

การหาโมเดลและการออกแบบตัวควบคุมสำหรับคอนเวอร์เตอร์
ที่ควบคุมด้วยโหมดกระแส

MODELLING AND CONTROLLER DESIGN OF A CURRENT-MODE
CONTROLLED CONVERTER



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
บัณฑิตวิทยาลัย

พิมพ์.....
ชตะเบียน..... 31963 สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
เดือน, ปี 28 ส.ค. 2542 พ.ศ.2541

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ ISBN 974-622-345-3 ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**MODELLING AND CONTROLLER DESIGN FOR A CURRENT-MODE
CONTROLLED CONVERTER**



APISIT SRIKAEWBOWORN

**A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT
OF THE REQUIREMENT FOR THE DEGREE OF
MASTER OF ENGINEERING IN ELECTRICAL ENGINEERING
SCHOOL OF GRADUATE STUDIES
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG**

1998

ISBN 974-622-345-3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



COPYRIGHT 1998

SCHOOL OF GRADUATE STUDIES

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การทำโมเดลและการออกแบบตัวควบคุมสำหรับ คอนเวอร์เตอร์ที่ควบคุมด้วยโหมดกระแส
นักศึกษา	นาย อภิสิต ศรีแก้ววร
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์	ดร.นนทวัฒน์ จุลเดชะ
หลักสูตร	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
พ.ศ.	2541

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์นี้เสนอการทำโมเดลแบบสัญญาณขนาดเล็กของคอนเวอร์เตอร์ที่ควบคุมด้วยโหมดกระแส และการออกแบบตัวควบคุมแบบพีไอ สำหรับคอนเวอร์เตอร์ที่ควบคุมด้วยโหมดกระแส โมเดลแบบสัญญาณขนาดเล็กของคอนเวอร์เตอร์ได้จากการแทนส่วนกำลังที่ไม่เป็นเชิงเส้นของคอนเวอร์เตอร์ด้วยโมเดลแบบ PWM Switch แล้วใช้การวิเคราะห์แบบ Sample-data สำหรับหาฟังก์ชันถ่ายโอนของคอนเวอร์เตอร์ โดยในการออกแบบตัวควบคุมจะนำฟังก์ชันถ่ายโอนของคอนเวอร์เตอร์มาทำการลดอันดับด้วยหลักการกระจายพลังงาน ก่อนนำไปรวมกับโมเดลของตัวควบคุมแบบพีไอ โดยโมเดลแบบรูปปิดของระบบคอนเวอร์เตอร์ที่ได้จะมีลักษณะเป็นระบบอันดับสอง ดังนั้น เมื่อกำหนดคุณลักษณะของผลตอบสนองทางเวลาในสภาวะชั่วขณะของระบบควบคุม จะทำให้สามารถหาค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมได้ ด้วยการนำสมการคุณลักษณะของระบบคอนเวอร์เตอร์ที่ได้มาเปรียบเทียบกับสมการคุณลักษณะของระบบอันดับสองมาตรฐานทั่วไป จากการทดสอบโดยการจำลองด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ พบว่าตัวควบคุมที่ได้จากวิธีการที่เสนอนี้ให้ผลตอบสนองเป็นที่น่าพอใจและดีกว่าวิธีการเชิงตัวเลขแบบเดิม

Thesis Title Modelling and Controller Design of a Current-Mode Controlled Converter

Student Mr. Apisit Srikeawboworn

Thesis Advisor Dr. Noontawatn Chulladacha

Degree Master of Engineering in Electrical Engineering

Year 1998

Abstract

This thesis presents small-signal modelling and PI-controller design of current-mode controlled converter. The small-signal model of converter is obtained by replacing a nonlinear part in power stage by PWM switch model. Transfer functions of a converter can be found by the sampled-data analysis. For controller design, model of converter are reduced the order by the dominant energy concept and then combined to PI-controller model. The closed-loop model of the converter system is similar to second-order system. Having defined specifications of transient time response of control system, parameters of controller can be found by comparison between characteristic equation of closed-loop model and standard equation of second-order system. The response of proposed controller is demonstrated by simulated result. This method gives satisfactory response and is also better than the numerical method.

กิตติกรรมประกาศ

ผู้เขียนขอขอบพระคุณ อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ ดร.นนทวัฒน์ จุลเดชะ และ อาจารย์ประจำภาควิชาวิศวกรรมระบบควบคุมทุกท่านที่ให้คำปรึกษาและคำแนะนำต่างๆ จนช่วยให้การทำวิทยานิพนธ์สำเร็จลุล่วงไปด้วยดี

ขอกราบขอบพระคุณ ผู้อำนวยการศูนย์วิทยาศาสตร์เพื่อการศึกษา ท่าน โกศล ชูช่วย เป็นอย่างสูง ที่ให้ความอนุเคราะห์ในการตีพิมพ์บทความทางวิชาการ

ขอขอบคุณเพื่อนร่วมงาน กองดาวเทียม การสื่อสารแห่งประเทศไทย ที่ให้ความช่วยเหลือทั้งด้านวัตถุและจิตใจแก่ผู้เขียนมาโดยตลอด

สุดท้ายนี้ คุณความดีที่พึงมีจากการทำวิทยานิพนธ์เล่มนี้ ข้าพเจ้าขอบอบแด่ บิดา-มารดา ครู-อาจารย์ และ ผู้มีพระคุณทุกท่าน

อภิสิทธิ์ ศรีแก้วบวร

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	II
กิตติกรรมประกาศ	III
สารบัญ	IV
สารบัญตาราง	VII
สารบัญรูป	VIII
สัญลักษณ์	XII
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1.ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา	1
1.2.วัตถุประสงค์และความมุ่งหมายของวิทยานิพนธ์	2
1.3.ขอบเขตของวิทยานิพนธ์	3
บทที่ 2 ทฤษฎีพื้นฐานของคอนเวอร์เตอร์	5
2.1.คอนเวอร์เตอร์แบบพื้นฐาน	5
2.1.1.คอนเวอร์เตอร์แบบ Buck	5
2.2.2.คอนเวอร์เตอร์แบบ Buck-Boost	9
2.2.3.คอนเวอร์เตอร์แบบ Boost	11
2.2.การควบคุมแรงดันเอาต์พุทของคอนเวอร์เตอร์	13
2.2.1.คอนเวอร์เตอร์ที่ควบคุมด้วยโหมคแรงดัน	13
2.2.2.คอนเวอร์เตอร์ที่ควบคุมด้วยโหมคกระแส	14
- คอนเวอร์เตอร์ที่ควบคุมด้วยโหมคกระแสชนิดฮิสเทอรีติก	16
- คอนเวอร์เตอร์ที่ควบคุมด้วยโหมคกระแสชนิดความถี่คงที่	18
บทที่ 3 PWM Switch Model	27
3.1 คุณสมบัติของ PWM Switch	27

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
3.2 โมเดลทาง DC และ Small-Signal ของ PWM Switch	31
3.3 การวิเคราะห์คอนเวอร์เตอร์โดยใช้โมเดลแบบ PWM Switch	33
3.4 การวิเคราะห์ด้าน DC	34
บทที่ 4 โมเดลแบบ Small-Signal สำหรับคอนเวอร์เตอร์ที่ควบคุมด้วยโหมคกระแส	39
4.1 การใช้ PWM Switch Model แทนส่วนกำลังของคอนเวอร์เตอร์	39
4.2 การวิเคราะห์คอนเวอร์เตอร์ที่ควบคุมด้วยโหมคกระแส	41
4.3 การวิเคราะห์แบบเวลาดิสกรีทของตัวควบคุมแบบลูปิด	44
4.4 โมเดลแบบเวลาต่อเนื่องของตัวควบคุมแบบลูปิด	49
4.5 โมเดลแบบเวลาต่อเนื่องของตัวควบคุมแบบลูเปิด	49
4.6 ค่าประมาณของ Sampling Gain	51
บทที่ 5 การลดอันดับโมเดลโดยหลักการกระจายพลังงาน	55
5.1 การวิเคราะห์การกระจายกำลัง	55
5.2 การเลือกผลตอบสนองทางความถี่	57
บทที่ 6 การออกแบบระบบควบคุมด้วยวิธีพิจารณาผลตอบสนองทางเวลา	61
6.1 การวิเคราะห์ระบบควบคุมโดเมนของเวลา	61
6.1.1 ผลตอบสนองทางเวลาของระบบชนิดต่อเนื่อง	61
6.1.2 สัญญาณทดสอบสำหรับการพิจารณาผลตอบสนองทางเวลา	62
6.1.3 สมรรถนะของระบบควบคุมชนิดต่อเนื่องทางโดเมนเวลา	65
6.1.4 ผลตอบสนองของระบบควบคุมชนิดต่อเนื่องทางโดเมนเวลา	67
6.1.5 ผลตอบสนองชั่วขณะของระบบอันดับสองมาตรฐาน	69
6.2 การออกแบบระบบควบคุมทางโดเมนเวลา	72
6.3 คุณสมบัติของตัวควบคุมแบบ PID ทางโดเมนเวลา	76
6.4 การออกแบบตัวควบคุมแบบ PID	81
บทที่ 7 การออกแบบตัวควบคุมสำหรับคอนเวอร์เตอร์แบบพุ่ม-พูล	83

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
7.1 ระบบควบคุมสำหรับคอนเวอร์เตอร์	83
7.2 โมเดลของคอนเวอร์เตอร์แบบพุก-พุลที่ควบคุมด้วยโหมคกระแส	84
7.3 การลดอันดับของโมเดลของคอนเวอร์เตอร์	87
7.4 การวิเคราะห์ค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมแบบ PI	94
บทที่ 8 ผลการทดสอบ	98
8.1 ผลการทดสอบเมื่อออกแบบตัวควบคุมด้วยวิธีการของ Liaw [5]	98
8.2 ผลการทดสอบเมื่อออกแบบตัวควบคุมด้วยวิธีที่นำเสนอ	100
8.3 การเปรียบเทียบผลการทดสอบที่ได้จากวิธีการออกแบบทั้งสองกรณี	102
บทที่ 9 สรุปผลและข้อเสนอแนะ	104
บรรณานุกรม	106
ภาคผนวก	107
ประวัติผู้เขียน	115

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

ตารางที่

หน้า

7.1 แสดงสัดส่วนการกระจายพลังงานของแต่ละโพลตามสมการ (7.13) (7.14) (7.15)

เมื่อมีการชดเชยของความชัน (m_c) ที่ค่าต่างๆกัน 89



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 คอนเวอร์เตอร์แบบ Buck	5
2.2 รูปคลื่นแรงดันและกระแสของคอนเวอร์เตอร์แบบ Buck ที่ทำงานในโหมดกระแสต่อเนื่อง.....	6
2.3 คอนเวอร์เตอร์แบบ Buck-Boost	8
2.4 รูปคลื่นของคอนเวอร์เตอร์แบบ Buck-Boost ที่ทำงานในโหมดกระแสต่อเนื่อง.....	9
2.5 คอนเวอร์เตอร์แบบ Boost	11
2.6 รูปคลื่นแรงดันและกระแสของคอนเวอร์เตอร์แบบ Boost ที่ทำงานในโหมดกระแสต่อเนื่อง	12
2.7 โครงสร้างของคอนเวอร์เตอร์ที่ควบคุมด้วยโหมดแรงดัน	13
2.8 โครงสร้างของคอนเวอร์เตอร์ที่ควบคุมด้วยโหมดกระแส	14
2.9 (a) คอนเวอร์เตอร์แบบ Buck ที่ควบคุมด้วยโหมดกระแสนิคม Hysteretic (b) รูปคลื่นแรงดัน (c) รูปคลื่นกระแส	17
2.10 (a) คอนเวอร์เตอร์แบบ Buck ที่ควบคุมด้วยโหมดกระแสนิคมความถี่คงที่ (b) รูปคลื่นกระแสและแรงดัน	19
2.11 รูปคลื่นกระแส i_L กับความแปรปรวน ΔI_1 ที่ $D > 0.5$	20
2.12 รูปคลื่นกระแส i_L กับความแปรปรวน ΔI_1 ที่ $D < 0.5$	22
2.13 (a) คอนเวอร์เตอร์ที่ควบคุมด้วยโหมดกระแสกับการชดเชยความชัน (b) รูปคลื่นแรงดันและกระแส	23
2.14 รูปคลื่นที่ขยายจากรูปที่ 2.13 (b)	24
3.1 แสดงส่วนที่ไม่เป็นเชิงเส้น (ในเส้นประ) ของคอนเวอร์เตอร์แบบพื้นฐาน	27
3.2 PWM Switch	28
3.3 แรงดันและกระแสที่ชั่วของ PWM Switch	29
3.4 แรงดันที่ชั่ว $\hat{v}_{ap}(t)$ ของ PWM Switch	30
3.5 โมเดลแบบ PWM Switch เมื่อคิดดีไซ์กิลดงที่	31
3.6 โมเดลทาง DC และ Small-Signal ของ PWM Switch	32

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่จัดทำขึ้นเพื่อใช้ในการเรียนการสอนเท่านั้น ไม่สามารถนำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.7 โมเดลทาง DC และ Small-Signal อย่างง่ายของ PWM Switch	33
3.8 วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบ Boost กับ PWM Switch	33
3.9 วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบ Boost ที่ใช้โมเดลแบบ PWM Switch รูปที่ 3.5	35
3.10 วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบ Boost ที่วิเคราะห์หาฟังก์ชัน Line-to-Output และ อินพุทอิมพีแดนซ์ โดยใช้โมเดลแบบ PWM Switch รูปที่ 3.5	34
3.11 วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบ Boost ที่วิเคราะห์หาเอาต์พุทอิมพีแดนซ์ โดยใช้โมเดลแบบ PWM Switch รูปที่ 3.5	36
3.12 วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบ Boost ที่ใช้วิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่ายโอน Control-to-Output โดยใช้โมเดลแบบ PWM Switch รูปที่ 3.6	37
3.13 การกำหนดซีโรร่วมของฟังก์ชันถ่ายโอนแบบ Control-to-Output	37
4.1 วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบพื้นฐานกับ PWM Switch	40
4.2 โมเดลแบบ PWM Switch สำหรับการทํางานใน โหมดกระแสต่อเนื่อง	41
4.3 คอนเวอร์เตอร์แบบพื้นฐานที่ควบคุมด้วยโหมดกระแส	42
4.4 คอนเวอร์เตอร์แบบพื้นฐานที่ควบคุมด้วยโหมดกระแส เมื่อแรงดันอินพุทและเอาต์พุทคงที่	43
4.5 คอนเวอร์เตอร์แบบ Buck-Boost ที่ควบคุมด้วยโหมดกระแส	44
4.6 โมเดลแบบสัญญาณขนาดเล็กของคอนเวอร์เตอร์แบบ Buck-Boost ที่ควบคุม ด้วยโหมดกระแสเมื่อแรงดันอินพุทและเอาต์พุทคงที่	45
4.7 รูปคลื่นสัญญาณควบคุมแบบความถี่คงที่เมื่อกระแสตัวเหนี่ยวนำแปรปรวน	46
4.8 รูปคลื่นสัญญาณควบคุมแบบความถี่คงที่เมื่อแรงดันควบคุมแปรปรวน	47
4.9 โครงสร้างมาตรฐานของระบบที่ควบคุมด้วยคอมพิวเตอรื	48
4.10 ผลตอบสนองความถี่ของ Sampling Gain	52
4.11 ตำแหน่งโพลและซีโรร่วมของ Sampling Gain	53
4.12 ผลตอบสนองความถี่ของ Sampling Gain จริง และ โดยประมาณ	54
6.1 สัญญาณทดสอบพื้นฐานสำหรับระบบควบคุม ที่ต้องพิจารณาด้วยโดเมนของเวลา	63
6.2 ระบบควบคุมป้อนกลับ	65
6.3 ผลตอบสนองแบบสแต็ปของระบบควบคุม	68

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ของสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
6.4 ระบบควบคุมอันดับสองมาตรฐาน	69
6.5 ทางเดินรากของสมการคุณลักษณะในระบบอันดับสองมาตรฐาน เมื่อ ω_n คงที่และอัตราหน่วงเปลี่ยนแปลงจาก $-\infty$ ถึง $+\infty$	72
6.6 ผลตอบสนองแบบสเต็ปที่ตำแหน่งค่ารากต่างๆของสมการคุณลักษณะ	73
6.7 ผลตอบสนองแบบยูนิตสเต็ปของระบบอันดับสองมาตรฐานที่อัตราหน่วงค่าต่างๆ ..	74
6.8 กระบวนการควบคุม	75
6.9 โครงสร้างพื้นฐานของตัวควบคุมแบบต่างๆ	75
6.10 ระบบควบคุมกับการควบคุมแบบ PD	77
6.11 รูปคลื่นของ $c(t)$, $e(t)$ และ $\frac{de(t)}{dt}$ ของการควบคุมแบบ Derivative (a) ผลตอบสนองแบบยูนิตสเต็ป (b) ค่าสัญญาณผิดพลาด (c) อัตราการเปลี่ยนแปลงต่อเวลาของสัญญาณผิดพลาด	78
6.12 ผลตอบสนองแบบยูนิตสเต็ปของการควบคุมแบบ PD	79
6.13 ระบบควบคุมกับการควบคุมแบบ PI	80
6.14 ผลตอบสนองแบบยูนิตสเต็ปของระบบควบคุม ที่ใช้การควบคุมแบบ PD , PI และ PID	81
7.1 โครงสร้างของระบบคอนเวอร์เตอร์	83
7.2 วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบพุก-พุล	84
7.3 โมเดลแบบสัญญาณขนาดเล็กสำหรับคอนเวอร์เตอร์แบบพุก-พุล ที่ควบคุมด้วยโหมดกระแส	85
7.4 ฟังก์ชันถ่ายโอนของคอนเวอร์เตอร์	86
7.5 (a) ผลตอบสนองทางความถี่ (Magnitude , Phase) ของ A_c	90
(b) ผลตอบสนองทางความถี่ (Magnitude , Phase) ของ A_g	91
(c) ผลตอบสนองทางความถี่ (Magnitude , Phase) ของ Z_o	92
7.6 (a) ผลตอบสนองต่ออินพุทแบบ Unit-Step ของ A_c	93
(b) ผลตอบสนองต่ออินพุทแบบ Unit-Step ของ A_g	93
(c) ผลตอบสนองต่ออินพุทแบบ Unit-Step ของ Z_o	94
7.7 บล็อกไดอะแกรมของคอนเวอร์เตอร์ที่ควบคุมแบบลูปีด	95

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
8.1 ผลตอบสนองของแรงดันเอาต์พุทเมื่อกระแสไหลคเพิ่มขึ้นทันทีทันใด 1 A	98
8.2 ผลตอบสนองของแรงดันเอาต์พุทเมื่อกระแสไหลคเพิ่มขึ้นทันทีทันใด 4 A	99
8.3 ผลตอบสนองของแรงดันเอาต์พุทเมื่อกระแสไหลคเพิ่มขึ้นทันทีทันใด 1 A	100
8.4 ผลตอบสนองของแรงดันเอาต์พุทเมื่อกระแสไหลคเพิ่มขึ้นทันทีทันใด 4 A	101
8.5 ผลตอบสนองแรงดันเอาต์พุทเปรียบเทียบเมื่อกระแสไหลคเพิ่มขึ้นทันทีทันใด 1 A ...	102
8.6 ผลตอบสนองแรงดันเอาต์พุทเปรียบเทียบเมื่อกระแสไหลคเพิ่มขึ้นทันทีทันใด 4 A ...	103



สัญลักษณ์

D = คิวตี้ไซเกิด

I_c = ค่าคงที่ของกระแสไฟฟ้าที่ขั้ว c

I_o = กระแสเฉลี่ยที่เอาท์พุท

I_L = กระแสเฉลี่ยที่ตัวเหนี่ยวนำ

V_c = แรงดันควมคุม

V_i = แรงดันตรงที่อินพุท

V_g = แรงดันตรงที่ไลน์

V_o = แรงดันตรงที่เอาท์พุท

T_s = ค่าคงที่ของคาบเวลาการสวิตช์

d = ค่าเฉลี่ยของคิวตี้ไซเกิด

i_a = กระแสเฉลี่ยที่ไหลผ่านขั้ว a

i_c = กระแสเฉลี่ยที่ไหลผ่านขั้ว c

i_D = ค่าเฉลี่ยของกระแสที่ไดโอด

i_L = ค่าเฉลี่ยของกระแสที่ตัวเหนี่ยวนำ

$v_{ap}(t)$ = แรงดันค่าเฉลี่ยระหว่างขั้ว a และขั้ว p

$v_{cp}(t)$ = แรงดันค่าเฉลี่ยระหว่างขั้ว c และขั้ว p

v_r = ค่าเฉลี่ยของแรงดันรีปีด

t_s = ค่าเฉลี่ยของคาบเวลาการสวิตช์

\hat{d} = ความแปรปรวนในค่าเฉลี่ยของคิวตี้ไซเกิด

$\hat{i}_a(t)$ = ความแปรปรวนในค่าเฉลี่ยของกระแสที่ไหลผ่านขั้ว a

$\hat{i}_c(t)$ = ความแปรปรวนในค่าเฉลี่ยของกระแสที่ไหลผ่านขั้ว c

\hat{i}_L = ความแปรปรวนในกระแสเฉลี่ยของตัวเหนี่ยวนำ

\hat{v}_c = ความแปรปรวนในแรงดันควมคุม

\hat{v}_g = ความแปรปรวนในแรงดัน V_g

\hat{v}_i = ความแปรปรวนในแรงดัน V_i

\hat{v}_o = ความแปรปรวนในแรงดัน V_o

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ขอสงวนสิทธิ์ในเนื้อหา ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ปัจจุบันนี้แหล่งจ่ายกำลังแบบสวิตซิ่ง (Switching Power Supply) นิยมใช้กันอย่างกว้างขวาง ในเครื่องจักรอุตสาหกรรม เครื่องใช้ไฟฟ้า อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ และ คอมพิวเตอร์ เนื่องจากแหล่งจ่ายแบบนี้มี ขนาดเล็ก น้ำหนักเบา และ ประสิทธิภาพดีกว่า แหล่งจ่ายกำลังชนิดเชิงเส้นแบบเก่าเป็นอย่างมาก

แหล่งจ่ายกำลังแบบสวิตซิ่ง ประกอบด้วยสองส่วนที่สำคัญ คือ คอนเวอร์เตอร์ (DC-DC Converter) ทำหน้าที่เปลี่ยนแรงดันกระแสตรงระดับหนึ่งไปเป็นแรงดันกระแสตรงอีกระดับหนึ่งที่ต้องการ และ ตัวควบคุม (Controller) ทำหน้าที่ควบคุมแรงดันเอาต์พุทของคอนเวอร์เตอร์ให้คงที่

ปัญหาที่เกิดขึ้นในแหล่งจ่ายกำลังแบบสวิตซิ่ง คือ เมื่อกระแสไหลดมีการเปลี่ยนแปลงจะทำให้แรงดันเอาต์พุทเปลี่ยนแปลงตามไปด้วย โดยตัวควบคุมจะต้องใช้เวลาระยะหนึ่งเพื่อปรับแรงดันเอาต์พุทให้คืนสู่ค่าปกติ การเปลี่ยนแปลงของแรงดันในระหว่างเวลานี้จะส่งผลกระทบต่อการทำงานของโหลดบางประเภท เช่น ซีพียู ซีพียู เป็นต้น ดังนั้น การออกแบบตัวควบคุมให้สามารถตอบสนองต่อโหลดได้อย่างรวดเร็ว จึงมีความสำคัญอย่างยิ่งสำหรับแหล่งจ่ายกำลังแบบสวิตซิ่ง

การออกแบบตัวควบคุมให้เหมาะสมสำหรับคอนเวอร์เตอร์นั้น จำเป็นจะต้องอาศัยโมเดลของคอนเวอร์เตอร์ที่มีความถูกต้องแม่นยำ โมเดลของคอนเวอร์เตอร์แบบพื้นฐานทั่วไปสามารถหาได้โดยวิธี State-Space Averaging [1] แต่สำหรับคอนเวอร์เตอร์ที่มีองค์ประกอบของวงจรมากขึ้น เช่น แบบพุก-พุล แบบฮาล์ฟบริดจ์ และ แบบฟูลบริดจ์ นั้น ไม่สะดวกที่จะใช้วิธีนี้ อย่างไรก็ตาม ปัจจุบันได้มีผู้เสนอโมเดลแบบ PWM Switch [2] โดยการแทนส่วนที่ไม่เป็นเชิงเส้นของคอนเวอร์เตอร์ด้วยวงจรสมมูลย์ของโมเดลดังกล่าว ทำให้สามารถวิเคราะห์คอนเวอร์เตอร์ได้สะดวกมากขึ้น

ตัวควบคุมสำหรับคอนเวอร์เตอร์ สามารถแบ่งตามลักษณะการควบคุมได้สองแบบ คือ การควบคุมด้วยโหมคแรงดัน และ การควบคุมด้วยโหมคกระแส โดยการควบคุมด้วยโหมคกระแสมีข้อดีกว่าการควบคุมด้วยโหมคแรงดันหลายประการ ได้แก่ ค่าไลน์เรกูเลชัน (Line Regulation) ดีกว่า สามารถควบคุมกระแสโอเวอร์โหลดได้ทุกไซเคิลการทำงาน และ สามารถแก้ปัญหาความไม่

สมมาตรของฟลักซ์แม่เหล็กในคอนเวอร์เตอร์แบบพุก-พุดได้ นอกจากนั้น การควบคุมด้วยโหมด กระแสยังสามารถนำคอนเวอร์เตอร์มาต่อขนานกันเพื่อแบ่งการรับภาระจากโหลดได้อีกด้วย แต่เนื่องจากวงจรควบคุมสำหรับคอนเวอร์เตอร์ที่ควบคุมด้วยโหมดกระแสนั้นออกแบบได้ยาก ทำให้มีความพยายามคิดค้นพัฒนาหาขั้นตอนและวิธีการออกแบบที่สะดวกขึ้น

คอนเวอร์เตอร์ที่ควบคุมด้วยโหมดกระแส ดิวตี้ไซเคิล (Duty Cycle) ที่ใช้ควบคุมแรงดันเอาต์พุทของคอนเวอร์เตอร์จะเกิดจากการทำงานในลักษณะการสุ่มสัญญาณ (Sampling) [3] ซึ่งจะอธิบายได้ด้วยระบบเวลาดิสครีท (Discrete Time) เท่านั้น ด้วยเหตุนี้ คอนเวอร์เตอร์ที่ควบคุมด้วยโหมดกระแสจึงต้องมีบล็อก Sampling Gain ในรูปป้อนกลับ เพื่อเพิ่มความแม่นยำให้กับโมเดลของคอนเวอร์เตอร์ด้วย ด้วยเหตุนี้การหาโมเดลของคอนเวอร์เตอร์ที่ควบคุมด้วยโหมดกระแส จึงยุ่งยากกว่าการควบคุมด้วยโหมดแรงดัน

ปัญหาอีกประการหนึ่งสำหรับคอนเวอร์เตอร์ที่ควบคุมด้วยโหมดกระแส คือ ระบบของคอนเวอร์เตอร์จะเกิดการแกว่ง (Oscillation) ขึ้นได้ เมื่อดิวตี้ไซเคิลการทำงานมากกว่า 0.5 [8] ปัญหานี้สามารถแก้ไขได้ด้วยการชดเชยความชัน (Slope Compensation) โดยการนำแรงดันรูปฟันเลื่อยที่มีความชันที่เหมาะสมไปรวมกับแรงดันแรมป์ที่สร้างจากกระแสที่ไหลผ่านเพาเวอร์สวิตช์ ก่อนจะนำไปรวมกับแรงดันควบคุมเพื่อสร้างดิวตี้ไซเคิลสำหรับควบคุมส่วนกำลังของคอนเวอร์เตอร์

