดับสอง

พิจารณาระบบควบคุมอันดับสองที่แสดงตามไดอะแกรมในรูปที่ 2.18 ฟังก์ชันถ่ายโอนแบบลูปเปิดของระบบคือ

$$G(s) = \frac{C(s)}{E(s)} = \frac{\omega_n^2}{s(s + 2\zeta\omega_n)} \quad (2.86)$$

เมื่อ ζ และ ω_n เป็น ค่าคงที่จำนวนจริง ฟังก์ชันถ่ายโอนลูปปิดของระบบ คือ

$$\frac{C(s)}{R(s)} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (2.87)$$

ระบบในรูปที่ 2.18 กับฟังก์ชันถ่ายโอนในสมการ (2.86) และ (2.87) คือ สมการสำหรับระบบอันดับสอง (Standard Second-Order System)

สมการคุณลักษณะของระบบลูปิดสามารถวิเคราะห์ได้โดยการกำหนดค่าให้ส่วนของสมการ (2.87) เท่ากับศูนย์

$$\Delta(s) = s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2 = 0 \quad (2.88)$$

เมื่ออินพุตของระบบเป็นฟังก์ชันแบบยูนิตสเต็ป ($R(s) = \frac{1}{s}$) ผลตอบสนองที่เอาต์พุตของระบบสามารถได้จากการแปลงลาปลาซผกผัน

$$c(s) = \frac{\omega_n^2}{s(s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2)} \quad (2.89)$$

จากตารางการแปลงลาปลาซผกผัน ได้ผลลัพธ์ คือ

$$c(t) = 1 - \frac{e^{-\zeta\omega_n t}}{\sqrt{1-\zeta^2}} \sin\left(\omega_n \sqrt{1-\zeta^2} t + \cos^{-1} \zeta\right) \quad t \geq 0 \quad (2.90)$$

อัตราการหน่วง (Damping Ratio) และแฟคเตอร์การหน่วง (Damping Factor)

ความสัมพันธ์ระหว่างรากของสมการคุณลักษณะและพฤติกรรมของผลตอบสนองต่อฟังก์ชันแบบยูนิตสเต็ป รากของสมการ (2.88) คือ

$$\begin{aligned} s_1, s_2 &= -\zeta\omega_n \pm j\omega_n \sqrt{1-\zeta^2} \\ &= -\alpha \pm j\omega \end{aligned} \quad (2.91)$$

ความสำคัญทางฟิสิกส์ของค่าคงที่ ζ และ α อธิบายได้ในตอนนี้ พิจารณาสมการ (2.82) สังเกตว่า α เท่ากับ $\zeta\omega_n$ และ α คือ ค่าคงที่คูณกับค่า t ในเทอมเอ็กโปเนนเชียลตามสมการ (2.90) ดังนั้น α เป็นตัวควบคุมอัตราการเพิ่มขึ้นและลดลงของผลตอบสนองแบบยูนิตสเต็ป $c(t)$ กล่าวคือ α ทำหน้าที่ควบคุมการหน่วง (Damping) ของระบบ ซึ่งเรียกว่า แฟคเตอร์การหน่วง (Damping Factor) หรือค่าคงที่การหน่วง (Damping Constant) ส่วนกลับของ α หรือ $1/\alpha$ เป็นสัดส่วนกับค่าคงที่ทางเวลา (Time Constant) ของระบบ

เมื่อรากของสมการคุณลักษณะเป็นจำนวนจริงที่มีค่าเท่ากัน เราเรียกระบบนั้นว่าเป็นระบบหน่วงวิกฤต (Critically Damped) จากสมการ (2.91) สังเกตได้ว่าการหน่วงวิกฤตเกิดขึ้นเมื่อ $\zeta=1$ ภายใต้สภาวะนี้ แฟลคเตอร์การหน่วง คือ $\alpha = \omega_n$ ดังนั้น สามารถกำหนดให้ ζ เป็นอัตราการหน่วง (Damping Ratio) คือ

$$\zeta = \text{อัตราการหน่วง} = \frac{\alpha}{\omega_n} = \frac{\text{แฟลคเตอร์การหน่วงที่เกิดขึ้นจริง}}{\text{แฟลคเตอร์การหน่วงที่การหน่วงวิกฤต}} \quad (2.92)$$

ความถี่ไม่ถูกหน่วงธรรมชาติ (The Natural Undamped Frequency)

เมื่อพารามิเตอร์ ω_n ถูกกำหนดเป็นความถี่ไม่ถูกหน่วงธรรมชาติ จากสมการ (2.91) สังเกตได้ว่า เมื่อการหน่วงเป็นศูนย์ค่ารากของสมการคุณลักษณะเป็นจำนวนจินตภาพ และ จากสมการ (2.90) แสดงว่า ผลตอบสนองแบบยูนิตสเต็ปเป็นรูปคลื่นไซน์บริสุทธิ์ ดังนั้น ω_n ตรงกับความถี่ของรูปคลื่นไซน์ที่ไม่ถูกหน่วง

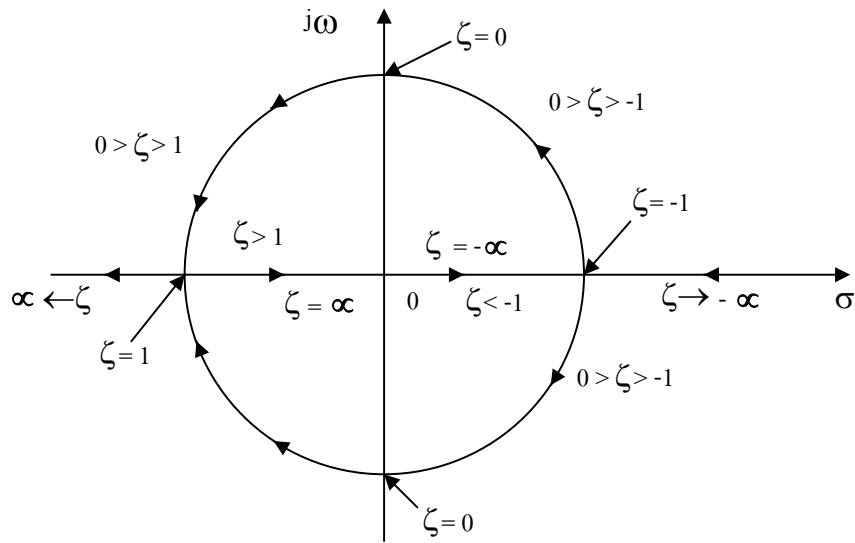
จากสมการ (2.91) เมื่อ $0 < \zeta < 1$ ส่วนจินตภาพของรากมี Magnitude เป็น

$$\omega = \omega_n \sqrt{1 - \zeta^2} \quad (2.93)$$

ดังนั้น เมื่อ $\zeta \neq 0$ ผลตอบสนองของ $c(t)$ ไม่เป็นฟังก์ชันรายคาบ และ ω ที่กำหนดในสมการ (2.93) ไม่ใช่ความถี่ไม่ถูกหน่วงธรรมชาติ ในบางครั้ง ω ถูกกำหนดเป็นความถี่ที่มีเงื่อนไข (Conditional Frequency) หรือ ความถี่ถูกหน่วง (Damped Frequency)

ผลกระทบของรากของสมการคุณลักษณะต่อการหน่วงของระบบอันดับสองถูกพิจารณาโดยรูปที่ 2.19 และ รูปที่ 2.20 ในรูปที่ 2.19 เมื่อ ω_n เป็นค่าคงที่ในขณะที่อัตราการหน่วง ζ เปลี่ยนแปลงจาก $-\infty$ ถึง $+\infty$ ซึ่งสามารถแบ่งประเภททางพลศาสตร์ของระบบตามค่าของ ζ ได้ดังต่อไปนี้

$0 < \zeta < 1:$	$s_1, s_2 = -\zeta\omega_n \pm j\omega_n \sqrt{1 - \zeta^2} \quad (-\zeta\omega_n < 0)$	Under damped
$\zeta = 1:$	$s_1, s_2 = -\omega_n$	Critically damped
$\zeta > 1:$	$s_1, s_2 = -\zeta\omega_n \pm j\omega_n \sqrt{\zeta^2 - 1}$	Over damped
$\zeta = 0:$	$s_1, s_2 = \pm j\omega_n$	Undamped
$\zeta < 0:$	$s_1, s_2 = -\zeta\omega_n \pm j\omega_n \sqrt{1 - \zeta^2} \quad (-\zeta\omega_n > 0)$	Negatively Damped



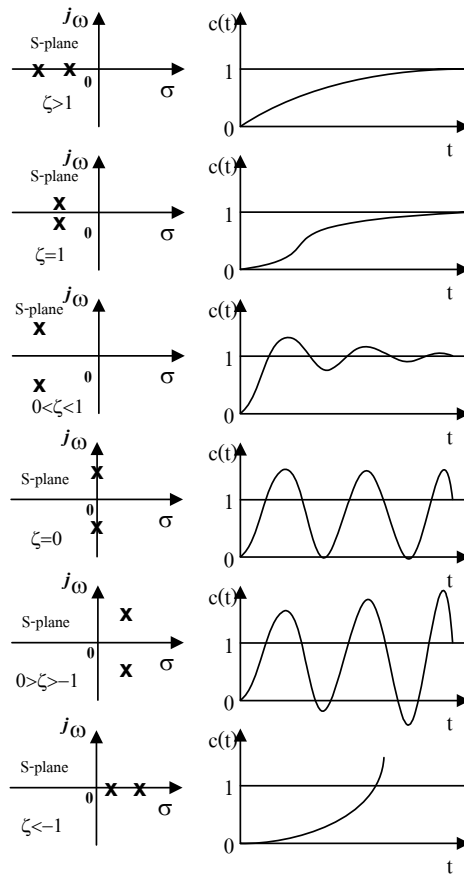
รูปที่ 2.19 ทางเดินรากของสมการคุณลักษณะในระบบอันดับสอง
เมื่อ ω_n คงที่ และอัตราการหน่วงเปลี่ยนจาก $-\infty$ ถึง $+\infty$

รูปที่ 2.20 แสดงให้เห็นผลตอบสนองแบบยูนิตสเต็ปที่ตรงกับค่ารากตำแหน่งต่างๆ ที่พิจารณาก่อนหน้านี้

การใช้งานในทางปฏิบัติ ระบบเสถียรภาพที่ $\zeta > 0$ เท่านั้น รูปที่ 2.21 แสดงผลตอบสนองแบบยูนิตสเต็ปตามสมการ (2.90) ที่แปรผันตามเวลา $\omega_n t$ สำหรับแต่ละค่าของอัตราการหน่วง ζ สังเกตว่าผลตอบสนองมีการแกว่งมากขึ้นเมื่อค่า ζ ลดลง และเมื่อ $\zeta \geq 1$ ผลตอบสนองไม่มีโอเวอร์ชูท นั่นคือระหว่างสถานะชั่วขณะ $c(t)$ ผลตอบสนองมีค่าไม่มากกว่าผลตอบสนองคงตัว

2.3.2 การออกแบบระบบควบคุมทางโดเมนเวลา

การออกแบบระบบควบคุมทางโดเมนเวลา หมายถึง การใช้ประโยชน์จากคุณสมบัติทางโดเมนเวลา และ ข้อกำหนดของระบบที่ออกแบบ เนื้อหาที่แสดงในหัวข้อ 2.3.1 ก่อนนี้แสดงให้เห็นว่ามีความสัมพันธ์อย่างใกล้ชิดระหว่างคุณสมบัติทางโดเมนของเวลากับคุณลักษณะของฟังก์ชันถ่ายโอนของระบบใน S-Plane ดังนั้น การออกแบบระบบควบคุมเชิงเส้นทางโดเมนของเวลาก็คือการกระทำกับโพลและซีโรของฟังก์ชันถ่ายโอนใน S-Plane

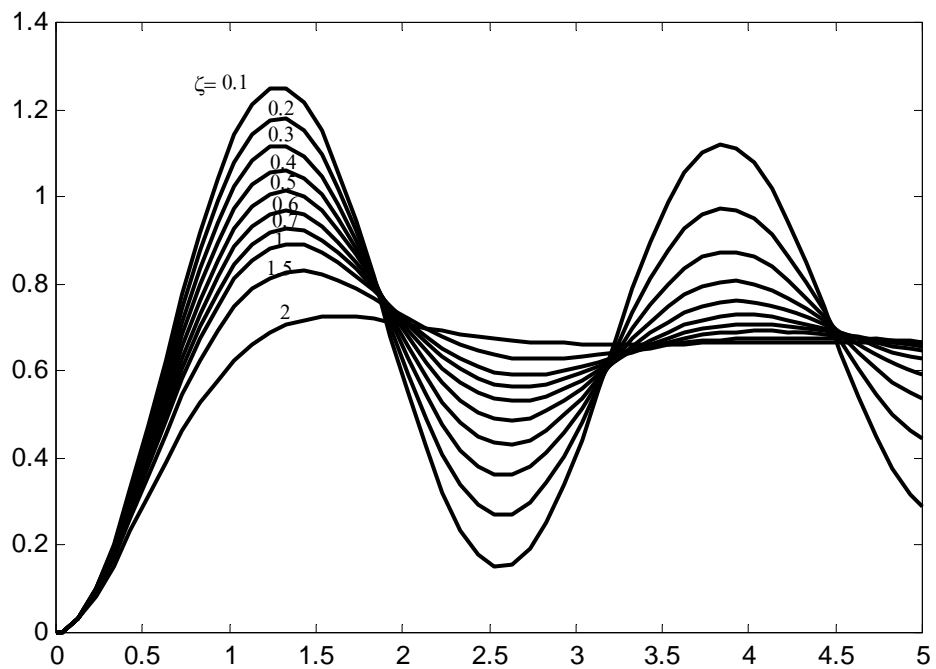


รูปที่ 2.20 ผลตอบสนองแบบยูนิตสเต็ปที่ตำแหน่งค่ารากต่าง ๆ ของสมการคุณลักษณะ

จากการพิจารณาในหัวข้อ 2.3.1 คุณลักษณะทางโดเมนเวลาของระบบควบคุมเชิงเส้นสามารถแสดงด้วยผลตอบสนองชั่วขณะและผลตอบสนองในสภาวะคงตัวของระบบเมื่อสัญญาณทดสอบถูกป้อนเข้าไปที่อินพุตเพื่อใช้ในการออกแบบตัวควบคุม สัญญาณทดสอบเหล่านี้โดยปกติอยู่ในรูปฟังก์ชัน

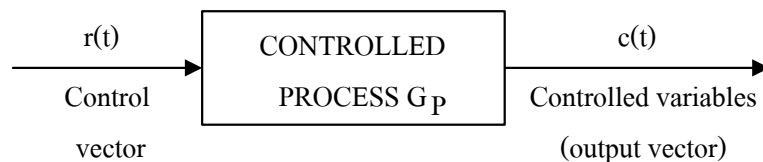
ยูนิตสเต็ป หรือฟังก์ชันแรมป์ หรือฟังก์ชันอื่น ๆ ทางโดเมนของเวลา สำหรับอินพุตแบบฟังก์ชันยูนิตสเต็ปแล้ว สมรรถนะของระบบควบคุมสามารถวัดได้จากเปอร์เซ็นต์โอเวอร์ชูทสูงสุด เวลาช่วงขึ้น และเวลาเข้าที่ของผลตอบสนองชั่วขณะ

โดยเชิงปริมาณแล้ว อัตราการหน่วง (Damping Ratio) และความถี่ไม่ถูกหน่วงธรรมชาติ (Natural Undamped Frequency) สามารถใช้แสดงเสถียรภาพของระบบได้ ซึ่งปริมาณเหล่านี้สามารถวิเคราะห์ได้จริงสำหรับระบบอันดับสองเท่านั้น ดังนั้นการออกแบบทางโดเมนเวลาข้อกำหนดสำหรับการออกแบบมักจะประกอบด้วยค่าโอเวอร์ชูทสูงสุดและพารามิเตอร์อื่นๆ



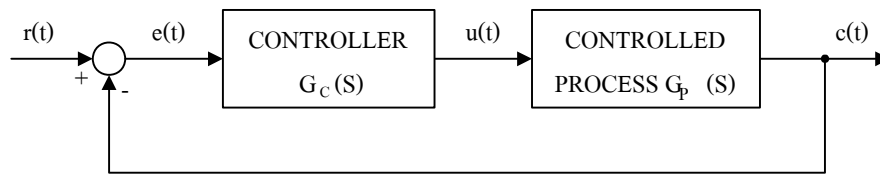
รูปที่ 2.21 ผลตอบสนองแบบยูนิตสเต็ปของระบบอันดับสองที่อัตราหน่วงค่าต่าง ๆ

โดยทั่วไปพลศาสตร์ของกระบวนการควบคุมแบบเชิงเส้น สามารถแสดงด้วยไดอะแกรมรูปที่ 2.22 ซึ่งจุดมุ่งหมายของการออกแบบ คือ การควบคุมตัวแปรเอาต์พุต $c(t)$ ให้เป็นไปตามต้องการอย่างแม่นยำ

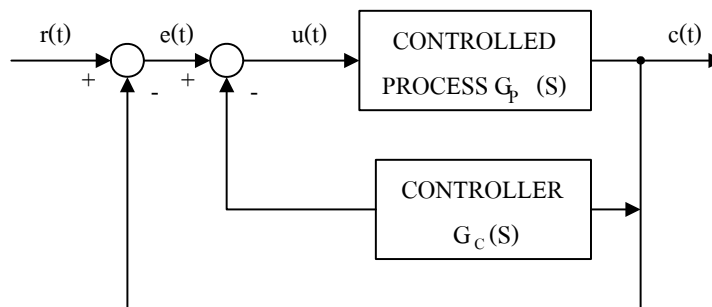


รูปที่ 2.22 กระบวนการควบคุม

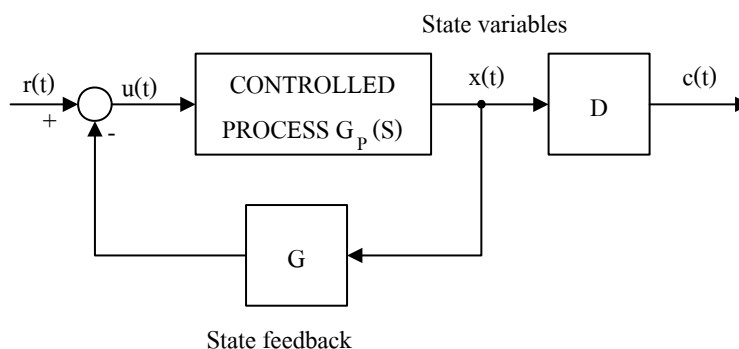
วิธีการออกแบบตัวควบคุมที่สะดวก ผู้ออกแบบต้องตัดสินใจเลือกโครงสร้างพื้นฐานของระบบที่ออกแบบเพื่อวางตัวควบคุมในตำแหน่งที่เหมาะสมกับกระบวนการที่ต้องการควบคุม และเนื่องจากการควบคุมหมายถึงการแก้ไขหรือการชดเชยคุณสมบัติทางสมรรถนะของระบบ ดังนั้นโครงสร้างของตัวควบคุมจึงเรียกว่าการชดเชย (Compensation)



(a) การชดเชยแบบอนุกรมหรือคาสเคด



(b) การชดเชยแบบป้อนกลับ



(c) การควบคุมแบบป้อนกลับสถานะ

รูปที่ 2.23 โครงสร้างพื้นฐานของตัวควบคุมแบบต่าง ๆ

รูปที่ 2.23 แสดงโครงสร้างของระบบควบคุมแบบต่าง ๆ โดยโครงสร้างในรูปที่ 2.23(a) เป็นแบบที่นิยมใช้มากที่สุด ในกรณีนี้ ตัวควบคุมถูกวางอนุกรมกับกระบวนการ และเรียกโครงสร้างแบบนี้ว่าการชดเชยแบบอนุกรมหรือแบบคาสเคด ในรูปที่ 2.23(b) ตัวควบคุมถูกวางในส่วนป้อนกลับ และเรียกโครงสร้างแบบนี้ว่าการชดเชยแบบป้อนกลับ รูปที่ 2.23(c) แสดงระบบที่สร้างสัญญาณควบคุมจากการป้อนกลับของตัวแปรสถานะผ่าน Gain จำนวนจริงค่าคงที่ และเรียกโครงสร้างแบบนี้ว่าการชดเชยแบบป้อนกลับสถานะ

2.3.3 คุณสมบัติของตัวควบคุมแบบ PID ทางโดเมนเวลา

ในระบบควบคุมที่ได้พิจารณาาก่อนหน้านี้ โดยทั่วไปตัวควบคุมแบบง่าย ๆ มีการขยายที่เป็น Gain ค่าคงที่ (K) ปฏิกริยาการควบคุมชนิดนี้รู้จักในรูปของการควบคุมแบบสัดส่วน (Proportional Control) ดังนั้น สัญญาณที่เอาต์พุตของตัวควบคุมจะมีความสัมพันธ์กับสัญญาณที่อินพุตของตัวควบคุมด้วย ค่าคงที่สัดส่วนนี้