นอกจากนั้น เติมการคำนวณหาค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมสำหรับคอนเวอร์เตอร์ จะใช้วิธีเชิงตัวเลข (Numerical Method) [5] ซึ่งผู้ออกแบบจำเป็นต้องมีความรู้ทางคณิตศาสตร์เป็นอย่างดี ในการวิเคราะห์หาคำตอบของสมการ ดังนั้น การคิดค้นพัฒนาปรับปรุงหาวิธีการที่ง่ายกว่ามาทดแทนวิธีการเดิมจึงเป็นเรื่องที่น่าสนใจอย่างยิ่ง

1.2 วัตถุประสงค์และความมุ่งหมายของวิทยานิพนธ์

1. เพื่อศึกษาโมเดลแบบ PWM Switch สำหรับคอนเวอร์เตอร์
2. เพื่อศึกษาการหาโมเดลแบบสัญญาณขนาดเล็ก (Small-Signal Model) สำหรับคอนเวอร์เตอร์ที่ควบคุมด้วยโหมดกระแส
3. เพื่อศึกษาวิธีการลดอันดับโมเดลโดยหลักการกระจายพลังงาน (Power Decomposition)
4. เพื่อศึกษาการออกแบบระบบควบคุมด้วยการวิเคราะห์ทางโดเมนเวลา (Time Domain Analysis)
5. เพื่อศึกษาวิธีหาค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุม โดยวิธีเทียบสัมประสิทธิ์กับระบบอันดับสองมาตรฐาน (Standard Second-Order System)

1.3 ขอบเขตของวิทยานิพนธ์

วิทยานิพนธ์นี้จะเสนอทฤษฎีการออกแบบตัวควบคุมแบบพีไอสำหรับคอนเวอร์เตอร์ที่ควบคุมด้วยโหมดกระแสชนิดความถี่คงที่ ภายใต้สภาวะการทำงานในโหมดกระแสต่อเนื่อง และตัวอย่างการออกแบบตัวควบคุมสำหรับคอนเวอร์เตอร์แบบพุก-พุลที่ควบคุมด้วยโหมดกระแส โดยใช้ข้อกำหนดของคอนเวอร์เตอร์ที่ออกแบบโดยวิธีการเชิงตัวเลข [5] เพื่อเปรียบเทียบสมรรถนะของตัวควบคุมที่ได้จากวิธีการเดิมและวิธีการใหม่ที่เสนอให้เห็นได้อย่างชัดเจน โดยวิทยานิพนธ์เล่มนี้ ประกอบด้วยเนื้อหา 9 บท ดังต่อไปนี้

บทที่ 1 บทนำ

ประกอบด้วย ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา จุดมุ่งหมายของการทำวิทยานิพนธ์ ขอบเขตของการทำวิทยานิพนธ์ และ เนื้อหาโดยสรุปที่เสนอในแต่ละบท

บทที่ 2 ทฤษฎีพื้นฐานของคอนเวอร์เตอร์

ประกอบด้วยสองส่วน ในส่วนแรก จะแสดงการวิเคราะห์หาความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันเอาต์พุตและแรงดันอินพุตของคอนเวอร์เตอร์แบบพื้นฐาน 3 แบบ ได้แก่ แบบ Buck , แบบ Buck-Boost , และ แบบ Boost ส่วนที่สอง จะแสดงการวิเคราะห์หาคุณสมบัติของคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมด้วยโหมดแรงดัน และการควบคุมด้วยโหมดกระแส

บทที่ 3 โมเดลแบบ PWM Switch สำหรับคอนเวอร์เตอร์

บทนี้จะกล่าวถึง โมเดลแบบ PWM switch ที่ใช้แสดงคุณสมบัติที่ไม่เป็นเชิงเส้นทาง DC และทางสัญญาณขนาดเล็ก (Small-Signal) ของคอนเวอร์เตอร์ โดยโมเดลแบบนี้จะยังสามารถรักษาโครงสร้างและค่าอุปกรณ์ของวงจรเดิมเอาไว้ได้ นอกจากนี้ จะแสดงการวิเคราะห์หาโมเดลแบบสัญญาณขนาดเล็ก (Small-Signal Model) ของคอนเวอร์เตอร์แบบพื้นฐาน

บทที่ 4 การหาโมเดลแบบสัญญาณขนาดเล็กสำหรับคอนเวอร์เตอร์ที่ควบคุมด้วยโหมดกระแส

บทนี้จะแสดงการวิเคราะห์คอนเวอร์เตอร์ที่ควบคุมด้วยโหมดกระแสในระบบเวลาดีสครีท (Discrete Time Analysis) และ การหาโมเดลของ Sampling Gain เพื่อเพิ่มความแม่นยำให้กับโมเดลในการตรวจสอบสัญญาณที่ใช้ควบคุมคอนเวอร์เตอร์ที่ควบคุมด้วยโหมดกระแส ซึ่งมีลักษณะการทำงานแบบการสุ่มสัญญาณและการคงค่า (Sampling and Hold)

บทที่ 5 การลดอันดับโมเดลโดยหลักการกระจายพลังงาน

บทนี้จะแสดงวิธีการลดอันดับโมเดลด้วยหลักการกระจายพลังงาน (Power Decomposition) โดยการตัดโพลที่มีการกระจายพลังงานอยู่น้อยออกไป ทำให้สามารถลดอันดับโมเดลลดลงได้ โดยโมเดลที่ลดอันดับแล้วยังให้คุณสมบัติใกล้เคียงกับโมเดลเดิม

บทที่ 6 การออกแบบระบบควบคุมด้วยผลตอบสนองด้วยผลตอบสนองทางเวลา

บทนี้จะเสนอทฤษฎีการออกแบบตัวควบคุมโดยใช้ข้อกำหนดทางสมรรถนะ (Performance Specification) ของผลตอบสนองทางเวลา (Time Response) กำหนดคุณสมบัติของระบบควบคุม เพื่อหาค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมที่เหมาะสม

บทที่ 7 การออกแบบตัวควบคุมสำหรับคอนเวอร์เตอร์แบบพืซ-ฟูล

บทนี้จะเสนอตัวอย่างการออกแบบตัวควบคุมสำหรับคอนเวอร์เตอร์แบบพืซ-ฟูลที่ควบคุมด้วยโหมคกระแส เพื่อนำผลการทดลองที่ได้จากวิธีที่เสนอไปเปรียบเทียบกับผลการทดลองที่ได้จากวิธีการเดิม และ เพื่อเป็นแนวทางสำหรับการออกแบบคอนเวอร์เตอร์แบบอื่นๆต่อไป

บทที่ 8 ผลการทดสอบ

บทที่ 9 สรุปผลและข้อเสนอแนะ

บทที่ 2

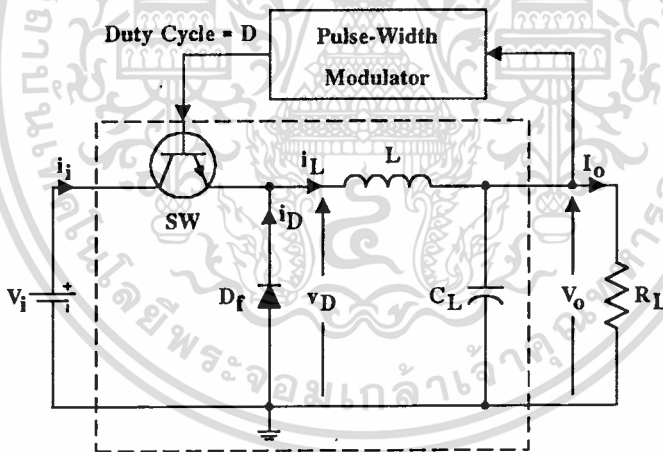
ทฤษฎีพื้นฐานของคอนเวอร์เตอร์

บทนี้จะกล่าวถึงทฤษฎีการทำงานของวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบพื้นฐาน และ การทำงานของ วงจรควบคุมสำหรับคอนเวอร์เตอร์ เพื่อเป็นพื้นฐานในการทำความเข้าใจกับบทต่อไป

2.1 คอนเวอร์เตอร์แบบพื้นฐาน

2.1.1.คอนเวอร์เตอร์แบบ Buck

ในส่วนนี้จะพิจารณาคอนเวอร์เตอร์แบบ Buck หรือ คอนเวอร์เตอร์แบบ Step-Down ที่ ทำงานในโหมดกระแสต่อเนื่อง



รูปที่ 2.1 คอนเวอร์เตอร์แบบ Buck

ให้เราพิจารณาการทำงานของคอนเวอร์เตอร์แบบ Buck ภายใต้การควบคุมของ Pulse-Width Modulator ในรูปที่ 2.1 คอนเวอร์เตอร์แบบ Buck รับแรงดันตรงที่อินพุต V_i และ ทำให้เกิดแรงดันเฉลี่ยที่เอาต์พุต V_o ระหว่างเวลาทำงานปกติ สวิตช์อิเล็กทรอนิกส์ SW ของคอนเวอร์เตอร์แบบ Buck ถูกขับให้ on และ off ด้วย Pulse-Width Modulator ที่ความถี่สวิตช์ซึ่งความถี่สูง (5-500kHz) สถานะของสวิตช์อิเล็กทรอนิกส์ SW และ รูปคลื่นของ i_L, i_i, i_D, v_D และ V_o แสดงในรูปที่ 2.2 การวิเคราะห์ผลการทำงานของวงจรใช้สมมติฐานต่อไปนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการเรียนเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

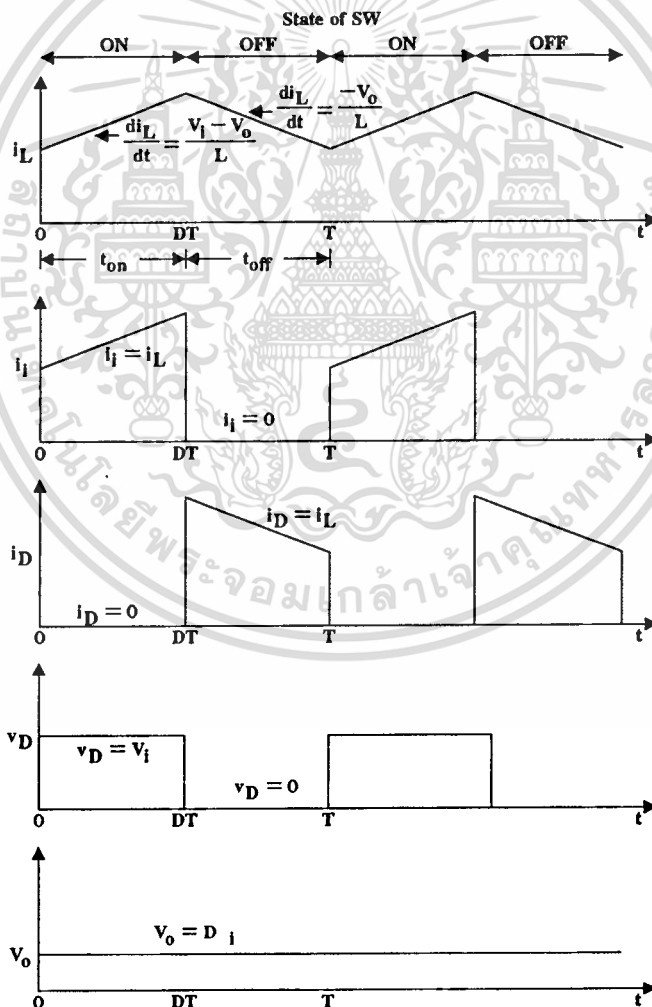
1.การทำงานแบบสวิตช์ของคอนเวอร์เตอร์อยู่ที่สภาวะอยู่ตัว (Steady-State)

2.เปอร์เซ็นต์ของเวลาที่สวิตช์อิเล็กทรอนิกส์ SW อยู่ในสภาวะ on ภายในคาบเวลาสวิตช์ซึ่งถูกกำหนดด้วยคัตไคเคล 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 turn-off ซึ่งเรียกแบบนี้ว่าการทำงานในโหมดกระแสต่อเนื่อง



รูปที่ 2.2 รูปคลื่นแรงดันและกระแสของคอนเวอร์เตอร์แบบ Buck

ที่ทำงานในโหมดกระแสต่อเนื่อง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4. ตัวเก็บประจุฟิลเตอร์เอาต์พุต C_L ค่ามาก ทำให้ V_o มีการเปลี่ยนแปลงน้อยมากภายในคาบเวลา T

จากสมมุติฐานดังกล่าว สามารถอธิบายการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ที่ละขั้นได้ (พิจารณา รูปที่ 2.1 สำหรับวงจร และ รูปที่ 2.2 สำหรับรูปคลื่น)

1. ที่ $t = 0$ สวิตช์ทรานซิสเตอร์ SW ถูก turn-on แรงดันอินพุต V_i ทำให้กระแส i_L ไหลที่อัตราความชันของ 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 $i_D = 0$ เพราะไดโอด D_f ถูกไบอัสกลับโดยแรงดันอินพุต V_i

2. สำหรับ $0 < t < DT$, SW ยังคง on

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

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

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

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

3. ที่ $t = DT$, SW ถูก turn-off ดังนั้น ขณะนี้กระแสตัวเหนี่ยวนำ i_L ไม่ได้ไหลผ่าน SW แต่บังคับให้ไหลผ่านไดโอด D_f ด้วยการไบอัสตรงไดโอด เรียกไดโอด D_f ว่า ไดโอด Flywheel เพราะว่ามันยอมให้กระแส flywheel ไหลผ่านเมื่อ SW ถูก turn-off

4. สำหรับ $DT < t < T$, SW ยังคง off กระแสตัวเหนี่ยวนำ i_L ไหลผ่าน D_f อย่างต่อเนื่อง แต่มันถูกต่อต้านโดยแรงดันเอาต์พุต V_o ดังนั้น Slope ของ i_L ลดลงที่อัตราความชัน

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

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

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

5. ที่ $t = T$, SW ถูก turn-on เพื่อทำงานในคาบต่อไป

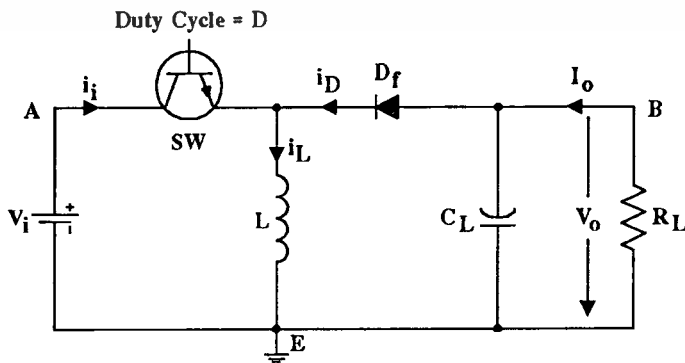
$$v_D = v_i \quad \text{สำหรับ } 0 < t < DT \quad (2.11)$$

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

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

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

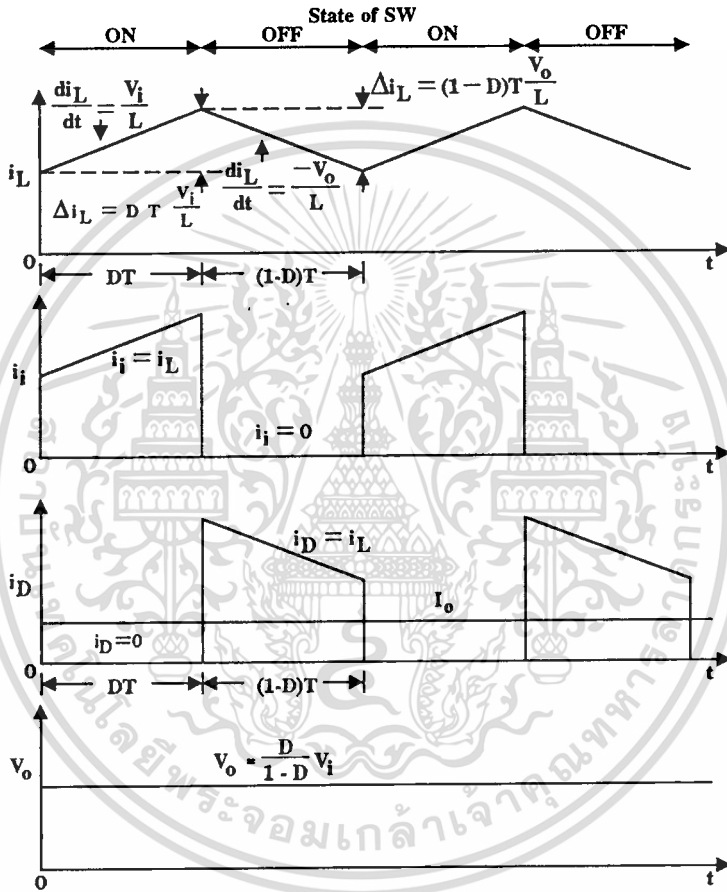
ดังนั้น แรงดันเอาต์พุต V_o ถูกควบคุมโดยการเปลี่ยนดิวตี้ไซเคิล D ของพัลส์ที่ขับทรานซิสเตอร์สวิทช์ SW บล็อก Pulse-Width Modulator ดังแสดงในรูปที่ 2.1 คือ วงจรควบคุมป้อนกลับที่ควบคุมดิวตี้ไซเคิลทำให้เกิดแรงดันเอาต์พุต V_o ตามต้องการ (ในรูปที่ 2.2 รูปคลื่นกระแสตัวเหนี่ยวนำ i_L จะต่อเนื่องและไม่ตกถึงเป็นศูนย์เลย ซึ่งเราเรียกว่าเป็นการทำงานในโหมดกระแสต่อเนื่อง)



รูปที่ 2.3 คอนเวอร์เตอร์แบบ Buck-Boost

2.1.2 คอนเวอร์เตอร์แบบ Buck-Boost

ในส่วนนี้จะศึกษาการทำงานและคุณสมบัติของคอนเวอร์เตอร์แบบ Buck-Boost รูปที่ 2.3 แสดงวงจรของคอนเวอร์เตอร์แบบ Buck-Boost รูปที่ 2.4 แสดงรูปคลื่นแรงดันและกระแสของคอนเวอร์เตอร์เมื่อทำงานในโหมดกระแสต่อเนื่อง



รูปที่ 2.4 รูปคลื่นของคอนเวอร์เตอร์แบบ Buck-Boost ที่ทำงานในโหมดกระแสต่อเนื่อง

สมมุติฐานที่กำหนดไว้ใน การวิเคราะห์คอนเวอร์เตอร์แบบ Buck สามารถนำมาใช้ได้กับคอนเวอร์เตอร์แบบนี้ การทำงานในโหมดกระแสต่อเนื่องของคอนเวอร์เตอร์แบบ Buck-Boost สามารถอธิบายได้ดังต่อไปนี้

1. ที่ $t = 0$, SW ถูก turn-on กระแสตัวเหนี่ยวนำ i_L ไหลที่อัตราความชันของ Slope คือ

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ส่วนตัวเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2. สำหรับ $0 < t < DT$, SW ยังคง on

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

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

$$i_D = 0 \quad (\text{เมื่อไดโอด } D_f \text{ ถูกไบอัสกลับ}) \quad (2.17)$$

3. ที่ $t = DT$, SW ถูก turn-off ดังนั้น กระแสตัวเหนี่ยวนำ i_L ไม่สามารถไหลผ่าน SW ได้ทำให้มันถูกบังคับให้ไหลผ่านไดโอด D_f ไปยังโหลด และ C_L

4. สำหรับ $DT < t < T$, SW ยังคง off กระแสตัวเหนี่ยวนำ i_L ไหลไปที่โหลด และ C_L Slope ของ i_L ลดลงที่อัตราความชัน คือ

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

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 ถูก turn-on อีกครั้ง

ระหว่างเวลาที่ $i_D = 0$ ประจุที่สะสมใน C_L จะรักษาแรงดันเอาต์พุต v_o ถ้า C_L มีค่ามาก จะทำให้รีปเปิลใน v_o มีปริมาณน้อยได้ สังเกตว่าขั้วของแรงดันเอาต์พุตที่โหนด B ตรงกันข้ามกับ ขั้วแรงดันอินพุตที่โหนด A

แรงดันเอาต์พุตในสภาวะอยู่ตัว v_o สามารถหาได้โดยการตรวจสอบรูปคลื่น i_L ที่แสดงใน รูปที่ 2.4 ทำให้พบว่าการเพิ่มของ i_L ระหว่าง $t = 0$ ถึง $t = DT$ ถูกกำหนดโดย

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

และสามารถพบว่า การลดลงของ i_L ระหว่าง $t = DT$ ถึง $t = T$ คือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

ดังนั้น ในสภาวะคงตัว การเพิ่มของ i_L ในสมการ (2.20) และ การลดลงของ i_L ในสมการ (2.21) จะเท่ากัน คือ

$$\Delta i_L (\text{ขณะที่เพิ่มของ } i_L) = \Delta i_L (\text{ขณะที่ลดของ } i_L) \quad (2.22)$$

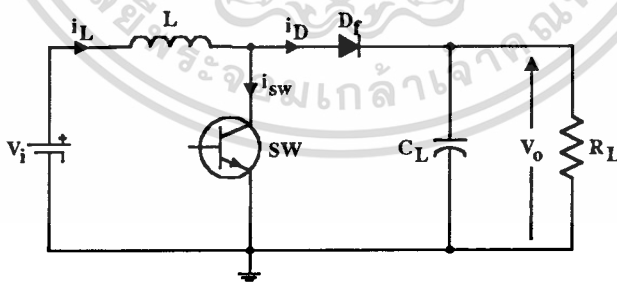
$$DT \frac{V_i}{L} = (1-D)T \frac{V_o}{L} \quad (2.23)$$

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

โดยการเปลี่ยนแปลงดิวตี้ไซเคิล D ของพัลส์ที่ใช้ขับสวิตช์อิเล็กทรอนิกส์ SW เราสามารถควบคุมแรงดันเอาต์พุต V_o ได้แบบ step-up และแบบ step-down

2.1.3 คอนเวอร์เตอร์แบบ Boost

ในส่วนี้ เราจะศึกษาการทำงานและคุณสมบัติของคอนเวอร์เตอร์แบบ Boost รูปที่ 2.5 แสดงวงจรของคอนเวอร์เตอร์แบบ Boost และ รูปที่ 2.6 แสดงรูปคลื่น

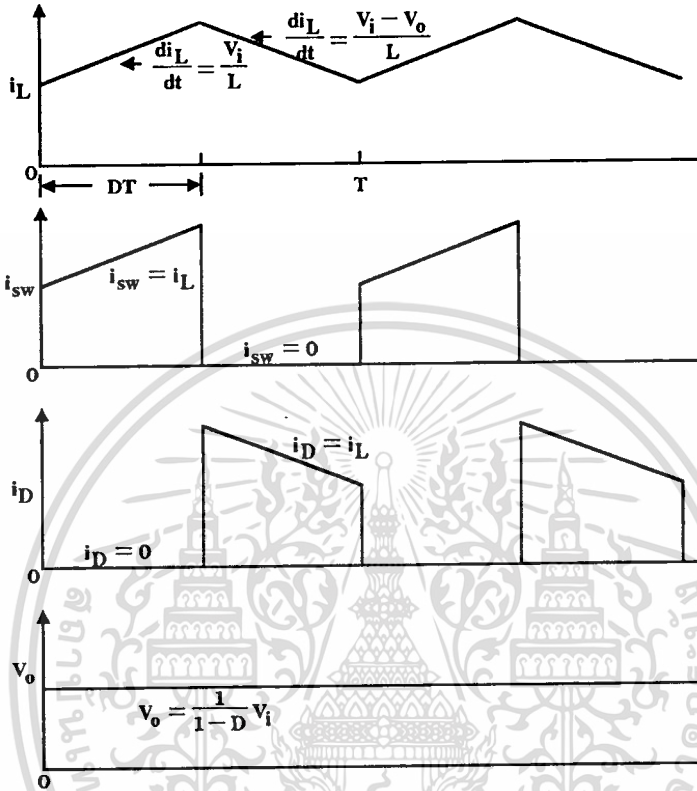


รูปที่ 2.5 คอนเวอร์เตอร์แบบ Boost

การวิเคราะห์วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบ Buck และ Buck-Boost ที่ผ่านมามีทำให้เข้าใจการทำงานของคอนเวอร์เตอร์แบบ Boost ได้อย่างรวดเร็ว ดังนั้น ต่อไปนี้เป็นการสรุปการทำงานของคอนเวอร์เตอร์แบบ Boost

1. ระหว่างเวลาที่อิเล็กทรอนิกส์สวิตช์ SW ถูก turn on (ดูรูปที่ 2.5) กระแสตัวเหนี่ยวนำ i_L เพิ่มขึ้นอย่างเป็นเชิงเส้นด้วยอัตราความชันของ Slope ศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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



รูปที่ 2.6 รูปคลื่นแรงดันและกระแสของคอนเวอร์เตอร์แบบ Boost ที่ทำงานในโหมดกระแสต่อเนื่อง

ในระหว่างเวลานี้ พลังงานแม่เหล็กถูกสะสมในตัวเหนี่ยวนำ L ซึ่งคล้ายกับในการทำงานของคอนเวอร์เตอร์แบบ Buck-Boost

2. ระยะเวลาที่สวิตช์อิเล็กทรอนิกส์สวิตช์ SW ถูก turn off กระแสตัวเหนี่ยวนำ i_L ลดลงที่อัตราการชันของ Slope

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

ในเวลาเดียวกัน พลังงานที่สะสมในตัวเหนี่ยวนำ L กับพลังงานจากแหล่งจ่ายแรงดันอินพุต V_i จะไหลผ่านวงจรรีแอคทีฟพร้อมกัน ด้วยเหตุนี้ แรงดันแหล่งจ่าย V_i ถูกอนุกรมกับแรงดันในตัวเหนี่ยวนำเพื่อจ่ายพลังงานไปที่เอาต์พุต ทำให้แรงดันเอาต์พุต v_o มากกว่า V_i ซึ่งเป็นเหตุให้คอนเวอร์เตอร์แบบนี้ชื่อเรียกว่าแบบ Boost

ใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3. แรงดันตรงที่เอาท์พุท v_o ของคอนเวอร์เตอร์แบบ Boost ซึ่งทำงานในโหมดกระแสต่อเนื่องสามารถอธิบายได้จากรูปคลื่นกระแสตัวเหนี่ยวนำใน รูปที่ 2.6

$$\Delta i_L (\text{ขณะที่เพิ่มของ } i_L) = \Delta i_L (\text{ขณะที่ลดของ } i_L) \quad (2.27)$$