ในทางคณิตศาสตร์แล้วตัวควบคุมชนิดต่อเนื่องที่เป็นเชิงเส้นสามารถแบ่งหรือรวมเวลาของสัญญาณที่อินพุตได้ และนอกจากการทำงานแบบสัดส่วนแล้ว สามารถพิจารณาตัวควบคุมชนิดต่อเนื่องต่อไปได้อีกว่าประกอบด้วยองค์ประกอบอื่นอีกหรือไม่ ซึ่งได้แก่ ตัวขยายสัญญาณ ตัวลดทอนสัญญาณ ดิฟเฟอเรนติเอเตอร์ และอินทิเกรเตอร์ งานหลักของผู้ออกแบบ คือ การพิจารณาองค์ประกอบที่จะนำมาใช้เหล่านี้ว่า อะไรที่เหมาะสมกับกระบวนการ และ จะเชื่อมต่ออุปกรณ์เหล่านี้ได้อย่างไร ตัวอย่างเช่น ตัวควบคุมที่รู้จักกันดีในทางปฏิบัติ คือ ตัวควบคุมแบบ PID ซึ่งหมายถึง Proportional , Integral และ Derivative โดยฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุมแบบ PID คือ

$$G_c(s) = K_p + K_d s + \frac{K_i}{s} \quad (2.94)$$

เมื่อ K_p , K_d และ K_i เป็นค่าคงที่จำนวนจริง การออกแบบ หมายถึง การหาค่าของค่าคงที่เหล่านี้เพื่อให้ระบบมีสมรรถนะที่ต้องการ การพิสูจน์ตัวควบคุมแบบ PID ที่สถานะนี้ทำให้เข้าใจความสำคัญขององค์ประกอบ Proportional , Derivative และ Integral ที่มีต่อสมรรถนะทางโดเมนเวลาของระบบควบคุมได้ดีขึ้น โดยจะพิสูจน์ผลกระทบของการควบคุมแบบ Derivative และการควบคุมแบบ Integral แยกออกจากกัน รูปที่ 2.24 แสดงไคโอะแกรมของระบบควบคุมป้อนกลับที่มีกระบวนการอันดับสองโดยมีฟังก์ชันถ่ายโอน คือ

$$G_p(s) = \frac{\omega_n^2}{s(s + 2\zeta\omega_n)} \quad (2.95)$$

ตัวควบคุมแบบอนุกรมเป็นชนิด PD (Proportional – Derivative) มีฟังก์ชันถ่ายโอน คือ

$$G_c(s) = K_p + K_d s \quad (2.96)$$

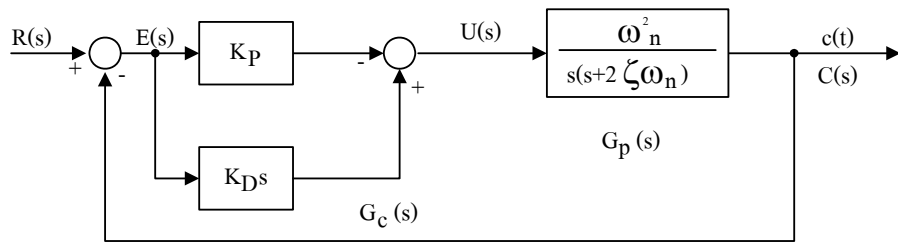
สัญญาณควบคุม คือ

$$u(t) = K_p e(t) + K_d \frac{de(t)}{dt} \quad (2.97)$$

ฟังก์ชันถ่ายโอนแบบรูปเปิดของระบบทั้งหมด คือ

$$G(s) = G_c(s)G_p(s) = \frac{C(s)}{E(s)} = \frac{\omega_n^2 (K_p + K_d s)}{s(s + 2\zeta\omega_n)} \quad (2.98)$$

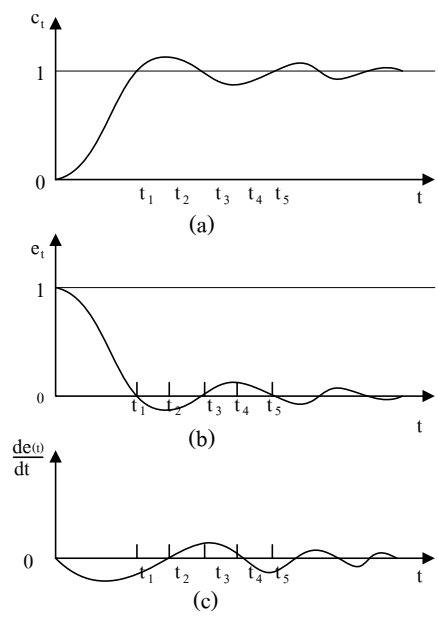
สังเกตว่าการควบคุมแบบ PD เป็นการเพิ่มซีโรที่ตำแหน่ง $c(t) = -\frac{k_p}{k_d}$ ในฟังก์ชันถ่ายโอนแบบรูปเปิด



รูปที่ 2.24 ระบบควบคุมกับการควบคุมแบบ PD

ผลลัพธ์ของการควบคุมแบบ Derivative ต่อผลตอบสนองของระบบควบคุมป้อนกลับสามารถพิสูจน์ได้ โดยการพิจารณาผลตอบสนองต่อเวลาที่แสดงในรูปที่ 2.25 สมมติว่าผลตอบสนองแบบยูนิตสแต็ปของระบบเกิดจากการควบคุมแบบ Proportional เพียงอย่างเดียว ดังแสดงในรูปที่ 2.25(a) ซึ่งมีค่าโอเวอร์ชูตสูงมาก และค่อนข้างมีการแกว่ง สัญญาณผิดพลาด (error) ซึ่งเป็นความแตกต่างระหว่างอินพุตแบบยูนิตสแต็ปกับ $c(t)$ และการดิฟอินพุตเทียบกับเวลา $\frac{de(t)}{dt}$ ดังแสดงในรูปที่ 2.25(b) และ (c)ตามลำดับ คุณสมบัติโอเวอร์ชูตและการแกว่ง สามารถแสดงให้เห็นใน $e(t)$ และ $\frac{de(t)}{dt}$

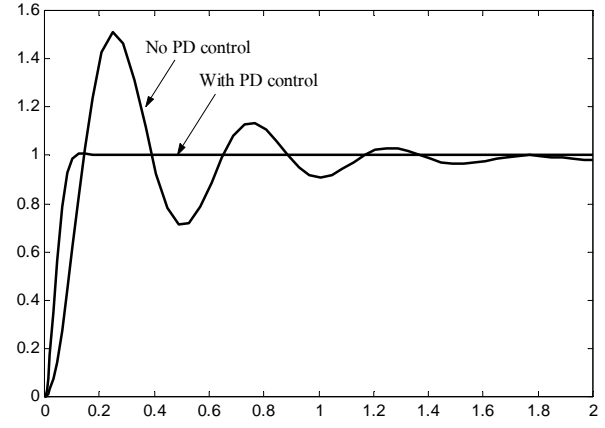
สังเกตได้อย่างชัดเจนว่าการควบคุมแบบ Derivative มีผลต่อระบบเมื่อค่าผิดพลาดในสภาวะคงตัวเปลี่ยนแปลงเมื่อเทียบกับเวลาเท่านั้น แต่ถ้าค่าผิดพลาดในสภาวะคงตัวของระบบคงที่เมื่อเทียบกับเวลา ผลลัพธ์การดิฟค่าผิดพลาดนี้เป็นศูนย์ทำให้การควบคุมแบบ Derivative นี้ ไม่มีผลต่อค่าผิดพลาดในสภาวะคงตัว แต่ถ้าค่าผิดพลาดในสภาวะอยู่ตัวเพิ่มขึ้นตามเวลา สัญญาณเอาต์พุตจะถูกแก้ไขเป็นสัดส่วนกับ $\frac{de(t)}{dt}$ เพื่อลดความผิดพลาดให้น้อยลง



รูปที่ 2.25 รูปคลื่นของ $c(t)$, $e(t)$ และ ของการควบคุมแบบ Derivative
 (a) ผลตอบสนองแบบยูนิตสเต็ป
 (b) สัญญาณค่าผิดพลาด
 (c) อัตราการเปลี่ยนแปลงต่อเวลาของสัญญาณค่าผิดพลาด

รูปที่ 2.26 แสดงผลตอบสนองแบบยูนิตสเต็ปของระบบลูปปิดที่ใช้และไม่ใช้การควบคุมแบบ PD จะเห็นว่าการควบคุมแบบ PD ทำให้ค่าโอเวอร์ชูตสูงสุดลดลงอย่างมาก นอกจากนี้ ผลกระทบของ Derivative ของตัวควบคุมแบบ PD ยังทำให้ค่าไรส์ไทม์เร็วขึ้นด้วย

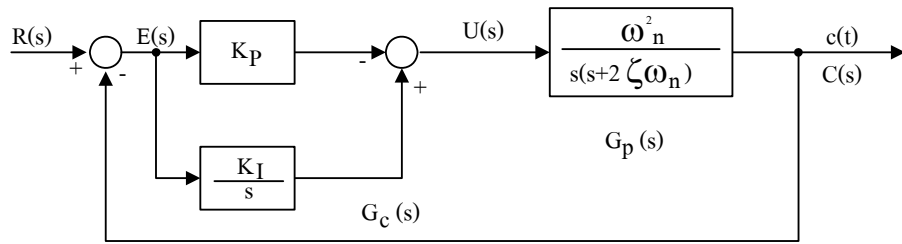
ข้อเสียของการควบคุมแบบ Derivative คือ มีความไวต่อสัญญาณผิดพลาดมาก จึงไม่เหมาะกับกระบวนการที่มีการเปลี่ยนแปลงได้ง่าย เช่น ระบบควบคุมการไหล หรือ ระบบควบคุมแรงดัน



รูปที่ 2.26 ผลตอบสนองแบบยูนิตสเต็ปของการควบคุมแบบ PD

ส่วนอินทิกรัลของตัวควบคุมแบบ PID ทำให้เกิดสัญญาณที่เป็นสัดส่วนกับกรรวมเวลาของอินพุตของตัวควบคุม รูปที่ 2.27 พิจารณาบล็อกไดอะแกรมของระบบควบคุมที่มีกระบวนการอันดับสองตามฟังก์ชันถ่ายโอน $G_p(s)$ และตัวควบคุมเป็นการควบคุมแบบ PI (Proportional – Integral) ฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุมแบบ PI คือ

$$G_c(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (2.99)$$



รูปที่ 2.27 ระบบควบคุมกับการควบคุมแบบ PI

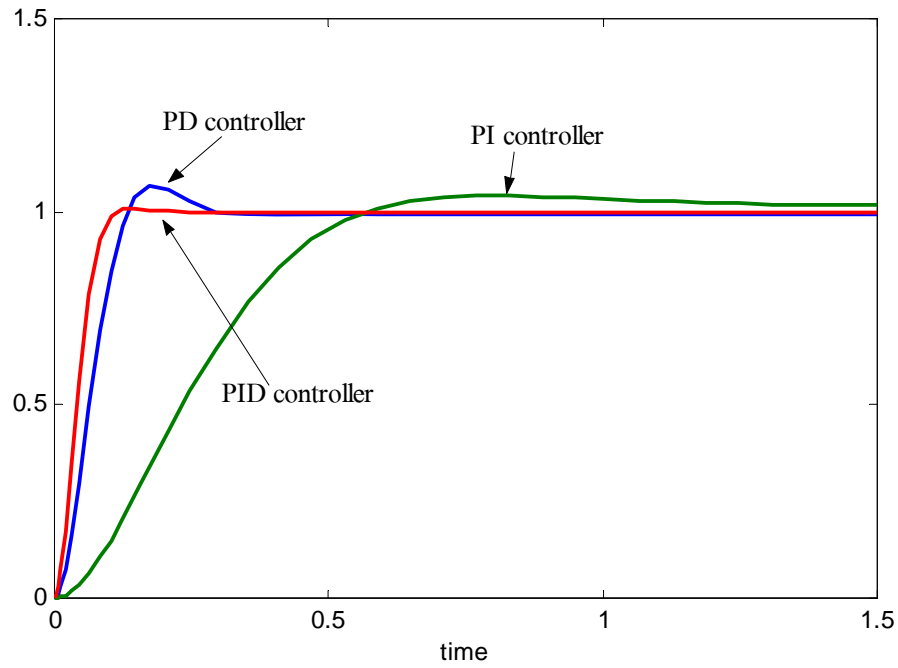
ฟังก์ชันถ่ายโอนของระบบทั้งหมด คือ

$$G(s) = G_c(s)G_p(s) = \frac{\omega_n^2 (K_p s + K_i)}{s^2 (s + 2\zeta\omega_n)} \quad (2.100)$$

สังเกตได้ว่า ตัวควบคุมแบบ PI จะเพิ่มซีโรที่ตำแหน่ง $s = \frac{K_i}{K_p}$ และเพิ่มโพลที่ $s = 0$ ในฟังก์ชันถ่ายโอนแบบรูปเปิด ผลกระทบที่เห็นได้ชัดอย่างหนึ่งของการควบคุมแบบอินทิกรัลนี้ คือ เป็นการเพิ่มอันดับให้ระบบอีกหนึ่งอันดับ สิ่งสำคัญอีกประการหนึ่ง คือ type ของระบบถูกเพิ่มขึ้นอีกหนึ่ง ดังนั้น ถ้าผิดพลาดในสถานะคงตัวของระบบเดิมที่ปราศจากการควบคุมแบบอินทิกรัลถูกปรับปรุงอีกหนึ่งอันดับ นั่นคือ ถ้าค่าผิดพลาดในสถานะคงตัวกับอินพุตที่ให้คงที่ การควบคุมแบบอินทิกรัลลดค่าผิดพลาดลงเป็นศูนย์ (ทำให้ระบบสุดท้ายมีเสถียรภาพ) ในกรณีของสมการ (2.90) ระบบรูปปิดในรูปที่ 2.27 จะมีค่าผิดพลาดในสถานะคงเป็นศูนย์เมื่ออินพุตอ้างอิงเป็นฟังก์ชันแรมป์ อย่างไรก็ตาม เนื่องจากระบบเป็นระบบอันดับสามทำให้ระบบอาจจะเสถียรภาพน้อยกว่าระบบอันดับสองเดิม หรืออาจทำให้ระบบไม่เสถียรภาพ ถ้าเลือกพารามิเตอร์ K_p และ K_i ไม่เหมาะสมกับระบบ

ผลตอบสนองแบบยูนิตสเต็ปของระบบที่ชดเชยด้วยตัวควบคุมแบบ PI แสดงในรูปที่ 2.28 สังเกตว่า แม้ว่าผลตอบสนองถูกหน่วงอย่างดี แต่การควบคุมแบบอินทิกรัลทำให้ผลตอบสนองแบบสเต็ปมีเวลาช่วงขึ้น (Rise Time) และ เวลาเข้าที่ (Settling Time) นาน

ระบบควบคุมแบบ PI จะใช้ได้กับระบบที่มีการเปลี่ยนแปลงโหลดมาก ๆ ได้ แต่โหลดจะต้องเปลี่ยนแปลงอย่างช้า ๆ เมื่อเทียบกับ T_i เพื่อป้องกันไม่ให้เกิดการแกว่งจากโอเวอร์ชูทของการอินทิกรัล และระบบที่ใช้การควบคุมแบบนี้มักจะให้โอเวอร์ชูทสูงก่อนที่จะเข้าสู่เวลาเข้าที่



รูปที่ 2.28 ผลตอบสนองแบบยูนิตสแควร์ของระบบควบคุมที่ใช้การควบคุมแบบ PD, PI และ PID

2.3.4 การออกแบบตัวควบคุมแบบ PID

การพิจารณาที่ผ่านมา สังเกตได้ว่าตัวควบคุมแบบ PD มีการเพิ่มความเร็วให้กับระบบ แต่ไม่มีผลต่อการตอบสนองในสภาวะคงตัว ส่วนตัวควบคุมแบบ PI สามารถแก้ไขค่าผิดพลาดในสภาวะคงตัว แต่เวลาเดียวกันมีการเพิ่มการหน่วง ทำให้เวลาช่วงขึ้นและเวลาเข้าที่สภาวะคงตัวถูกหน่วง ด้วยเหตุนี้จึงนำไปสู่ตัวควบคุมแบบ PID ซึ่งนำข้อดีของตัวควบคุมของแบบ PI และ PD มารวมกัน สรุปวิธีการออกแบบการควบคุมแบบ PID สำหรับระบบควบคุม คือ

1. พิจารณาว่าตัวควบคุมแบบ PID ประกอบด้วยส่วนที่เป็น PI เชื่อมต่อแบบคาสเคดกับส่วนที่เป็น PD ฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุมแบบ PID สามารถเขียนได้ใหม่ได้เป็น

$$G_c(s) = K_p + K_d s + \frac{K_i}{s} = (1 + K_{d1}s) \left(K_{p2} + \frac{K_{i2}}{s} \right) \quad (2.101)$$

ค่าคงที่สัดส่วนของส่วน PD ถูกเซ็ทให้เป็นหนึ่ง ดังนั้น เราต้องการพารามิเตอร์เพียง 3 ตัว ในตัวควบคุมแบบ PID จากการเท่ากันทั้งสองข้างของสมการ (2.91) เราได้

$$K_p = K_{p2} + K_{d1} K_{i2} \quad (2.102)$$

$$K_d = K_{d1} K_{p2} \quad (2.103)$$

$$K_i = K_{i2} \quad (2.104)$$

2. พิจารณาว่าส่วน PI มีผลกระทบจากการเลือกค่า K_{i2} และ K_{p2} ซึ่งความต้องการต่อเวลาช่วงขึ้นของระบบถูกทำให้พอใจ ค่าผิดพลาดในสภาวะอยู่ตัวของระบบถูกแก้ไขด้วยอันดับหนึ่ง ไม่ได้เกี่ยวข้องกับค่าโอเวอร์ชูทสูงสุดที่สถานะนี้ ซึ่งอาจจะมาก

3. ใช้ส่วน PD ลดโอเวอร์ชูทสูงสุด เลือกค่า K_{D1} ที่ทำให้ได้ความหน่วงที่ต้องการ
4. ค่าของ K_p , K_d และ K_i ถูกพบโดยสมการ (2.92) ถึง (2.94)

อีกทางหนึ่ง เราสามารถออกแบบตัวควบคุมแบบ PD ในขั้นแรกด้วยการเลือกค่า K_{d1} ที่เหมาะสม ซึ่งเป็นไปได้ว่าการกระทำของตัวควบคุมแบบ PD เพียงอย่างเดียวอาจไม่เพียงพอที่จะทำให้ความเสถียรภาพที่ต้องการได้ ขั้นสุดท้าย ส่วน PI ของตัวควบคุมแบบ PID ถูกออกแบบให้ได้ตามข้อกำหนดทางสมรรถนะที่ต้องการ

จากระบบอันดับสอง จะเห็นว่าถ้าเราเลือกข้อกำหนดของผลตอบสนองทางเวลา ซึ่งได้แก่ เวลาช่วงขึ้น ค่าโอเวอร์ชูทสูงสุด อัตราการหน่วงจะทำให้เราสามารถหาค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมที่ทำให้ระบบมีผลตอบสนองทางเวลาที่ต้องการได้

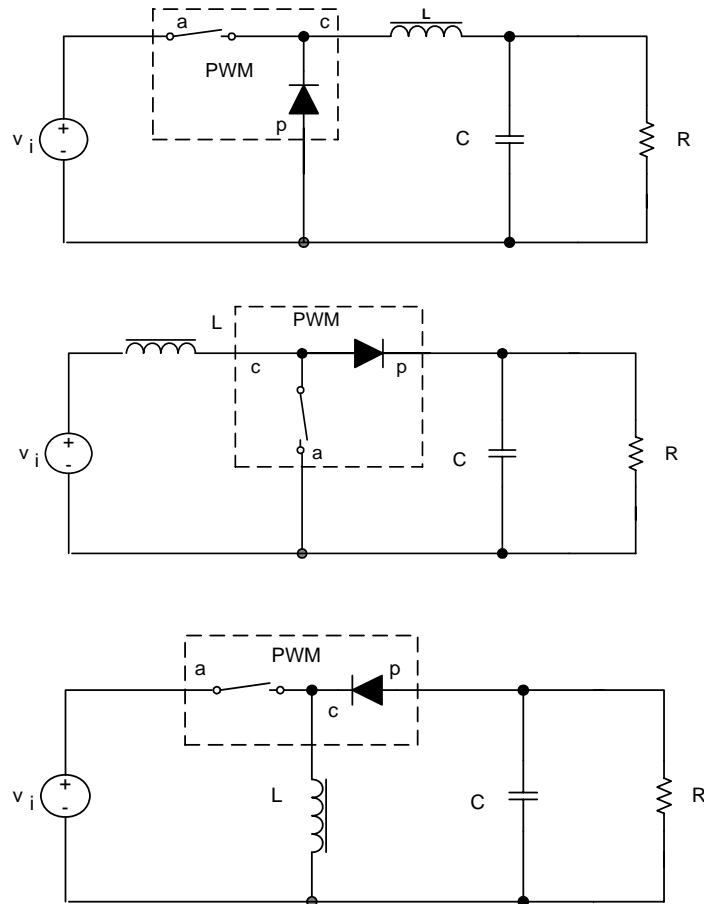
2.4 แบบจำลองสวิตช์พีดับเบิลยูเอ็ม (PWM Switch Model)

ในช่วงเวลาที่ผ่านมา เมื่อต้องการวิเคราะห์แบบจำลองส่วนกำลัง (Power Stage) ของวงจรแปลงผันแรงดันนิยมทำโดยใช้วิธี ค่าเฉลี่ยสเตตสเปซ (State-Space Averaging) [3] แต่วิธีแบบนี้แสดงผลของโมเดลในรูปของสมการทางคณิตศาสตร์ ทำให้ไม่ชัดเจนและไม่สะดวกต่อการวิเคราะห์ ต่อมาได้มีผู้เสนอวิธีการหาแบบจำลองสวิตช์พีดับเบิลยูเอ็ม (PWM Switch) [11] โดยจำลองส่วนที่ไม่เป็นเชิงเส้นของวงจรแปลงผันแรงดันด้วยสวิตช์พีดับเบิลยูเอ็ม วิธีนี้ทำให้การวิเคราะห์คุณสมบัติทาง Large-Signal และ Small-Signal ของวงจรแปลงผันแรงดันได้ดีกว่า

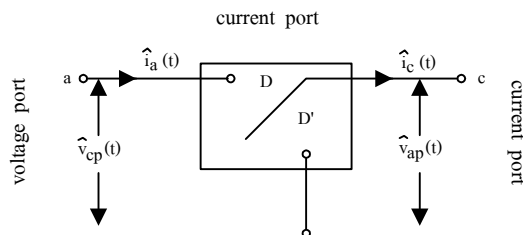
2.4.1 คุณสมบัติของสวิตช์พีดับเบิลยูเอ็ม

วงจรแปลงผันแรงดันแบบพื้นฐานสามแบบที่แสดงในรูปที่ 2.29 แต่ละแบบจะประกอบด้วยสวิตช์แบบ Active และแบบ Passive รวมอยู่ในบล็อกเดียวกัน (ในเส้นประ) เรียกว่า PWM switch บล็อกนี้แสดงความไม่เป็นเชิงเส้นโดยรวมของวงจรแปลงผันแรงดันเหล่านี้ และสามารถจำลองด้วยอุปกรณ์

ไม่เชิงเส้น 3 ขา ดังรูปที่ 2.30 โดยกำหนดให้ขา a, p และ c หมายถึง active, passive และ common ตามลำดับ



รูปที่ 2.29 ส่วนที่ไม่เป็นเชิงเส้น (ในเส้นประ) ของวงจรแปลงผันแรงดันแบบพื้นฐาน

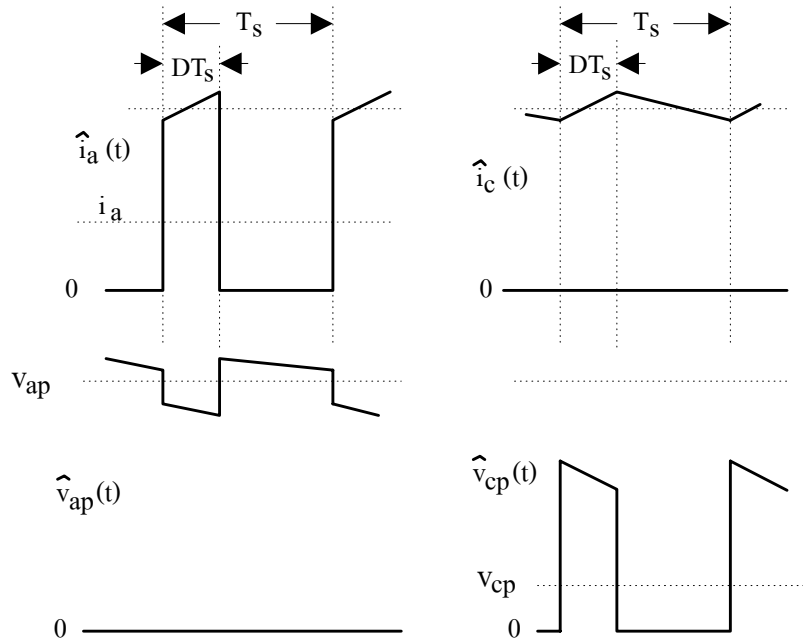


รูปที่ 2.30 สวิตช์พีดีบีลยูเอ็ม

รูปที่ 2.31 แสดงความสัมพันธ์ที่ไม่เปลี่ยนแปลงระหว่างกระแสและแรงดันที่ขั้วของ PWM Switch ที่แสดงในรูปที่ 2.31 จะสังเกตได้ว่าในช่วงเวลา DT_s กระแสขั้วเวลาที่ขั้ว active ($I_a(t)$) จะเท่ากับ กระแสขั้วเวลาที่ขั้ว common ($I_c(t)$) และแรงดันที่พอร์ต c-p ($v_{cp}(t)$) เท่ากับแรงดันที่พอร์ต a-p ($v_{ap}(t)$) ดังนั้น ความสัมพันธ์ที่ไม่เปลี่ยนแปลงในเชิงปริมาณที่ขั้ว คือ

$$\hat{i}_a(t) = \begin{cases} \hat{i}_c(t) & , 0 \leq t \leq DT_s \\ 0 & , DT_s \leq t \leq T_s \end{cases} \quad (2.105a)$$

$$\hat{v}_{cp}(t) = \begin{cases} \hat{v}_{ap}(t) & , 0 \leq t \leq DT_s \\ 0 & , DT_s \leq t \leq T_s \end{cases} \quad (2.105b)$$



รูปที่ 2.31 แรงดันและกระแสที่ขั้วของสวิตช์พีคดับเบิลยูเอ็ม

ในวงจรแปลงผันแรงดันไฟตรง พฤติกรรมของค่าเฉลี่ยจะได้รับการพิจารณาเพื่อการวิเคราะห์มากกว่า คุณสมบัติทาง Large-Signal และ Small-Signal ดังนั้นการวิเคราะห์ สวิตช์พีคดับเบิลยูเอ็ม จึงใช้การวิเคราะห์จากค่าเฉลี่ยเป็นหลัก ความสัมพันธ์ที่ไม่เปลี่ยนแปลงระหว่างปริมาณค่าเฉลี่ยที่ขั้ว คือ

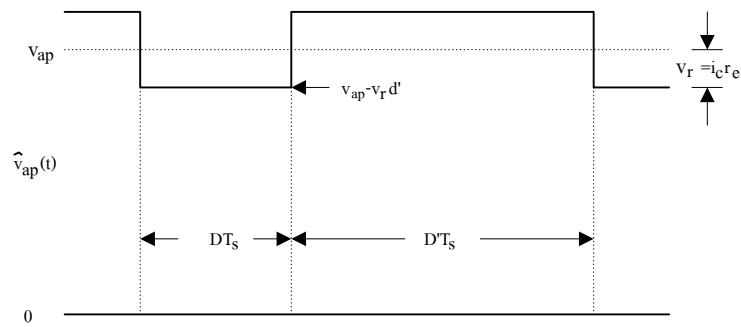
$$i_a = di_c \quad (2.106)$$

แรงดันเฉลี่ยและแรงดันชั่วขณะที่ตกคร่อมพอร์ท a-p ต้องพิจารณาเป็นพิเศษ เพราะเป็นแรงดันที่คร่อมแหล่งจ่ายแรงดันและคาปาซิเตอร์ ซึ่งโดยทั่วไปเป็นคาปาซิเตอร์ที่มีค่าแฝงของ ESR (Equivalent Series Resistance) [7] ดังนั้นรูปคลื่นแรงดันตกคร่อมพอร์ทนี้ประกอบด้วยคลื่นสี่เหลี่ยมเล็ก ๆ (ด้านบนเอียงลดลงเมื่อเวลาผ่านไป) อยู่บนค่าเฉลี่ย v_{ap} ดังแสดงใน รูปที่ 2.31 คลื่นสี่เหลี่ยมนี้เกิดจากแรงดันตกคร่อม ESR ไปหักล้าง $v_{ap}(t)$ ทำให้ $v_{ap}(t)$ ลดลง การลดลงสูงสุดของ $v_{ap}(t)$ แปรตามค่าสูงสุดของกระแสในขั้ว common ดังนั้น ถ้าค่า ESR ของคาปาซิเตอร์นี้เท่ากับศูนย์ แรงดันชั่วขณะ

$v_{ap}(t)$ ในช่วงเวลาดังกล่าวจะค่อนข้างเรียบและจะมีกระเพื่อมที่เกิดจากการทำงานของคาปาซิเตอร์เท่านั้น ในกรณีของวงจรแปลงผันแรงดันแบบทบ ขั้ว a-p จะต่อคร่อมคาปาซิเตอร์นี้โดยตรง และแบบทอน จะต่อคร่อมคาปาซิเตอร์ฟิลเตอร์ด้านอินพุต หรือในกรณีของวงจรแปลงผันแรงดันแบบทบ-ทอน จะต่อกับคาปาซิเตอร์ทางอ้อม ถ้าเราไม่สนใจริปเปิลในกระแสที่ขั้ว common และพิจารณาเพียงค่าเฉลี่ย I_c ดังนั้นแรงดันกระเพื่อมเนื่องจาก ESR ในรูปที่ 2.32 สามารถแสดงได้เป็น

$$v_r = i_c r_c \quad (2.107)$$

โดยทั่วไป r_c จะเป็นฟังก์ชันของ ESR ของคาปาซิเตอร์ และความต้านทานโหลด R



รูปที่ 2.32 แรงดันที่ขั้ว $v_{ap}(t)$ ของสวิตช์พีคบัลยูเอม

ตัวอย่างเช่น ในวงจรแปลงผันแรงดันแบบทอน และทบ-ทอน แอมพลิจูดของกระแส I_c จะถูกคลุกคลีอย่างเป็นจังหวะโดยคาปาซิเตอร์ฟิลเตอร์ทางด้านเอาต์พุตซึ่งต่อขนานอยู่กับความต้านทานโหลด ดังนั้น r_c ถูกให้โดย

$$r_c = r_c \parallel R \quad (\text{กรณีทบ และทบ-ทอน}) \quad (2.108)$$

เนื่องจากค่า Peak-to-Peak ของกระแส ($I_c = I_{in} + i_o$) ถูกคลุกคลีโดยคาปาซิเตอร์ที่แปลงพลังงาน และกระเพื่อมที่เหลือเนื่องจาก ESR ดังนั้น จากรูปที่ 2.32 เราสามารถได้ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันเฉลี่ยที่พอร์ทเป็น

$$\begin{aligned} v_{cp} &= d(v_{ap} - v_r d') \\ v_{cp} &= d(v_{ap} - i_c r_c d') \quad , d' = 1 - d \end{aligned} \quad (2.109)$$

ความสัมพันธ์ที่ไม่เปลี่ยนแปลงของ สวิตช์พีคบัลยูเอม ที่ได้จาก (3.2) และ (3.5) ถูกรวมเข้าด้วยกัน

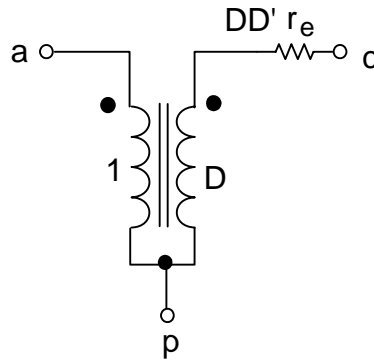
$$i_a = di_c \quad (2.110a)$$

$$v_{cp} = d(v_{ap} - i_c r_c d') \quad (2.110b)$$

ถ้า ESR ของคาปาซิเตอร์ ที่คู่คลื่นกระแสเป็นจิ้งหะสามารถตัดออกไปได้ สมการ (3.6) จะลดลงไปเป็น

$$i_a = di_c \quad (2.111a)$$

$$v_{cp} = dv_{ap} \quad (2.112b)$$



รูปที่ 2.33 แบบจำลองแบบ สวิตช์พีคดับเบิลยูเอ็ม เมื่อคิวตี้ไซเกิดคองที

2.4.2 แบบจำลองทาง DC และ Small-Signal ของสวิตช์พีคดับเบิลยูเอ็ม

สมมติว่าค่าคิวตี้ไซเกิดคองทีเท่ากับ D โดยกระแสและแรงดันที่ขั้วของสวิตช์พีคดับเบิลยูเอ็ม ถูกกระทบจากความแปรปรวนในแรงดันอินพุต หรือที่โหนดของวงจรแปลงผันแรงดัน สมการ (3.6a) และ (3.6b) สำหรับคิวตี้ไซเกิดค่าคองที จะเป็น

$$\hat{i}_a = D \hat{i}_c \quad (2.113a)$$

$$\hat{v}_{cp} = d \left(\hat{v}_{ap} - \hat{i}_c r_e D' \right) \quad (2.113b)$$

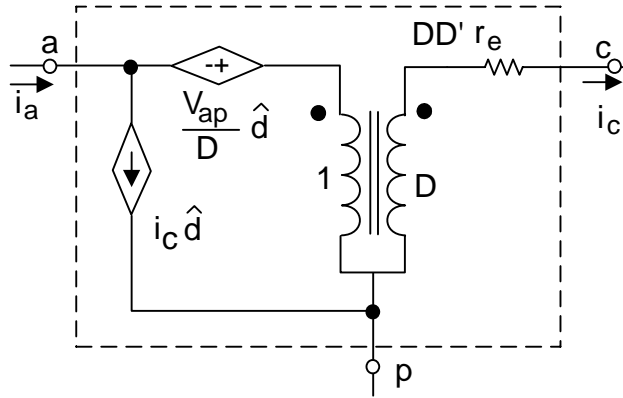
สมการเหล่านี้คือ แบบจำลองแบบสวิตช์พีคดับเบิลยูเอ็มสำหรับคิวตี้ไซเกิดค่าคองที ซึ่งแสดงในรูปที่ 2.33 สมมติว่า ถ้าต้องการคำนวณหาฟังก์ชันถ่ายโอน Line-to-Output แบบลูปปิดของวงจรแปลงผันแรงดัน แบบจำลองในรูปที่ 2.33 จะถูกนำมาใช้ โดยเมื่อต้องการวิเคราะห์ผลตอบสนองของวงจรแปลงผันแรงดันต่อความแปรปรวนของคิวตี้ไซเกิด ดังนั้น สมการ (3.6a) และ (3.6b) สามารถเปลี่ยนไปเป็นดังนี้

$$\hat{i}_a = D \hat{i}_c + I_c \hat{d}$$

$$\hat{v}_{cp} = D \left(\hat{v}_{ap} - \hat{i}_c r_e d - I_c r_e D' \right) + \hat{d} \left(V_{ap} - I_c r_e D' \right) \quad (2.114a)$$

สามารถจัดได้ใหม่เป็น

$$\hat{v}_{ap} = \frac{\hat{v}_{cp}}{D} + \hat{i}_c r_e D' - \left[\hat{v}_{ap} d - I_c (D+D') r_e \right] \frac{d}{D} \quad (2.114b)$$



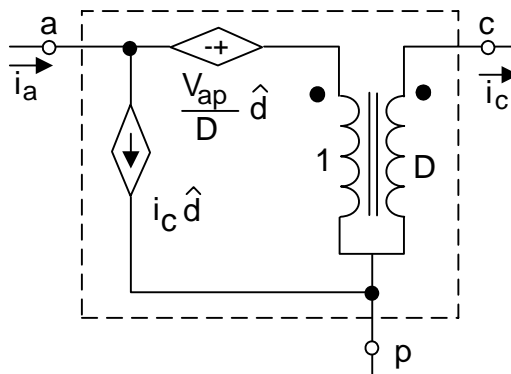
รูปที่ 2.34 แบบจำลองทาง DC และ Small-Signal ของสวิตช์พีดับเบิลยูเอ็ม

สมการเหล่านี้คือ แบบจำลองทาง Large-Signal และ Small-Signal ของสวิตช์พีดับเบิลยูเอ็ม ที่แสดงในรูปที่ 2.34 โปรดสังเกตว่า ถ้าเราตัดค่า r_e ทิ้งไป แบบจำลองจะถูกทำให้ง่ายขึ้นดังแสดงในรูปที่ 2.35 ซึ่งจะเหมือนกับสมการ (3.7a) และ (3.7b) โดยสมการ (2.114a) และ (2.114b) ถูกรวมกันเป็นดังนี้

$$\hat{i}_a = D \hat{i}_c + I_c \hat{d} \quad (2.115a)$$

$$\hat{v}_{ap} = \frac{\hat{v}_{cp}}{D} + \hat{i}_c r_e D' - V_D \frac{\hat{d}}{D} \quad (2.115b)$$

$$V_D = v_{ap} - I_c (D+D') r_e \quad (2.115c)$$

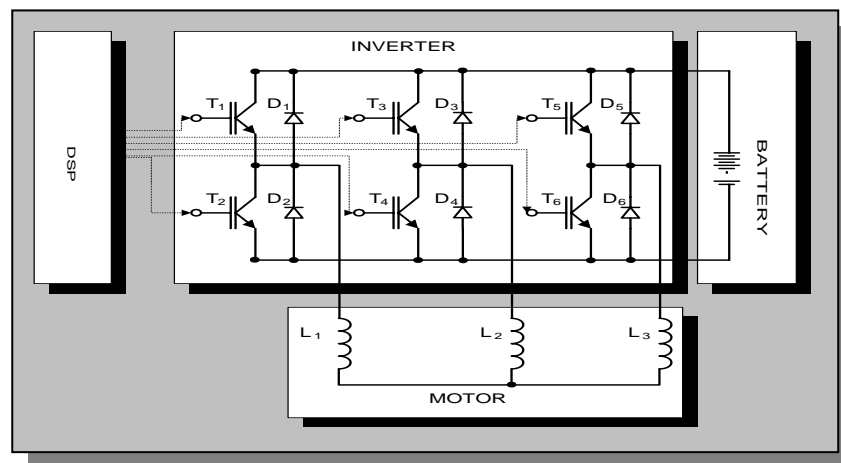


รูปที่ 2.35 แบบจำลองทาง DC และ Small-Signal อย่างง่ายของ สวิตช์พีดับเบิลยูเอ็ม

บทที่ 3 การออกแบบและวงจรจำลองเครื่องประจุแบตเตอรี่

บทนี้จะกล่าวถึงการออกแบบ วงจรกำลัง วงจรจำลองการทำงาน และวงจรควบคุมของเครื่องประจุแบตเตอรี่ที่สร้างจากอุปกรณ์ของรถไฟฟ้า

เมื่อพิจารณาส่วนประกอบวงจรกำลังของรถไฟฟ้า ที่ใช้มอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส โดยควบคุมความเร็วของมอเตอร์ด้วยอินเวอร์เตอร์ จะแบ่งออกได้ 4 ส่วนใหญ่ ๆ ส่วนประกอบแรก คือ มอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส ประกอบด้วยแกนเหล็ก และขดลวดเหนี่ยวนำ 3 ชุด ส่วนประกอบที่สอง คือ อินเวอร์เตอร์ ประกอบด้วยไอจีบีที (IGBT) 6 ตัว และไดโอด (Diode) 6 ตัว ส่วนประกอบที่สาม คือ ตัวควบคุมเป็นแบบ DSP และส่วนประกอบสุดท้าย คือ แบตเตอรี่ ดังแสดงในรูปที่ 3.1



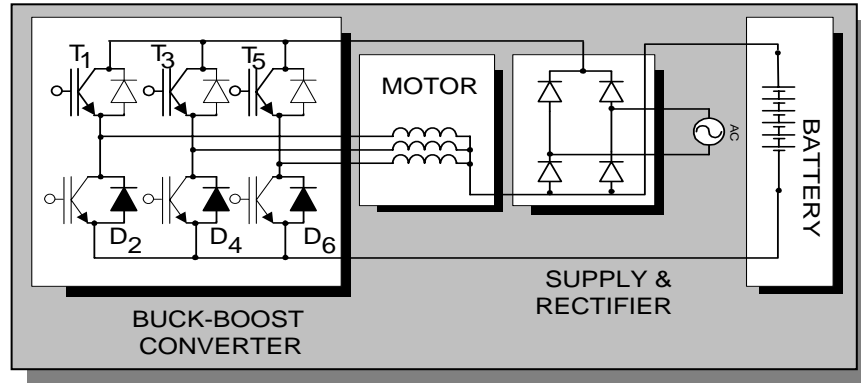
รูปที่ 3.1 วงจรกำลังรถไฟฟ้าที่ขับเคลื่อนด้วยมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส

วงจรกำลังของรถไฟฟ้าในรูปที่ 3.1 จะทำงานเมื่อรถไฟฟ้าถูกใช้งาน และหยุดทำงานเมื่อรถไฟฟ้าจอดอยู่กับที่ ดังนั้นในขณะรถไฟฟ้าจอดนิ่ง จึงสามารถนำอุปกรณ์ดังกล่าว มาใช้งานโดยไม่เกี่ยวกับวงจรรถไฟฟ้าได้ จากอุปกรณ์ในรูปที่ 3.1 สามารถสร้างเครื่องประจุแบตเตอรี่ได้โดยเพิ่มชุดเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นเท่านั้น ดังแสดงในรูปที่ 3.2

3.1 วงจรเครื่องประจุแบตเตอรี่ที่นำเสนอ

จากแนวความคิดของงานวิจัยนี้ คือ สร้างเครื่องประจุแบตเตอรี่เป็นชุดเดียวกับตัวรถไฟฟ้า และมีตัวประกอบกำลังไฟฟ้าสูง เพื่อเพิ่มคุณค่าให้กับ มอเตอร์ อินเวอร์เตอร์ และตัวควบคุมของรถไฟฟ้าให้มากขึ้น หรือเพื่อลดจำนวนอุปกรณ์ที่จะนำมาเพิ่มให้กับรถไฟฟ้า ในการสร้างเครื่องประจุแบตเตอรี่จากแนวความคิดดังกล่าวจะส่งผลทำให้น้ำหนักของรถไฟฟ้าไม่เพิ่มมากไปกว่าเดิม ดังนั้นงานวิจัยนี้