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

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

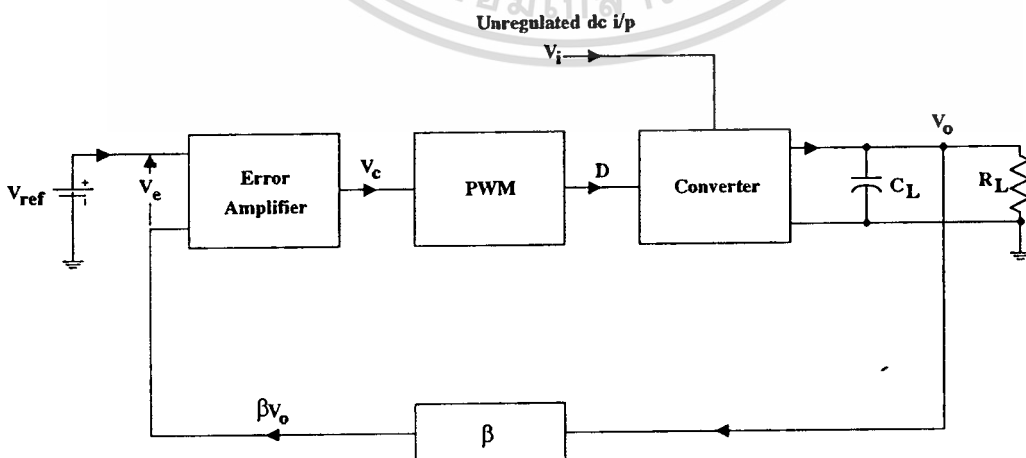
$$V_o = \frac{V_i}{1-D} \quad (2.30)$$

2.2 การควบคุมแรงดันเอาท์พุทของคอนเวอร์เตอร์

การควบคุมแรงดันเอาท์พุทของคอนเวอร์เตอร์ต้องการรูปแบบการควบคุมแบบป้อนกลับ ซึ่งสามารถแบ่งออกได้เป็น 2 แบบ คือ

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

2.2.1 คอนเวอร์เตอร์ที่ควบคุมด้วยโหมดแรงดัน (Voltage-Mode Controlled Converter)



รูปที่ 2.7 โครงสร้างของคอนเวอร์เตอร์ที่ควบคุมด้วยโหมดแรงดัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สมมติว่า แรงดันเอาต์พุต $V_o = AV_e$ จะได้

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

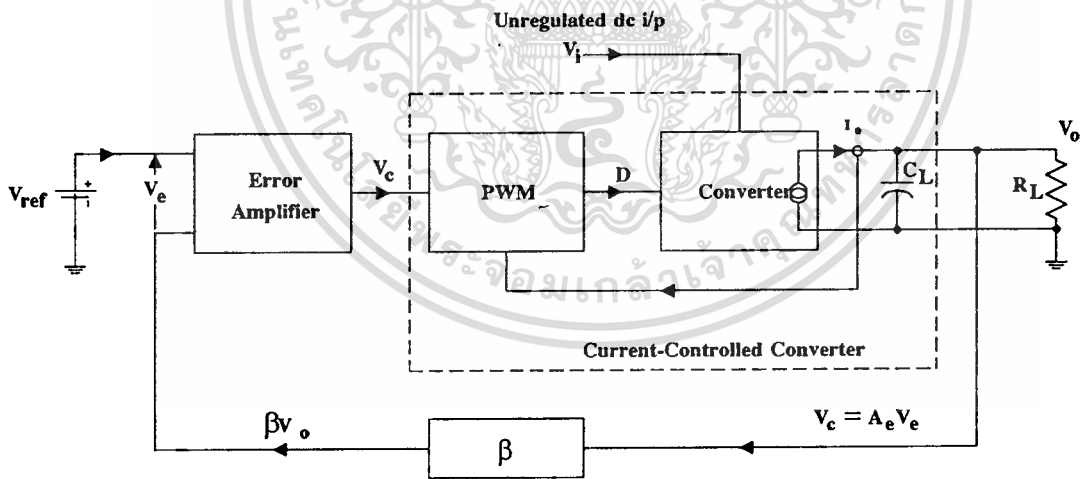
$$V_o = V_{ref} \frac{A}{1+A\beta} \quad (2.32)$$

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 คอนเวอร์เตอร์ที่ควบคุมด้วยโหมคกระแส (Current-Mode Controlled Converter)



รูปที่ 2.8 โครงสร้างของคอนเวอร์เตอร์ที่ควบคุมด้วยโหมคกระแส

กระแสเฉลี่ยที่เอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์ที่ควบคุมด้วยโหมคกระแส เป็นสัดส่วนโดยตรงกับแรงดันควบคุม v_c ดังนั้น

$$I_o = G V_c \quad (2.34)$$

การทำงานของรีกกูเลเตอร์สามารถอธิบายได้ดังต่อไปนี้

1. สมมุติว่า V_o ลดลง ด้วยเหตุผลบางอย่าง (เช่น การลดลงของแรงดันอินพุต V_i , การเพิ่มขึ้นของกระแสไฟฟ้าที่โหลด) ทำให้แรงดันผิดพลาด V_e และ แรงดันควบคุม 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. ในทางตรงข้ามกับข้อ 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 ($A_e = \frac{V_c}{V_e}$)

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

ความสัมพันธ์ของแรงดันป้อนกลับ βV_o และ แรงดันเอาต์พุต V_o คือ

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

$$= V_{ref} - \frac{V_{ref}}{1 + \beta A_e G R_L}$$

$$= V_{ref} \frac{\beta A_e G R_L}{1 + \beta A_e G R_L} \quad (2.40)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

สังเกตได้จากสมการ (2.37) ว่า ถ้า $\beta A_e G_{R_L}$ มากกว่า 1 มากๆ แรงดันเอาต์พุต V_o จะใกล้เคียง $\frac{V_{ref}}{\beta}$ และ จะเป็นอิสระต่อ V_i และ R_L

พิจารณาถึงหลักการทํางาน คุณสมบัติ และ ปัญหาของคอนเวอร์เตอร์ที่ควบคุมด้วยโหมดกระแส คอนเวอร์เตอร์ชนิดนี้สามารถแบ่งได้เป็นสองชนิด คือ

1. ชนิดฮิสเทอริติก (Hysteretic)

2. ชนิดความถี่คงที่

การควบคุมด้วยโหมดกระแสชนิดฮิสเทอริติก จะมีลักษณะใกล้เคียงกับคอนเวอร์เตอร์ที่ควบคุมด้วยโหมดกระแสทางอุดมคติมากกว่าชนิดความถี่คงที่ แต่มีข้อเสียคือต้องใช้ความถี่สวิตช์ซึ่งที่สามารถเปลี่ยนค่าได้ในการทํางาน ทำให้เกิดปัญหาสำหรับวงจรที่มีความไวต่อการรบกวนจากการเปลี่ยนแปลงความถี่ เช่น หน่วยแสดงผลภาพ และ เครื่องรับทางด้านสื่อสารโทรคมนาคม ส่วนชนิดความถี่คงที่ที่จะทํางานด้วยความถี่สวิตช์คงที่ แต่ยังมีปัญหาของความไม่เสถียรภาพเมื่อควิตซ์ไซเคิล D ของการสวิตช์มากกว่า 0.5 ซึ่งอธิบายในตอนต่อไป

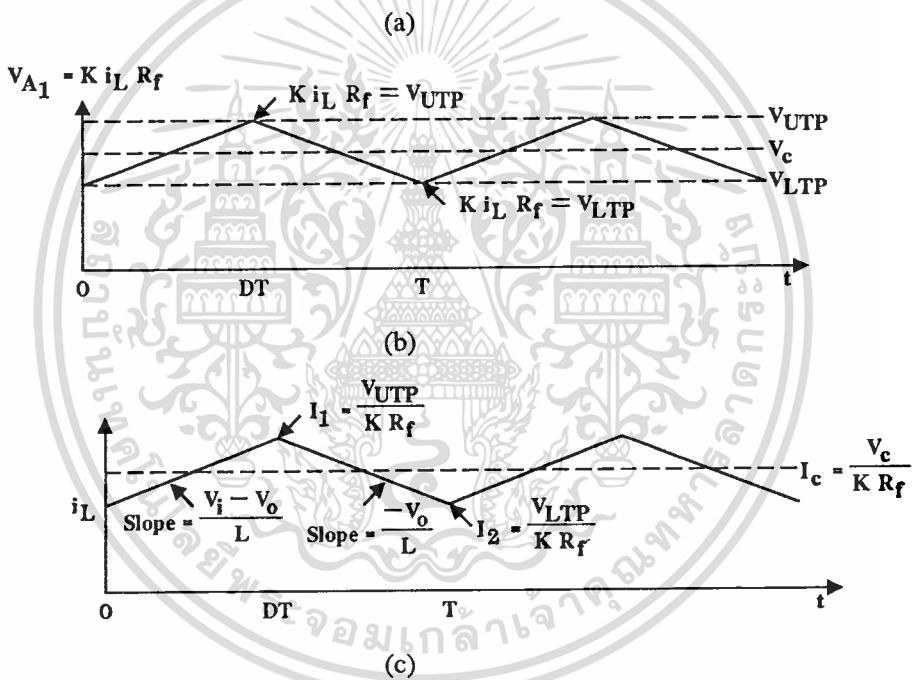
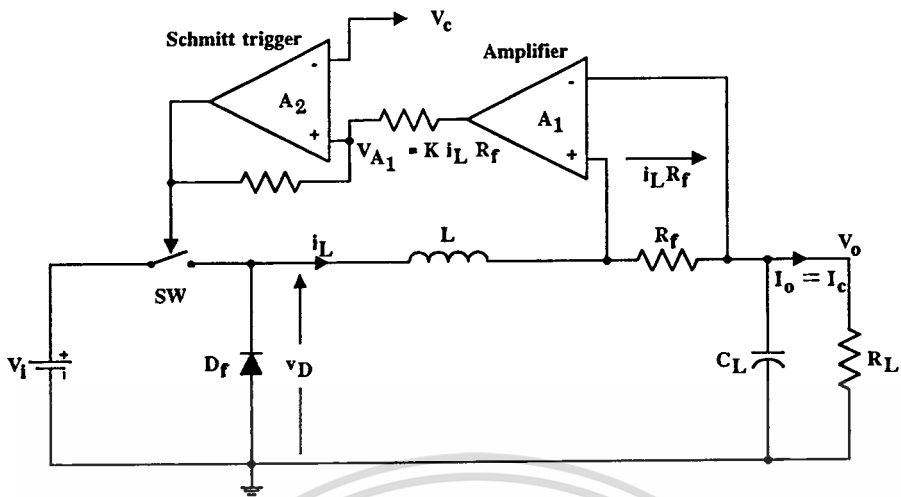
- คอนเวอร์เตอร์ที่ควบคุมด้วยโหมดกระแสชนิดฮิสเทอริติก

รูปที่ 2.9 (a) แสดงวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบ Buck ที่ควบคุมด้วยโหมดกระแสชนิดฮิสเทอริติก รูปที่ 2.9 (b) และ 2.9 (c) แสดงรูปคลื่นของวงจร ความต้านทาน R_f ในรูปที่ 2.9 (a) ทำให้เกิดแรงดัน $V_{R_f} = i_L R_f$ แสดงขนาดของกระแส i_L แรงดัน V_{R_f} ถูกขยายโดยวงจรขยาย A1 และ ส่งผ่านไปยังอินพุทของวงจรขยายชนิดสมิทริกเกอร์ A2 ซึ่งใช้ควบคุมการเปิดปิดสวิตซ์อิเล็กทรอนิกส์ SW

การทํางานของคอนเวอร์เตอร์สามารถอธิบายได้ ดังต่อไปนี้

1. สมมติว่าการทํางานของคอนเวอร์เตอร์มาถึงที่สภาวะคงตัว และ สวิตช์ SW ถูกขับในสถานะ on โดยเอาต์พุทของสมิทริกเกอร์ที่ $t = 0$ ทำให้กระแสตัวเหนี่ยวนำ i_L เพิ่มขึ้นอย่างเป็นเชิงเส้น ดังแสดงในรูปที่ 2.9 (c) ด้วยความชัน (Slope) ที่เท่ากับ

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



รูปที่ 2.9 (a) คอนเวอร์เตอร์แบบ Buck ที่ควบคุมด้วยโหมดกระแสดัง hysteresis (b) รูปคลื่นแรงดัน (c) รูปคลื่นกระแส

2. ที่ $t=DT$ เมื่อ i_L เพิ่มขึ้นทำให้ค่าแรงดันที่เอาต์พุตของ A_2 $V_{A2} = K i_L R_f$ ($K =$ Gain ของวงจรขยาย A_2) มาถึงแรงดันจุดชนวนด้านบน (Upper Trigger Point Voltage) V_{UTP} ดังแสดงในรูปที่ 2.9 (b) เอาต์พุตของวงจรขยาย A_2 กลับไปเป็นสถานะ low และทำให้สวิตช์อิเล็กทรอนิกส์ SW turn-off กระแสตัวเหนี่ยวนำ i_L ถูกบังคับให้ไหลผ่านไดโอด D_f ทำให้แอมพลิจูดของ i_L ลดลงอย่างเชิงเส้นด้วยความชันที่เท่ากับ

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

3. ที่ $t=T$ เมื่อ i_L ลดลงทำให้ค่าแรงดัน V_{A1} ลดลงสู่ค่าแรงดันจุดชนวนด้านต่ำ (Lower Trigger Point Voltage) V_{LTP} ดังแสดงในรูปที่ 2.9 (b) เอาท์พุทของวงจรถยาย A2 เปลี่ยนกลับไปเป็นสถานะ High และ turn-on สวิตช์ SW อีกครั้งหนึ่ง

เนื่องจากรูปคลื่นของแรงดันและกระแสบน R_f มีลักษณะเหมือนกัน ดังนั้น รูปคลื่นแรงดันที่แสดงในรูปที่ 2.9 (b) สามารถแปลงไปเป็นรูปคลื่นกระแสดังแสดงในรูปที่ 2.9 (c) ได้ โดยการหารแรงดันในรูปที่ 2.9 (b) ด้วย KR_f จากรูปคลื่นเหล่านี้ จะสังเกตได้ว่าสามารถแสดงกระแสควบคุม I_c ได้จากแรงดันควบคุม V_c

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

นี่คือฟังก์ชันของคอนเวอร์เตอร์ที่ควบคุมด้วยโหมดกระแส

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

- คอนเวอร์เตอร์ที่ควบคุมด้วยโหมดกระแสชนิดความถี่คงที่

รูปที่ 2.10 (a) แสดงวงจรถายคอนเวอร์เตอร์แบบ Buck ที่ควบคุมด้วยโหมดกระแสชนิดความถี่คงที่ รูปที่ 2.10 (b) แสดงรูปคลื่นของวงจรถาย

การทำงานของคอนเวอร์เตอร์สามารถอธิบาย ได้ดังต่อไปนี้

1. สมมติว่าการทำงานของคอนเวอร์เตอร์มาถึงที่สถานะคงตัว และ ที่ $t=0$ ตัวกำเนิดเซตพัลส์แบบความถี่คงที่ (Constant-Frequency Set-Pulse Generator) จะสร้างสัญญาณพัลส์ v_{set} เพื่อเซต R-S ฟลิปฟล็อปให้ได้อาท์พุท Q เป็นสถานะ high สำหรับ turn-on สวิตช์อิเล็กทรอนิกส์ SW ทำให้กระแสตัวเหนี่ยวนำ i_L เพิ่มขึ้นด้วยความชัน m_1 คือ

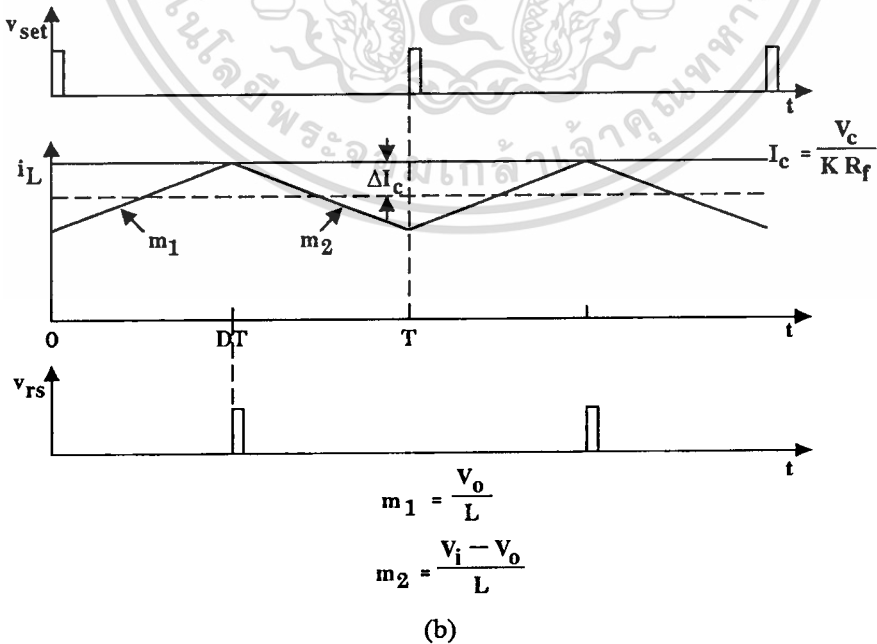
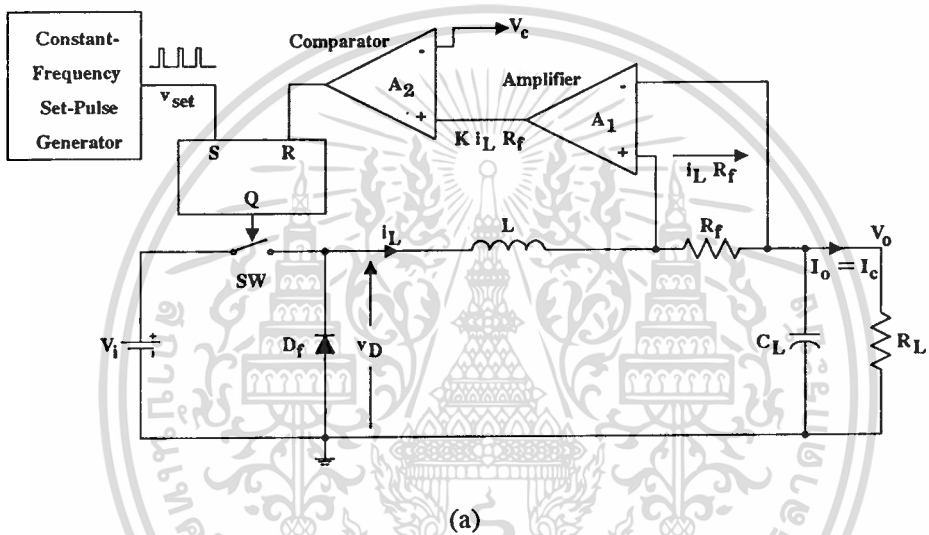
$$m_1 = \frac{di_L}{dt} = \frac{V_i - V_o}{L} \quad (\text{สมมุติว่า } R_f = 0) \quad (2.46)$$

2. เมื่อ i_L เพิ่มขึ้นทำให้ค่าแรงดัน $Ki_L R_f$ มาถึงค่าแรงดันควบคุม V_c ดังแสดงในรูปที่ 2.10 (a) เอาท์พุทของวงจรถายเปรียบเทียบ A2 เปลี่ยนสถานะเป็น high รีเซต R-S ฟลิปฟล็อปให้เอาท์

พุด Q เปลี่ยนสถานะเป็น Low และ turn off สวิตช์ SW หลังจากนั้น กระแสตัวเหนี่ยวนำ 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)



รูปที่ 2.10 (a) คอนเวอร์เตอร์แบบ Buck ที่ควบคุมด้วยโหมดกระแสชนิดความถี่คงที่

(b) รูปคลื่นกระแสและแรงดัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์สงวนไว้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3. ที่ $t=T$ (คาบเวลาการสวิตช์สิ้นสุดลง) พัลส์สแต็ปต่อมาจะ turn-on สวิตช์ SW อีกครั้งหนึ่ง สมมติว่าคอนเวอร์เตอร์กำลังทำงานในโหมดกระแสต่อเนื่อง (i_L ไม่เท่ากับ 0) จากรูปที่ 2.10 (b) จะได้

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

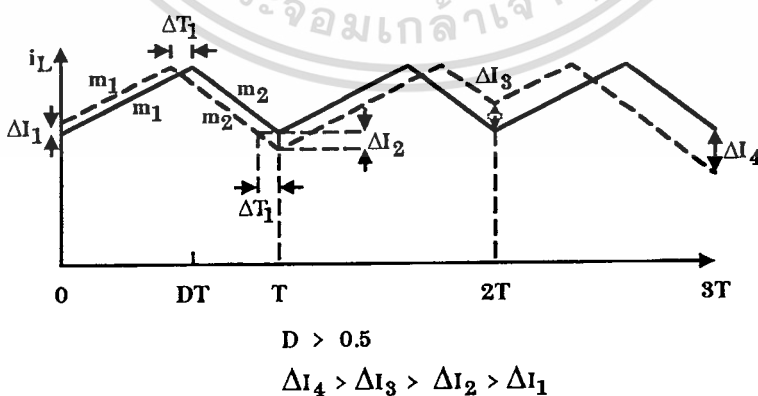
$$= \frac{V_c}{KR_f} - \frac{1}{2} m_2 (1-D)T$$

$$= \frac{V_c}{KR_f} - \frac{1}{2} \frac{V_o}{L} (1-D)T \quad (2.49)$$

แม้ว่าสมการ (2.49) ไม่เป็นไปตามอุดมคติ ($I_o = GV_c$) แต่ยังสามารถควบคุมขนาดของกระแส I_o ได้ด้วยการเปลี่ยนแปลงแรงดันควบคุม V_c ด้วยเหตุนี้ จึงสามารถใช้เป็นฟังก์ชันของคอนเวอร์เตอร์ที่ควบคุมด้วยโหมดกระแสได้

ข้อดีของคอนเวอร์เตอร์แบบนี้ คือ คอนเวอร์เตอร์ทำงานด้วยความถี่สวิตช์คงที่ แต่มีปัญหาเมื่อดิวิตีไซเคิลของการทำงานมากกว่า 0.5 อาจทำให้วงจรไม่เสถียรภาพได้ ซึ่งจะอธิบายต่อไป

- ปัญหาความไม่เสถียรภาพในคอนเวอร์เตอร์ที่ควบคุมด้วยโหมดกระแสชนิดความถี่คงที่



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

เมื่อคิวตี้ไอเทิลของคอนเวอร์เตอร์ที่ควบคุมด้วยโหมดกระแสชนิดความถี่คงมากกว่า 0.5 การทำงานของวงจรอาจจะไม่เสถียรภาพได้ โดยให้พิจารณาวงจรคอนเวอร์เตอร์ในรูปที่ 2.10 (a) อีกครั้งหนึ่ง โดยสมมุติว่าคิวตี้ไอเทิล D มากกว่า 0.5 รูปคลื่นของ i_L ในกรณีนี้ถูกแสดงในรูปที่ 2.11 เมื่อเส้นทึบแสดงรูปคลื่น 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

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

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

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 $\frac{m_2}{m_1}$ มากกว่า 1 ความแปรปรวนของกระแส i_L

จะถูกลบโดยแฟคเตอร์ $\frac{m_2}{m_1}$ ในแต่ละคาบเวลาจนทำให้เกิดการแกว่งของกระแส i_L ในที่สุด
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้น สภาวะการทำงานที่เสถียรภาพ คือ

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

4. จากรูปที่ 2.11 ในสภาวะคงตัวจะได้ว่า

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

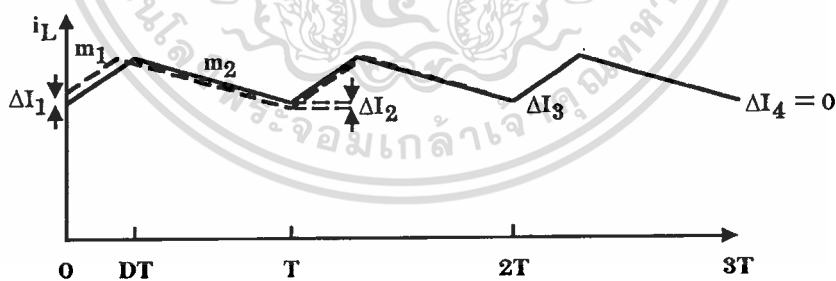
หรือ

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

โดยสภาวะการทำงานที่เสถียรภาพ คือ

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

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



$$D < 0.5$$

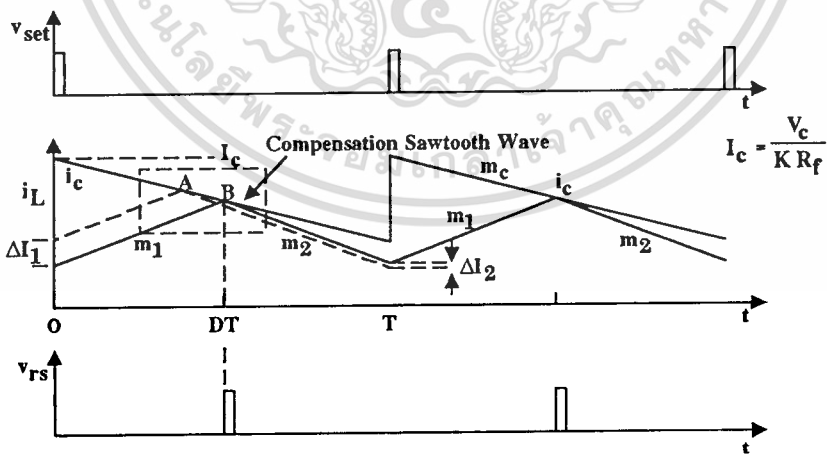
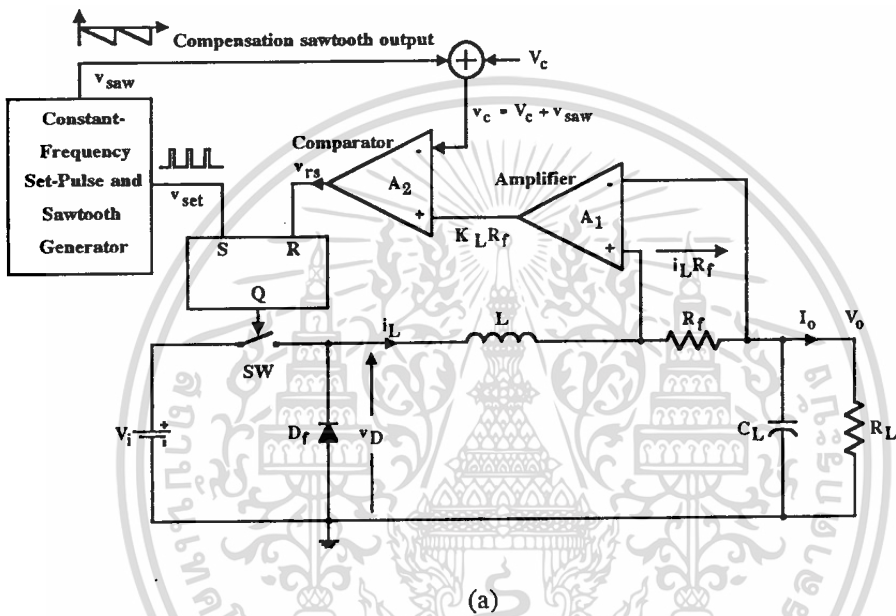
$$\Delta I_4 < \Delta I_3 < \Delta I_2 < \Delta I_1$$

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

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

วิธีการที่สามารถทำให้วงจรคอนเวอร์เตอร์เสถียรภาพที่ควิตีซีเคิลมากกว่า 0.5 คือ การนำรูปคลื่นฟันเลื่อยชดเชย (Compensation Sawtooth Wave) ที่เหมาะสมรวมกับแรงดันควบคุม V_c ซึ่งจะได้อธิบายต่อไป