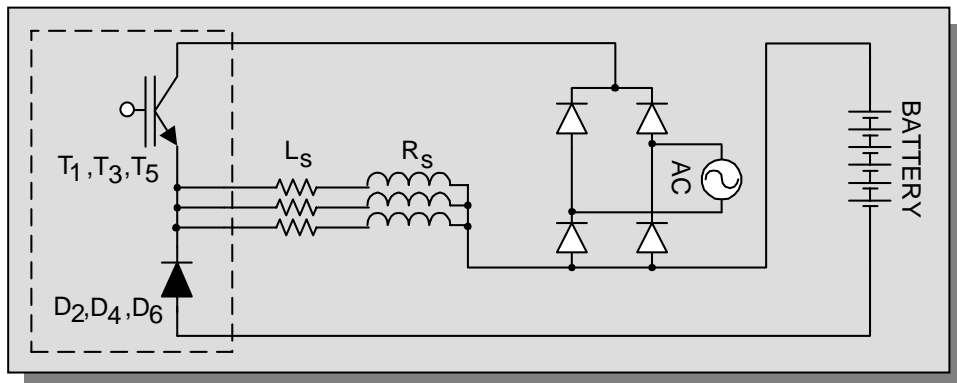
จึงนำอุปกรณ์ดังกล่าวข้างต้น มาสร้างเครื่องประจุแบตเตอรี่ ในขณะที่รถไฟฟ้าหยุดนิ่ง โดยต่อวงจรดังแสดงในรูปที่ 3.2



รูปที่ 3.2 วงจรกำลังเครื่องประจุแบตเตอรี่

ในรูปที่ 3.2 เป็นวงจรแปลงผันแรงดันไฟฟ้าตรงแบบทบ-ทอน ข้อเด่นของวงจรแปลงผันแบบนี้คือสามารถทำงานได้ตลอดช่วงคลื่นของแรงดันไฟฟ้าแบบรูปคลื่นไซน์ (Sine Wave) ซึ่งจะส่งผลดีต่อการควบคุมเพื่อให้ ตัวประกอบกำลังไฟฟ้าของเครื่องประจุไฟฟ้านี้สูงได้ ข้อด้อยของวงจรแปลงผันแรงดันไฟฟ้าตรงแบบทบ-ทอน คือ แรงดันไฟฟ้าออกจะกลับขั้ว แต่สามารถแก้ไขได้โดยการต่อสายของวงจรกำลังเครื่องประจุแบตเตอรี่ในรูปที่ 3.1 ใหม่ดังแสดงในรูปที่ 3.2

จากรูปที่ 3.2 สามารถแบ่งได้ 3 ส่วน คือ ส่วนแรก วงจรแปลงผันแรงดันไฟฟ้าตรงแบบทบ-ทอน ประกอบด้วย ไอจีบีที 3 ตัว (T_1, T_3, T_5) ไดโอด 3 ตัว (D_2, D_4, D_6) และขดลวดเหนี่ยวนำ 3 ชุด ส่วนที่สอง ชุดเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นประกอบด้วย ไดโอดกำลัง 4 ตัว ต่อวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นและแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับ 1 เฟส 110 V 50 Hz และส่วนประกอบสุดท้ายชุดแบตเตอรี่



รูปที่ 3.3 วงจรเทียบเคียงของวงจรกำลังเครื่องประจุแบตเตอรี่

ในการกำหนดการทำงานของวงจรแปลงผันแรงดันไฟตรง จะกำหนดให้อุปกรณ์สวิตซ์ (ไอจีบีที) ทั้ง 3 ตัว ทำงานพร้อมกัน ทำให้เราสามารถเขียนวงจรเทียบเคียงของวงจรกำลังของเครื่องประจุ-แบตเตอรี่ใหม่ได้ตามรูปที่ 3.3

3.2 วงจรกำลัง

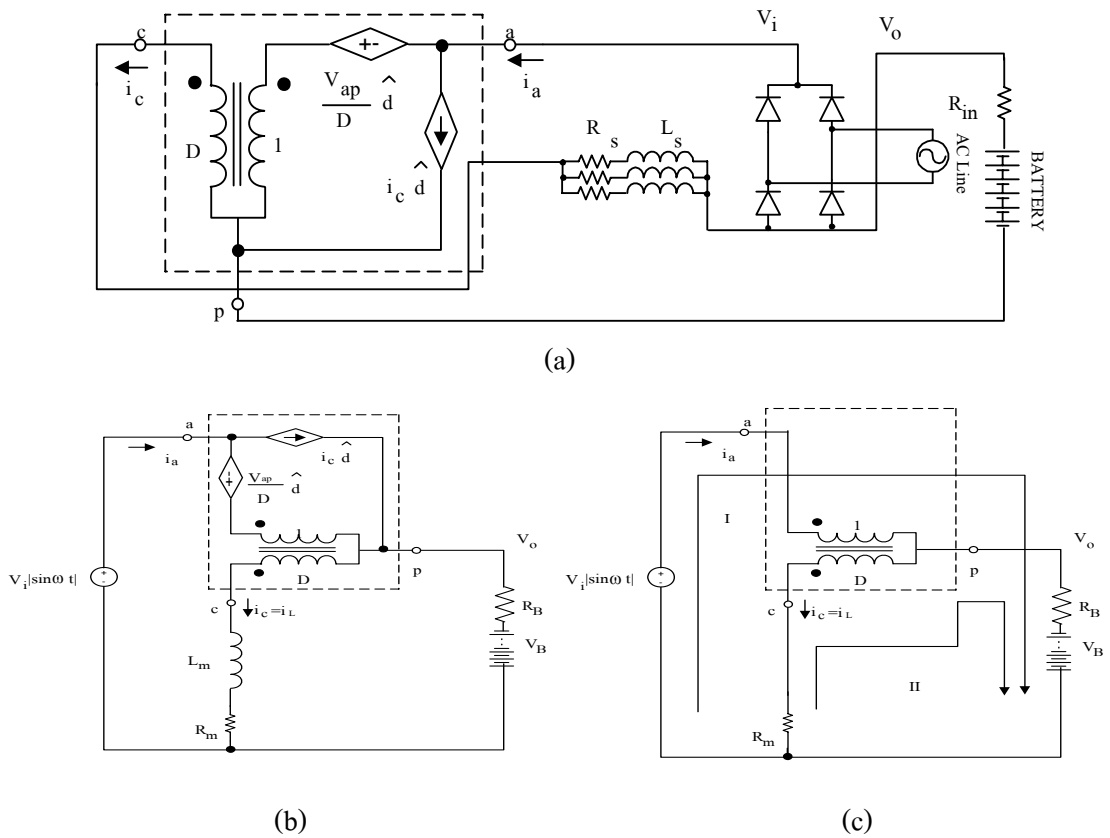
3.2.1 พารามิเตอร์ของวงจรกำลัง

สำหรับงานวิจัยนี้ เครื่องต้นแบบจะถูกทดสอบที่แรงดันไฟฟ้าเข้าเป็นไฟฟ้ากระแสสลับ 110 V 50 Hz โดยประจุให้กับแบตเตอรี่ยี่ห้อ JTM SUNNY BATTERY (THAILAND) CO.,LTD รุ่น MP 7A-12V ขนาด 7 Ah จำนวน 5 ลูก ต่ออนุกรมกัน โดยจะประจุกระแสไฟฟ้าที่ 1/6 ของพิกัดกระแสของแบตเตอรี่ โดยใช้ความถี่ของสวิตซ์ซิ่งที่ 20 kHz เพื่อหาประสิทธิภาพ และตัวประกอบกำลังไฟฟ้าในส่วนของมอเตอร์ ที่ใช้ในงานวิจัยนี้ ใช้มอเตอร์ขนาด 2 แรงม้า 3 เฟส 4 ขั้ว 220V/380V ที่มีการต่อแบบ Y/ Δ ยี่ห้อ ABLE ELECTRIC CO.,LTD รุ่น Y90L-4 เมื่อนำมอเตอร์ดังกล่าวทำการทดสอบเพื่อหาค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ได้ผลดังนี้ ค่าความต้านทาน (R_s) ของขดลวดแต่ละชุด เป็น 3.5 Ω และค่าอินดักแตนซ์ (L_s) เป็น 7.6 mH

3.2.2 การวิเคราะห์ห้วงจรกำลังเครื่องประจุแบตเตอรี่ที่สถานะคงตัว

การวิเคราะห์ห้วงจรเครื่องประจุแบตเตอรี่ที่สถานะคงตัว เพื่อความสะดวกและความชัดเจนในการวิเคราะห์ จะแทนส่วนที่ไม่เป็นเชิงเส้น(กรอบเส้นประ) ของวงจรเครื่องประจุ-แบตเตอรี่ในรูปที่ 3.3 ด้วยแบบจำลองสวิตซ์แบบ CCM PWM [11]ในรูปที่ 2.35 ซึ่งจะได้วงจรสมมูลเครื่องประจุแบตเตอรี่เพื่อใช้วิเคราะห์คุณสมบัติต่างๆ ดังแสดงในรูปที่ 3.4(a)

สำหรับการวิเคราะห์ที่สถานะคงตัว จะกำหนดให้ L ปิดวงจร และ \hat{d} เป็นศูนย์ จากข้อกำหนดดังกล่าวสามารถเขียนวงจรสมมูลได้ดังรูปที่ 3.4(b) และกำหนดรูปการวิเคราะห์ได้สองรูป ดังแสดงในรูปที่ 3.4(c)



รูปที่ 3.4 วงจรสมมูลเครื่องประจุแบตเตอรี่

- (a) วงจรกำลังสมมูล
- (b) วงจรกำลังที่สภาวะคงตัว
- (c) กำหนดจุดการวิเคราะห์

การวิเคราะห์วงจรที่สภาวะคงตัวจะเริ่มที่รูป I

$$V_i |\sin \omega t| = V_{ap} + V_o \quad (3.1)$$

ที่รูป II

$$V_{R_m} = V_{cp} + V_o \quad (3.2)$$

จากรูปที่ 3(c) และสมการ (3.1) จะได้ความสัมพันธ์ของ V_{ap} และ V_{cp} ตามสมการ (3.3)

$$V_{ap} = \frac{V_{cp}}{D} \quad (3.3)$$

นำ V_{ap} ใน สมการ (3.3) แทนในสมการ (3.1)

$$V_{cp} = D(V_i |\sin \omega t| - V_o) \quad (3.4)$$

จากรูปที่ 3(c) และสมการ (3.2) จะได้ความสัมพันธ์ของ V_{R_m} , R_m และ I_L ตามสมการ (3.5)

$$V_{R_m} = R_m I_L \quad (3.5)$$

แทนค่า V_{R_m} จากสมการ (3.5) ในสมการ (3.2)

$$R_m I_L = V_{cp} + V_o \quad (3.6)$$

เมื่อเครื่องประจุแบตเตอรี่ทำงานที่โหมด CCM จะได้

$$I_L = \frac{-I_o}{1-D} \quad (3.7)$$

$$I_o = \frac{V_o - V_B}{R_B} \quad (3.8)$$

จากสมการ (3.6), (3.7) และ (3.8) จะได้ความสัมพันธ์ v_{cp} ตามสมการ (3.9)

$$V_{cp} = -V_o \left(1 + \frac{1}{(1-D)} \frac{R_m}{R_B} \right) + V_B \frac{1}{(1-D)} \frac{R_m}{R_B} \quad (3.9)$$

แทนค่า v_{cp} จากสมการ (3.4) ในสมการ (3.8) จะได้

$$V_i D |\sin \omega t| - V_o D = -V_o \left(1 + \frac{1}{(1-D)} \frac{R_m}{R_B} \right) + V_B \frac{1}{(1-D)} \frac{R_m}{R_B} \quad (3.10)$$

จากสมการที่ (3.10) จะได้ความสัมพันธ์ระหว่าง v_o ต่อ v_i ดังสมการที่ (3.11)

$$\frac{V_o}{V_i} = -\frac{D}{(1-D)} \frac{1}{1 + \frac{R_m}{R_B (1-D)^2}} |\sin \omega t| + \frac{V_B}{V_i} \frac{1}{1 + (1-D)^2 \frac{R_B}{R_m}} \quad (3.11)$$

ในทางปฏิบัติแบตเตอรี่จะต่อตามรูปที่ 3(c) ดังนั้น V_B จะมีค่าเป็นลบจากสมการ (3.12) จะได้ความสัมพันธ์ระหว่าง v_o ต่อ v_i ดังสมการที่ (3.13)

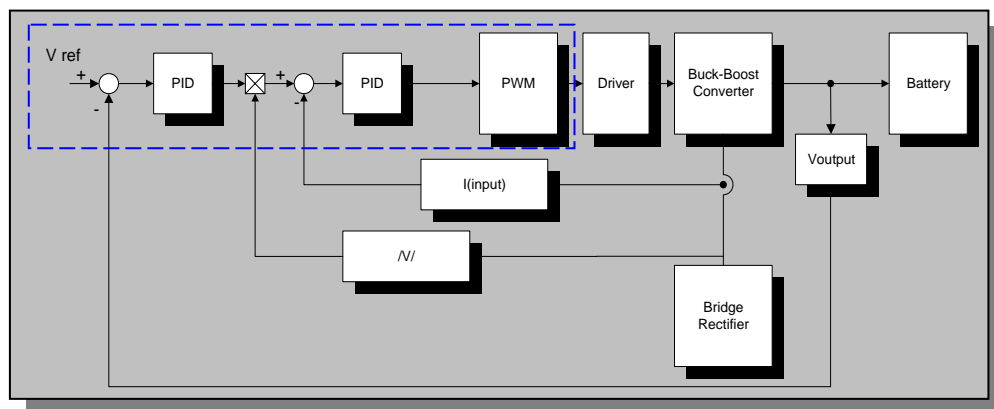
$$\frac{V_o}{V_i} = - \left[\frac{D}{(1-D)} \frac{1}{1 + \frac{R_m}{R_B (1-D)^2}} |\sin \omega t| + \frac{V_B}{V_i} \frac{1}{1 + (1-D)^2 \frac{R_B}{R_m}} \right] \quad (3.12)$$

3.3 ระบบควบคุม

สำหรับงานวิจัยนี้ จะใช้ตัวควบคุมแบบดิจิทัล เพื่อให้สอดคล้องกับตัวควบคุมของอินเวอร์เตอร์ หรือใช้ร่วมกับตัวควบคุมของอินเวอร์เตอร์ได้ โดยเขียนโปรแกรมควบคุมใหม่เท่านั้น และด้วยเหตุผลที่ว่า การทำงานของตัวควบคุมแบบนี้ มีลักษณะใกล้เคียงกับการจำลองการทำงานด้วยคอมพิวเตอร์มาก ทำให้ส่วนของการจำลองเครื่องประจุแบตเตอรี่ กับส่วนเครื่องประจุแบตเตอรี่ชุดต้นแบบมีการทำงานใกล้เคียงกัน การออกแบบระบบควบคุม จะออกแบบระบบควบคุมภายใต้ข้อกำหนดต่อไปนี้

- กระแสประจุแบตเตอรี่คงที่
- กระแสอินพุตอินเฟสกับแรงดันอินพุต
- แรงดัน ไฟฟ้าด้านเอาต์พุต ไม่เกินลิมิต(limit)

จากข้อกำหนดข้างต้นได้นำระบบควบคุมสำหรับควบคุมตัวประกอบกำลังไฟฟ้า (Power Factor Correction, PFC)[9] มาใช้ในการออกแบบวงจรควบคุม ดังแสดงในรูปที่ 3.4



รูปที่ 3.5 ระบบควบคุมเครื่องประจุแบตเตอรี่ สำหรับ PFC

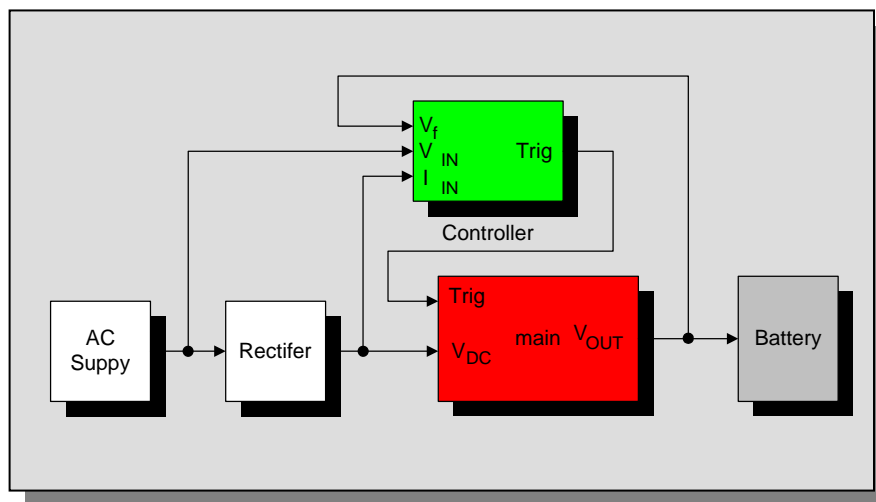
ระบบควบคุมของเครื่องประจุแบตเตอรี่ จะแยกออกได้ 2 ส่วนใหญ่ ๆ คือ ส่วนของการคำนวณ (ในกรอบเส้นประ) เป็นส่วนที่สร้างขึ้นใน DSP และส่วนที่สอง คือ ตัวตรวจจับสัญญาณ ที่นำมาใช้ในการควบคุมเครื่องประจุแบตเตอรี่ ประกอบด้วย สามส่วนด้วยกันคือ ส่วนแรกตัวตรวจจับสัญญาณแรงดันไฟฟ้าด้านเข้า สร้างจากวงจรเรียงกระแสในอุดมคติ (Ideal Rectifier) ส่วนต่อมาคือ ตัวตรวจจับสัญญาณกระแสด้านเข้า สร้างจาก IC # HP788J และส่วนสุดท้ายของตัวตรวจจับสัญญาณ คือ ตัวตรวจจับสัญญาณแรงดันที่ประจุให้กับแบตเตอรี่ สร้างจาก IC # HP788J สำหรับรายละเอียดการสร้างตัวตรวจจับสัญญาณทั้งหมดจะแสดงในภาคผนวก ก

การทำงานของระบบควบคุมจะประกอบด้วยระบบควบคุมสองวงรอบ โดยที่วงรอบนอกจะควบคุมระดับแรงดันที่ประจุให้กับแบตเตอรี่ และวงรอบในจะควบคุมกระแสด้านเข้าให้อินเฟสกับแรงดันไฟฟ้าด้านอินพุต

3.4 การจำลองการทำงานของเครื่องประจุแบตเตอรี่

สำหรับการจำลองการทำงานของเครื่องประจุแบตเตอรี่ ได้มีลักษณะการจำลอง 2 ส่วนประกอบ ส่วนประกอบแรก ใช้การจำลองลักษณะวงจรถอดออก คือ กำหนดการทำงานของอุปกรณ์ที่ใช้ในการจำลอง ตามคุณสมบัติของอุปกรณ์จริง ข้อดีคือได้วงจรที่มีลักษณะเหมือนจริง แต่ไม่สามารถบอกถึงคุณลักษณะได้ทั้งหมด เช่น เสถียรภาพของวงจร การออกแบบตัวชดเชยเป็นต้น และส่วนประกอบที่สอง ใช้การจำลองในแนวทางคณิตศาสตร์ ซึ่งจะเป็นการวิเคราะห์จากวงจรไฟฟ้าไปสู่การวิเคราะห์โดยใช้คณิตศาสตร์แทน ทำให้สามารถบอกถึงคุณลักษณะของวงจรได้ดี และมีความสะดวกในระบบควบคุม แต่มีความซับซ้อนเมื่อต้องแปลงกับมาสู่วงจรไฟฟ้า สำหรับในงานวิจัยนี้จะใช้ข้อเด่นของสองทั้งสองแนวทางเพื่อให้ง่ายและสอดคล้องกับวงจรเครื่องประจุแบตเตอรี่ที่สร้างขึ้น โดยให้ส่วนของวงจรควบคุมใช้แนวทางคณิตศาสตร์ และวงจรกำลังจะใช้แนวทางของวงจรถอดออก

การจำลองการทำงานของเครื่องประจุแบตเตอรี่ ในงานวิจัยนี้จะจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม MATLAB-SIMULINK เนื่องจากโปรแกรมดังกล่าวมีทั้งส่วนที่สามารถจำลองในลักษณะวงจรถอดออก และในลักษณะการคำนวณทางคณิตศาสตร์ได้ และยังสามารถนำทั้งสองส่วนมาต่อเชื่อมต่อกันได้ด้วยซึ่งจะทำให้สะดวก และคล้ายเครื่องประจุแบตเตอรี่ที่สร้างขึ้นเป็นต้นแบบด้วย ในรูปที่ 3.6 จะแบ่งการจำลองออกได้ 4 ส่วน คือ วงจรกำลัง ระบบควบคุม แบตเตอรี่ และแหล่งจ่ายไฟฟ้า

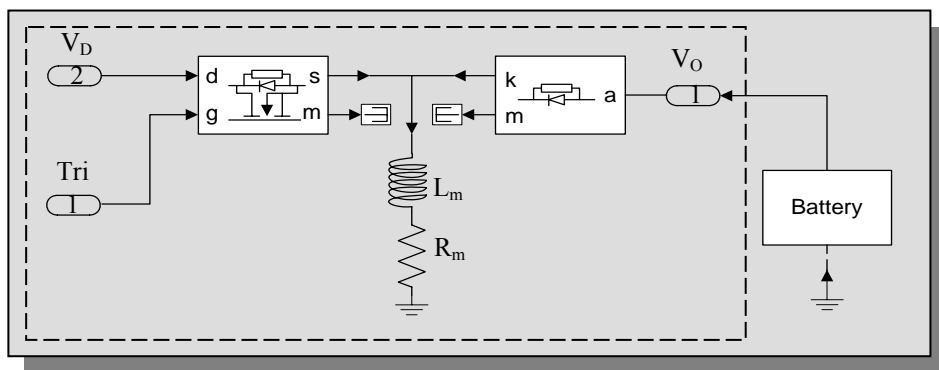


รูปที่ 3.6 แบบจำลองวงจรเครื่องประจุแบตเตอรี่

3.4.1 การจำลองการทำงานของวงจรกำลังเครื่องประจุแบตเตอรี่

ในส่วนของวงจรกำลังจะจำลองโดยใช้อุปกรณ์อนาล็อกที่ประกอบด้วย สวิตชิง ขดลวด และไดโอด อุปกรณ์ดังกล่าวอยู่ใน POWER BOE SET ของ MATLAB-SIMULINK

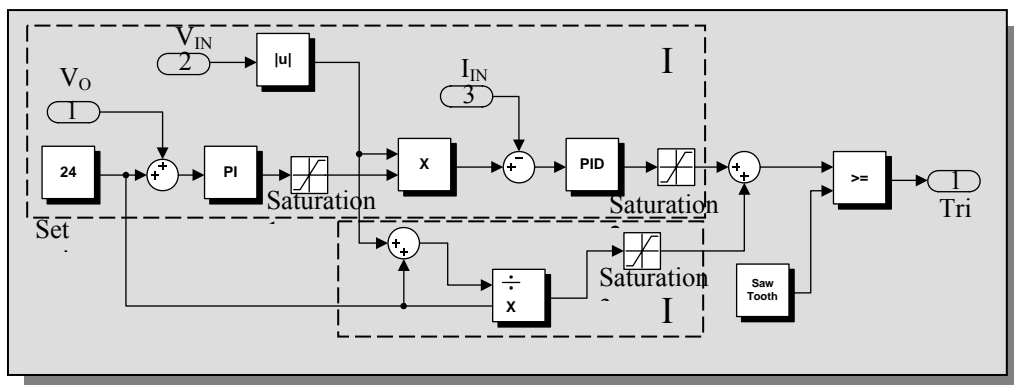
เมื่อพิจารณารูปที่ 3.7 จะเห็นว่า เครื่องประจุแบตเตอรี่ จะต่อวงจรเป็นวงจรแปลงผันแรงดันแบบทบทวน ดังนั้นจึงนำอุปกรณ์ข้างต้นมาต่อเป็นวงจรแปลงผันแรงดันแบบทบทวน และกำหนดค่า R_m เท่ากับ 1.17Ω และ L_m เท่ากับ 2.53 mH ดังแสดงในรูปที่ 3.6



รูปที่ 3.7 วงจรจำลองวงจรกำลังเครื่องประจุแบตเตอรี่

3.4.2 การจำลองการทำงานของระบบควบคุม

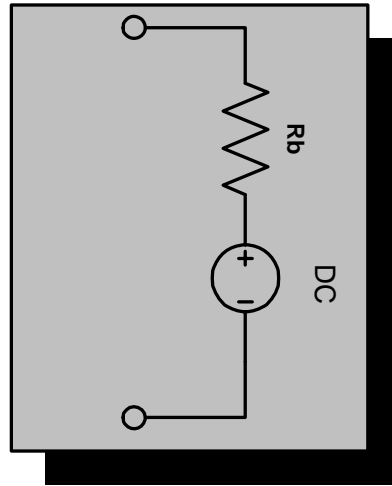
การสร้างวงจรจำลองการทำงานของระบบควบคุมจะสร้างตามรูปแบบการควบคุม (Algorithms) ในรูปที่ 3.8 คือ ส่วนที่อยู่ในเส้นประ เป็นส่วนที่คิดเฉพาะสภาวะการเปลี่ยนแปลงชั่วคราว ซึ่งจะมีผลทำให้ระบบมีค่าผิดพลาด (error) มาก เมื่อแรงดันด้านเข้าเป็นรูปคลื่นไซน์ [10] ดังนั้นเพื่อให้ระบบมีค่าความถูกต้องสูงขึ้น ในงานวิจัยนี้จึงใช้ระบบควบคุมที่มีการคำนวณทั้งส่วนของการเปลี่ยนแปลงชั่วคราว และส่วนคงตัว ดังแสดงในรูปที่ 3.8



รูปที่ 3.8 แบบระบบควบคุมเครื่องประจุแบตเตอรี่

3.4.3 การจำลองวงการทำงานของแบตเตอรี่

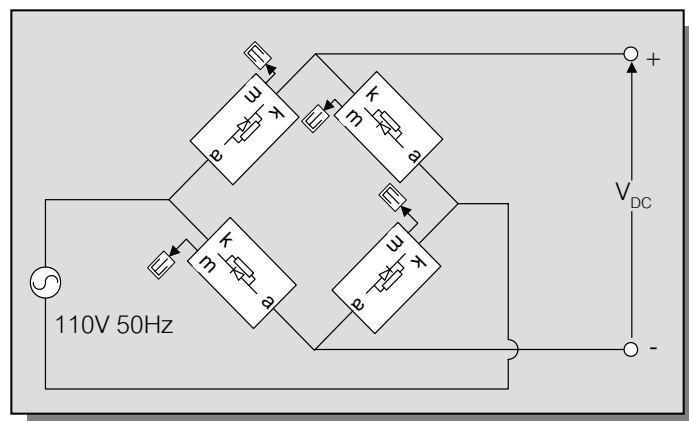
สำหรับการจำลองการทำงานของแบตเตอรี่ขณะประจุพลังงานมีลักษณะการทำงานมีแหล่งจ่ายไฟตรงที่ต่ออนุกรมกับความต้านทานภายในดังแสดงในรูปที่ 3.9



รูปที่ 3.9 วงจรจำลองแบตเตอรี่

3.4.4 การจำลองวงการทำงานของแหล่งจ่ายไฟฟ้า

สำหรับการสร้างแหล่งจ่ายไฟฟ้า จะประกอบด้วย แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับ ขนาด 110Vrms 50 Hz ต่อรวมอยู่กับวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น ดังแสดงในรูปที่ 3.10



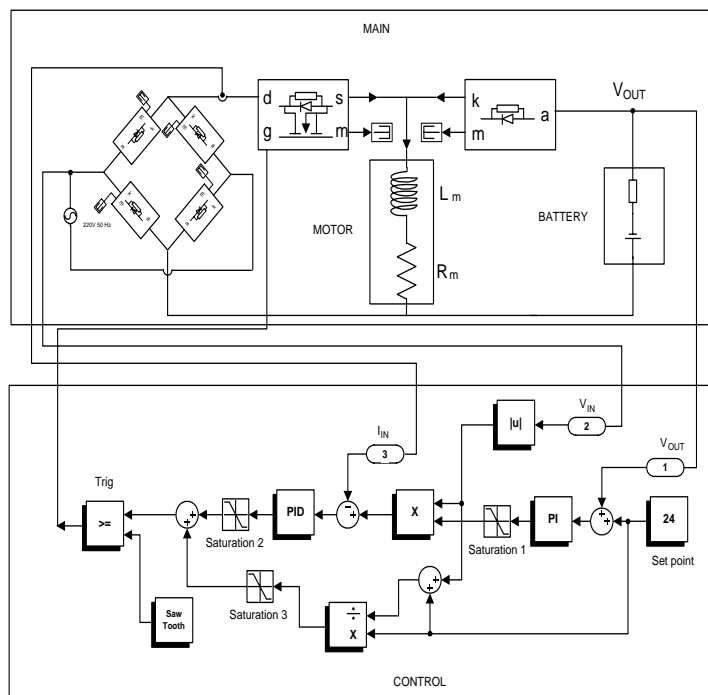
รูปที่ 3.10 วงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น

บทที่ 4 ผลการทดสอบ

ในบทนี้จะกล่าวถึงผลการทดลองเครื่องประจุแบตเตอรี่ แบ่งออกได้สองส่วน คือ ส่วนแรกเป็นการจำลองการทำงานเครื่องประจุแบตเตอรี่ด้วยคอมพิวเตอร์ และส่วนที่สองเป็นการทดลองเครื่องประจุแบตเตอรี่ต้นแบบ

4.1 ผลการจำลองการทำงานเครื่องประจุแบตเตอรี่ด้วยคอมพิวเตอร์

สำหรับการจำลองการทำงานเครื่องประจุแบตเตอรี่ จะนำวงจรในรูปที่ 3.5 ถึงรูปที่ 3.9 มาต่อเป็นวงจรดังรูปที่ 4.1



รูปที่ 4.1 วงจรจำลองเครื่องประจุแบตเตอรี่สมบูรณ์

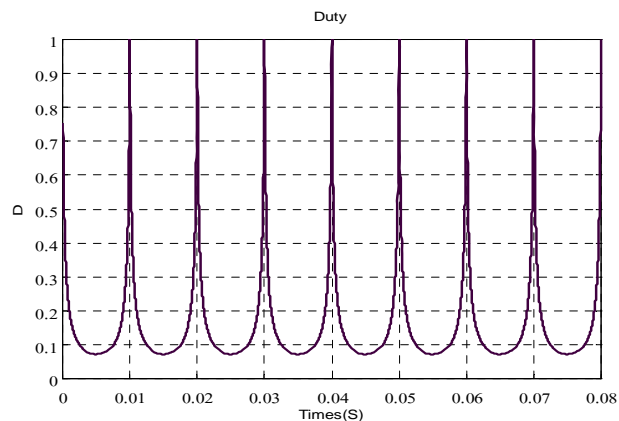
สำหรับการจำลองการทำงานในส่วนนี้จะจำลองการทำงานโดยใช้โปรแกรม MATLAB-SIMULINK version 5 ขึ้นไป จากรูปที่ 4.1 จะแบ่งส่วนประกอบออกเป็นสองส่วนคือ ส่วนที่เป็นวงจรกำลังจะสร้างในลักษณะวงจรถูกตัด โดยสร้างจากอุปกรณ์ใน POWER BLOCKSET ใน SIMULINK และในส่วนของวงจรควบคุมจะสร้างในลักษณะดิจิทัล โดยสร้างจากอุปกรณ์ใน POWER BLOCKSET ใน SIMULINK เช่นเดียวกันในการจำลองการทำงานจะจำลองการทำงานที่แรงดันเข้า $220 V_{ac}$ (rms) ที่แรงดันออก $24 V_{dc}$ การจำลองการทำงานจะจำลองการทำงานสองลักษณะคือที่สภาวะวงรอบเปิด และวงรอบปิด

4.1.1 ผลการจำลองการทำงานเครื่องประจุแบตเตอรี่ลักษณะวงรอบเปิด

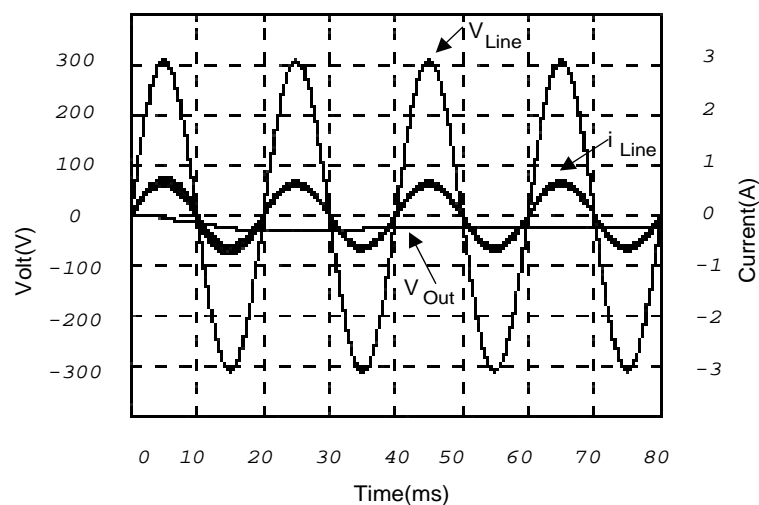
การจำลองการทำงานลักษณะวงรอบเปิดคือการทดลองที่สภาวะคงตัว เราสามารถกระทำได้โดยการคำนวณ D จากสมการ (3.12) ซึ่งเป็นฟังก์ชันถ่ายโอน (Transfer function) ของเครื่องประจุแบตเตอรี่เครื่องต้นแบบ และเมื่อพิจารณาค่า R_m มีค่าน้อยมาก ๆ จนสามารถละทิ้งได้ ดังนั้นการคำนวณค่า D ที่สภาวะคงตัวจะได้ตามสมการ (4.1) และในรูปที่ 3.7 แสดงวงจรจำลองการคำนวณ D ในสภาวะคงตัว

$$D = \frac{V_o}{V_o + V_i |\sin \omega t|} \quad (4.1)$$

สำหรับการจำลองที่สภาวะคงตัวนี้พิจารณาจากรูปที่ 4.1 สามารถทำได้โดยการปรับให้ Saturation2 ให้ค่าต่ำสุดและสูงสุดอยู่ที่ 0 ดังนั้น ค่า D ที่เกิดขึ้นจะเกิดจากการคำนวณตามสมการ (4.1) โดยจะให้ผลการจำลองการทำงานตามรูปที่ 4.2 และรูปที่ 4.3



รูปที่ 4.2 ผลการจำลองการคำนวณ Duty

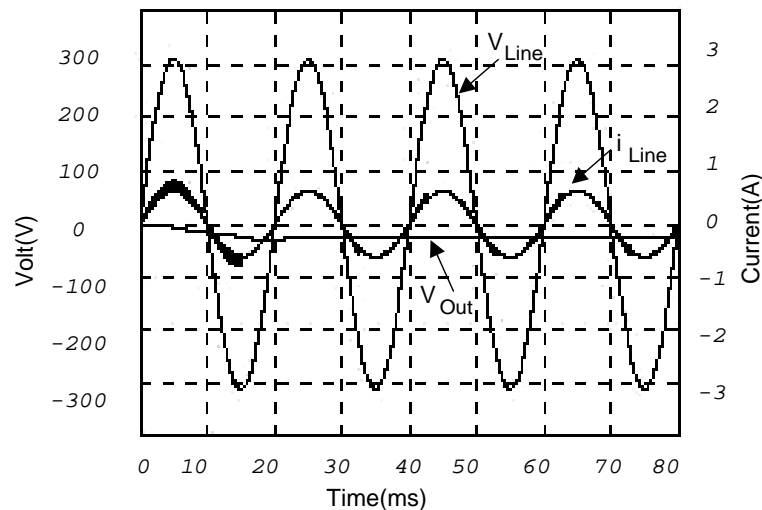


รูปที่ 4.3 ผลการจำลองการทำงานเครื่องประจุแบตเตอรี่ลักษณะวงรอบเปิด

ในรูปที่ 4.2 และรูปที่ 4.3 เป็นผลการจำลองการทำงานเครื่องประจุแบตเตอรี่ที่สภาวะวงรอบเปิด ในการจำลองการทำงานจะใช้แรงดันอินพุต 220 V_{ac} 50 Hz และที่แรงดันเอาต์พุตที่ 24 V_{dc} จากผลการจำลองในรูปที่ 4.2 คือ D ที่ได้จากการคำนวณในสมการที่(4.1) และผลการจำลองในรูปที่ 4.3 แสดงพารามิเตอร์สามตัวแรก คือ แรงดันที่ป้อนให้กับเครื่องประจุแบตเตอรี่ (V_{Line}) มีอัตราส่วนเป็น 1DIV:100V ตัวที่สองแสดงขนาดกระแสไฟฟ้าอินพุต(I_{Line}) มีอัตราส่วนเป็น 1DIV:1A และตัวสุดท้ายคือแรงดันเอาต์พุต(V_{Out}) มีอัตราส่วนเป็น 1DIV:20V: ซึ่งจะเห็นว่าแรงดันเอาต์พุตจะต่ำกว่าแรงดันอ้างอิงอยู่เล็กน้อย เนื่องจากการคำนวณ D ได้ตัด R_{m} ของฟังก์ชันถ่ายโอนของเครื่องประจุแบตเตอรี่ทิ้งไป

4.1.2 ผลการจำลองการทำงานเครื่องประจุแบตเตอรี่ลักษณะวงรอบปิด

การจำลองการทำงานที่สภาวะนี้จะจำลองการทำงานในช่วงจรในรูปที่ 4.1 ซึ่งจะเห็นว่ามีส่วนลิมิต (Saturation) ทั้งหมดสามตัว โดยที่ Saturation1 จะเป็นการลิมิตกระแสอินพุต สำหรับ Saturation2 จะลิมิตการคำนวณในสภาวะชั่วคราวตั้งค่าสูงสุดไว้ที่ 0.2 และ ต่ำสุดไว้ที่ - 0.2 สมมติว่าการเปลี่ยนแปลงชั่วคราวเปลี่ยนแปลงอยู่ที่ 20% และ Saturation3 ลิมิตการคำนวณในสภาวะคงตัวตั้งค่าสูงสุดไว้ที่ 0.8 และต่ำสุดไว้ที่ 0 สมมติว่าการทำงานส่วนใหญ่จะอยู่ในสภาวะคงตัว ซึ่งจะให้ผลการจำลองการทำงานเครื่องประจุแบตเตอรี่ในรูปที่ 4.4



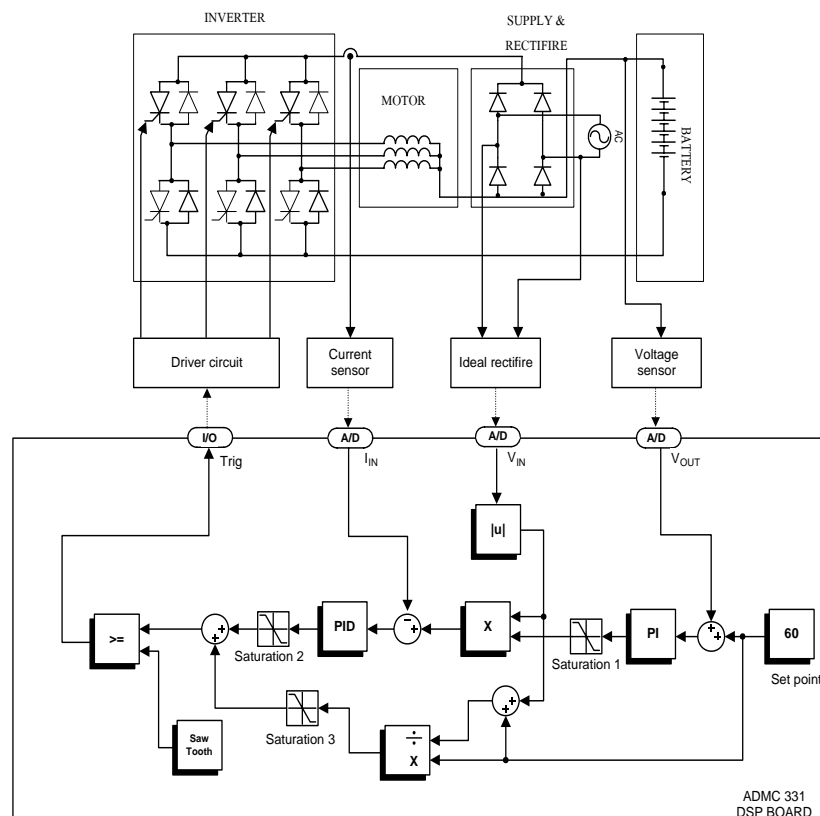
รูปที่ 4.4 ผลการจำลองการทำงานเครื่องประจุแบตเตอรี่ลักษณะวงรอบปิด

จากผลการจำลองเครื่องประจุแบตเตอรี่ทั้งสองสภาวะแสดงให้เห็นว่าแบบจำลองที่เลือกเป็นแบบจำลองที่ง่ายและสะดวกเมื่อนำไปสร้างเครื่องต้นแบบที่จะใช้ในการทดสอบจริง จากผลการจำลองการประจุแบตเตอรี่ เมื่อนำแรงดันและกระแสอินพุตมาคำนวณตัวประกอบกำลังได้ 0.99 ที่ ฮาร์โมนิกส์ที่ 15

4.2 ผลการทดสอบเครื่องประจุแบตเตอรี่เครื่องต้นแบบ

เนื่องจากเครื่องประจุแบตเตอรี่ที่สร้างขึ้นมิได้สร้างขึ้นเพื่อเปรียบเทียบกับเครื่องประจุแบตเตอรี่ชนิดอื่น ดังนั้นการทดสอบจะมีเฉพาะประสิทธิภาพและสมรรถนะของเครื่องประจุแบตเตอรี่ต้นแบบเท่านั้น การทดสอบจะทดสอบที่แรงดันเข้า 110 V_{ac} และประจุแบตเตอรี่ขนาด 12V_{dc} 7Ah 5 ลูก (60V_{dc}) โดยจะทำการประจุกระแสไฟฟ้าคงที่ที่ $1/6$ เท่าของพิกัดกระแสแบตเตอรี่ ทั้งนี้เพื่อทดสอบหาประสิทธิภาพของเครื่องประจุแบตเตอรี่ต้นแบบ ตัวประกอบกำลังของระบบ Total Harmonics Distortion (THD) ของแรงดันและกระแสอินพุต