- คอนเวอร์เตอร์ที่ควบคุมด้วยโหมดกระแสชนิดความถี่คงที่ที่กับการชดเชยความชัน



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

$$m_c = |\text{Slope of } i_c|$$

(b)

รูปที่ 2.13 (a) คอนเวอร์เตอร์ที่ควบคุมด้วยโหมดกระแสกับการชดเชยความชัน

(b) รูปคลื่นแรงดันและกระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปัญหาความเสถียรภาพที่กล่าวถึงสำหรับคอนเวอร์เตอร์ที่ควบคุมด้วยโหมดกระแสชนิดความถี่คงที่กับดิวตี้ไซเคิลมากกว่า 0.5 สามารถแก้ปัญหาได้โดยการเพิ่มแรงดันชดเชย v_{saw} เข้าไปที่แรงดันควบคุม V_c ดังแสดงใน รูปที่ 2.13 (a) แรงดันชดเชย v_{saw} นี้เป็นคลื่นรูปฟันเลื่อยที่มีความชันลดลงอย่างเป็นเชิงเส้นและซิงโครนัสกับเซ็ทพัลส์ แรงดันชดเชย v_{saw} และ แรงดันควบคุม V_c ถูกรวมเข้าด้วยกันก่อนที่จะป้อนให้กับวงจรเปรียบเทียบ A2

ความชันชดเชยที่รวมกับแรงดันควบคุมทำให้เกิดรูปคลื่น ดังแสดงในรูปที่ 2.13 (b) เมื่อ

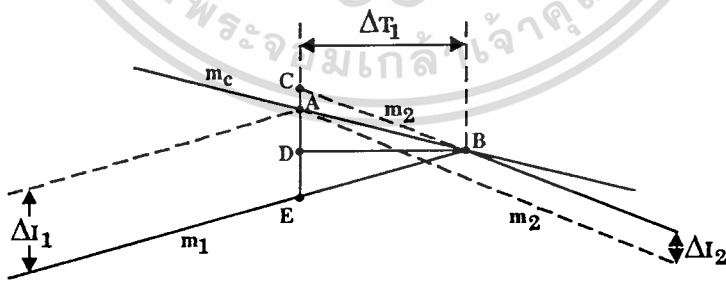
$$m_1 \text{ (ความชันขาขึ้นของ } i_L) = \frac{V_i - V_o}{L} \text{ (สมมุติว่า } R_f = 0)$$

$$m_2 \text{ (ความชันขาขึ้นของ } i_L) = \frac{V_o}{L} \text{ (สมมุติว่า } R_f = 0, v_D = 0)$$

$$m_c = \text{ความชันที่ชดเชย}$$

$$i_c = I_c - m_c t \text{ (กระแสอินพุทควบคุมสำหรับ } 0 < t < T)$$

(กำหนดให้ m_1, m_2 และ m_c เป็นบวก)



รูปที่ 2.14 รูปคลื่นที่ขยายจากรูปที่ 2.13 (b)

การพิจารณาเสถียรภาพของคอนเวอร์เตอร์ ในรูปที่ 2.13 (b) สมมุติว่า ความแปรปรวน ΔI_1 ของ i_L เกิดขึ้นที่เวลา $t = 0$ การวิเคราะห์ต่อไปนี้จะพบว่าเมื่อเรารักษาให้ความชัน $m_c > \frac{1}{2} m_2$ คอนเวอร์เตอร์จะทำงานได้เสถียรภาพ แม้ว่าความแปรปรวนของกระแส ΔI_2 มากกว่า ΔI_1 ก็ตาม เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เราสามารถหาความสัมพันธ์ระหว่าง ΔI_1 และ ΔI_2 ได้ โดยการพิจารณารูปคลื่นกระแสมาย
ในเส้นประรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า 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

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

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

$$2m_c > m_2 - m_1 \quad (2.68)$$

ในกรณีที่แย่ที่สุด m_1 อาจเท่ากับ 0 ดังนั้น สภาวะสำหรับความเสถียรภาพ คือ

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

เมื่อ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการ $m_2 = \frac{v_0}{L}$ นี้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

บทนี้เราได้ทราบคุณสมบัติของคอนเวอร์ชันพื้นฐานแบบต่างๆ ตลอดจนคุณสมบัติของการควบคุมแต่ละแบบ และ ทราบถึงปัญหาของการควบคุมด้วยโหมคกระแส ในบทต่อไปจะเริ่มวิเคราะห์วงจรคอนเวอร์เตอร์พื้นฐานเพื่อหาโมเดลของคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้สำหรับออกแบบตัวควบคุม

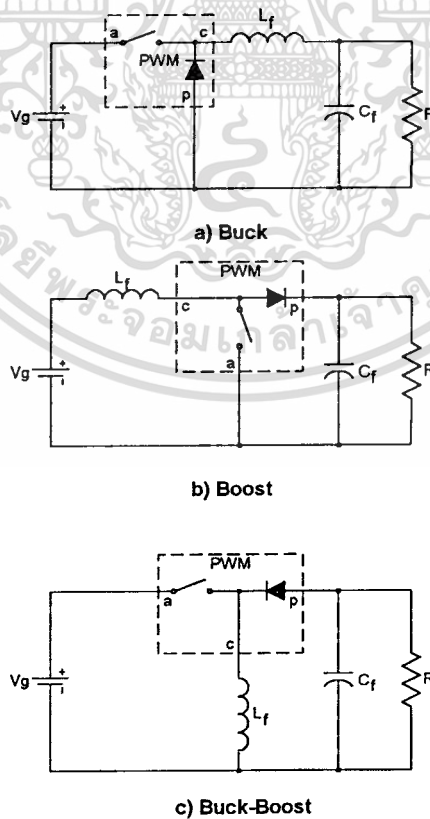


บทที่ 3

PWM Switch Model

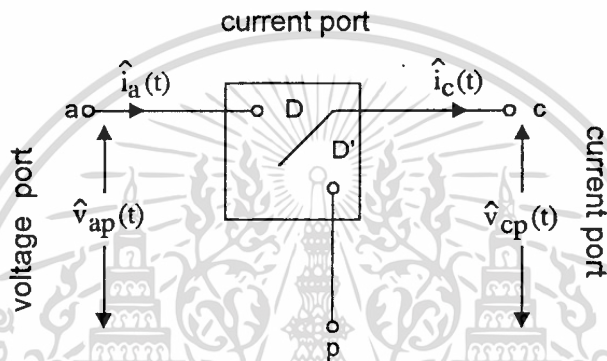
ในช่วงเวลาที่ผ่านมา เมื่อต้องการวิเคราะห์โมเดลส่วนกำลัง (Power Stage) ของคอนเวอร์เตอร์นิยมทำโดยใช้วิธี State-Space Averaging [1] แต่วิธีแบบนี้แสดงผลของโมเดลในรูปของสมการทางคณิตศาสตร์ ทำให้ไม่ชัดเจนและไม่สะดวกต่อการวิเคราะห์ ต่อมาได้มีผู้เสนอวิธีการหาโมเดลแบบ PWM Switch [2] โดยจำลองส่วนที่ไม่เป็นเชิงเส้นของคอนเวอร์เตอร์ด้วย PWM Switch วิธีนี้ทำให้การวิเคราะห์คุณสมบัติทาง DC และ Small-Signal ของคอนเวอร์เตอร์ได้ดีกว่า

3.1 คุณสมบัติของ PWM switch



เอกสารนี้รูปที่ 3.1 แสดงส่วนที่ไม่เป็นเชิงเส้น (ในเส้นประ) ของวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบพื้นฐานด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คอนเวอร์เตอร์แบบพื้นฐานสามแบบที่แสดงใน รูปที่ 3.1 แต่ละแบบจะประกอบด้วยสวิตช์แบบ Active และ แบบ Passive รวมอยู่ในบล็อกเดียวกัน (ในเส้นประ) เรียกว่า PWM switch บล็อกนี้แสดงความไม่เป็นเชิงเส้นโดยรวมของคอนเวอร์เตอร์เหล่านี้ และสามารถจำลองด้วยอุปกรณ์ไม่เชิงเส้น 3 ขา ดังรูปที่ 3.2 โดยกำหนดให้ขา a , p และ c หมายถึง active , passive และ common ตามลำดับ



รูปที่ 3.2 PWM Switch

รูปที่ 3.3 แสดงความสัมพันธ์ที่ไม่เปลี่ยนแปลงระหว่างกระแสและแรงดันที่ขั้วของ PWM switch ที่แสดงในรูปที่ 3.2 จะสังเกตได้ว่าในช่วงเวลา DT_s กระแสขั้วขณะที่ขั้ว active ($\hat{i}_a(t)$) จะเท่ากับกระแสขั้วขณะที่ขั้ว common ($\hat{i}_c(t)$) และ แรงดันที่พอร์ต c-p ($\hat{v}_{cp}(t)$) เท่ากับแรงดันที่พอร์ต a-p ($\hat{v}_{ap}(t)$) ดังนั้น ความสัมพันธ์ที่ไม่เปลี่ยนแปลงในเชิงปริมาณที่ขั้ว คือ

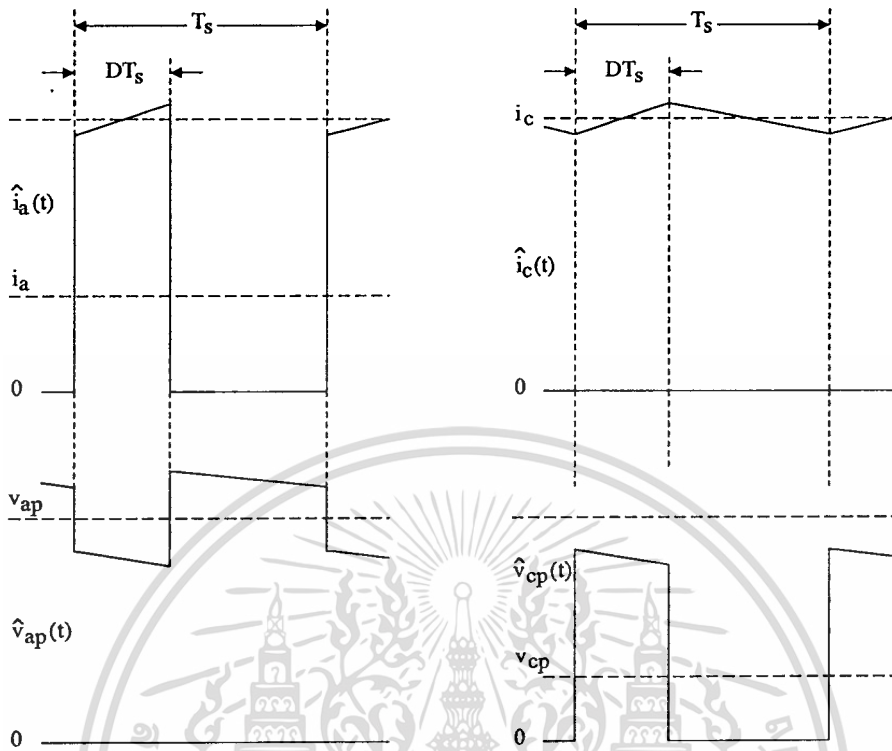
$$\hat{i}_a(t) = \hat{i}_c(t) \quad , \quad 0 \leq t \leq DT_s$$

$$0 \quad , \quad DT_s \leq t \leq T_s \quad (3.1a)$$

$$\hat{v}_{cp}(t) = \hat{v}_{ap}(t) \quad , \quad 0 \leq t \leq DT_s$$

$$0 \quad , \quad DT_s \leq t \leq T_s \quad (3.1b)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.3 แรงดันและกระแสที่ขั้วของ PWM Switch

ใน DC-DC คอนเวอร์เตอร์ พฤติกรรมของค่าเฉลี่ยจะได้รับการพิจารณาเพื่อการวิเคราะห์มากกว่าคุณสมบัติทาง DC และ Small-Signal ดังนั้น การวิเคราะห์ PWM Switch จึงใช้การวิเคราะห์จากค่าเฉลี่ยเป็นหลัก ความสัมพันธ์ที่ไม่เปลี่ยนแปลงระหว่างปริมาณค่าเฉลี่ยที่ขั้ว คือ

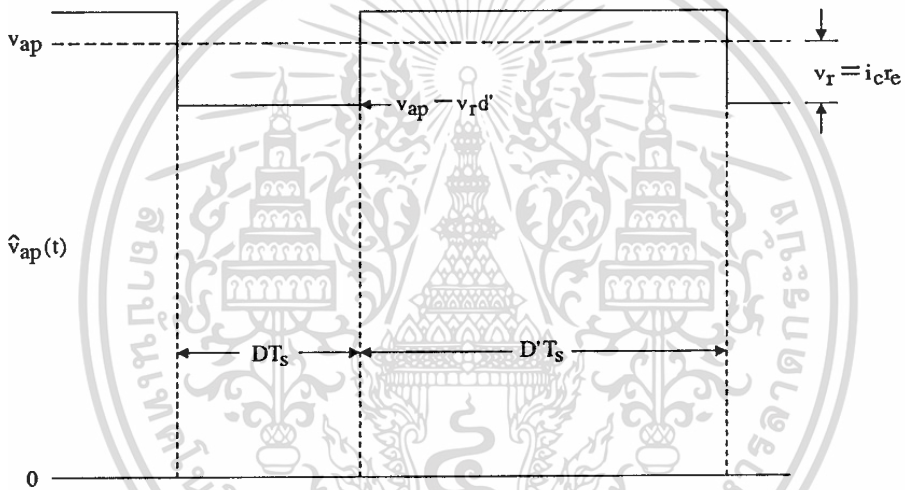
$$i_a = di_c \quad (3.2)$$

แรงดันเฉลี่ยและแรงดันชั่วขณะที่ดักคร่อมพอร์ท a-p ต้องพิจารณาเป็นพิเศษ เพราะเป็นแรงดันที่ต่อคร่อมแหล่งจ่ายแรงดันและคาปาซิเตอร์ ซึ่งโดยทั่วไปเป็นคาปาซิเตอร์ที่มีค่าแฝงของ ESR (Equivalent Series Resistance) [7] ดังนั้น รูปคลื่นแรงดันดักคร่อมพอร์ทนี้ประกอบด้วยคลื่นสี่เหลี่ยมเล็กๆ (ด้านบนเอียงลดลงเมื่อเวลาผ่านไป) อยู่บนค่าเฉลี่ย v_{ap} ดังแสดงใน รูปที่ 3.3 คลื่นสี่เหลี่ยมนี้เกิดจากแรงดันดักคร่อม ESR ไปหักล้างกับ $\hat{v}_{ap}(t)$ ทำให้ $\hat{v}_{ap}(t)$ ลดลง การลดลงสูงสุดของ $\hat{v}_{ap}(t)$ แปรตามค่าสูงสุดของกระแสในขั้ว common ดังนั้น ถ้าค่า ESR ของคาปาซิเตอร์นี้เท่ากับศูนย์ แรงดันชั่วขณะ $\hat{v}_{ap}(t)$ ในช่วงเวลาดังกล่าวจะค่อนข้างเรียบและจะมีริบเปิ้ลที่เกิดจากการทำงานของคาปาซิเตอร์เท่านั้น ในกรณีของคอนเวอร์เตอร์แบบ Boost ขั้ว a-p จะต่อคร่อมคาปาซิ

เตอร์นี้โดยตรง และ แบบ Buck จะต่อคร่อมคาปาซิเตอร์ฟิลเตอร์ด้านอินพุท หรือ ในกรณีของคอนเวอร์เตอร์แบบ Buck-Boost จะต่อกับคาปาซิเตอร์ทางอ้อม ถ้าเราไม่สนใจริปเปิลในกระแสที่ขั้ว common และ พิจารณาเพียงค่าเฉลี่ย i_c ดังนั้น แรงดันริปเปิลเนื่องจาก ESR ในรูปที่ 3.4 สามารถแสดงได้เป็น

$$v_r = i_c r_e \quad (3.3)$$

โดยทั่วไป r_e จะเป็นฟังก์ชันของ ESR ของคาปาซิเตอร์ และ ความต้านทานโหลด R



รูปที่ 3.4 แรงดันที่ขั้ว $\hat{v}_{ap}(t)$ ของ PWM Switch

ตัวอย่างเช่น ในคอนเวอร์เตอร์แบบ Buck และ Buck-Boost แอมพลิจูดของกระแส i_c จะถูกดูคลื่อนอย่างเป็นจังหวะโดยคาปาซิเตอร์ฟิลเตอร์ทางด้านเอาต์พุทซึ่งต่อขนานอยู่กับความต้านทานโหลด ดังนั้น r_e ถูกให้โดย

$$r_e = r_{c_f} \parallel R \quad (\text{กรณี Boost และ Buck-Boost}) \quad (3.4)$$

เนื่องจากค่า Peak-to-Peak ของกระแส ($i_c = i_{in} + i_o$) ถูกดูคลื่อนโดยคาปาซิเตอร์ที่แปลงพลังงาน และ ริปเปิลที่เหลื่อมเนื่องจาก ESR ดังนั้น จากรูปที่ 3.4 เราสามารถได้ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันเฉลี่ยที่พอร์ทเป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$v_{cp} = d(v_{ap} - v_r d')$$

$$v_{cp} = d(v_{ap} - i_c r_e d') \quad , \quad d' = 1 - d \quad (3.5)$$

ความสัมพันธ์ที่ไม่เปลี่ยนแปลงของ PWM Switch ที่ได้จาก (3.2) และ (3.5) ถูกรวมเข้าด้วยกัน

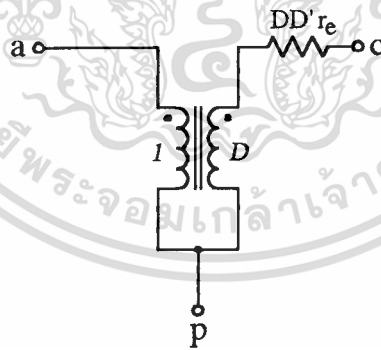
$$i_a = di_c \quad (3.6a)$$

$$v_{cp} = d(v_{ap} - i_c r_e d') \quad (3.6b)$$

ถ้า ESR ของคาปาซิเตอร์ ที่ดูกลืนกระแสเป็นจังหวะสามารถตัดออกไปได้ สมการ (3.6) จะลดลงเป็น

$$i_a = di_c \quad (3.7a)$$

$$v_{cp} = d v_{ap} \quad (3.7b)$$



รูปที่ 3.5 โมเดลแบบ PWM Switch เมื่อคิวดั๊ไซเกิลคองที่

3.2 โมเดลทาง DC และ Small-Signal ของ PWM Switch

สมมุติว่าค่าคิวดั๊ไซเกิลคองที่เท่ากับ D โดยกระแสและแรงดันที่ขั้วของ PWM Switch ถูกรบกวนจากความแปรปรวนในแรงดันอินพุท หรือ ที่โหลดของคอนเวอร์เตอร์ สมการ (3.6a) และ (3.6b) สำหรับคิวดั๊ไซเกิลค่าคองที่ จะเป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\hat{i}_a = D\hat{i}_c \quad (3.8a)$$

$$\hat{v}_{cp} = d(\hat{v}_{ap} - \hat{i}_c r_e D') \quad (3.8b)$$

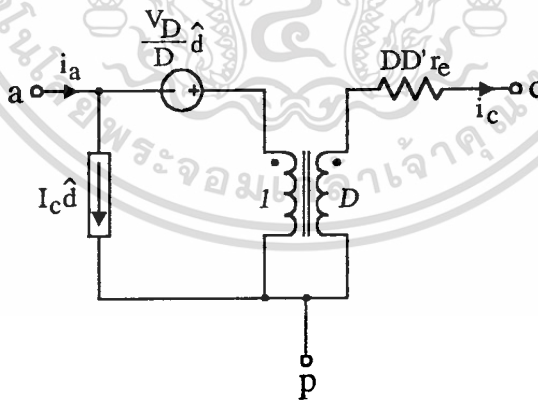
สมการเหล่านี้คือโมเดลแบบ PWM Switch สำหรับคิวดี้ไอเกิลค่าคงที่ ซึ่งแสดงในรูปที่ 3.5 สมมุติว่า ถ้าต้องการคำนวณหาฟังก์ชันถ่ายโอน Line-to-Output แบบลูปปิดของคอนเวอร์เตอร์ โมเดลในรูปที่ 3.5 จะถูกนำมาใช้ โดยเมื่อต้องการวิเคราะห์ผลตอบสนองของคอนเวอร์เตอร์ต่อความแปรปรวนของคิวดี้ไอเกิล ดังนั้น สมการ (3.6a) และ (3.6b) สามารถเปลี่ยนไปเป็นดังนี้

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

$$\hat{v}_{cp} = D(\hat{v}_{ap} - I_c r_e \hat{d} - \hat{i}_c r_e D') + \hat{d}(V_{ap} - I_c r_e D') \quad (3.9a)$$

สามารถจัดได้ใหม่เป็น

$$\hat{v}_{ap} = \frac{\hat{v}_{cp}}{D} + \hat{i}_c r_e D' - [V_{ap} d - I_c (D + D') r_e] \frac{\hat{d}}{D} \quad (3.9b)$$



รูปที่ 3.6 โมเดลทาง DC และ Small-Signal ของ PWM Switch

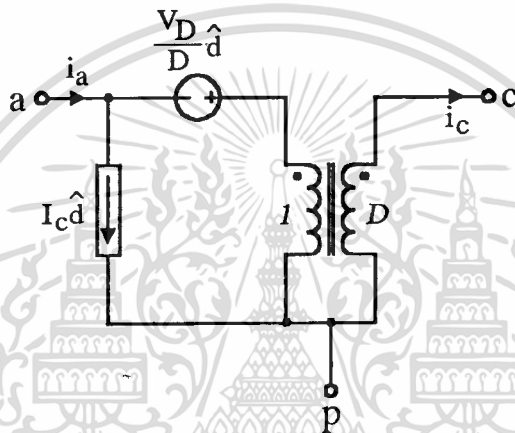
สมการเหล่านี้คือโมเดลทาง DC และ Small-Signal ของ PWM Switch ที่แสดงในรูปที่ 3.6 โปรดสังเกตว่า ถ้าเราตัดค่า r_e ทิ้งไป โมเดลจะถูกทำให้ง่ายขึ้นดังแสดงในรูปที่ 3.7 ซึ่งจะเหมือนกับสมการ (3.7a) และ (3.7b) โดยสมการ (3.9a) และ (3.9b) ถูกรวมกันเป็นดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\hat{i}_a = D\hat{i}_c + I_c\hat{d} \quad (3.10a)$$

$$\hat{v}_{ap} = \frac{\hat{v}_{cp}}{D} + \hat{i}_c r_e D' - v_D \frac{\hat{d}}{D} \quad (3.10b)$$

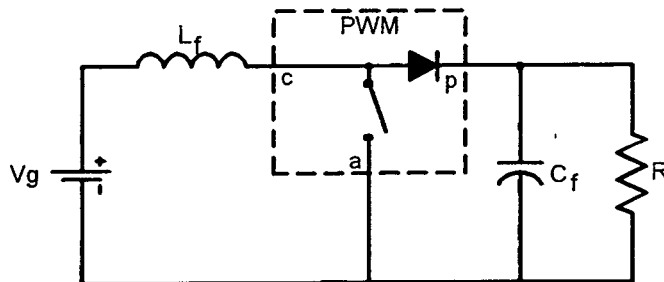
$$v_D = v_{ap} - I_c(D + D')r_e \quad (3.10c)$$



รูปที่ 3.7 โมเดลทาง DC และ Small-Signal อย่างง่ายของ PWM Switch

3.3 การวิเคราะห์คอนเวอร์เตอร์โดยใช้โมเดลแบบ PWM Switch

โมเดลแบบ PWM Switch สามารถใช้หาค่าคุณสมบัติทาง DC และ ทาง Small-Signal ของคอนเวอร์เตอร์ได้ โดยจะแสดงการวิเคราะห์คอนเวอร์เตอร์แบบ Boost ในรูปที่ 3.8 เป็นตัวอย่าง



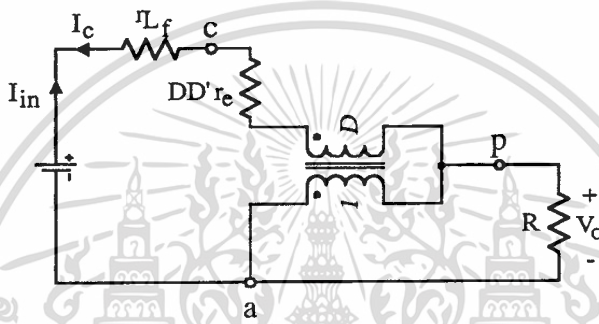
รูปที่ 3.8 วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบ Boost กับ PWM Switch

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.4 การวิเคราะห์ด้าน DC

การแทนโมเดลทาง DC ของ PWM Switch จากรูปที่ 3.5 แบบจุดต่อจุดสำหรับคอนเวอร์เตอร์แบบ Boost ทำให้ได้วงจรดังแสดงในรูปที่ 3.9 ทำให้สามารถหาอัตราส่วนการแปลงทางกระแสตรง (DC Conversion Ratio) ได้ คือ

$$M = \frac{V_o}{V_g} = \frac{1}{D'} \frac{1}{1 + \frac{r_L f}{D'^2 R} + \frac{r_e D}{RD'}} \quad (3.11)$$



รูปที่ 3.9 วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบ Boost ที่ใช้โมเดลแบบ PWM Switch รูปที่ 3.5

เมื่อ $r_e = r_{Cf} // R$ ปริมาณทาง DC ที่กำหนดจุดทำงานของสวิตช์ (I_c และ V_{ap}) สามารถหาได้จากรูปที่ 3.9

$$V_{ap} = -V_o \quad (3.12a)$$

$$I_c = -I_{in} = -\frac{I_o}{D'} \quad (3.12b)$$

ดังนั้น v_D สามารถคำนวณได้จาก (3.10c)

Open-Loop Line-to-Output Transfer Function:

การพิจารณาโมเดลในรูปที่ 3.5 แบบรูปเปิด สามารถหาฟังก์ชัน line-to-output ได้เมื่อแรงดันอินพุทกระแสตรงถูกแทนด้วยแหล่งจ่าย \hat{v}_g ดังแสดงในรูปที่ 3.10 ทำให้ได้

$$\frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{v}_g(s)} = M \frac{(1 + s/s_{z1})}{1 + s/\omega_o Q + s^2/\omega_o^2} \quad (3.13)$$

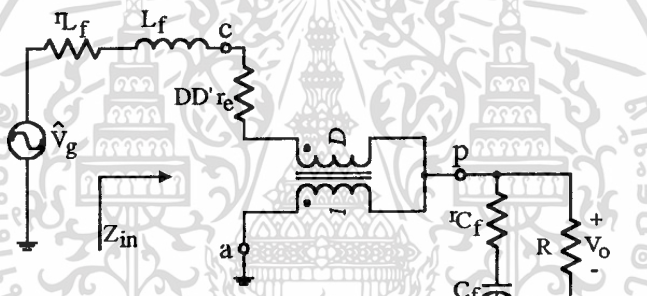
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ $s_{z1} = \frac{1}{r_{Cf} C_f}$ (3.14a)

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_f C_f}} \sqrt{\frac{r_{Lf} + r_e D' + D^2 R}{r_{Cf} + R}} \quad (3.14b)$$

$$Q = \frac{\omega_0}{\frac{r_{Lf} + r_e D'}{L_f} + \frac{1}{C_f (r_{Cf} + R)}} \quad (3.14c)$$