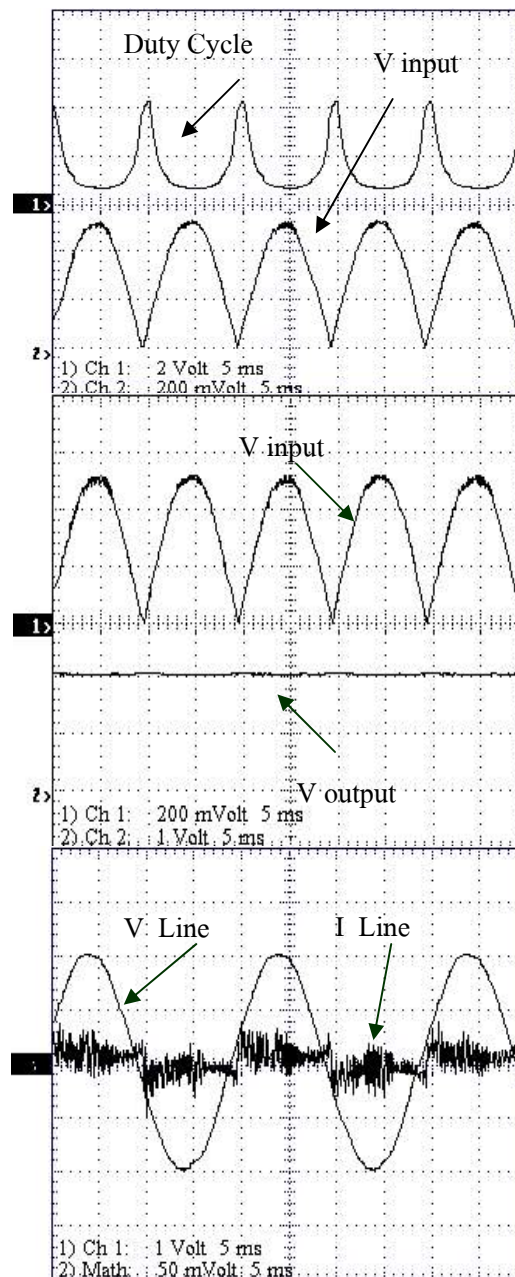
สำหรับวงจรที่ใช้ในการทดสอบจะนำวงจรในรูปที่ 3.1 และรูปที่ 3.4 ประกอบกันในการทดสอบเครื่องต้นแบบ ดังแสดงในรูปที่ 4.5 สำหรับรายละเอียดของ ตัวตรวจจับกระแสอินพุต แรงดันอินพุต แรงดันเอาต์พุตแสดงในภาคผนวกที่ ก ในการทดสอบเครื่องต้นแบบจะทดสอบในสองลักษณะ คือ ที่สภาวะวงรอบเปิดและที่สภาวะวงรอบปิด



รูปที่ 4.5 วงจรสมบูรณ เครื่องประจุแบตเตอรี่ต้นแบบ

4.2.1 การทดสอบเครื่องประจุแบตเตอรี่ที่สภาวะวงรอบเปิด

สำหรับการทดสอบที่สภาวะนี้ ทำได้โดยตั้งค่า ค่าสุดและสูงสุดของ Saturation2 เป็นศูนย์ ดังนั้นค่า D ที่ได้จะเป็นค่าที่คำนวณมาจากสมการ (4.1) เช่นเดียวกับการจำลองการทำงาน ในการทดสอบที่สภาวะนี้จะเป็นการทดสอบเพื่อหาคุณสมบัติของเครื่องประจุเท่านั้น ซึ่งเครื่องประจุแบตเตอรี่จะไม่มีการทำงานที่สภาวะนี้ เพื่อความปลอดภัยของเครื่องประจุแบตเตอรี่ ดังนั้นแรงดันที่ใช้ในการทดสอบจะใช้ 50 V ที่แรงดันออกที่ 24 V จะได้ผลการทดสอบตามรูปที่ 4.6

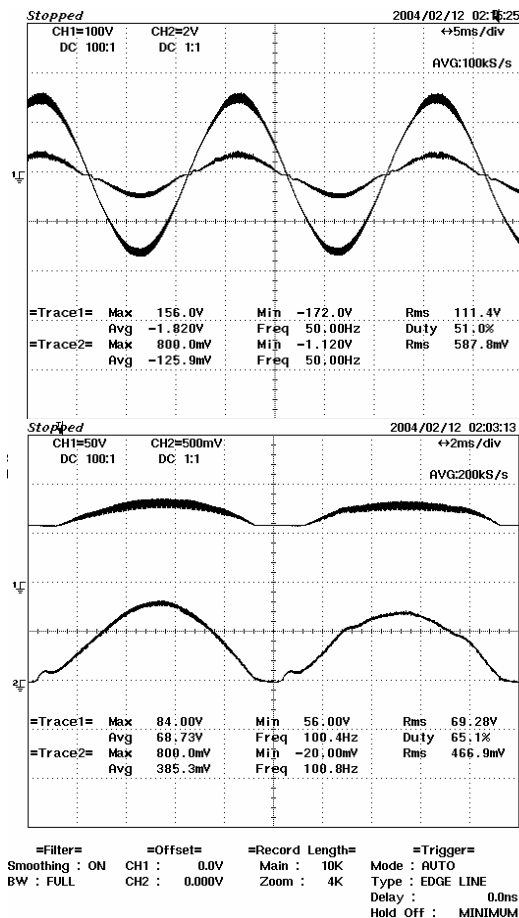


รูปที่ 4.6 ผลทดสอบการทำงานเครื่องประจุแบตเตอรี่ต้นแบบที่สภาวะเปิดวงจร

จากรูปที่ 4.6 จะแสดงผลการทดสอบเครื่องประจุแบตเตอรี่เครื่องต้นแบบจะเห็นว่ากระแส I_{Line} และ V_{Line} จะอินเฟสกันแต่ I_{Line} จะมีความเพี้ยนจากรูปคลื่นไซน์มากซึ่งมีลักษณะเดียวกับเครื่องประจุแบตเตอรี่ทั่วไป ซึ่งจะเป็นเครื่องประจุแบตเตอรี่ที่จะสร้างฮาโมนิกส์ให้กับระบบที่ต่ออยู่ สำหรับประเด็นของงานวิจัยนี้ที่จะสร้างเครื่องประจุแบตเตอรี่ที่กระแส I_{Line} อินเฟสกับแรงดัน V_{Line} และใกล้เคียงรูปคลื่นไซน์ หรือสร้างฮาโมนิกส์ให้กับระบบน้อยลง

4.2.2 การทดสอบเครื่องประจุแบตเตอรี่ที่สภาวะวงรอบปิด

การทดสอบเครื่องต้นแบบที่สภาวะนี้จะทดสอบการทำงานโดยใช้วงจรในรูปที่ 4.5 ซึ่งจะเห็นว่ามีความมีตัวลิมิต (Saturation) ทั้งหมดสามตัว โดยที่ Saturation1 จะเป็นการลิมิตกระแสอินพุต สำหรับ Saturation2 จะลิมิตการคำนวณในสภาวะชั่วครู่ตั้งค่าสูงสุดไว้ที่ 0.2 และ ต่ำสุดไว้ที่ -0.2 สมมุติว่าการเปลี่ยนแปลงชั่วครู่เปลี่ยนแปลงอยู่ที่ 20% และ Saturation3 ลิมิตการคำนวณในสภาวะคงตัวตั้งค่าสูงสุดไว้ที่ 0.8 และต่ำสุดไว้ที่ 0 สมมุติว่าการทำงานส่วนใหญ่จะอยู่ในสภาวะคงตัว ซึ่งจะให้ผลการทดสอบการทำงานเครื่องประจุแบตเตอรี่ในรูปที่ 4.7



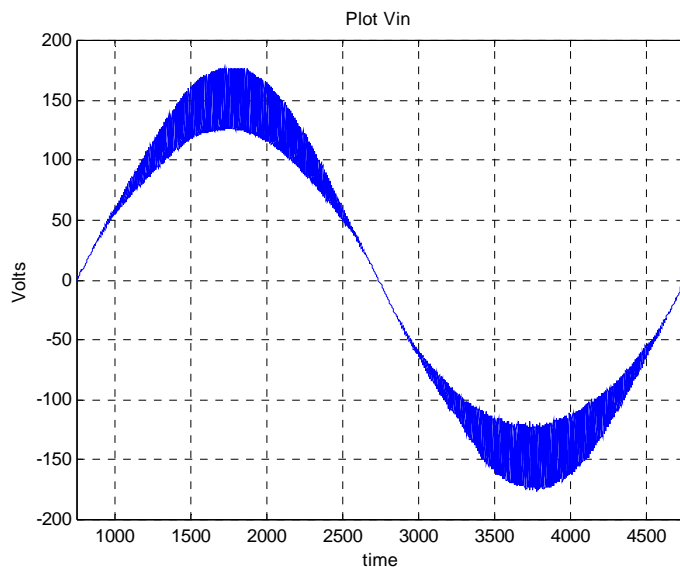
รูปที่ 4.7 ผลทดสอบการทำงานเครื่องประจุแบตเตอรี่ต้นแบบที่สภาวะวงรอบปิด

4.3 การคำนวณหาสมรรถนะของเครื่องประจุแบตเตอรี่ต้นแบบ

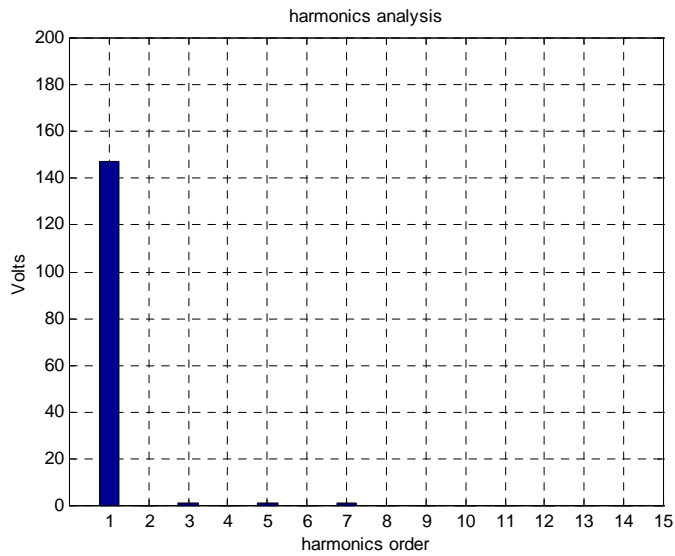
จากผลการทดสอบเครื่องประจุแบตเตอรี่ต้นแบบ ดังในรูปที่ 4.7 แสดงขนาดของกระแสอินพุต (I_{line}) มีอัตราส่วน 1DIV: 0.91A (วัดคร่อมความต้านทาน 1.1 Ω) ขนาดของแรงดันอินพุต (V_{line}) ในอัตราส่วน 1DIV: 100V แสดงกระแสขดลวด (I_{out}) อัตราส่วน 1DIV: 1.47A (วัดคร่อมความต้านทาน 0.68 Ω) และแสดงขนาดของแรงดันที่แบตเตอรี่ (V_{out}) ในอัตราส่วน 1DIV: 50V สำหรับการวัดค่าข้างต้นจะเก็บค่าเป็นสองลักษณะ คือ รูปภาพสำหรับแสดงผล และเก็บสัญญาณเป็นดิจิทัลสำหรับการคำนวณหาสมรรถนะของเครื่องประจุแบตเตอรี่ต้นแบบ

4.3.1 THD ของแรงดันอินพุต

จากผลการทดสอบเครื่องต้นแบบในรูปที่ 4.7 จะเห็นได้ว่าแรงดันอินพุต เป็นฟังก์ชันไซน์ ที่มีความผิดเพี้ยนไปจากไซน์สมบูรณ์ จากมาตรฐาน ความผิดเพี้ยนของแรงดันอินพุต ต้องไม่เกิน 5% ดังนั้นเราจึงตัดรูปคลื่นแรงดันในรูปที่ 4.7 มาหนึ่งคาบเพื่อนำมาคำนวณหาค่า ความผิดเพี้ยนหรือ THD ของแรงดันอินพุต จะกระทำโดยการนำแรงดันที่วัดได้มาหนึ่งคาบดังแสดงในรูปที่ 4.8 จากนั้นนำค่าที่วัดมาแยกสัญญาณฮาร์มอนิกต่าง ๆ โดยใช้ FFT เพื่อหาค่าขนาดของฮาร์มอนิกส์ที่ใด ๆ ดังแสดงในรูปที่ 4.9 จากนั้นคำนวณหาค่า V_{rms} ตามสมการ (4.2) และคำนวณค่า THD ของแรงดันตามสมการ (4.3)



รูปที่ 4.8 แรงดันอินพุตขณะประจุแบตเตอรี่



รูปที่ 4.9 สเปกตรัมของแรงดันอินพุตขณะประจุแบตเตอรี่

$$V_{\text{rms}} = \sqrt{V_0^2 + \sum_{n=1}^{\infty} \left(\frac{V_n}{\sqrt{2}} \right)^2} \quad (4.2)$$

$$\text{THD} = \sqrt{\frac{\sum_{n \neq 1} V_{n,\text{rms}}^2}{V_{1,\text{rms}}^2}} \quad (4.3)$$

นำค่าขนาดของสเปกตรัมของแรงดันอินพุตในรูปที่ 4.9 แทนค่าในสมการ (4.2) และสมการ (4.3) จะได้

$$V_{\text{rms}} = 111 \text{ V}$$

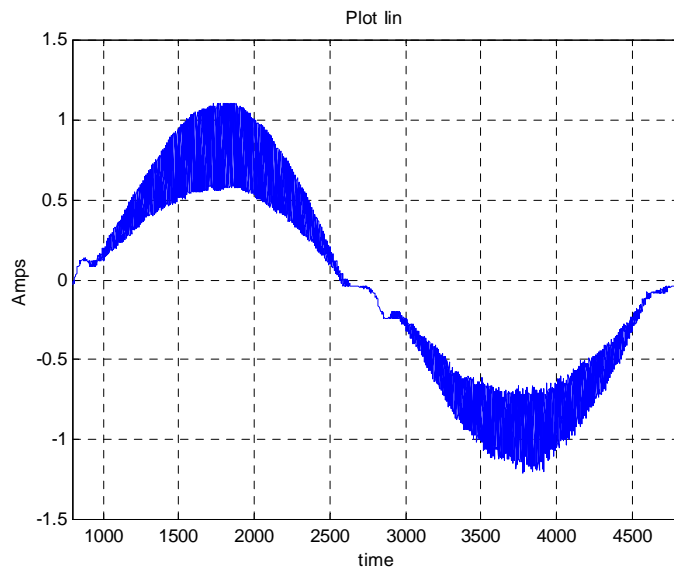
$$\text{THD} = 1.36$$

4.3.2 THD ของกระแสอินพุต

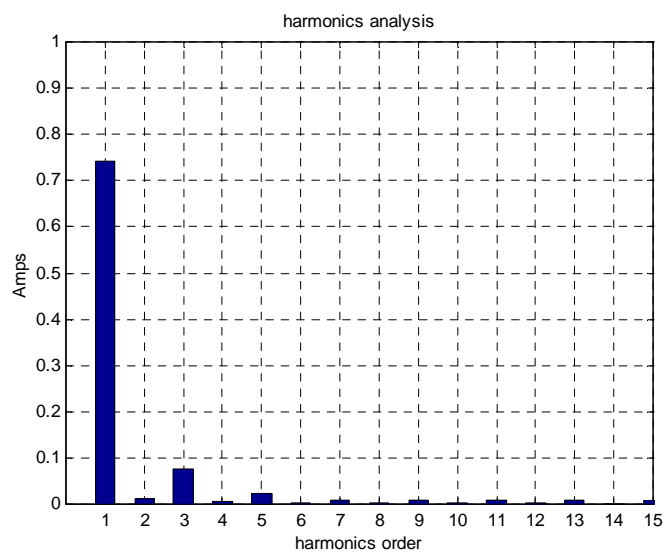
จากผลการทดสอบเครื่องต้นแบบในรูปที่ 4.7 จะเห็นได้ว่ากระแสอินพุต เป็นฟังก์ชันซำและใกล้เคียงฟังก์ชันไซน์ที่มีความผิดเพี้ยนไปจากไซน์สมบูรณ์ จากมาตรฐานของ มอก. ความผิดเพี้ยนของกระแสอินพุต ต้องไม่เกิน 21% ดังนั้นเราจึงตัดรูปคลื่นกระแสอินพุตในรูปที่ 4.7 มาหนึ่งคาบเพื่อนำมาคำนวณหาค่า ความผิดเพี้ยนหรือ THD ของกระแสอินพุต จะกระทำโดยการนำกระแสที่วัดได้มาหนึ่งคาบดังแสดงในรูปที่ 4.10 จากนั้นนำกระแสที่วัดมาแยกสัญญาณฮาร์มอนิกส์ต่าง ๆ โดยใช้ FFT เพื่อหาค่าขนาดของฮาร์มอนิกส์ที่ใด ๆ ดังแสดงในรูปที่ 4.11 จากนั้นคำนวณหาค่า I_{rms} ตามสมการ (4.4) และคำนวณค่า THD ของกระแสตามสมการ (4.6)

$$I_{\text{rms}} = \sqrt{I_0^2 + \sum_{n=1}^{\infty} \left(\frac{I_n}{\sqrt{2}} \right)^2} \quad (4.4)$$

$$\text{THD} = \sqrt{\frac{\sum_{n \neq 1} I_{n,\text{rms}}^2}{I_{1,\text{rms}}^2}} \quad (4.5)$$



รูปที่ 4.10 กระแสอินพุตขณะประจุแบตเตอรี่



รูปที่ 4.11 สเปกตรัมของกระแสอินพุตขณะประจุแบตเตอรี่

นำค่าขนาดของสเปกตรัมของกระแสอินพุตในรูปที่ 4.11 แทนค่าในสมการ (4.4) และสมการ (4.6) จะได้

$$I_{rms} = 587.8/1.1 = 0.53 \text{ A}$$

$$THD = 11.06$$

4.3.3 เพาเวอร์แฟคเตอร์ของระบบ

จากเพาเวอร์แฟคเตอร์ (PF) คือ อัตราส่วนของกำลังไฟฟ้าจริง (P) หรือกำลังไฟฟ้าเฉลี่ยต่อกำลังไฟฟ้าปรากฏ (S) ดังแสดงความสัมพันธ์กันตามสมการ (4.6) จากสมการ (4.6) จะคำนวณค่า P ต้องทราบค่า V_{avr} และ I_{avr} ก่อน ซึ่งทั้งสองค่าสามารถคำนวณได้จากผลการทดลองในรูปที่ 4.8 และ 4.10 ตามลำดับ โดยการรวมขนาดของสัญญาณที่เวลาใดแล้วหารด้วยจำนวนของขนาดที่ทำกรวัด ดังแสดงสมการการคำนวณค่า V_{avr} และ I_{avr} ในสมการ (4.7) และสมการ (4.8) ตามลำดับ (สำหรับการคำนวณค่าเฉลี่ยของฟังก์ชันไซน์ จะคำนวณเพียงครึ่งคาบ)

$$PF = \frac{P}{S} = \frac{V_{avr} I_{avr}}{V_{rms} I_{rms}} \quad (4.6)$$

$$V_{avr} = \frac{\sum_{n=0}^{\pi} V_n}{n} \quad (4.7)$$

$$I_{avr} = \frac{\sum_{n=0}^{\pi} I_n}{n} \quad (4.8)$$

คำนวณค่า PF โดยแทนค่าของกำลังไฟฟ้าจริง (Real Power, P) หรือกำลังไฟฟ้าเฉลี่ย (Average Power, $V_{avr} I_{avr}$) และกำลังไฟฟ้าปรากฏ (Apparent Power, S, $V_{rms} I_{rms}$) ในสมการ (4.6) จะได้

$$PF = 0.99$$

4.3.4 ประสิทธิภาพของเครื่องต้นแบบ

ในการคำนวณประสิทธิภาพของเครื่องประจุแบตเตอรี่สามารถคำนวณได้จากความสัมพันธ์ระหว่างกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตต่อกำลังไฟฟ้าอินพุตตามสมการ (4.9)

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{V_{o,rms} I_{o,rms}}{V_{i,rms} I_{i,rms}} \quad (4.9)$$

คำนวณโดยการนำผลจากการทดสอบในรูปที่ 4.7 มาคำนวณหาค่า $V_{i,rms}$, $I_{i,rms}$, $V_{o,rms}$ และ $I_{o,rms}$ โดยใช้สมการ (4.7) และสมการ (4.8) หรือจากค่าที่วัดได้ในรูปที่ 4.7 ซึ่งได้ผลการคำนวณดังต่อไปนี้

$$V_{i,rms} = 111 \text{ V}$$

$$I_{i,rms} = 587.8/1.1 = 534.36 \text{ mA}$$

$$V_{o,rms} = 69.28 \text{ V}$$

$$I_{o,rms} = 466.9/0.68 = 686.62 \text{ A}$$

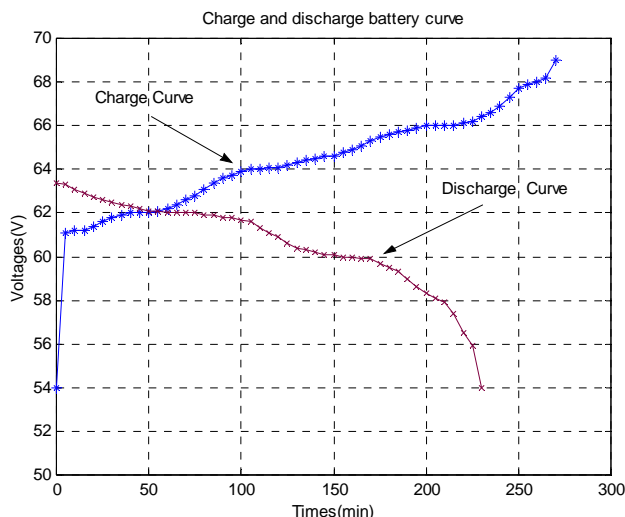
จากนั้นนำค่า $V_{i,avr}$, $I_{i,avr}$, $V_{o,avr}$ และ $I_{o,avr}$ ที่คำนวณได้ไปแทนในสมการ (4.9) จะได้

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{V_{o,rms} I_{o,rms}}{V_{i,rms} I_{i,rms}} \times 100 = \frac{69.28 \times 686.62}{111 \times 534.36} \times 100 = 80.20 \%$$

4.3.5 การประจุและคายประจุแบตเตอรี่

ในการทดสอบการประจุแบตเตอรี่ จะประจุให้กับแบตเตอรี่ขนาด 12 V 7 Ah จำนวน 5 ลูก สำหรับในการประจุแบตเตอรี่จะประจุด้วยกระแสคงที่ ๆ 1.16A (1/6 เท่าของพิกัดแบตเตอรี่) โดยตั้งแรงดันสูงสุดของแบตเตอรี่ไว้ที่ 69 V (13.8 V ต่อแบตเตอรี่ 1 ลูก) และในการคายประจุด้วยกระแสคงที่ ๆ 1.16A เท่ากับการประจุแบตเตอรี่ ในการเก็บผลการทดสอบจะเก็บผลการทดสอบทุก ๆ 5 นาที ผลการทดสอบการประจุแบตเตอรี่และคายประจุแบตเตอรี่แสดงไว้ในภาคผนวก ข และนำผลมาในกราฟรูปที่ 4.12

พิจารณาผลการประจุและคายประจุของแบตเตอรี่ในรูปที่ 4.12 ในส่วนของการประจุแบตเตอรี่จะเริ่มประจุแบตเตอรี่ที่แรงดันแบตเตอรี่ที่ 54 V และจะประจุแบตเตอรี่จนแรงดันของแบตเตอรี่เป็น 69 V จากกราฟการประจุแบตเตอรี่ในรูปที่ 4.12 จะเห็นว่าอัตราการเพิ่มของแรงดันแบตเตอรี่มีลักษณะเป็นเชิงเส้นตลอดการประจุแบตเตอรี่ ในส่วนของการคายประจุแบตเตอรี่จะเริ่มคายประจุแบตเตอรี่ที่แรงดันแบตเตอรี่ที่ 63.4 V และจะคายประจุแบตเตอรี่จนแรงดันของแบตเตอรี่เหลือ 54 V เมื่อพิจารณากราฟการคายประจุแบตเตอรี่ในรูปที่ 4.12 สามารถแบ่งการคายประจุออกได้สองช่วง ๆ แรกเป็นช่วงเวลาที่ 0-210 นาทีแรกการคายประจุค่อนข้างเป็นเชิงเส้นและในช่วงเวลาที่เหลือจะไม่เป็นเชิงเส้นหรือช่วงที่เวลาแบตเตอรี่ใกล้จะหมดแรงดันไฟฟ้าของแบตเตอรี่จะลดเร็วมาก



รูปที่ 4.12 กราฟการประจุและคายประจุแบตเตอรี่

4.4 สรุปผลการทดสอบ

จากผลการทดสอบจะเห็นได้ว่า แรงดันและกระแสอินพุตจะผิดเพี้ยนไปจากรูปคลื่นไซน์สมบูรณ์ หรือ THD แต่ยังสามารถรับได้ตามข้อกำหนดกฎเกณฑ์ฮาร์โมนิกส์เกี่ยวกับไฟฟ้าประเภทธุรกิจและอุตสาหกรรม (PRC-PQG-01/1998) ดังแสดงผลการเปรียบเทียบในตารางที่ 4.1

ตารางที่ 4.1 ผลการเปรียบเทียบ THD แรงดันและกระแสอินพุตของผลการทดสอบ เครื่องประจุแบตเตอรี่กับข้อกำหนดของ PRC-PQG-01/1998

มาตรฐาน-การทดสอบ	แรงดันไฟฟ้า (%)	กระแสไฟฟ้า (%)	หมายเหตุ
PRC-PQG-01/1998	5	21	ไม่เกิน 0.4 kVA จำนวนที่ฮาร์โมนิกส์ที่ 15
ผลการทดสอบเครื่องต้นแบบ	1.36	11.06	

และเมื่อพิจารณาผลการจำลองการทำงานกับการทดสอบเครื่องประจุแบตเตอรี่ต้นแบบให้ผลตัวประกอบกำลังไฟฟ้าที่ใกล้เคียงกัน

บทที่ 5 บทสรุปและข้อเสนอแนะ

ในบทนี้จะประกอบด้วยบทสรุปเครื่องประจุแบตเตอรี่เครื่องต้นแบบ และข้อเสนอแนะสำหรับการพัฒนาเครื่องประจุแบตเตอรี่ตัวประกอบกำลังไฟฟ้าสูง สำหรับรถไฟฟ้า ที่สร้างจากชุดอินเวอร์เตอร์

5.1 บทสรุป

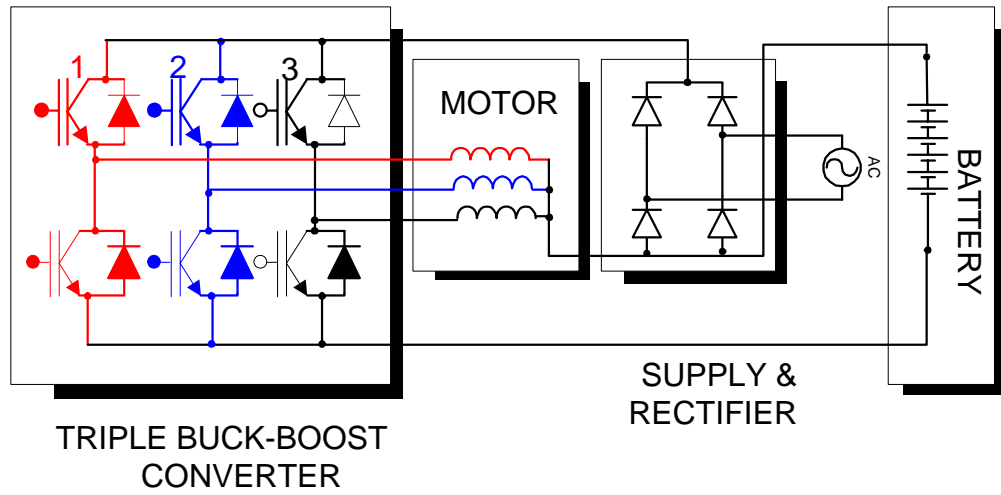
วิทยานิพนธ์เล่มนี้ได้กล่าวถึงการออกแบบและสร้างเครื่องประจุแบตเตอรี่ที่มีตัวประกอบกำลังไฟฟ้าสูง สำหรับรถไฟฟ้าที่สร้างจากชุดอินเวอร์เตอร์ และมอเตอร์ชนิดเหนี่ยวนำ 3 เฟส โดยเครื่องต้นแบบสร้างจากมอเตอร์ขนาด 2 แรงม้า และมีตัวควบคุมแบบดิจิทัล โดยใช้ DSP เบอร์ ADMC 331 ของบริษัท ANALOG DEVICES จากการผลการทดสอบเครื่องต้นแบบและการจำลองการทำงานผลที่ได้สอดคล้องกัน ทดสอบที่แรงดันไฟฟ้าเข้า 110 V_{ac} 50 Hz และประจุกระแสไฟฟ้าไม่เกิน $1/6$ เท่าของพิกัดแบตเตอรี่ โดยสรุปจากผลการทดสอบเครื่องประจุแบตเตอรี่ต้นแบบ จะได้ PF เท่ากับ 0.99 ค่าความที่ฮาร์โมนิกส์ลำดับที่ 15 THD ของแรงดันอินพุตได้ 1.36% ซึ่งเป็นไปตามข้อกำหนดกฎเกณฑ์ฮาร์โมนิกส์เกี่ยวกับไฟฟ้าประเภทธุรกิจและอุตสาหกรรม (PRC-PQG-01/1998) (Harmonic Voltage Distortion ไม่เกิน 5%) ดังแสดงในรูปที่ 4.7 และในส่วนของ THD ของกระแสอินพุต ได้ 11.06 ได้ตามข้อกำหนด PRC-PQG-01/1998 (Harmonic Current Distortion ไม่เกิน 21%) ดังแสดงในรูปที่ 4.9 ในส่วนของประสิทธิภาพ 80% เหตุที่ประสิทธิภาพต่ำ เนื่องจากแกนขดลวดเป็นแกนเหล็กของมอเตอร์เหนี่ยวนำที่ใช้กับความถี่ต่ำ ซึ่งมีค่าความต้านทานเส้นแรงแม่เหล็กสูง

5.2 ข้อเสนอแนะ

5.2.1 สำหรับด้านประสิทธิภาพผู้วิจัยเสนอแนวทางเพื่อพัฒนาไว้สองแนวทาง คือ แนวทางแรกสำหรับในปัจจุบันขอเสนอแนะให้เพิ่มชุดขดลวดที่ใช้แกนเหล็กที่มีความต้านทานเส้นแรงแม่เหล็กต่ำ ๆ ในวงจรแปลงผันเข้าไปแทนที่ขดลวดของมอเตอร์ของรถไฟฟ้า เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพของเครื่องประจุแบตเตอรี่ และแนวทางหลังสำหรับอนาคตผู้วิจัยขอเสนอแนะให้สร้างมอเตอร์ที่ใช้สำหรับรถไฟฟ้าให้มีแกนเหล็กที่มีความต้านทานเส้นแรงแม่เหล็กต่ำ ๆ

5.2.2 จากผลการทดสอบถึงแม้ว่า PF จะมีค่าสูง แต่ THD ของกระแสยังมีค่าสูงอยู่ พิจารณาจากกระแสอินพุตที่ไม่ต่อเนื่อง เนื่องจากการการตัดต่อสวิตซ์ของวงจรแปลงผันแบบทบ-ทอน เพื่อให้กระแสอินพุตต่อเนื่องผู้วิจัยขอเสนอ วงจรแปลงผันแบบ 3 ทบ-ทอน (Triple Buck-Boost) กล่าวคือ พิจารณา

วงจรในรูปที่ 3.2 สามารถควบคุมการทำงานของวงจรแปลงผันแบบทบ-ทอนได้ 3 จุดที่เป็นอิสระต่อกัน ซึ่งจะมีผลดีต่อการควบคุมความถี่ของกระแสอินพุตได้ ดังแสดงในรูปที่ 5.1



รูปที่ 5.1 วงจรแปลงผันแรงดันแบบ 3 ทบ-ทอน

เอกสารอ้างอิง

1. ธรรมสรณ์ รุ่งทิวากรกิจ และ เจริญศักดิ์ จิตต์สัจจะพงษ์, 2538, **เครื่องอัดประจุและคายประจุแบตเตอรี่ด้วยกระแสคงที่**, วิทยานิพนธ์ปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี, หน้า 31-38.
2. ชูติพนธ์ อยู่ยาโยสม, ศิษีโรตม์ เกตุแก้ว และ อนุวัฒน์ จางวนิชเลิศ, 2542, “เครื่องประจุแบตเตอรี่ตัวประกอบกำลังสูง”, **วิศวกรรมลาดกระบัง**, ปีที่ 16, ฉบับที่ 2, มิถุนายน 2542, หน้า 134-139.
3. Mitchell, D.M., 1988, **DC-DC Switching Regulator Analysis**, McGraw-Hill, NewYork, pp. 51-73.
4. Wei, H. and Batarseh, I., 1998, “Comparison of Basic Converter Topologies For Power Factor Correction” **Southeast conference, 1998 Proceadings of the IEEE**, pp. 348-353.
5. Solero, L., 2001, “Nonconventional On Board Charger for Electric Vehicle Propulsion Batteries”, **IEEE Transaction on Vehicular technology**, Vol. 50, No. 1, January 2001, pp. 144-149.
6. Milanovic, M., Roskaric, A. and Auda, M.,1999, “Battery Charger Based on Double Buck and Boost converter”, **Industrial Electronics Proceadings of the IEEE.International Symposium On.**, Vol. 2 , pp. 747-752.
7. Marcos, M.M., Mersman, C.R., Sugavanam, G.D. and Dillman, N.G., 2000, “Battery Chargers for Electric Vehicle”, **IEEE Power Engineering Review**, November 2000, pp. 8-11.
8. Morrison, R. and Egan, M.G., 2001, “A New Modulation Strategy for a Buck–Boost Input AC/DC Converter”, **IEEE Transaction on Power Electronics**, Vol. 16, No. 1, January 2001, pp. 34-45.
9. Kim, S. and Enjeti, P., 2001, **Digital Control of Switching Power Supply Power Factor Correction Stage**, Power Electronic and Power Quality Laboratory Department of Electrical Engineering Texas A&M University, pp. 1-11.

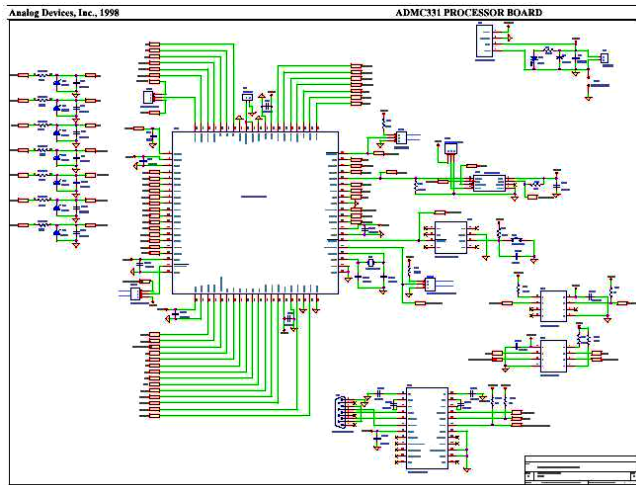
10. Application Report, 1999, **Understanding Buck-Boost Power Stages in Switchmode Power Supplies**, Texas Instruments Incorporated, March 1999, pp. 1-30.

11. Vorperian, V., 1990, "Simplified Analysis of PWM Converter Using Model of PWM Switch Part I: Continuous Conduction Mode", **IEEE Transaction on Aerospace and Electronic System**, Vol. 1, No. 3, May 1990, pp. 490-496.