เมื่อ $r_e = r_{Cf} // R$ ถูกอธิบายใน (3.4a)



รูปที่ 3.10 วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบ Boost ที่วิเคราะห์หาฟังก์ชัน Line-to-Output และ อินพุทอิมพีแดนซ์ โดยใช้โมเดลแบบ PWM Switch รูปที่ 3.5

Open-Loop Input Impedance:

จากรูปที่ 10 สามารถหา Input Impedance ได้

$$Z_{in} = R_{in} \frac{1 + s/\omega_0 Q + s^2/\omega_0^2}{1 + s/s_p} \quad (3.15)$$

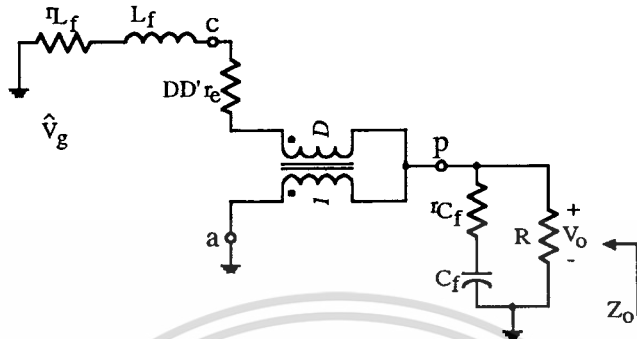
เมื่อ

$$R_{in} = r_{Lf} + r_e D' + D^2 R \quad (3.16a)$$

$$s_p = \frac{1}{C_f (r_{Cf} + R)} \quad (3.16b)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ส่วนของฟังก์ชันถ่ายโอนเหมือนกับ (3.13) โดย ω_o และ Q ถูกให้โดย (3.14b) และ (3.14c)



รูปที่ 3.11 วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบ Boost ที่วิเคราะห์หาฟังก์ชันเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ โดยใช้โมเดลแบบ PWM Switch รูปที่ 3.5

Open-Loop Output Impedance:

กรณีนี้ให้ลัดวงจรอินพุตลงกราวด์และต่อแหล่งจ่ายแรงดันทดสอบ ดังในรูปที่ 3.11 จะได้

$$Z_o = R_o \frac{(1 + s/s_{z1})(1 + s/s_{zo})}{1 + s/\omega_o Q + s^2/\omega_o^2} \quad (3.17)$$

$$R_o = R \parallel \frac{r_{Lf} + r_e D'}{D'^2} \quad (3.18a)$$

$$s_{zo} = \frac{r_{Lf} + r_e D'}{L_f} \quad (3.18b)$$

ส่วนของฟังก์ชันเหมือนกับ (3.13) และ s_{z1} เหมือนกับ (3.14a)

Control-to-Output Transfer Function:

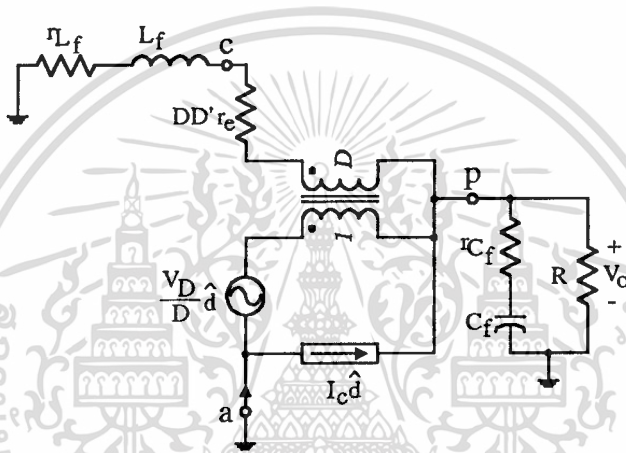
ในกรณีนี้แหล่งจ่ายแรงดันอินพุต V_g ถูกลัดวงจรลงกราวด์ และ PWM Switch ถูกวางแทนด้วย equivalent circuit model ดังรูปที่ 3.12 แม้ว่าสามารถหาฟังก์ชันถ่ายโอน control-to-output ได้โดยตรง จากรูปที่ 3.12 แต่ยังสามารถทำได้โดยวิธีลัดและวิธีการวิเคราะห์โครงข่าย ดังนั้นส่วนของฟังก์ชันถ่ายโอน control-to-output เป็นเหมือนกับฟังก์ชันถ่ายโอน line-to-output ที่ให้ไว้

เอกสาร (3.13) นั้นคือสำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

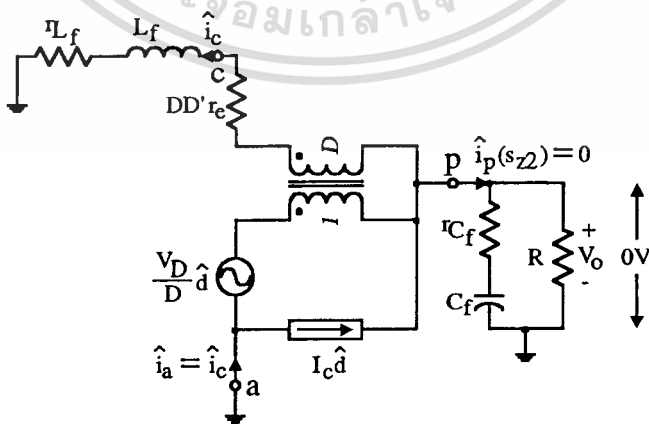
$$\frac{\hat{v}_o}{\hat{d}} = K_d \frac{(1+s/s_{z1})(1-s/s_{z2})}{1+s/\omega_o Q + s^2/\omega_o^2} \quad (3.19)$$

เมื่อ ω_o และ Q ถูกให้โดย (3.14b) และ (3.14c) ส่วน K_d ถูกให้โดย

$$K_d = \frac{dV_o}{dD} = V_g \frac{dM}{dD} \approx \frac{V_g}{D^2} \quad (3.20)$$



รูปที่ 3.12 วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบ Boost ที่วิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่ายโอนแบบ Control-to-Output โดยใช้โมเดลแบบ PWM Switch รูปที่ 3.6



รูปที่ 3.13 การกำหนดซีโรของฟังก์ชันถ่ายโอนแบบ Control-to-Output

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สมการ (3.11) ทั้งหมดยังคงถูกกำหนดเป็นเศษใน (3.19) ซึ่งตรงกับซีโรของแรงดันเอาต์พุต การกำหนดซีโรเหล่านี้ให้เราพิจารณาวงจรใน รูปที่ 3.12 ภายใต้สภาวะศูนย์ของเอาต์พุต ได้แก่ $v_o(s_{z2}) = 0$ และ $v_o(-s_{z1}) = 0$ วงจรที่แปลงรูปภายใต้สภาวะ ศูนย์ของเอาต์พุตถูกแสดงใน รูปที่ 3.13 ซีโรอันแรกถูกหาโดยซีโรของอิมพีแดนซ์ของเอาต์พุตฟิลเตอร์ซึ่งถูกให้โดย

$$r_{cf} + \frac{1}{s_{cf}} \Big|_{s=-s_{z1}} = 0 \rightarrow s_{z1} = \frac{1}{r_{cf} C_f} \quad (3.21)$$

ซีโรตัวที่สองของแรงดันเอาต์พุตถูกให้โดยซีโรของกระแสที่ขั้ว passive ได้แก่ $i_p(s_{z2}) = 0$ สำหรับซีโรตัวที่สอง จะเห็นว่าเกิดแรงดันควบคุม $\frac{V_D \hat{d}}{D}$ ตกคร่อมหม้อแปลง ซึ่งแรงดันทุติยภูมิเกิดขึ้นตกคร่อม r_{Lf} , r_{eD} และ L_f ดังนั้น เรามี

$$\frac{\hat{d}V_D}{D} = \hat{i}_c (r_{Lf} + r_{eD} + s_{z2} L_f) \quad (3.22)$$

เมื่อ $r_e = r_{cf} // R$ ถูกอธิบายก่อนหน้านี้ใน (3.4a) ดังนั้น ที่จุดต่อของขั้ว active จะได้

$$\hat{i}_c = I_c \hat{d} + \hat{i}_{cD} \quad (3.23)$$

แก้สมการ (3.22) และ (3.23) จะได้

$$s_{z2} = \frac{1}{L_f} (D' \frac{V_D}{I_c} - r_{Lf} - r_{eD}) \quad (3.24)$$

สุดท้าย เราใช้จุดทำงาน (V_D, I_c) ที่กำหนดใน (3.12a) และ (3.12b) จาก (3.24) จะได้

$$s_{z2} = \frac{D'^2}{L_f} (R - r_{Lf} // R) - \frac{r_{Lf}}{L_f} \quad (3.25)$$

บทนี้จะเห็นได้ว่าสามารถแทนส่วนที่ไม่เป็นเชิงเส้นของคอนเวอร์เตอร์ซึ่งประกอบด้วยสวิตช์แบบ active และ แบบ passive ด้วยโมเดลแบบ PWM Switch ได้กับวงจรคอนเวอร์เตอร์ทุกแบบ ทำให้เราสามารถวิเคราะห์การทำงานของคอนเวอร์เตอร์ได้สะดวกยิ่งขึ้น

บทที่ 4

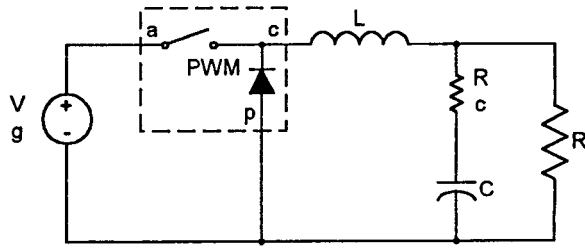
โมเดลแบบ Small-Signal สำหรับคอนเวอร์เตอร์ที่ควบคุมด้วยโหมดกระแส

ในบทที่ 3 สามารถจำลองส่วนที่ไม่เป็นเชิงเส้นของคอนเวอร์เตอร์ด้วย PWM Switch ได้แล้ว แต่ยังคงขาดโมเดลของการควบคุมด้วยโหมดกระแส ดังนั้น ในบทนี้จะทำการวิเคราะห์หาโมเดลที่สมบูรณ์ทั้งหมดของคอนเวอร์เตอร์ที่ควบคุมด้วยโหมดกระแส โดยใช้การวิเคราะห์การทำงานแบบ Sampled-Data ในเวลาแบบดิสครีท (Discrete-Time) เพื่อหา Sampling Gain [3] สำหรับลูปควบคุมป้อนกลับ และ พิจารณาการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ที่ควบคุมด้วยโหมดกระแส

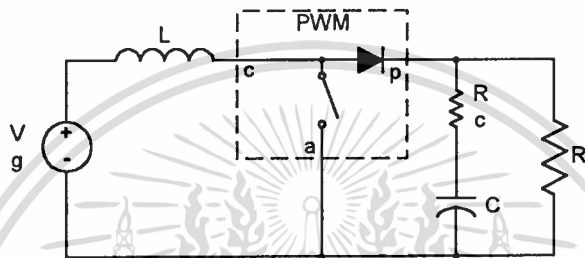
4.1 การใช้ PWM Switch Model แทนส่วนกำลังของคอนเวอร์เตอร์

พิจารณาคอนเวอร์เตอร์แบบ PWM พื้นฐานทั้งสามแบบ ที่ดังแสดงในรูป 4.1 คอนเวอร์เตอร์แต่ละแบบ สามารถแสดงการทำงานแบบไม่เป็นเชิงเส้น (Nonlinear Switching Action) ด้วยอุปกรณ์ 3 ขา ซึ่งประกอบด้วย เพาเวอร์สวิตช์ และ ไดโอด การเชื่อมต่อระหว่างอุปกรณ์ที่เพาเวอร์สวิตช์ ถูกอ้างอิงเป็นขั้ว active และ จุดเชื่อมต่อกับไดโอดถูกอ้างอิงเป็นขั้ว passive ส่วนขั้วที่สามซึ่งเชื่อมต่อกับอุปกรณ์ทั้งสองเข้าด้วยกัน ถูกอ้างอิงเป็นขั้ว common โดยตำแหน่งของไดโอดขึ้นอยู่กับสภาวะทาง DC ของวงจรภายนอกซึ่งจะไม่มีผลต่อโมเดล กระแสที่ขั้ว common และแรงดันที่ขั้วจะขึ้นอยู่กับวงจรที่เชื่อมต่อภายนอก สังเกตว่าโมเดลแบบนี้จะมีการเปลี่ยนโครงสร้างของคอนเวอร์เตอร์ ทำให้การวิเคราะห์แบบสัญญาณขนาดเล็กของส่วนกำลังสะดวกมากขึ้น

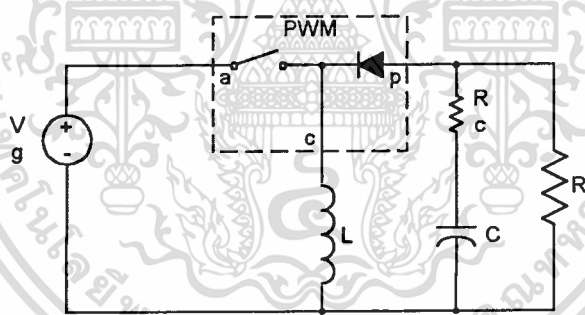
การวิเคราะห์ด้วยโมเดลแบบ PWM Switch คือ การแทนส่วนกำลังของคอนเวอร์เตอร์ด้วยโมเดลแบบสัญญาณขนาดเล็ก ดังแสดงในรูปที่ 4.2 ซึ่งแหล่งจ่ายของโมเดลแบบ PWM Switch จะถูกกำหนดโดยกระแสตัวเหนี่ยวนำในสภาวะคงตัว (Steady-State) I_L ที่ต่ออยู่กับขั้ว common คิวดีไอเกิลในสภาวะคงตัว D และ แรงดันตกคร่อมขั้ว active กับขั้ว passive ในสภาวะคงตัว V_{ap} หาได้จากสภาวะทางกระแสตรงของส่วนกำลัง โมเดลของสวิตช์แบบสัญญาณขนาดเล็กสามารถแทนเข้าไปในคอนเวอร์เตอร์โดยการวางตำแหน่งขั้วให้ถูกต้อง คุณสมบัติที่น่าสนใจเป็นอย่างมากของโมเดลแบบ PWM Switch เมื่อเปรียบเทียบกับโมเดลแบบอื่น คือ โมเดลแบบนี้สามารถรักษาโครงสร้างและค่าอุปกรณ์ของวงจรเดิมเอาไว้ได้ เนื่องจากวงจรคอนเวอร์เตอร์จะถูกแทนด้วยโมเดลเพียงส่วนที่ไม่เป็นเชิงเส้นเท่านั้น



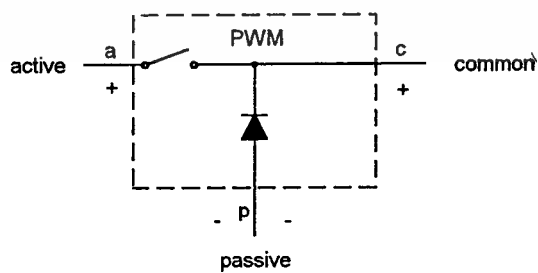
a) Buck



b) Boost

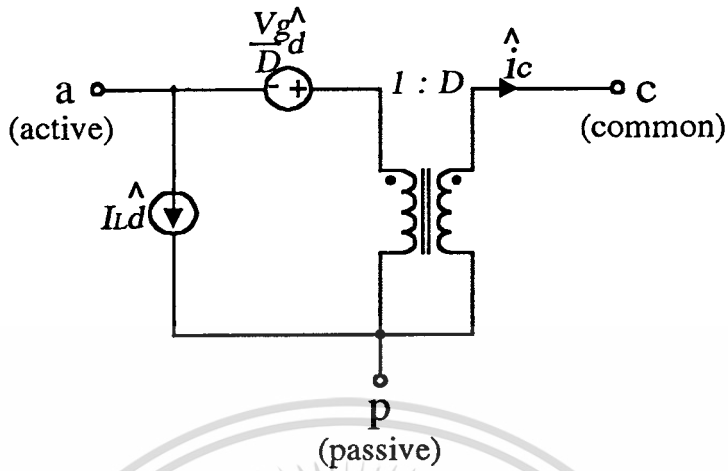


c) Buck-Boost



รูปที่ 4.1 วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบพื้นฐาน กับ PWM Switch

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

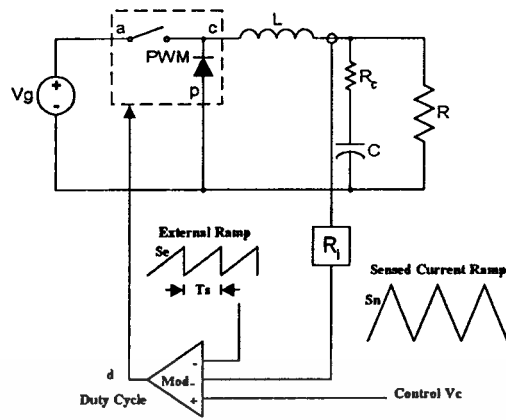


รูปที่ 4.2 โมเดลแบบ PWM Switch สำหรับการทำงานในโหมดกระแสต่อเนื่อง

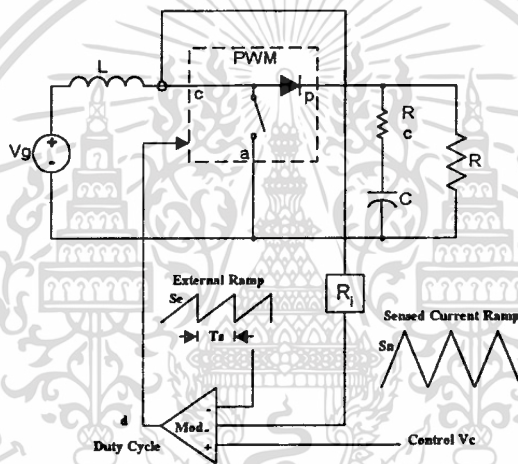
4.2 การวิเคราะห์คอนเวอร์เตอร์ที่ควบคุมด้วยโหมดกระแส

รูปที่ 4.3 แสดงการทำงานของ PWM Switch ของคอนเวอร์เตอร์แบบพื้นฐานกับการควบคุมด้วยโหมดกระแส รูปคลื่นของกระแสที่จะตรวจสอบถูกรวมกับ External Ramp และ ค่าสูงสุดของรูปคลื่นถูกเปรียบเทียบกับสัญญาณควบคุมเมื่อเพาเวอร์สวิตช์ turn-on รูปที่ 4.4 แสดงคอนเวอร์เตอร์แบบพื้นฐาน โดยแรงดันอินพุตและเอาต์พุตแสดงด้วยแหล่งจ่ายคงที่ คอนเวอร์เตอร์เหล่านี้ทั้งหมดมีความเหมือนกัน คือ เมื่อสวิตช์ถูก turn on แรงดันกระแสตรง V_{on} ถูกต่อคร่อมตัวเหนี่ยวนำ และ เมื่อสวิตช์ turn off แรงดันกระแสตรง V_{off} ต่อคร่อมตัวเหนี่ยวนำ ในรูปที่ 4.5 แสดงคอนเวอร์เตอร์แบบ Buck-Boost ที่ควบคุมด้วยโหมดกระแส แรงดันอินพุตและเอาต์พุตเท่ากับแรงดัน on-time และ off-time ตามลำดับ โดยทั่วไป แรงดัน on-time และ off-time เป็นการรวมกันแบบเชิงเส้นของแรงดันอินพุตและเอาต์พุตในการควบคุมด้วยโหมดกระแส

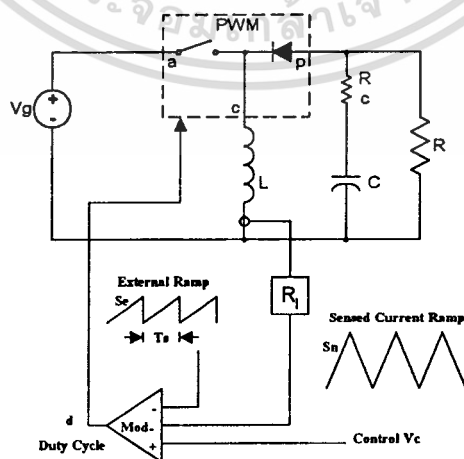
การวิเคราะห์ PWM Switch ส่วนที่ไม่เป็นเชิงเส้นของวงจรถูกแยกออกและวางแทนด้วยโมเดลแบบสัญญาณขนาดเล็กที่สมมูลกัน การวิเคราะห์แบบ Sampled-Data จะใช้สำหรับวิเคราะห์หา Sampling Gain ของการควบคุมด้วยโหมดกระแส และ ผลลัพธ์จะทำให้ได้โมเดลที่สามารถแทรกเข้าไปในคอนเวอร์เตอร์ที่สมบูรณ์ได้ โดยจะอธิบายในบทต่อไป



a) Buck



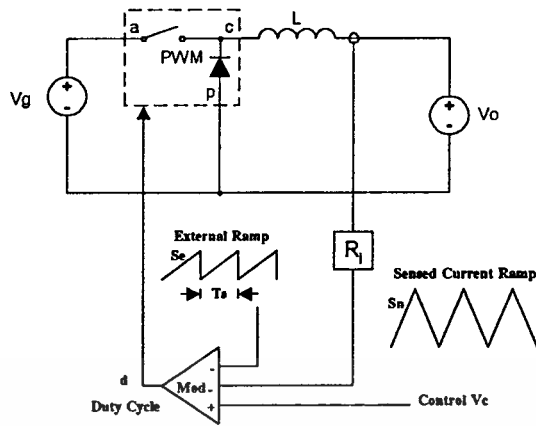
b) Boost



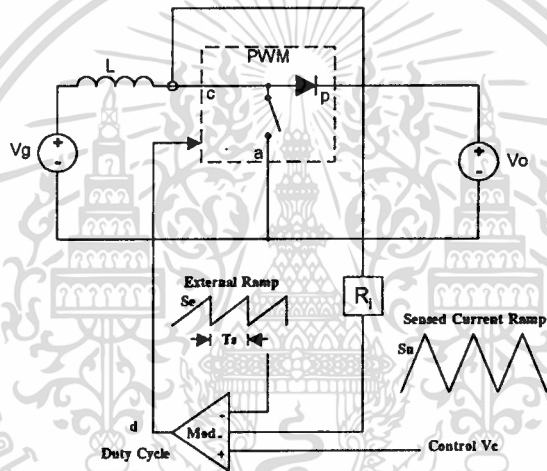
c) Buck-Boost

รูปที่ 4.3 คอนเวอร์เตอร์แบบพื้นฐานที่ควบคุมด้วยโหมคระแสด

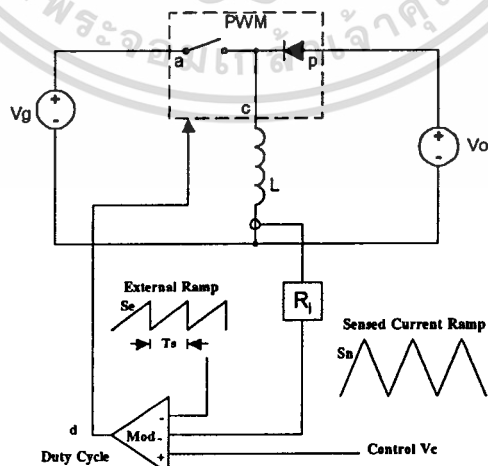
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี หากมีผู้ขโมยไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



a) Buck



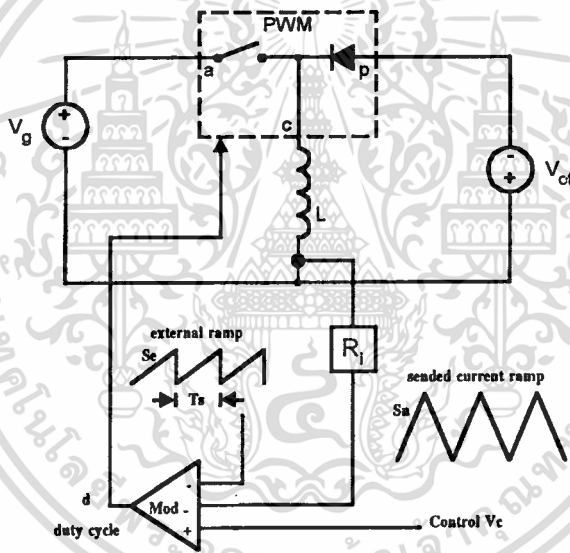
b) Boost



c) Buck-Boost

รูปที่ 4.3 คอนเวอร์เตอร์พื้นฐานที่ควบคุมด้วยโหมคกระแสเมื่อแรงดันอินพุทและเอาต์พุทคงที่ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 4.6 จะเห็นได้อย่างชัดเจนว่าโครงสร้างของคอนเวอร์เตอร์รูปเดียวแบบพื้นฐานยังคงอยู่เมื่อใช้การควบคุมด้วยโหมดกระแส โดยคอนเวอร์เตอร์ยังคงถูกควบคุมด้วยดิวิตีไซเคิล d ทางด้านอินพุท และ ทำให้เกิดแรงดันเอาต์พุทค่าเฉลี่ย บทบาทของโมเดลแบบ PWM Switch และ modulator gain ยังคงไม่เปลี่ยนแปลงในการควบคุมด้วยโหมดกระแส รูปที่ 4.6 แสดงโครงสร้างของโมเดลแบบสัญญาณขนาดเล็ก สำหรับคอนเวอร์เตอร์ที่ควบคุมด้วยโหมดกระแสซึ่งประกอบด้วย F_m (Modulator Gain) , PWM Switch , R_i (Linear Gain) และ $H_c(s)$ (Sampling Gain) ซึ่งประกอบอยู่ในรูปป้อนกลับของกระแสตัวเหนี่ยวนำ บล็อกนี้จะถูกใช้เพื่อทำให้โมเดลมีความแม่นยำในการควบคุมด้วยโหมดกระแส



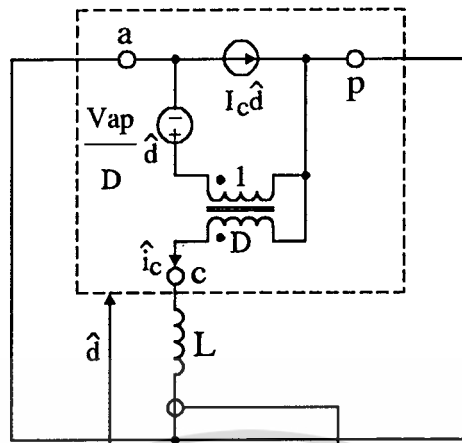
รูปที่ 4.5 คอนเวอร์เตอร์แบบ Buck-Boost ที่ควบคุมด้วยโหมดกระแส

จุดประสงค์ของบทนี้คือการหารูปแบบของ $H_c(s)$ โดยการวิเคราะห์แรงดันควบคุมต่อแรงดันตัวเหนี่ยวนำแบบ Sampled-Data เมื่อลูประแสถูกปิดสำหรับการควบคุมแบบความถี่คงที่ทุกปริมาณในวงจรถูกรู้ยกเว้น $H_c(s)$ ที่ต้องการคำตอบด้วยระบบแบบเวลาติดสกริต

4.3 การวิเคราะห์แบบเวลาติดสกริตของตัวควบคุมแบบลูปิด

การทำงานแบบความถี่คงที่ของตัวควบคุมโหมดกระแส เริ่มต้นด้วย Clock ที่ on-time และ สัญญาณควบคุมที่ถูกสุ่มสิ้นสุดที่ on-time ระยะเวลาการสุ่มชั่วขณะสำหรับระบบคือการสิ้นสุดของ on-time

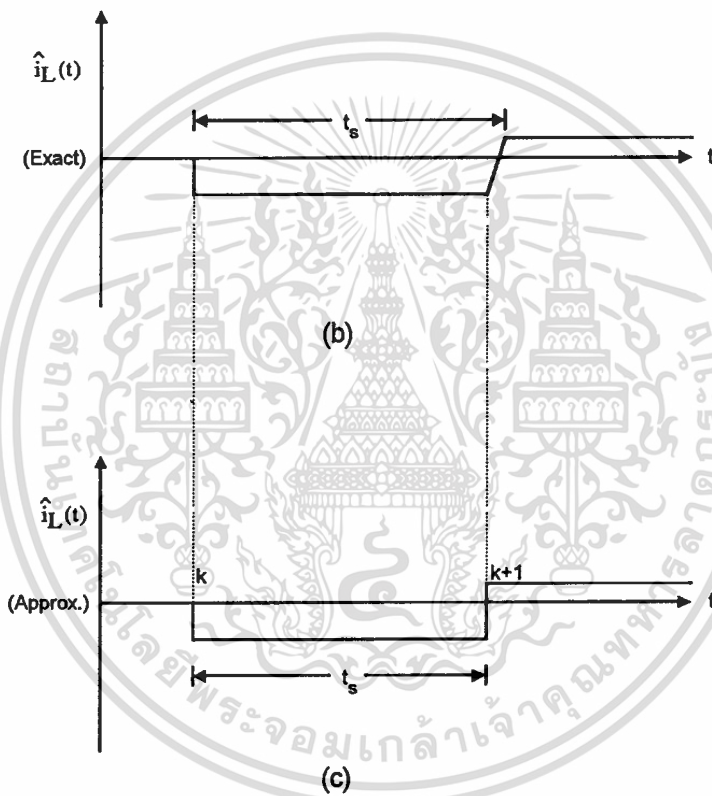
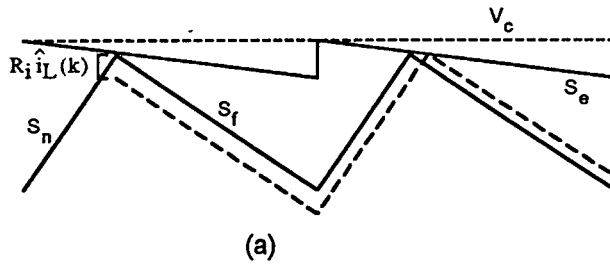
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.6 โมเดลแบบสัญญาณขนาดเล็กของคอนเวอร์เตอร์แบบ Buck-Boost ที่ควบคุมด้วยโหมดกระแสเมื่อแรงดันอินพุตและเอาต์พุตคงที่

รูปที่ 4.7 แสดงผลกระทบจากความแปรปรวนจำนวนเล็กน้อยของ $\hat{i}_L(k)$ เกิดขึ้นที่เวลา $t=k$ สมมติว่า สัญญาณรบกวนอื่นที่เข้ามาในระบบเป็นศูนย์ ซึ่งจะให้การตอบสนองธรรมชาติ (Natural Response) ของคอนเวอร์เตอร์ ความแตกต่างของรูปคลื่นในสภาวะอยู่ตัวกับรูปคลื่นที่ถูกรบกวน จะทำให้เกิดความแปรปรวนแบบ Small-Signal ดังรูปที่ 4.7 (b) สังเกตว่าในรูปคลื่นนี้ ช่วงเวลาสุ่มไม่คงที่ แต่ถูกเลื่อนไปเล็กน้อยในแต่ละเวลาที่กระแสดัดกับแรงดันควบคุมอ้างอิง อย่างไรก็ตาม ความแปรปรวนแบบ Small-Signal นี้สามารถถูกประมาณด้วยรูปคลื่น รูป 4.7 (c) สังเกตว่า รูปคลื่นสุดท้ายนี้มีลักษณะเป็นระบบ Sampled-and-Hold อันดับหนึ่งโดยมีช่วงเวลาสุ่มคงที่ T_s (รูปคลื่นเดิมมีคาบเวลาสุ่ม $t_s = T_s + \hat{t}_s$) โดยความแปรปรวนของเวลาสวิตช์ซึ่งทำให้เกิดผลคูณในเทอม Small-Signal สามารถตัดทิ้งไปได้ ความแปรปรวนเข้าที่เวลา $t = k$ ซึ่งถูกคงค่าเอาไว้จนกระทั่งถึงช่วงเวลาสุ่มถัดไป ความแตกต่างระหว่างสัญญาณรูปคลื่นจริงกับรูปคลื่นโดยประมาณ คือ ความชันของรูปคลื่นจริง ซึ่งสำหรับความแปรปรวนแบบ Small-Signal ความแตกต่างนี้ไม่มี

เอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.7 รูปคลื่นสัญญาณควบคุมแบบความถี่ที่เมื่อกระแสตัวเหนี่ยวนำแปรปรวน

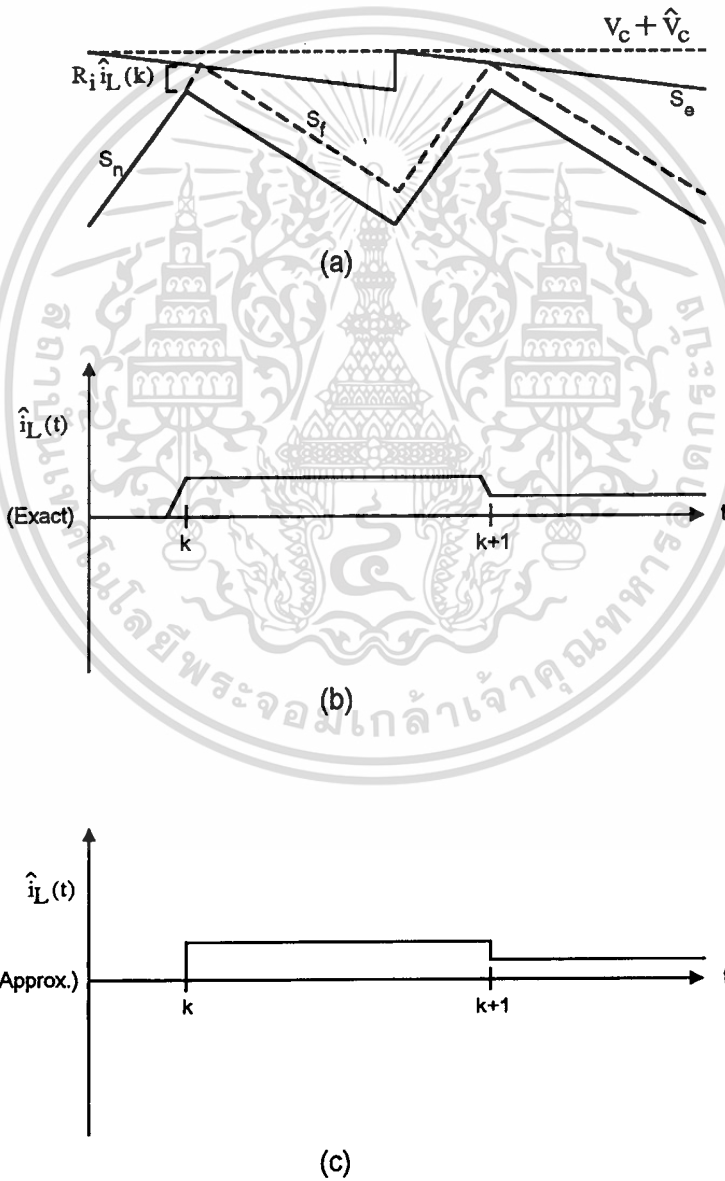
ขั้นแรกในการวิเคราะห์ระบบ คือ การหาสมการดิสครีท (Discrete Equation) เพื่ออธิบายการเปลี่ยนแปลงของกระแสตัวเหนี่ยวนำ จากช่วงเวลาส่วนแรกถึงช่วงเวลาส่วนถัดมาโดยทางโดเมนเวลา ดิสครีท การตอบสนองแบบธรรมชาติ (Natural Response) ของรูปคลื่นโดยประมาณ รูปที่ 4.7 (c) ถูกให้โดย

$$\hat{i}_L(k+1) = -\alpha \hat{i}_L(k) \quad (4.1)$$

$$\alpha = \frac{s_f - s_e}{s_n + s_e} \tag{4.2}$$

และ

s_n =ค่าความชันของกระแสตัวเหนี่ยวนำระหว่าง on-time
 s_f =ค่าความชันของกระแสตัวเหนี่ยวนำระหว่าง off-time
 s_e =ความชันของ External Ramp



รูปที่ 4.8 รูปคลื่นสัญญาณควบคุมแบบความถี่คงที่เมื่อแรงดันควบคุมแปรปรวน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับกรณีที่ไม่มี External Ramp ถูกเพิ่มเข้าไป จะทำให้ $s_e = 0$ และ $\alpha = \frac{S_f}{S_n}$ ความชันของ on-time และ off-time เท่ากันที่คิดไว้ไซเกิลเป็น 0.5 และค่าของ α จะเป็น 1 โดยถ้าคิดไว้ไซเกิลมากกว่า 0.5 จะทำให้ α มากกว่า 1 ซึ่งแสดงให้เห็นว่าการแกว่งเพิ่มขึ้นที่ความถี่ในควิส และความแปรปรวนของกระแสจะแกว่งที่สภาวะอยู่ตัวบนคาบเวลาสวิตซ์ซึ่งที่เปลี่ยนแปลง นั่นคือปัญหาการแกว่งจากฮาโมนิกย่อย

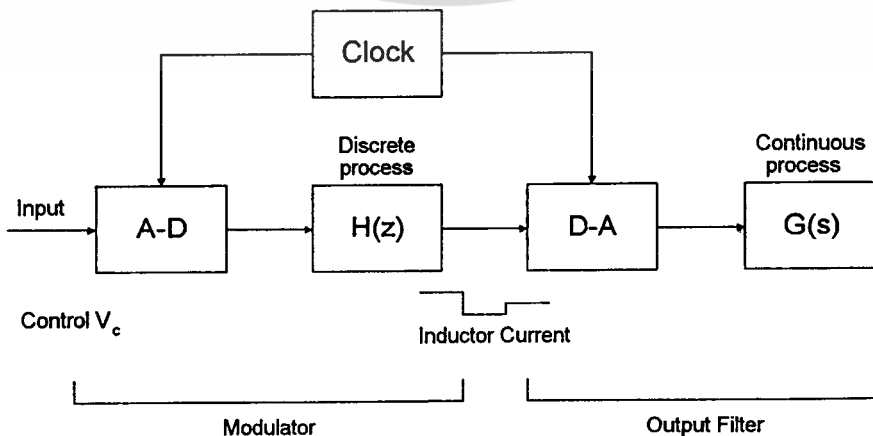
การตอบสนองแบบบังคับ (Forced Response) ของตัวควบคุมชนิดความถี่คงที่ถูกแสดงในรูปที่ 4.8 เมื่อแรงดันควบคุมแปรปรวนด้วย \hat{v}_c สังเกตว่าค่าของแรงดันควบคุมที่เวลา $t = k$ ทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงของกระแสตัวเหนี่ยวนำที่เวลา $t = k$ (สังเกตว่า ทฤษฎีสำหรับระบบนั้นได้มาจากความแปรปรวน \hat{v}_c ซึ่งเกิดขึ้นที่เวลาหนึ่ง ซึ่งสมการแบบเวลาดิสครีทได้มาจากความแปรปรวนที่เวลา $t = k$ เสมอ) สมการแบบเวลาดิสครีทสำหรับการตอบสนองแบบบังคับถูกให้โดย

$$\hat{i}_L(k+1) = \frac{1}{R_i}(1+\alpha)\hat{v}_c(k+1) \quad (4.3)$$

รวมสมการ (4.1) กับ (4.3) จะได้การตอบสนองทางเวลาดิสครีทที่สมบูรณ์ คือ

$$\hat{i}_L(k+1) = -\alpha\hat{i}_L(k) + \frac{1}{R_i}(1+\alpha)\hat{v}_c(k+1) \quad (4.4)$$

เมื่อ α ได้กำหนดไว้แล้วก่อนหน้านี้



เอกสารนี้เป็นเอกสารรูปที่ 4.9 โครงสร้างมาตรฐานของระบบที่ควบคุมด้วยคอมพิวเตอรื์ที่ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.4 โมเดลแบบเวลาต่อเนื่องของตัวควบคุมแบบลูปปิด

ระบบที่ควบคุมด้วยคอมพิวเตอร์ โดยทั่วไปประกอบด้วย ตัวแปลงสัญญาณจากแบบอนาล็อกไปเป็นแบบดิจิทัล (A-D) , อัลกอริทึมของเวลาคริสต , ตัวแปลงสัญญาณจากแบบดิจิทัลไปเป็นแบบอนาล็อก (D-A) และ กระบวนการเวลาต่อเนื่อง ดังแสดงใน รูปที่ 4.9 การควบคุมด้วยโหมคระแสมมีโครงสร้างที่ง่ายมาก แรงดันควบคุมถูกสุ่มหนึ่งครั้งในแต่ละไซเคิล และ ความแปรปรวนของกระแสตัวเหนี่ยวนำถูกคงค่าไว้จนกระทั่งถึงเวลาสุ่มถัดมา ผลของการคงค่ากระแสจะแสดงให้เห็นอย่างชัดเจนในรูป 4.7-4.8 กระบวนการแบบเวลาคริสต $H(z)$ คือ การแปลงแซด (Z-Transform) ของสมการ (4.4) ทำให้ได้

$$H(z) = \frac{\hat{i}_L(z)}{\hat{v}_c(z)} = \frac{1}{R_i} (1 + \alpha) \frac{z}{z + \alpha} \quad (4.5)$$

กระบวนการเวลาต่อเนื่อง $G(s)$ เป็น โมเดลแบบเวลาต่อเนื่องของคอนเวอร์เตอร์ที่ผ่านตัวควบคุมโหมคระแสม การป้อนกลับของกระแสตัวเหนี่ยวนำถูกแสดงอยู่ในรูป $H(z)$ ผลการแปลงรูปไปเป็นระบบ Sample-and-Hold เพื่อแสดงเป็นแบบเวลาต่อเนื่องจะได้

$$F(s) = H(e^{sT_s}) \frac{1}{s} (1 - e^{-sT_s}) \quad (4.6)$$

สำหรับการควบคุมโหมคระแสม พิงก์ชันถ่ายโอนระหว่างแรงดันควบคุมต่อกระแสตัวเหนี่ยวนำที่ลูปกระแสถูกปิด คือ

$$F(s) = \frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{v}_c(s)} = \frac{1}{R_i} \frac{1 + \alpha}{sT_s} \frac{e^{sT_s} - 1}{e^{sT_s} + 1} \quad (4.7)$$

โมเดลนี้สามารถแสดงคุณสมบัติของการควบคุมด้วยโหมคระแสมได้ แต่ไม่ค่อยจะนิยมใช้ เพราะมีความยุ่งยาก โมเดลแบบเฉลี่ยโดยการประมาณค่าจะถูกใช้แทน แต่จะทำให้สูญเสียความแม่นยำไปพอสมควร การแสดงโดยการประมาณค่าสมการ (4.7) จะถูกพัฒนาต่อไป เพื่อให้ผลลัพธ์มีความแม่นยำถึงครึ่งหนึ่งของความถี่สวิทชิง

4.5 โมเดลแบบเวลาต่อเนื่องของตัวควบคุมแบบลูปเปิด

F_m (Modulator Gain) ในรูปที่ 4.6 คล้ายกับการควบคุมด้วยโหมคแรงดัน แต่สำหรับการควบคุมด้วยโหมคระแสม สัญญาณ Ramp สร้างจากกระแสตัวเหนี่ยวนำร่วมกับ External Ramp ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถ้าสัญญาณ Modulator ต่อเนื่องกับความชัน $s_n + s_e$ จนกระทั่งสิ้นสุดไซเคิล ซึ่งเหมือนกับ Modulator Gain สำหรับการควบคุมด้วยโหมดแรงดัน ดังนั้น Modulator Gain นี้ คือ

$$F_m = \frac{1}{(s_n + s_e)T_s} \quad (4.8)$$

สำหรับการควบคุมแบบความถี่คงที่กับการเริ่มต้นของ Clock แบบ off-time คือ

$$F_m = \frac{1}{(s_f + s_e)T_s} \quad (4.9)$$

ฟังก์ชันถ่ายโอนของคิวด์ไซเคิลต่อกระแสตัวเหนี่ยวนำได้มาจากรูปที่ 4.6 คือ

$$F_i(s) = \frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{V_{ap}}{sL} \quad (4.10)$$

จะได้ว่า $V_{ap} = V_{ac} + V_{cp}$ เมื่อ $s_n = \frac{R_i V_{ac}}{L}$ และ $s_f = \frac{R_i V_{cp}}{L}$ นิพจน์นี้สามารถเขียนในเทอมความชันของสัญญาณควบคุมได้

$$F_m = \frac{1}{R_i} \frac{s_n + s_f}{s} \quad (4.11)$$

ผลคูณของ F_m (Modulator Gain) และ $F_i(s)$ (Current Gain) สำหรับคอนเวอร์เตอร์ คือ

$$F_m F_i(s) = \frac{1}{R_i} \frac{1+\alpha}{sT_s} \quad (4.12)$$

$H_e(s)$ สามารถถูกพบโดยการเท่ากันของนิพจน์ลูปิดของสมการ 3.8 กับ Forward Gain ของรูปที่ 4.6 ทหารด้วย 1 บวก Gain ของลูปิด

$$\frac{1}{R_i} \frac{1+\alpha}{sT_s} \frac{e^{sT_s} - 1}{e^{sT_s} + \alpha} = \frac{F_m F_i(s)}{1 + F_m F_i(s) R_i H_e(s)} \quad (4.13)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แทนสมการ (4.12) สำหรับ $F_m F_1(s)$ จะได้ผลลัพธ์ของ Sampling Gain เท่ากับ

$$H_e(s) = \frac{ST_s}{e^{ST_s} - 1} \quad (4.14)$$

4.8 ค่าประมาณของ Sampling Gain

นิพจน์ของ $H_e(s)$ (Sampling Gain) ที่ใช้สำหรับคอนเวอร์เตอร์ที่แสดงในสมการ (4.14) ไม่เป็นประโยชน์ต่อการวิเคราะห์พฤติกรรมของระบบที่ควบคุมด้วยโหมคกระแส เพราะว่า สมการนี้มีจำนวนโพลและซีโรเป็นจำนวนอนันต์ ดังนั้น จึงต้องประมาณด้วยฟังก์ชันที่ง่ายกว่า รูปที่ 4.10 ผลตอบสนองของฟังก์ชันถ่ายโอน $H_e(s)$ และ รูปที่ 4.11 แสดงตำแหน่งโพลและซีโรของฟังก์ชันถ่ายโอนที่ได้จากสภาวะ

$$H_e(s_p) = \frac{S_p T_s}{e^{S_p T_s} - 1} = \infty \quad (4.15)$$

คำตอบของโพลที่ได้จากสภาวะนี้ คือ

$$e^{S_p T_s} = 1 \quad (4.16)$$

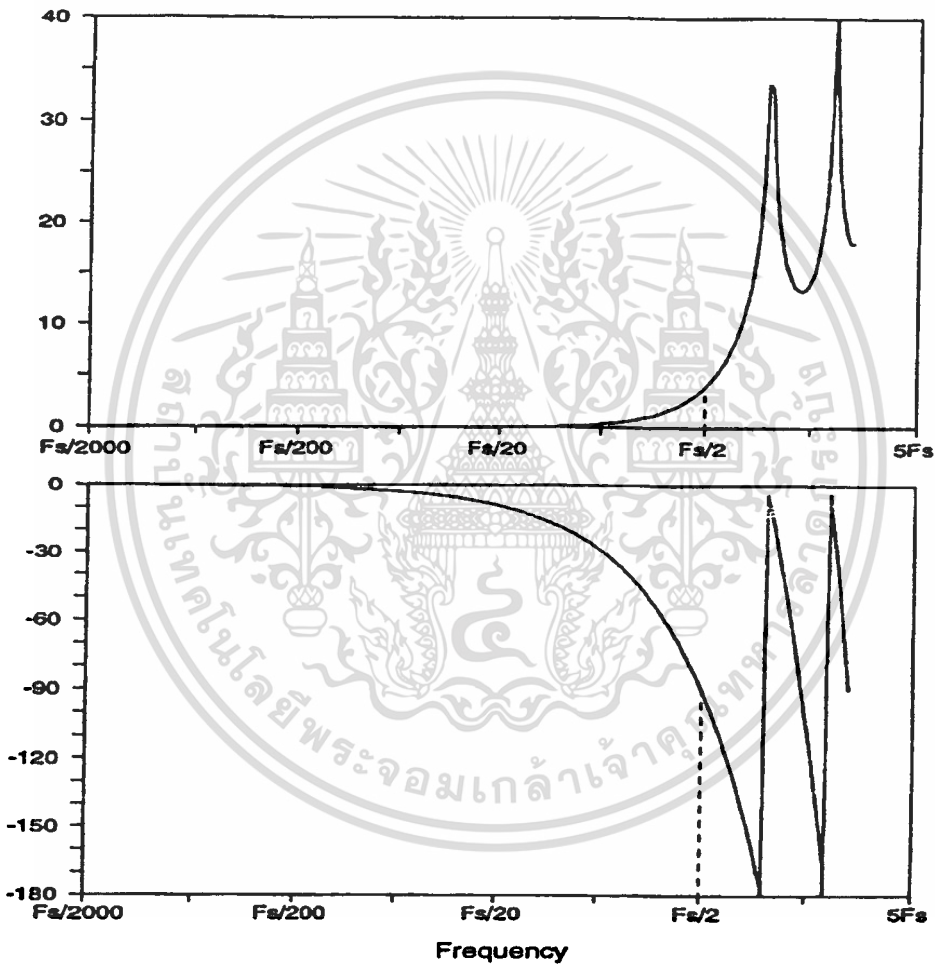
จุดประสงค์ของการหาโพลที่ง่ายสำหรับ Sampling Gain คือ การเลือกคุณสมบัติ Gain และ เฟสของฟังก์ชันถ่ายโอนให้ใกล้เคียงกับ โพลที่แท้จริงเท่าที่จะเป็นไปได้เหนือย่านความถี่ที่เราสนใจ สำหรับระบบ Sampled-data ความถี่มากที่สุดที่ถูกโพล คือ ความถี่ในควิซ ซึ่งเท่ากับครึ่งหนึ่งของความถี่สวิตซิ่ง สังเกต ผลตอบสนองของฟังก์ชัน Sampling Gain ที่แสดงใน รูป 4.10 มีคุณสมบัติที่ดีถึงครึ่งหนึ่งของความถี่สวิตซิ่งและไม่มีการขาดช่วง

อย่างไรก็ตาม โพลที่ถูกหาในภายหลังสำหรับการควบคุมด้วยโหมคกระแส อันดับแรก ฟังก์ชันถ่ายโอนควรมีความแม่นยำที่ DC และ อย่างที่สอง เราคิดว่าปัญหาการแกว่งโดยธรรมชาติในการควบคุมด้วยโหมคกระแสเกิดขึ้นที่ครึ่งหนึ่งของความถี่สวิตซิ่ง ดังนั้น การประมาณฟังก์ชันถ่ายโอนจะต้องทำให้มีความแม่นยำภายในความถี่นี้ด้วย

การประมาณแบบ First-Pass สำหรับ Sampling Gain คือ โพลีโนเมียลอันดับสองของ $H_e(s)$ แสดงให้เห็นการเปลี่ยนแปลงเฟสจาก 0 ถึง -90 องศา ที่ครึ่งหนึ่งของความถี่สวิตซิ่ง และ การเพิ่มขึ้นของ Gain ซึ่งเห็นได้ในรูปที่ 4.10 โพลีโนเมียลอันดับหนึ่งไม่เพียงพอสำหรับการโพลพฤติกรรม

กรรม ดังนั้น การหน่วงของเฟสที่เป็นไปได้มากที่สุดของมันคือ 90 องศา จะได้รับเพียงเมื่อโพลหรือซีโรถูกวางที่จุดกำเนิด นิพจน์โดยประมาณของ Sampling Gain ถูกเลือกดังนี้

$$H_c(s) \approx 1 + \frac{s}{\omega_n Q_z} + \frac{s^2}{\omega_n^2} \quad (4.17)$$



รูปที่ 4.10 ผลตอบสนองความถี่ของ Sampling Gain

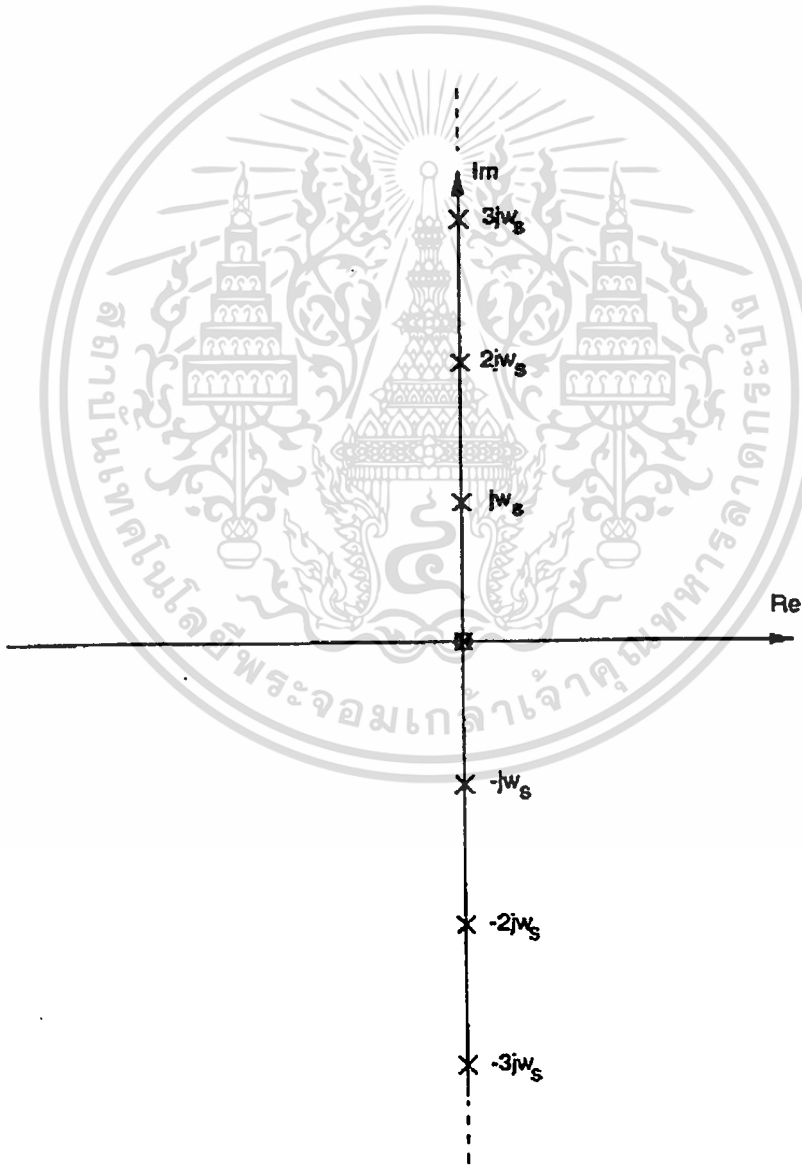
นิพจน์โดยประมาณนี้เท่ากับ 1 ที่ dc ($s = 0$) ตรงกับค่าของฟังก์ชันถ่ายโอนจริง ที่ครึ่งหนึ่งของความถี่สวิทชิง นิพจน์ที่ประมาณนี้สามารถถูกบังคับให้เท่ากับ Gain และ เฟสของฟังก์ชันถ่ายโอนที่แท้จริง เมื่อพารามิเตอร์ถูกเลือกเป็น ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$Q_z = \frac{-2}{\pi} \quad (4.18)$$