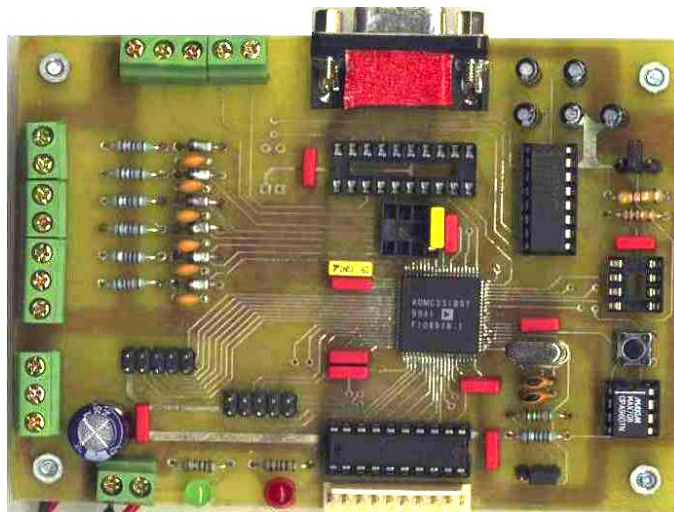
ภาคผนวก ก

รายละเอียดตัวตรวจนับสัญญาณและวงจรฉุกเฉิน

ก.1 ตัวควบคุม DSP เบอร์ ADMC 331

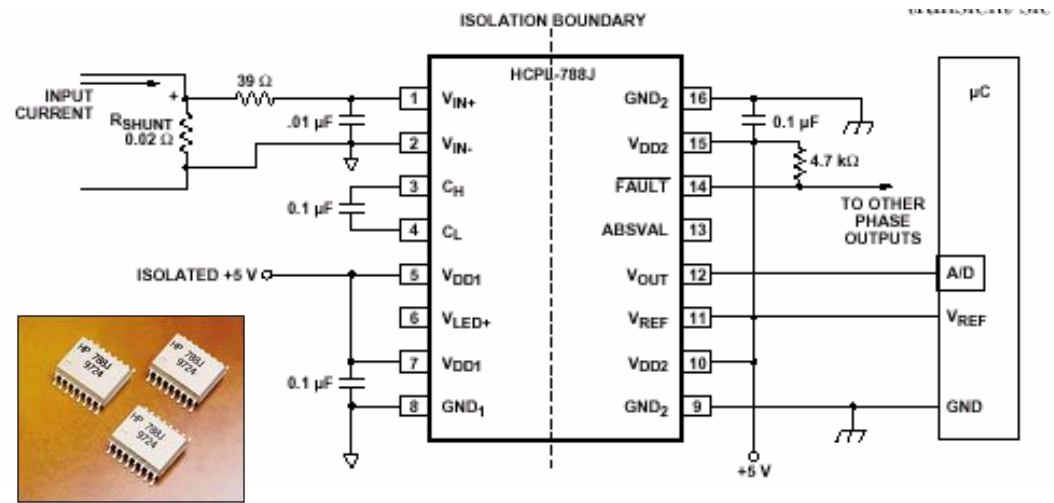


รูปที่ ก.1 วงจรตัวควบคุม DSP ADMC 331

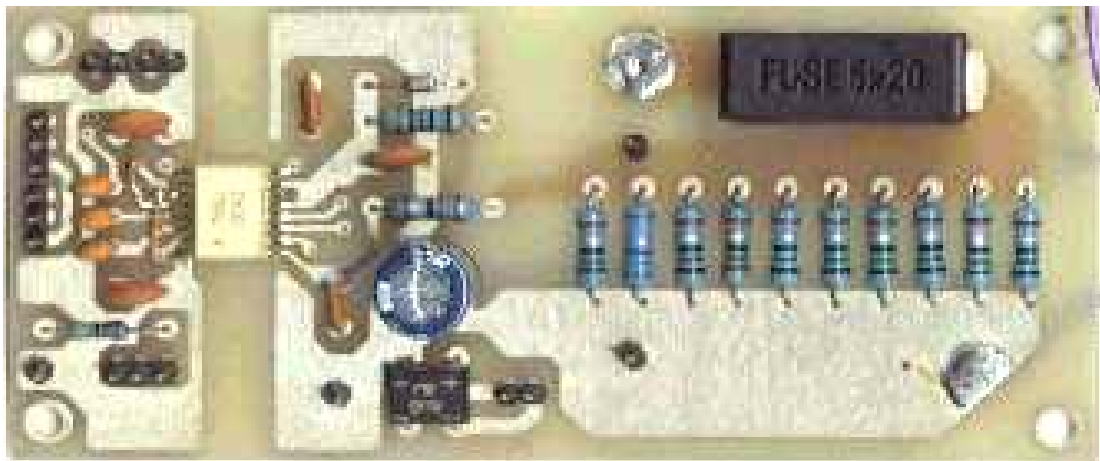


รูปที่ ก.2 บอร์ด DSP เบอร์ ADMC 331

ก.2 ตัวตรวจจับกระแสอินพุต

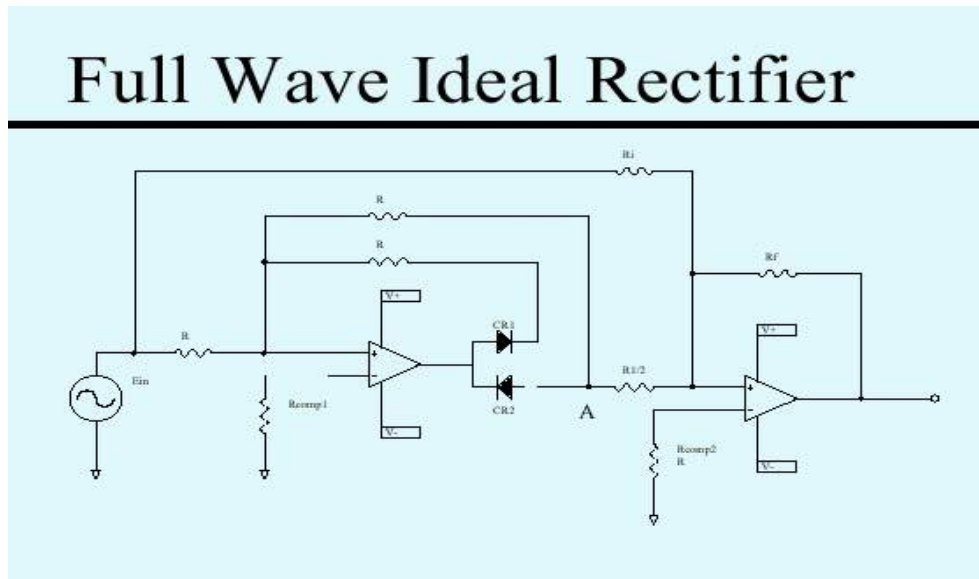


รูปที่ ก.3 วงจรตรวจจับกระแส

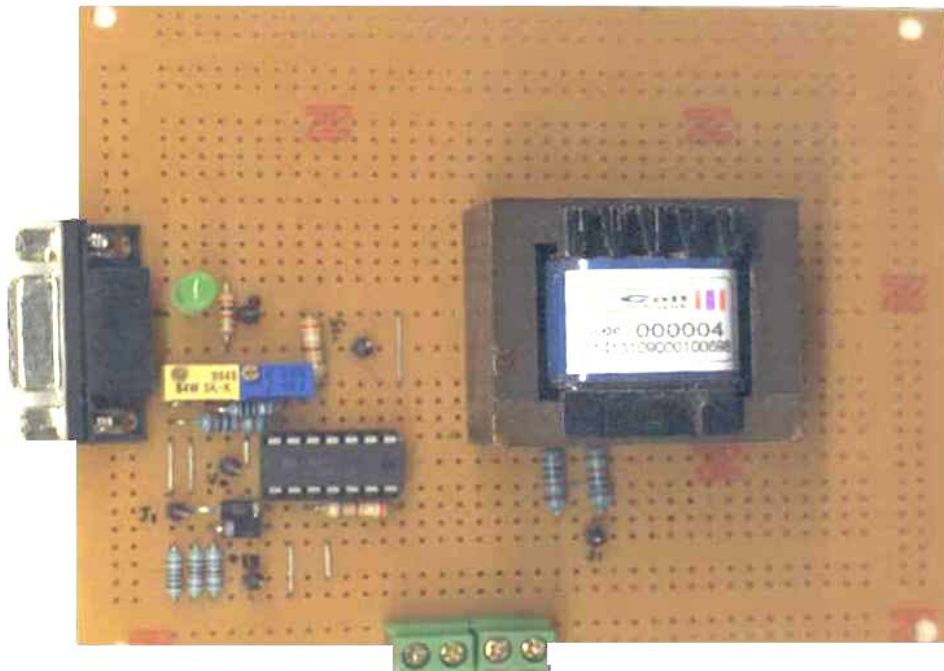


รูปที่ ก.4 บอร์ดตรวจจับกระแส

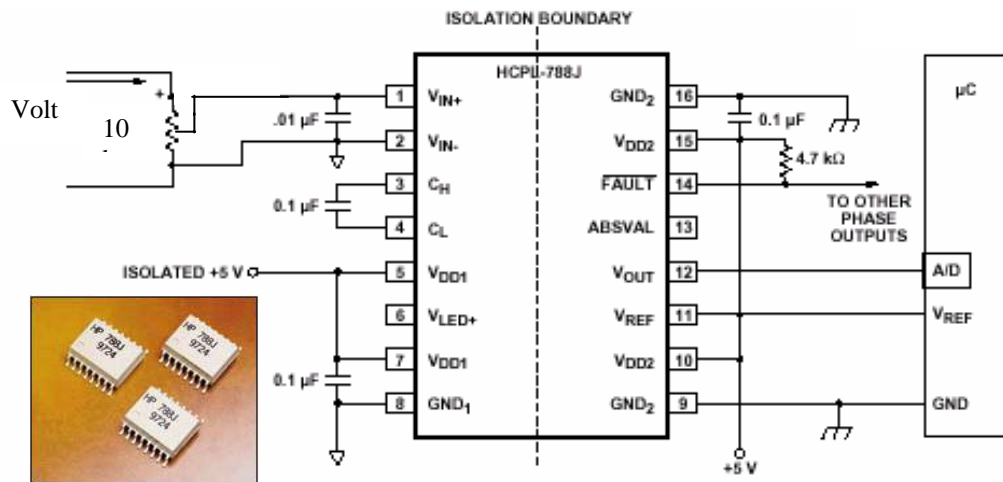
ก.3 ตัวตรวจจับแรงดันอินพุต



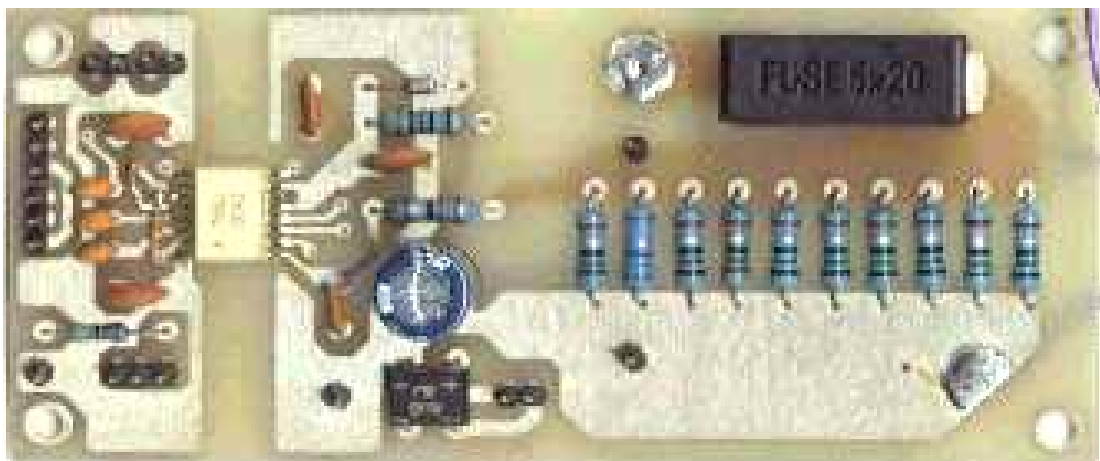
รูปที่ ก.5 วงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นในอุดมคติ



ก.4 ตัวตรวจับสัญญาณแรงดันเอาต์พุต



รูปที่ ก.7 วงจรตรวจับแรงดันเอาต์พุต



รูปที่ ก.8 บอร์ดตัวตรวจับแรงดันเอาต์พุต

ภาคผนวก ข
ตารางการประจําและกายประจําแบบเตอริ

ตารางที่ ข.1 ตารางการประจุแบตเตอรี่เครื่องต้นแบบด้วยกระแสคงที่ ๆ 1.16A

ลำดับที่	เวลา(นาที)	แรงดันแบตเตอรี่(โวลต์)	หมายเหตุ
1	0	54	
2	5	61.1	
3	10	61.2	
4	15	61.2	
5	20	61.4	
6	25	61.6	
7	30	61.8	
8	35	61.9	
9	40	62.0	
10	45	62.0	
11	50	62.0	
12	55	62.1	
13	60	62.2	
14	65	62.4	
15	70	62.6	
16	75	62.8	
17	80	63.1	
18	85	63.4	
19	90	63.6	
20	95	63.7	
21	100	63.9	
22	105	64.0	
23	110	64.0	
24	115	64.1	
25	120	64.1	
26	125	64.2	
27	130	64.3	

ตารางที่ ข.1 ตารางการประจุแบตเตอรี่เครื่องต้นแบบด้วยกระแสคงที่ ๆ 1.16A (ต่อ)

ลำดับที่	เวลา(นาทื)	แรงดันแบตเตอรี่(โวลต์)	หมายเหตุ
28	135	64.4	
29	140	64.5	
30	145	64.6	
31	150	64.6	
32	155	64.8	
33	160	64.9	
34	165	65.1	
35	170	65.3	
36	175	65.5	
37	180	65.6	
38	185	65.7	
39	190	65.8	
40	195	65.9	
41	200	66.0	
42	205	66.0	
43	210	66.0	
44	215	66.0	
45	220	66.1	
46	225	66.2	
47	230	66.4	
48	235	66.6	
49	240	66.9	
50	245	67.3	
51	250	67.7	
52	255	67.9	
53	260	68.0	
54	265	68.7	
55	270	69	

ตารางที่ ข.2 ตารางการคายประจุแบตเตอรี่ด้วยกระแสคงที่ ๆ 1.16A

ลำดับที่	เวลา(นาที)	แรงดันแบตเตอรี่(โวลต์)	หมายเหตุ
1	0	63.4	
2	5	63.3	
3	10	63.1	
4	15	62.9	
5	20	62.7	
6	25	62.6	
7	30	62.5	
8	35	62.4	
9	40	62.3	
10	45	62.2	
11	50	62.1	
12	55	62.1	
13	60	62	
14	65	62	
15	70	62	
16	75	62	
17	80	61.9	
18	85	61.9	
19	90	61.8	
20	95	61.8	
21	100	61.7	
22	105	61.6	
23	110	61.3	
24	115	61.1	
25	120	60.9	
26	125	60.6	
27	130	60.4	

ตารางที่ ข.2 ตารางการคายประจุแบตเตอรี่ด้วยกระแสคงที่ ๆ 1.16A (ต่อ)

ลำดับที่	เวลา(นาที)	แรงดันแบตเตอรี่(โวลต์)	หมายเหตุ
28	135	60.3	
29	140	60.2	
30	145	60.1	
31	150	60.1	
32	155	60.0	
33	160	60.0	
34	165	59.9	
35	170	59.9	
36	175	59.7	
37	180	59.5	
38	185	59.3	
39	190	59.0	
40	195	58.6	
41	200	58.3	
42	205	58.1	
43	210	57.9	
44	215	57.4	
45	220	56.5	
46	225	55.9	
47	230	54.0	

ภาคผนวก ค

โปรแกรมควบคุมเครื่องประจุแบตเตอรี่สำหรับรถไฟฟ้าที่สร้างจากอินเวอร์เตอร์

โปรแกรมควบคุม เครื่องประจุแบตเตอรี่ตัวประกอบกำลังสูง
สำหรับรถไฟฟ้าที่สร้างจากอินเวอร์เตอร์

```
.MODULE/RAM/SEG=USER_PM1/ABS=0x30  Main_Program;

{*****}

* Include General System Parameters and Libraries *
*****}

#include <main.h>;
#include <pwm331.h>;
#include <pi.h>;

{*****}

* Constants Defined in the Module *
*****}

.VAR/DM/RAM/SEG=USER_DM error_volt;
.VAR/DM/RAM/SEG=USER_DM abs_volt;
.VAR/DM/RAM/SEG=USER_DM in_volt;
.VAR/DM/RAM/SEG=USER_DM ac_volt;
.VAR/DM/RAM/SEG=USER_DM Vrefa;

{*****}

* Global Routines Defined in this Module ( .Entry ) *
*****}

{ None }

{*****}

* Global Variables Defined in this Module ( .Global ) *
*****}

{ None }

{*****}

* Local Variables Defined in this Module *
*****}

{ ----- for 16 bit controller ----- }

#define PI_SF16 0 { n }

.VAR/RAM/PM/CIRC/SEG=USER_PM1 PI_Coef16[3];
```

```

.INIT PI_Coef16: 0xE10100, 0x500000, 0x7FFF00;      { A0 E10100, A1 200000, B0      }
.VAR/RAM/DM/CIRC/SEG=USER_DM PI_Delay16[2]; { Ik, Uk }
.INIT PI_Delay16: 0x0000, 0x0000;
{ ----- for 32 bit controller ----- }
#define PI_SF32 0                                { n                }
.VAR/RAM/PM/CIRC/SEG=USER_PM1 PI_Coef32[2];
.INIT PI_Coef32: 0xE10100, 0x500000; { A0 E10100, A1 200000, }
.VAR/RAM/DM/CIRC/SEG=USER_DM PI_Delay32[3]; { Ik, Uk }
.INIT PI_Delay32: 0x0000, 0x000, 0x0000;
{*****}
{ Start of program code}
{*****}
Startup:
    ar=dm(modectrl);
    ar=setbit 7 of ar;
    dm(modectrl)=ar;
    ICNTL=0x00; {****}
    PWM_Init(PWMSYNC_ISR, PWMTRIP_ISR);
    IFC = 0x80;      { Clear any pending IRQ2 inter.  }
    ay0 = 0x200;    { unmask irq2 interrupts. }
    ar = IMASK;
    ar = ar or ay0;
    IMASK = ar;      { IRQ2 ints fully enabled here  }
    INIT_PI16(PI_Delay16, 0x0000);
    INIT_PI32(PI_Delay32, 0x0000);      { reset PI or}
{*****}
Main:      { Wait for interrupt to occur      }
    jump Main;
    rts;
{*****}
Sat_Input: {input ar out ar}
    ay0=ar;

```

```

ax0=0x5000;{29000}
ar=ax0-ay0;
if LT af=pass ax0;
ar=ax0-ay0;
if GE af=pass ay0;
ar=pass af;
rts;

{*****}
* Type: Routine div *
{*****}

div_: AX1=AY1,AF=AX0-AY1;
      AR=ABS AX0;
      if NE JUMP test_2;
      AR=0x7FFF;
      AF=PASS AY1;
      if LT AR= NOT AR;      {return +/- infinity}
      ASTAT=0x4;           {Division by Zero }
      RTS;

test_2:                               {Division by -1}
      if NOT AV JUMP test_3;
      AR = -AY1;           {Return -x }
      RTS;

test_3:      {x=y therefore return 1}
      AF=PASS AF;
      if NE JUMP test_4;
      AR=0x7FFF;
      ASTAT=0x0;
      RTS;

test_4:
      AX1=AY1,AR=ABS AX0;
      AF=ABS AX1;
      AF=AF-AR;

```

```

    if LT JUMP do_div;
    AR=0x7FFF;
    AF=PASS AY1;
    if LT AR= NOT AR;          {return - infinity}
    AF=PASS AX0;
    if LT AR= NOT AR;          {return - * - infinity}
    ASTAT=0x4;                 {Division Overflow}
    RTS;

do_div:
    DIVS AY1,AX0;
    CNTR=15;
    do do_div01 until ce;
do_div01: DIVQ AX0;
    AR=AY0;
    AF=PASS AX0;
    if LT AR=-AR;
    RTS;

{*****}
{ PWM Interrupt Service Routine          }
{*****}

PWMSYNC_ISR:
    ar = dm(adc2); {Feed back Voltage}
    dm(in_volt) = ar;
    sr=LShift ar by -4(HI);
    ar=sr1-3;
    ay0=ar;
    ax0=0x1200; {set point}
    ena AR_SAT;
    ar = ax0 - ay0;
    dis AR_SAT;
    Pi16(PI_Delay16, PI_Coef16, PI_SF16);
    ar=sr1;

```

```

dm(error_volt)=ar;
ar = dm(adc3); {abs Voltage}
sr=LShift ar by -4(HI);
ar=sr1-3;
dm(abs_volt) = ar;
mx0=ar;
my0=dm(error_volt);
mr=mx0*my0(rnd); {mul error voltage , sine wave}
ar=mr1;
ay0=ar;
ar = dm(adc1); {current}
sr=LShift ar by -4(HI);
ar=sr1-3;
ax0=ar;
ena AR_SAT;
ar = ax0 - ay0;
dis AR_SAT;
{Pi16(PI_Delay16, PI_Coef16, PI_SF16);}
Pi32(PI_Delay32, PI_Coef32, PI_SF32);
call sat_input;
dm(ac_volt)=ar;
ar=dm(abs_volt);
ay0=0x0035; {out V}
ar=ar+ay0;
ay1=0x0035;
ay0=0x0000;
ax0=ar;
call div_;
ay0=ar;
ar=dm(ac_volt);
ar=ar+ay0;
ay0=ar;

```

```
PWM_update_demanded_Voltage(ay0,ay0,ay0);  
    rti;  
{*****}  
{ PWM Trip Interrupt Service Routine }  
{*****}  
PWMTRIP_ISR:  
    nop;  
    rti;  
.ENDMOD;
```

ประวัติผู้วิจัย

ชื่อ – สกุล	นายสมนึก เครือสอน
วัน เดือน ปีเกิด	29 กุมภาพันธ์ 2515
ประวัติการศึกษา	
ระดับอาชีวศึกษา	ประกาศนียบัตรวิชาชีพชั้นสูง สาขาวิชาช่างไฟฟ้ากำลัง สถาบันเทคโนโลยีราชมงคล วิทยาเขตตาก พ.ศ. 2535
ระดับปริญญาตรี	วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า สถาบันเทคโนโลยีราชมงคล (คลองหก) พ.ศ. 2537
ระดับปริญญาโท	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี พ.ศ. 2546
ทุนการศึกษา หรือทุนวิจัย	ทุนอุดหนุนสนับสนุนการวิจัยระดับบัณฑิตศึกษา ทบวงมหาวิทยาลัย ปีงบประมาณ 2545 ทุนพัฒนาบุคลากร สถาบันเทคโนโลยีราชมงคล พ.ศ. 2543
ผลงานที่ได้รับการตีพิมพ์	สมนึก เครือสอน, อุดมศักดิ์ ชัยยืน และ วีระพล โมนยะกุล, 2545, “เครื่องประจุแบตเตอรี่ตัวประกอบกำลังไฟฟ้าสูง สำหรับรถไฟฟ้าที่สร้างจากมอเตอร์และชุดอินเวอร์เตอร์”, การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 25, มหาวิทยาลัยสงขลานครินทร์, ปีที่ 1, หน้า 31-35.

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี
ข้อตกลงว่าด้วยการโอนลิขสิทธิ์วิทยานิพนธ์

วันที่ 14 เดือน พฤษภาคม พ.ศ. 2547


ข้าพเจ้า (นาย/นาง/นางสาว) สมนึก เครื่องสอน รหัสประจำตัว 43400201 เป็นนักศึกษาของ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี ระดับปริญญา โท เอก หลักสูตร วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชา วิศวกรรมไฟฟ้า คณะ วิศวกรรมศาสตร์ อยู่บ้านเลขที่ 20 หมู่ที่ 4 ตำบล หนองบัวใต้ อำเภอ เมือง จังหวัด ตาก รหัสไปรษณีย์ 63000 ขอโอนลิขสิทธิ์วิทยานิพนธ์ให้กับมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี โดยมี รศ.ดร.เอก ไชยสวัสดิ์ ตำแหน่ง คณบดีคณะวิศวกรรมศาสตร์ เป็นผู้รับโอนลิขสิทธิ์และมีข้อตกลงดังนี้

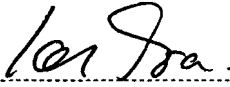
1. ข้าพเจ้าได้จัดทำวิทยานิพนธ์เรื่อง เครื่องประจุแบตเตอรี่ตัวประกอบกำลังไฟฟ้าสูงสำหรับรถไฟฟ้าที่สร้างจากชุดอินเวอร์เตอร์ ซึ่งอยู่ในความควบคุมของ ดร.วีระพล โมนยะกุล และ ผศ.อุดมศักดิ์ ยั่งยืน ตามมาตรา 14 แห่งพระราชบัญญัติลิขสิทธิ์ พ.ศ. 2537 และถือว่าเป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี

2. ข้าพเจ้าตกลงโอนลิขสิทธิ์จากผลงานทั้งหมดที่เกิดขึ้นจากการสร้างสรรค์ของข้าพเจ้าในวิทยานิพนธ์ให้กับมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี ตลอดจนอายุแห่งการคุ้มครองลิขสิทธิ์ตามมาตรา 23 แห่งพระราชบัญญัติลิขสิทธิ์ พ.ศ. 2537 ตั้งแต่วันที่ได้รับอนุมัติโครงร่างวิทยานิพนธ์จากมหาวิทยาลัย

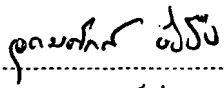
3. ในกรณีที่ข้าพเจ้าประสงค์จะนำวิทยานิพนธ์ไปใช้ในการเผยแพร่ในสื่อใด ๆ ก็ตาม ข้าพเจ้าจะต้องระบุว่าวิทยานิพนธ์เป็นผลงานของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรีทุก ๆ ครั้งที่มีการเผยแพร่

4. ในกรณีที่ข้าพเจ้าประสงค์จะนำวิทยานิพนธ์ไปเผยแพร่ หรืออนุญาตให้ผู้อื่นทำซ้ำหรือดัดแปลงหรือเผยแพร่ต่อสาธารณชนหรือกระทำการอื่นใด ตามมาตรา 27, มาตรา 28, มาตรา 29 และมาตรา 30 แห่งพระราชบัญญัติ พ.ศ. 2537 โดยมีค่าตอบแทนในเชิงธุรกิจ ข้าพเจ้าจะกระทำได้เมื่อได้รับความยินยอมเป็นลายลักษณ์อักษรจากมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี

ลงชื่อ  ผู้โอนลิขสิทธิ์
(นายสมนึก เครื่องสอน)

ลงชื่อ  ผู้รับโอนลิขสิทธิ์
(รศ.ดร.เอก ไชยสวัสดิ์)

ลงชื่อ  พยาน
(ดร.วีระพล โมนยะกุล)

ลงชื่อ  พยาน
(ผศ.อุดมศักดิ์ ยั่งยืน)