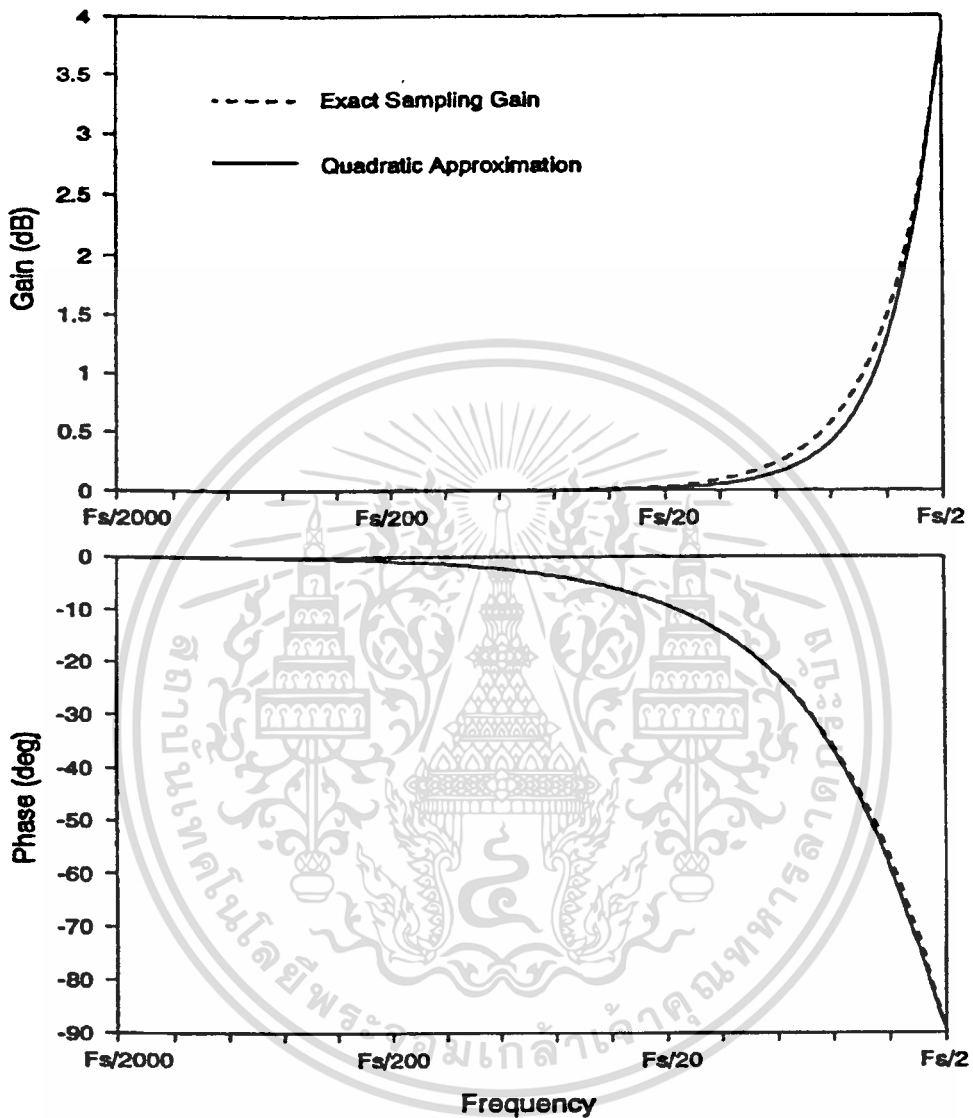
และ $\omega_n = \frac{\pi}{T_s} \quad (4.19)$

รูปที่ 4.12 แสดงผลตอบสนองของฟังก์ชันถ่ายโอนโดยประมาณและฟังก์ชันถ่ายโอนที่แท้จริงจะเห็นได้ว่าโมเดลอันดับสองโดยประมาณมีความแม่นยำเพียงพอลงถึงครึ่งหนึ่งของความถี่สวิทช์ ซึ่ง โดย Gain เบี่ยงเบนจากนิพจน์จริงไม่เกิน 0.2 dB และ เฟสเบี่ยงเบนไม่เกิน 3 องศา



รูปที่ 4.11 ตำแหน่งโพลและซีโรของ Sampling Gain

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.12 ผลตอบสนองความถี่ของ Sampling Gain จริง และ โดยประมาณ

บทนี้ทำให้สามารถหาส่วนประกอบต่างๆของโมเดลสำหรับคอนเวอร์เตอร์ที่ควบคุมด้วยโหมตกระแสได้อย่างสมบูรณ์ ดังนั้น เมื่อทราบข้อกำหนดของคอนเวอร์เตอร์จะทำให้สามารถหาโมเดลของคอนเวอร์เตอร์ได้

บทที่ 5

การลดอันดับโมเดลโดยหลักการกระจายพลังงาน

เนื่องจาก โมเดลของคอนเวอร์เตอร์จะมีอันดับสูง ซึ่งเมื่อนำไปหาโมเดลแบบรูปปิดของระบบควบคุมในขั้นตอนการออกแบบตัวควบคุมแล้วจะทำให้โมเดลยังมีอันดับสูงขึ้นไปอีก สร้างความลำบากในการหาพารามิเตอร์ของตัวควบคุม ดังนั้น เพื่อให้การหาพารามิเตอร์ของตัวควบคุมทำได้สะดวก จึงต้องหาวิธีการลดอันดับโมเดลให้น้อยลงโดยโมเดลใหม่ยังคงให้คุณสมบัติใกล้เคียงกับโมเดลเดิมมากที่สุด ในวิทยานิพนธ์นี้จะใช้การลดอันดับโมเดลด้วยหลักการกระจายพลังงาน (Power Decomposition) และ เลือกผลตอบแทนทางความถี่ (Frequency Response Matching) [4] โดยการเลือกโพลที่มีอิทธิพลทางพลังงานต่อระบบ (Dominant Energy Mode) มาสร้างเป็นโมเดลใหม่ที่มีอันดับต่ำลง นอกจากนี้ เราจะใช้การลดอันดับโมเดลด้วยวิธีนี้ ในการพิจารณาเลือกค่าชดเชยความชันเพื่อแก้ปัญหาความไม่เสถียรภาพเมื่อคิวตี้ไซเคิลการทำงานมากกว่า 0.5 สำหรับการควบคุมด้วยโหมคกระแส อีกทางหนึ่งด้วย

5.1 การวิเคราะห์การกระจายกำลัง

เมื่อฟังก์ชันถ่ายโอนอันดับ n สามารถเขียนได้เป็น

$$H(s) = \frac{B(s)}{A(s)} = \frac{b_0 + b_1s + \dots + b_{n-1}s^{n-1}}{a_0 + a_1s + \dots + a_ns^n} = \sum_{i=1}^n \frac{h_i}{s - u_i} \quad (5.1)$$

การตอบสนองต่ออินพุตแบบอิมพัลส์ คือ

$$h(t) = \sum_{i=1}^n h_i e^{u_i t} \quad (5.2)$$

เพื่อให้แต่ละโพลมีน้ำหนักเท่ากัน จึงสมมติให้อินพุตเป็น White Noise ที่แสดงด้วย $z(t)$ ดังนั้น การตอบสนองของระบบจะเป็น

$$y(t) = \int_{-\infty}^t h(t-v)z(v)dv \quad (5.3)$$

ฟังก์ชัน Autocovariance ของเอาต์พุต $y(t)$ หาได้จาก (5.2) และ (5.3) ได้เป็น

$$\gamma(\tau) = E\{y(t)y(t-\tau)\} = \sigma_z^2 \sum_{j=1}^n e^{u_j\tau} \left\{ \sum_{i=1}^n \frac{h_i h_j}{-(u_i + u_j)} \right\} \quad (5.4)$$

เมื่อ σ_z^2 คือ Variance ของ $z(t)$ กำหนดให้

$$d_j = \sigma_z^2 \sum_{i=1}^n \frac{h_i h_j}{(u_i + u_j)} \quad (5.5)$$

$$\gamma(\tau) = \sum_{j=1}^n d_j e^{u_j\tau} \quad (5.6)$$

โดย d_j เรียกว่า สัมประสิทธิ์ของฟังก์ชัน Autocovariance ความเป็นจริงแล้ว เมื่ออินพุตเป็น White Noise การกระจายพลังงานของโพล u_j ต่อ Variance โดยรวมของเอาต์พุต $y(t)$ จะเท่ากับ d_j อย่างแน่นอน ตอนนี้ การกระจายทางพลศาสตร์ของ u_j สามารถกำหนดเป็น

$$D_j = \frac{d_j}{\gamma(0)} = \frac{d_j}{d_1 + d_2 + \dots + d_n} \quad (5.7)$$

เมื่อพลังงานทั้งหมดที่กระจายในระบบ คือ

$$\gamma(0) = \sum_{j=1}^n d_j \quad (5.8)$$

ดังนั้น ตามหลักการที่กำหนดข้างบน การกระจาย D_j ซึ่งเป็นสัดส่วนการกระจายพลังงานที่โพล u_j ต่อพลังงานรวมทั้งหมดในระบบ จึงสามารถใช้วัดความสำคัญของแต่ละโพลที่อยู่ในระบบเดียวกันได้

โดยทั่วไปโพลที่มีอิทธิพลต่อระบบสามารถวัดอย่างถูกต้องด้วยวิธีวิเคราะห์การกระจาย แต่สำหรับบางระบบที่ได้รับอิทธิพลโดยโพลที่มีค่าคงที่ทางเวลาสั้น (Short Time Constant) ความสำคัญของโพลที่มีค่าคงที่ทางเวลานาน (Long Time Constant) อาจจะประเมินว่าค่าน้อยเกินไป วิธีการต่อไปนี้จะเสนอเพื่อการจัดส่วนช่วงของผลตอบสนองแบบ Unit-Step และ ตรวจสอบความสำคัญของโพลที่มีค่าคงที่ทางเวลานาน ผลตอบสนองต่อ Unit-Step ที่ตรงกับ (5.1) สามารถหาได้จาก

$$\frac{1}{s} H(s) \equiv \frac{K}{s} + F(s) \quad (5.9)$$

เมื่อ

$$K = \sum_{i=1}^n \frac{h_i}{u_i} \quad (5.10)$$

$$F(s) = \sum_{i=1}^n \frac{h_i / u_i}{s - u_i} \triangleq \sum_{i=1}^n \frac{f_i}{s - u_i} \quad (5.11)$$

เมื่อ K คือ ค่าสถานะอยู่ตัว และ $F(s)$ คือ ส่วนช่วงของผลตอบสนองต่อ Unit-Step ต่อจากนั้น $F(s)$ จะสัมพันธ์กับ Gain ของแต่ละ Transfer Channel ทารด้วยแฟกเตอร์น้ำหนักซึ่งเท่ากับ Eigenvalue ของตัวมันเอง ด้วยเหตุนี้ อิทธิพลของโพลที่มีค่าคงที่ทางเวลานานจะเพิ่มขึ้น ดังนั้น เพื่อให้โมเดลที่ลดอันดับแล้วมีน้ำหนักเท่ากันทั้งผลตอบสนองในสภาวะช่วงและในสภาวะอยู่ตัว โพลที่มีอิทธิพลต่อระบบไม่ใน $H(s)$ ก็ใน $F(s)$ จะถูกรวบเอาไว้

ระบบที่มีหนึ่งโพลหรือหลายโพลจะมีขั้นตอนที่เหมือนกัน คือ สามารถคำนวณได้จากสูตร γ (τ) และ d_j ใน (5.4)-(5.6) อย่างไรก็ตาม สมการเหล่านี้อาจจะดูยากเกินไป มีอีกทางเลือกหนึ่งที่สามารถทำได้ คือ การตัดโพลที่ซ้ำกันทิ้งไป ดังนั้น สมการ (5.4)-(5.6) สามารถใช้คำนวณหาสัมประสิทธิ์ของฟังก์ชัน Autocovariance ได้ ท้ายที่สุด สัมประสิทธิ์ d_j ของโพลที่ซ้ำกันสามารถได้จากการรวมสัมประสิทธิ์ d_j ของโพลแต่ละตัว คุณสมบัติที่ยังคงถูกรักษาเอาไว้ของโพลสำหรับโพลที่ซ้ำกัน คือ โพลคอนจูเกทเชิงซ้อนที่เหมือนกัน วิธีการสำหรับแก้ปัญหาี้จะเป็นหัวข้อที่จะศึกษาต่อไป

5.2 การเลือกผลตอบสนองทางความถี่

ตอนนี้สมมุติว่าโพลที่มีอยู่ คือ u_1, u_2, \dots, u_m ดังนั้น โมเดลที่ลดอันดับแล้ว สามารถแสดง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$R(s) = \frac{c_0 + c_1s + \dots + c_{m-1}s^{m-1}}{(s-u_1)(s-u_2)\dots(s-u_m)}$$

$$= \frac{c_0 + c_1s + \dots + c_{m-1}s^{m-1}}{d_0 + d_1s + \dots + d_ms^m} \triangleq \frac{C(s)}{D(s)} \quad (5.12)$$

เรารู้ค่า d_0, d_1, \dots, d_m ส่วน c_0, c_1, \dots, c_{m-1} จะถูกพบโดยเทคนิคการเลือกผลตอบสนองความถี่ (Frequency Response Matching Technique)

ฟังก์ชันผลตอบสนองความถี่ของระบบเดิมและโมเดลที่ลดอันดับแล้ว สามารถแสดงได้เป็น

$$H(j\omega) = H_R(\omega) + jH_I(\omega) = \frac{(b_0 - b_2\omega^2 + \dots) + j(b_1\omega - b_3\omega^3 + \dots)}{(a_0 - a_2\omega^2 + \dots) + j(a_1\omega - a_3\omega^3 + \dots)} \quad (5.13)$$

และ

$$R(j\omega) = \frac{C(j\omega)}{D(j\omega)} = \frac{(c_0 - c_1\omega^2 + \dots) + j(c_1\omega - c_3\omega^3 + \dots)}{(d_0 - d_2\omega^2 + \dots) + j(d_1\omega - d_3\omega^3 + \dots)}$$

$$= (E_R(\omega) + jE_I(\omega)) \left\{ (c_0 - c_2\omega^2 + \dots) + j(c_1\omega - c_3\omega^3 + \dots) \right\} \quad (5.14)$$

เมื่อ

$$H_R(\omega), H_I(\omega) = \text{ส่วนจริงและส่วนจินตภาพ ของ } H(j\omega)$$

$$E_R(\omega), E_I(\omega) = \text{ส่วนจริงและส่วนจินตภาพ ของ } \{D(j\omega)\}^{-1}$$

ถ้าจำนวนที่แตกต่างระหว่าง $H(j\omega)$ และ $R(j\omega)$ คือ $\varepsilon(j\omega)$ แล้ว เราได้

$$H(j\omega) = R(j\omega) + \varepsilon(j\omega) \quad (5.15)$$

ค่าสถานะอยู่ตัวของโมเดลที่ลดอันดับแล้ว คือ ค่าที่เท่ากับระบบเดิม โดยการกำหนดให้

$$c_0 = d_0 \frac{b_0}{a_0} \quad (5.16)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ แทน (5.11) และ (5.12) ลงใน (5.13) เราได้

$$\begin{bmatrix} Y_R(\omega) \\ Y_I(\omega) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} X_{1R}(\omega), X_{2R}(\omega), \dots, X_m(\omega) \\ X_{1I}(\omega), X_{2I}(\omega), \dots, X_m(\omega) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} c_1 \\ c_2 \\ \vdots \\ c_m \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \varepsilon_R(\omega) \\ \varepsilon_I(\omega) \end{bmatrix} \quad (5.17)$$

ที่

$$Y_R(\omega) \underline{\Delta} H_R(\omega) - E_R(\omega) c_0$$

$$Y_I(\omega) \underline{\Delta} H_I(\omega) - E_I(\omega) c_0$$

$\varepsilon_R(\omega), \varepsilon_I(\omega) =$ ส่วนจริงและส่วนจินตภาพของค่าผิดพลาด

$$X_{iR}(\omega) = (-1)^{(i+1)/2} E_I(\omega) \omega^i \quad i:\text{odd}$$

$$(-1)^{i/2} E_R(\omega) \omega^i \quad i:\text{even}$$

$$X_{iI}(\omega) = (-1)^{(i-1)/2} E_R(\omega) \omega^i \quad i:\text{odd}$$

$$(-1)^{i/2} E_I(\omega) \omega^i \quad i:\text{even}$$

สำหรับ $\omega = \omega_i, i = 1, 2, \dots, N$, เราสามารถจัดการระบบสมการ $2N$ และ พารามิเตอร์ c_i สามารถพบได้ด้วยการใช้เทคนิค Least-Squares เมื่อ ω_n สามารถถูกกำหนดว่า $|H(\omega_j)| < \varepsilon$, สำหรับ ทุก $\omega > \omega_N$ ภายในช่วงความถี่นี้ จุดที่มีอิทธิพลตามข้อกำหนดทางสมรรถนะของระบบ สามารถถูกให้น้ำหนัก เนื่องจากเทคนิค Least-Squares ผลรวมของส่วนที่เหลือนอกกำลังสองสามารถประมาณค่าได้จาก

$$\sum_{i=1}^N |\varepsilon(j\omega)|^2 < \sum_{i=1}^N |H_r(j\omega)|^2 \quad (5.18)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

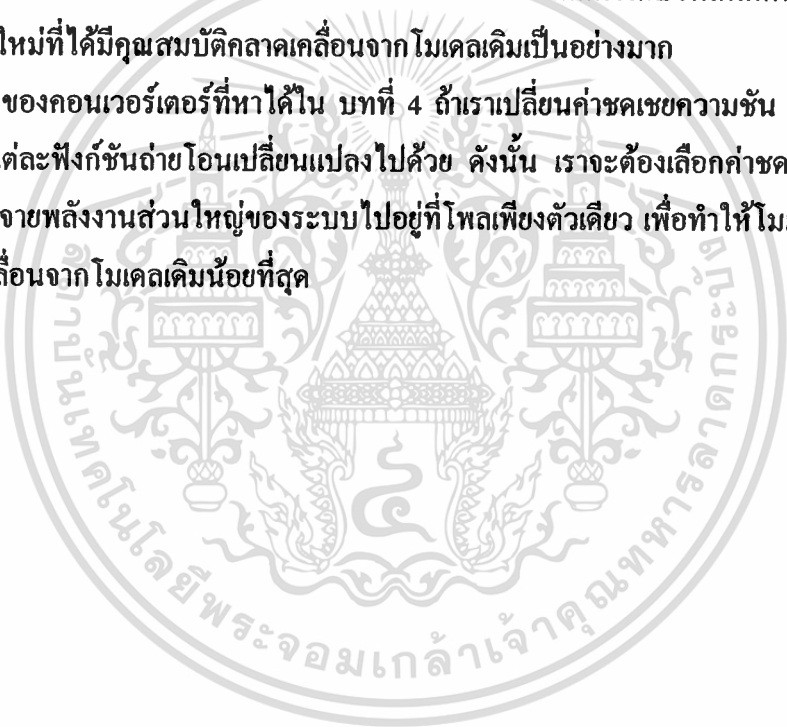
ร.๑.

$$H_r(s) = \sum_{i=m+1}^n \frac{h_i}{s-u_i} \quad (5.19)$$

$H_r(s)$ แสดงส่วนของระบบเดิมที่ตัดทิ้งไป

การลดอันดับโมเดลด้วยวิธีการนี้จะเหมาะสำหรับโมเดลที่มีสัดส่วนการกระจายพลังงานส่วนใหญ่ของระบบอยู่ที่โพลเพียงตัวเดียว เนื่องจากเราต้องตัดโพลที่มีการกระจายพลังงานน้อยทิ้งไป ดังนั้น ถ้าโพลที่เราเลือกเก็บไว้มีสัดส่วนการกระจายพลังงานไม่แตกต่างกับโพลที่ตัดทิ้งไปมากนัก จะทำให้โมเดลใหม่ที่ได้มีคุณสมบัติคลาดเคลื่อนจากโมเดลเดิมเป็นอย่างมาก

จากโมเดลของคอนเวอร์เตอร์ที่หาได้ใน บทที่ 4 ถ้าเราเปลี่ยนค่าชดเชยความชัน (m_c) จะทำให้ค่าโพลของแต่ละฟังก์ชันถ่ายโอนเปลี่ยนแปลงไปด้วย ดังนั้น เราจะต้องเลือกค่าชดเชยความชันที่ทำให้การกระจายพลังงานส่วนใหญ่ของระบบไปอยู่ที่โพลเพียงตัวเดียว เพื่อให้โมเดลใหม่ที่ได้มีความคลาดเคลื่อนจากโมเดลเดิมน้อยที่สุด



บทที่ 6

การออกแบบระบบควบคุมด้วยวิธีพิจารณาผลตอบสนองทางเวลา

การออกแบบระบบควบคุมด้วยวิธีพิจารณาผลตอบสนองทางเวลา กระทำโดยใช้สัญญาณที่เหมาะสมป้อนเข้าสู่ในระบบควบคุมที่อินพุท แล้วพิจารณาผลตอบสนองทางเวลาในสภาวะชั่วขณะที่เอาท์พุท โดยผลตอบสนองถูกพิจารณาเป็นสองกรณี คือ ปริมาณการแปรปรวนสูงสุด และ ปริมาณเวลาในการกลับคืนสู่สภาวะคงตัวหลังจากเกิดการแปรปรวนนั้น หลังจากนั้น จำนวนหรือทำการปรับแต่งค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมเพื่อให้ผลตอบสนองของระบบเป็นไปตามข้อกำหนดที่ต้องการ

6.1 การวิเคราะห์ระบบควบคุมด้วยโคเมนของเวลา

6.1.1 ผลตอบสนองทางเวลาของระบบชนิดต่อเนื่อง

ในการวิเคราะห์ระบบควบคุมจะเลือกเวลาเป็นตัวแปรอิสระในระบบควบคุมส่วนใหญ่ ตัวอย่างเช่น ถ้าระบบมีความต้องการคือมีสัญญาณเอาท์พุทที่สามารถแปรตามสัญญาณอินพุท ได้ตลอดในช่วงเวลาที่พิจารณา การพิจารณาระบบดังกล่าวจำเป็นต้องเปรียบเทียบผลตอบสนองที่เอาท์พุทต่อที่อินพุทเป็นตัวแปรกับเวลา ดังนั้น การวิเคราะห์ระบบควบคุมที่มีความต้องการด้วยลักษณะดังกล่าว จึงเกี่ยวข้องกับปริมาณสมรรถนะของระบบบนพื้นฐานของผลตอบสนองทางเวลา

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

$$c(t) = c_t(t) + c_{ss}(t) \quad (6.1)$$

เมื่อ $c_t(t)$ แสดงผลตอบสนองชั่วขณะ และ $c_{ss}(t)$ แสดงผลตอบสนองคงตัว

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

$$\lim_{t \rightarrow \infty} c_t(t) = 0 \quad (6.2)$$

ผลตอบสนองในสถานะคงตัวเป็นส่วนของผลตอบสนองทางเวลารวมที่ยังคงอยู่หลังจากผลตอบสนองชั่วขณะหมดไป ดังนั้น ผลตอบสนองในสถานะคงตัวสามารถเปลี่ยนแปลงอย่างสม่ำเสมอในรูปแบบคงตัว ดังเช่น รูปคลื่นชนิดไซน์ หรือ รูปคลื่นชนิดแรมป์

ระบบควบคุมจริงทุกชนิดจะมีขอบเขตซึ่งแสดงพฤติกรรมชั่วขณะก่อนที่สถานะคงตัวมาถึง สาเหตุเพราะในระบบดังกล่าวมีพารามิเตอร์ที่ทำให้เกิดพฤติกรรมชั่วขณะ ซึ่งไม่สามารถหลีกเลี่ยงได้ทางฟิสิกส์ เช่น ความเฉื่อย มวล และ ความนำ เป็นต้น แต่ในระบบควบคุมทั่วไปมีความต้องการให้ผลตอบสนองติดตามการเปลี่ยนแปลงอย่างทันทีทันใดของอินพุตได้อย่างรวดเร็ว ดังนั้น การควบคุมผลตอบสนองชั่วขณะเป็นสิ่งสำคัญที่จำเป็น และ เป็นส่วนสำคัญของพฤติกรรมทางพลศาสตร์ของระบบ ความแตกต่างระหว่างผลตอบสนองของเอาต์พุตต่ออินพุตหรือกับผลตอบสนองที่ต้องการ จึงต้องพิจารณาอย่างใกล้ชิดก่อนสถานะคงตัวมาถึง

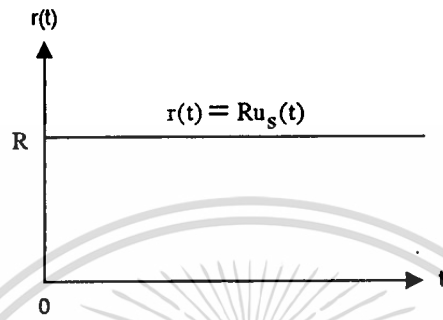
ผลตอบสนองในสถานะคงตัวของระบบควบคุมเป็นสิ่งสำคัญอย่างมาก ซึ่งแสดงว่าเอาต์พุตของระบบได้สิ้นสุดการแปรปรวนแล้ว เช่น สำหรับระบบควบคุมตำแหน่ง ผลตอบสนองในสถานะคงตัวเมื่อเปรียบเทียบกับอินพุตอ้างอิงจะแสดงถึงความแม่นยำของระบบ ถ้าผลตอบสนองของเอาต์พุตไม่ตรงกับอินพุตที่ต้องการอย่างแท้จริง ระบบจะถูกกล่าวได้ว่ามีค่าผิดพลาดในสถานะคงตัว (Steady-State Error)

การศึกษาะบบควบคุมด้วยโดเมนของเวลา รวมถึงการศึกษาผลตอบสนองชั่วขณะและผลตอบสนองคงตัวของระบบ สำหรับการออกแบบตัวควบคุมข้อกำหนดถูกกำหนดในเทอมของสมรรถนะในขณะตอบสนองชั่วขณะและตอบสนองคงตัว โดยตัวควบคุมจะถูกออกแบบให้ได้ตรงตามข้อกำหนดดังกล่าวนี้

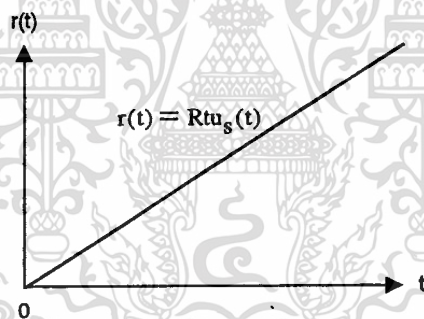
6.1.2 สัญญาณทดสอบสำหรับการพิจารณาผลตอบสนองทางเวลา

ในระบบควบคุมจริง สัญญาณอินพุตที่แท้จริงของระบบอาจเปลี่ยนแปลงไปแบบ Random ในโดเมนของเวลา ตัวอย่างเช่น ในระบบติดตามเรดาร์สำหรับอาวุธต่อสู้อากาศยาน ตำแหน่งและความเร็วของเป้าหมายที่ถูกติดตามอาจเปลี่ยนแปลงโดยไม่สามารถคาดเดาได้ ซึ่งไม่สามารถอธิบายด้วยนิพจน์ทางคณิตศาสตร์ได้ ทำให้เป็นปัญหาต่อการออกแบบ และ ยากที่จะออกแบบระบบควบคุมให้ทำงานได้อย่างดีกับทุกสัญญาณอินพุตที่เป็นไปได้ เพื่อความมุ่งหมายของการวิเคราะห์และ ออกแบบที่เป็นมาตรฐาน จึงจำเป็นต้องกำหนดสัญญาณอินพุตพื้นฐานเพื่อใช้ทดสอบ โดยทำให้ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

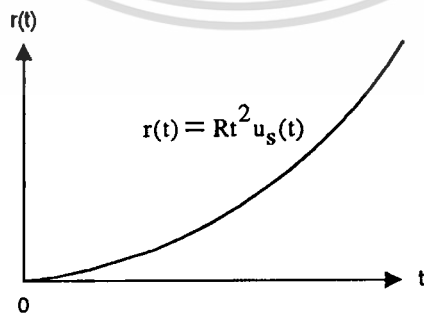
สามารถคำนวณและเปรียบเทียบสมรรถนะของระบบต่างๆได้ โดยเลือกสัญญาณพื้นฐานที่เหมาะสม ไม่เพียงแต่เพื่อการวิเคราะห์ทางคณิตศาสตร์เท่านั้น ผลตอบสนองเนื่องจากอินพุตดังกล่าวทำให้สามารถคาดเดาสมรรถนะของระบบกับอินพุตที่ซับซ้อนอื่นๆได้ด้วย



(a) ฟังก์ชันสเต็ป



(b) ฟังก์ชันแรมปี



(c) ฟังก์ชันพาราโบลา

รูปที่ 6.1 สัญญาณทดสอบพื้นฐานสำหรับระบบควบคุม

ที่ต้องพิจารณาคำด้วยโดเมนของเวลา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อินพุทแบบฟังก์ชันสเต็ป อินพุทแบบฟังก์ชันสเต็ปแสดงการเปลี่ยนแปลงชนิดทันทีทันใดที่อินพุท ตัวอย่างเช่น ถ้าอินพุทคือตำแหน่งมุมของแกนเครื่องจักรกล อินพุทแบบสเต็ปจะแสดงการเคลื่อนที่ไปสู่ตำแหน่งใหม่อย่างรวดเร็ว นิพจน์ทางคณิตศาสตร์ของฟังก์ชันสเต็ปคือ

$$\begin{aligned} r(t) &= R & t \geq 0 \\ &= 0 & t < 0 \end{aligned} \tag{6.3}$$

$$r(t) = Ru_s(t) \tag{6.4}$$

เมื่อ R คือ ค่าคงที่ และ $u_s(t)$ คือ ฟังก์ชันสเต็ปหนึ่งหน่วย ฟังก์ชันสเต็ปแสดงใน รูป 6.1 (a)

อินพุทแบบฟังก์ชันแรมปี ในกรณีของฟังก์ชันแรมปี คือ สัญญาณอินพุทที่มีการเปลี่ยนแปลงอย่างคงที่เมื่อเปรียบเทียบกับเวลา โดยนิพจน์ทางคณิตศาสตร์ของฟังก์ชันแรมปี คือ

$$r(t) = Rtu_s(t) \tag{6.5}$$

เมื่อ R คือ ค่าคงที่ ฟังก์ชันแรมปีแสดงในรูป 6.1 (b) ถ้าตัวแปรอินพุทแสดงการเปลี่ยนมุมของแกนเครื่องจักรกล อินพุทแบบแรมปีแสดงการหมุนด้วยความเร็วคงที่ของแกน

อินพุทแบบฟังก์ชันพาราโบลา ฟังก์ชันพาราโบลาแสดงการเปลี่ยนแปลงของขนาดที่เร็วกว่าฟังก์ชันแรมปี

$$r(t) = Rt^2u_s(t) \tag{6.6}$$

เมื่อ R คือ ค่าคงที่ ฟังก์ชันพาราโบลา แสดงในรูป 6.1 (c)

สัญญาณทดสอบเหล่านี้ มีคุณสมบัติที่เหมือนกัน คือ สัญญาณเหล่านี้อธิบายได้โดยทางคณิตศาสตร์

ฟังก์ชันสเติร์ปเป็นสัญญาณทดสอบ ซึ่งมีการเพิ่มของขนาดอย่างทันทีทันใดที่จุดเริ่มต้น ใช้ทดสอบความเร็วของระบบต่อการตอบสนองเมื่ออินพุตที่มีการเปลี่ยนแปลงอย่างทันทีทันใด

ฟังก์ชันแรมปีใช้ทดสอบว่าระบบการตอบสนองของระบบต่อสัญญาณที่เปลี่ยนแปลงอย่างเป็นเชิงเส้นกับเวลา ฟังก์ชันพาราโบลิกคือสัญญาณทดสอบที่มีความเร็วกว่าฟังก์ชันแรมปี แต่ในทางปฏิบัติไม่ค่อยใช้สัญญาณทดสอบที่เร็วกว่าฟังก์ชันพาราโบลิก เนื่องจากอาจจะทำให้เกิดปัญหาทางด้านเสถียรภาพของระบบได้

6.1.3 สมรรถนะของระบบควบคุมชนิดต่อเนื่องทางโดเมนเวลา

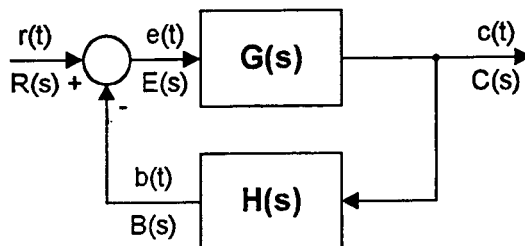
ค่าผิดพลาดในสถานะคงตัว (Steady-State Error)

ค่าผิดพลาดในสถานะคงตัว คือ การวัดความแม่นยำของระบบ เมื่อทดสอบระบบด้วยอินพุตชนิดที่กำหนด โดยมีจุดมุ่งหมาย คือ เพื่อให้เอาต์พุตตอบสนองตามอินพุตนี้อย่างแม่นยำ ในระบบจริงเนื่องจากมีความเสียดทาน และ มีความบกพร่องอื่นๆในองค์ประกอบของระบบ ทำให้ผลตอบสนองที่สถานะคงตัวที่เอาต์พุตไม่แม่นยำตามอินพุตที่ใช้ทดสอบ เกิดค่าผิดพลาดในสถานะคงตัวในระบบควบคุมที่ไม่สามารถหลีกเลี่ยงได้ทั้งหมด ในการออกแบบมีจุดมุ่งหมายที่สำคัญคือการทำให้ค่าผิดพลาดน้อยที่สุด หรือ ต่ำกว่าค่าที่ยอมรับได้

โดยปกติ ค่าผิดพลาดในสถานะคงตัวของระบบควบคุมเชิงเส้นแปรผันกับชนิดของอินพุตและระบบ

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

$$e(t) = r(t) - c(t) \quad (6.7)$$



รูปที่ 6.2 ระบบควบคุมป้อนกลับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บางครั้งมันอาจเป็นไปได้หรือไม่สะดวกที่จะจัดหาอินพุตอ้างอิงที่อยู่ในระดับเดียวกัน หรือ มิตติเดียวกันกับตัวแปรที่ถูกควบคุม ตัวอย่างเช่น มันอาจจำเป็นต้องใช้แหล่งจ่ายแรงดันต่ำ สำหรับควบคุมเอาต์พุตที่เป็นแหล่งจ่ายแรงดันกำลังสูง สำหรับระบบควบคุมความเร็ว ในทางปฏิบัติมันเป็นไปได้มากที่จะต้องใช้อินพุตอ้างอิงเป็นแหล่งจ่ายแรงดันหรือเป็นอินพุตแบบตำแหน่ง เพื่อควบคุมความเร็วของเอาต์พุต ภายใต้สภาวะเหล่านี้ ค่าผิดพลาดจึงไม่สามารถถูกหาได้ง่ายเมื่อ อินพุตอ้างอิงกับเอาต์พุตที่ควบคุมแตกต่างกัน ด้วยเหตุนี้ สัญญาณอินพุตและเอาต์พุตต้องเป็นมิตติ เดียวกันและเป็นระดับเดียวกันก่อนนำมาเปรียบเทียบ ดังนั้น ส่วนประกอบใน $H(s)$ ต้องถูกรวม เข้าด้วยกันในส่วนป้อนกลับ ดังแสดงในรูปที่ 6.2 สำหรับ $r(t)$ และ $c(t)$ ที่เหมือนกัน ค่าผิดพลาด ของระบบควบคุมป้อนกลับนี้ จะถูกกำหนดโดย

$$e(t) = r(t) - b(t) \quad (6.8)$$

หรือ

$$E(s) = R(s) - B(s) = R(s) - H(s)C(s) \quad (6.9)$$

โดยค่าผิดพลาดในสถานะคงตัวของระบบควบคุมป้อนกลับ ถูกกำหนดเป็น

$$\text{Steady-State Error} = e_{ss} = \lim_{t \rightarrow \infty} e(t) \quad (6.10)$$

เมื่อพิจารณารูปที่ 6.2 การแปลงลาปลาซของค่าผิดพลาด คือ

$$E(s) = \frac{R(s)}{1+G(s)H(s)} \quad (6.11)$$

โดยการใช้ทฤษฎีค่าสุดท้ายของการแปลงลาปลาซ ค่าผิดพลาดในสถานะคงตัวของระบบ คือ

$$e_{ss} = \lim_{t \rightarrow \infty} e(t) = \lim_{s \rightarrow 0} sE(s) \quad (6.12)$$

เมื่อ $sE(s)$ ไม่มีโพลบนแกนจินตภาพและไม่อยู่ทางซีกขวาของ s -plane แทนสมการ (6.11) เข้าไปในสมการ (6.12) จะได้

$$e_{ss} = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{sR(s)}{1+G(s)H(s)} \quad (6.13)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ซ้ำเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แสดงว่า ค่าผิดพลาดในสถานะคงตัวขึ้นอยู่กับอินพุตอ้างอิง $R(s)$ และ ฟังก์ชันถ่ายโอนของ
 ฎป $G(s)H(s)$

6.1.4 ผลตอบสนองของระบบควบคุมชนิดต่อเนื่องทางโดเมนเวลา

ผลตอบสนองชั่วขณะ

ขอบเขตชั่วขณะของผลตอบสนองทางเวลา คือ ส่วนที่เข้าไปสู่ศูนย์เมื่อเวลามีค่ามาก ยิ่งไป
 กว่านั้น ผลตอบสนองชั่วขณะของระบบควบคุมเป็นสิ่งสำคัญที่ขาดไม่ได้ ดังนั้น ทั้งแอมพลิจูด
 และช่วงเวลาของผลตอบสนองชั่วขณะต้องถูกรักษาให้อยู่ภายใต้ข้อจำกัดที่ยอมรับได้หรือเงื่อนไข
 ที่กำหนด ตัวอย่างเช่น ในระบบควบคุมความเร็วหมุนเปล่าของรถยนต์ นอกจากการควบคุม
 ความเร็วหมุนเปล่าในสถานะคงตัวแล้ว ความเร็วของเครื่องยนต์ที่ตกลงไปชั่วขณะหนึ่งต้องไม่มาก
 เกินไปและต้องสามารถคืนสู่ค่าปกติได้อย่างรวดเร็วเท่าที่เป็นไปได้

ข้อกำหนดทางโดเมนของเวลาและผลตอบสนองต่อสัญญาณยูนิตสเตป

คุณลักษณะของผลตอบสนองชั่วขณะสำหรับระบบควบคุมเชิงเส้น โดยทั่วไปวิเคราะห์ได้
 โดยการใส่สัญญาณยูนิตสเตปป้อนเข้าไปที่อินพุตของระบบ ซึ่งผลตอบสนองของระบบควบคุม
 เมื่ออินพุตเป็นสัญญาณยูนิตสเตป เรียกว่า ผลตอบสนองแบบยูนิตสเตป (Unit-Step Response) รูป
 ที่ 6.3 แสดงผลตอบสนองแบบยูนิตสเตปของระบบควบคุมเชิงเส้นทั่วไป ซึ่งคุณลักษณะทาง
 สมรรถนะสำหรับวิเคราะห์ผลตอบสนองแบบยูนิตสเตปของระบบควบคุมเชิงเส้นทางโดเมนของ
 เวลาถูกกำหนดดังต่อไปนี้

1.ค่าโอเวอร์ชูทสูงสุด (Maximum Overshoot) กำหนดให้ $c(t)$ คือ ผลตอบสนองแบบยูนิต
 สเตป กำหนดให้ c_{max} เป็นค่าสูงสุดของ $c(t)$ และ c_{ss} เป็นค่าสถานะคงตัวของ $c(t)$ เมื่อ
 $c_{max} \geq c_{ss}$ ค่าโอเวอร์ชูทสูงสุดถูกกำหนดโดย

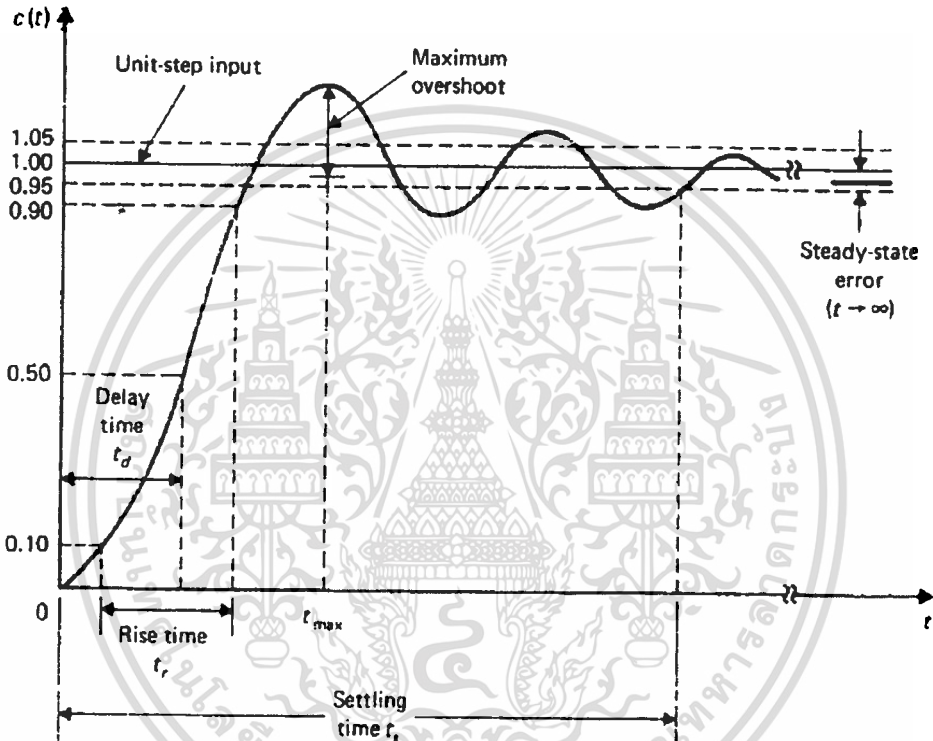
$$\text{Maximum Overshoot} = c_{max} - c_{ss} \quad (6.14)$$

โดยทั่วไปค่าโอเวอร์ชูทสูงสุดแสดงค่าเป็นเปอร์เซ็นต์ของค่าสุดท้ายของผลตอบสนองแบบ
 สเตป นั่นคือ

$$\text{Percent Maximum Overshoot} = \frac{c_{msx} - c_{ss}}{c_{ss}} \times 100\% \quad (6.15)$$

ค่าโอเวอร์ชูทสูงสุดมักจะใช้กับการวัดเสถียรภาพของระบบควบคุมที่สัมพันธ์กัน ซึ่งโดย
 ปกติเราไม่ต้องการระบบที่มีค่าโอเวอร์ชูทสูง สำหรับจุดมุ่งหมายของการออกแบบค่าโอเวอร์ชูทสูง
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สุดท้ายจะถูกใช้เป็นข้อกำหนดทางโดเมนเวลา ในรูปที่ 6.3 ผลตอบสนองแบบยูนิตสเต็ปแสดงค่าโอเวอร์ชูทสูงสุดเกิดขึ้นที่โอเวอร์ชูทแรก สังเกตว่า ในบางระบบค่าโอเวอร์ชูทสูงสุดอาจเกิดขึ้นในขอดคลื่นหลัง และ ถ้าฟังก์ชันถ่ายโอนของระบบมีขีโระจำนวนที่ในซีกขวาของ s-plane อาจทำให้เกิดอันเดอร์ชูทค่าลบขึ้นได้



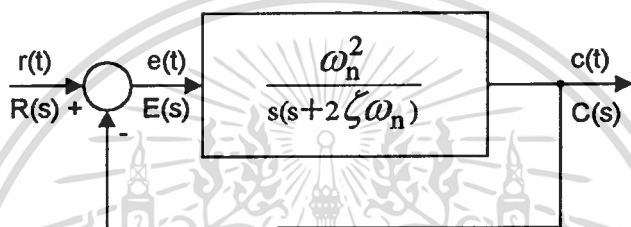
รูปที่ 6.3 ผลตอบสนองแบบสเต็ปของระบบควบคุม

2. เวลาหน่วง (Delay-Time) เวลาหน่วง (t_d) คือ เวลาที่ผลตอบสนองแบบยูนิตสเต็ปมาถึงค่า 50 เปอร์เซ็นต์ของค่าสุดท้าย (พิจารณารูปที่ 6.3)
3. เวลาช่วงขึ้น (Rise Time) เวลาช่วงขึ้น (t_r) คือ เวลาที่ผลตอบสนองแบบยูนิตสเต็ปเพิ่มขึ้นจาก 10 ถึง 90 เปอร์เซ็นต์ของค่าสุดท้าย
4. เวลาเข้าที่ (Settling Time) เวลาเข้าที่ คือ เวลาที่ผลตอบสนองแบบยูนิตสเต็ปลดลงและคงอยู่ในเปอร์เซ็นต์ของค่าสุดท้ายที่กำหนด (โดยปกติใช้ค่า 5 เปอร์เซ็นต์)

ปริมาณเหล่านี้เป็นข้อกำหนดชั่วขณะของระบบควบคุมเมื่ออินพุตเป็นสัญญาณยูนิตสเต็ป ซึ่งในระบบที่มีอันดับมากกว่าสามปริมาณเหล่านี้จะวิเคราะห์ได้ยากขึ้น

6.1.5 ผลตอบสนองชั่วขณะของระบบอันดับสองมาตรฐาน

ระบบควบคุมอันดับสองที่ถูกต้องนั้นไม่ค่อยพบในทางปฏิบัติ การวิเคราะห์โดยทั่วไปจะต้องทำให้อยู่ในรูปแบบพื้นฐานเสียก่อนเพื่อความเข้าใจต่อการวิเคราะห์และการออกแบบระบบอันดับที่สูงกว่า



รูปที่ 6.4 ระบบควบคุมอันดับสองมาตรฐาน

พิจารณาระบบควบคุมอันดับสองที่แสดงตามไดอะแกรมในรูปที่ 6.4 ฟังก์ชันถ่ายโอนแบบรูปเปิดของระบบคือ

$$G(s) = \frac{C(s)}{E(s)} = \frac{\omega_n^2}{s(s + 2\zeta\omega_n)} \quad (6.16)$$

เมื่อ ζ และ ω_n เป็น ค่าคงที่จำนวนจริง ฟังก์ชันถ่ายโอนรูปปิดของระบบ คือ

$$\frac{C(s)}{R(s)} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (6.17)$$

ระบบในรูปที่ 6.4 กับฟังก์ชันถ่ายโอนในสมการ (6.16) และ (6.17) คือ สมการสำหรับระบบอันดับสองมาตรฐาน (Standard Second-Order System)

สมการคุณลักษณะของระบบรูปปิดสามารถวิเคราะห์ได้โดยการกำหนดให้ส่วนของสมการ (6.17) เท่ากับศูนย์

$$\text{เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับ} \quad \Delta(s) = s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2 = 0 \quad \text{เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ในการค้า} \quad (6.18)$$

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่ออินพุทของระบบเป็นฟังก์ชันแบบยูนิตสเต็ป ($R(s) = \frac{1}{s}$) ผลตอบสนองที่เอาต์พุทของระบบสามารถได้จากการแปลงลาปลาซผกผัน

$$C(s) = \frac{\omega_n^2}{s(s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2)} \quad (6.19)$$

จากตารางการแปลงลาปลาซผกผัน ได้ผลลัพธ์ คือ

$$c(t) = 1 - \frac{e^{-\zeta\omega_n t}}{\sqrt{1-\zeta^2}} \sin(\omega_n \sqrt{1-\zeta^2} t + \cos^{-1} \zeta) \quad t \geq 0 \quad (6.20)$$

อัตราการหน่วง (Damping Ratio) และ แฟคเตอร์การหน่วง (Damping Factor)

ความสัมพันธ์ระหว่างรากของสมการคุณลักษณะและพฤติกรรมของผลตอบสนองต่อฟังก์ชันแบบยูนิตสเต็ป รากของสมการ (6.18) คือ

$$\begin{aligned} s_{1,2} &= -\zeta\omega_n \pm j\omega_n \sqrt{1-\zeta^2} \\ &= -\alpha \pm j\omega \end{aligned} \quad (6.21)$$

ความสำคัญทางฟิสิกส์ของค่าคงที่ ζ และ α อธิบายได้ในตอนนี้ พิจารณาสมการ (6.21) สังเกตว่า $\alpha = \zeta\omega_n$ และ α คือ ค่าคงที่คูณกับ t ในเทอมเอ็กโปเนนเชียลตามสมการ (6.20) ดังนั้น α เป็นตัวควบคุมอัตราการเพิ่มขึ้นและลดลงของผลตอบสนองแบบยูนิตสเต็ป $c(t)$ กล่าวอีกนัยหนึ่ง α ทำหน้าที่ควบคุมการหน่วง (Damping) ของระบบ ซึ่งเรียกว่า แฟคเตอร์การหน่วง (Damping Factor) หรือ ค่าคงที่การหน่วง (Damping Constant) ส่วนกลับของ α หรือ $\frac{1}{\alpha}$ เป็นสัดส่วนกับค่าคงที่ทางเวลา (time constant) ของระบบ

เมื่อรากของสมการคุณลักษณะเป็นจำนวนจริงที่มีค่าเท่ากัน เราเรียกระบบนั้นว่าเป็นระบบหน่วงวิกฤต (Critically Damped) จากสมการ (6.21) สังเกตได้ว่าการหน่วงวิกฤตเกิดขึ้นเมื่อ $\zeta=1$ ภายใต้สภาวะนี้ แฟคเตอร์การหน่วง คือ $\alpha = \omega_n$ ดังนั้น สามารถกำหนดให้ ζ เป็นอัตราการหน่วง (Damping Ratio) คือ

$$\zeta = \text{อัตราการหน่วง} = \frac{\alpha}{\omega_n} = \frac{\text{แฟคเตอร์การหน่วงที่เกิดขึ้นจริง}}{\text{แฟคเตอร์การหน่วงที่การหน่วงวิกฤต}} \quad (6.22)$$

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความถี่ไม่ถูกหน่วงธรรมชาติ (The Natural Undamped Frequency)

เมื่อพารามิเตอร์ ω_n ถูกกำหนดเป็นความถี่ไม่ถูกหน่วงธรรมชาติ จากสมการ (6.21) สังเกตได้ว่า เมื่อการหน่วงเป็นศูนย์ค่ารากของสมการคุณลักษณะเป็นจำนวนจินตภาพ และ จากสมการ (6.20) แสดงว่าผลตอบสนองแบบชูนิตสเต็ปเป็นรูปคลื่นซายน์บริสุทธิ์ ดังนั้น ω_n ตรงกับความถี่ของรูปคลื่นซายน์ที่ไม่ถูกหน่วง

จากสมการ (6.21) เมื่อ $0 < \zeta < 1$ ส่วนจินตภาพของรากมี Magnitude เป็น

$$\omega = \omega_n \sqrt{1 - \zeta^2} \quad (6.23)$$

ดังนั้น เมื่อ $\zeta \neq 0$ ผลตอบสนองของ $c(t)$ ไม่เป็นฟังก์ชันรยคาบ และ ω ที่กำหนดในสมการ (6.23) ไม่ใช่ความถี่ไม่ถูกหน่วงธรรมชาติ ในบางครั้ง ω ถูกกำหนดเป็นความถี่ที่มีเงื่อนไข (Conditional Frequency) หรือ ความถี่ถูกหน่วง (Damped Frequency)

ผลกระทบจากรากของสมการคุณลักษณะต่อการหน่วงของระบบอันดับสองถูกพิจารณาโดยรูปที่ 6.5 และ รูปที่ 6.6 ในรูปที่ 6.5 เมื่อ ω_n เป็นค่าคงที่ในขณะที่อัตราการหน่วง ζ เปลี่ยนแปลงจาก $-\infty$ ถึง $+\infty$ ซึ่งสามารถแบ่งประเภททางพลศาสตร์ของระบบตามค่าของ ζ ได้ดังต่อไปนี้

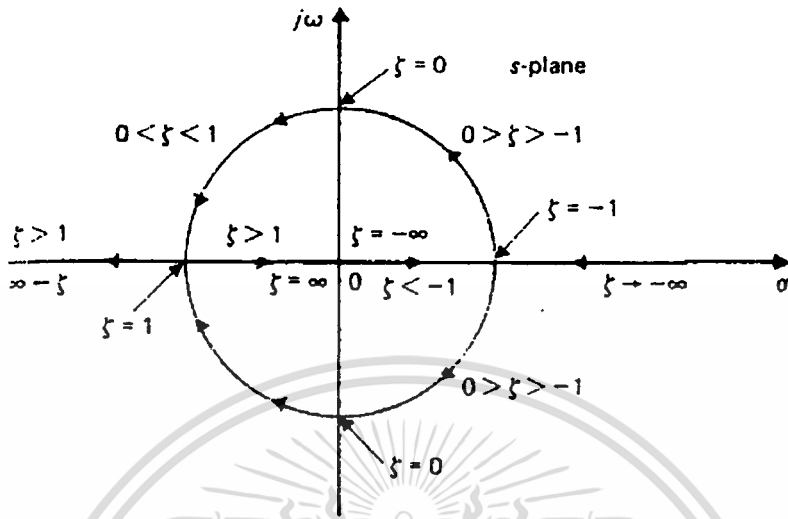
$$0 < \zeta < 1 : \quad s_{1,2} = -\zeta\omega_n \pm j\omega_n \sqrt{1 - \zeta^2} \quad (-\zeta\omega_n < 0) \quad \text{Underdamped}$$

$$\zeta = 1 : \quad s_{1,2} = -\omega_n \quad \text{Critically damped}$$

$$\zeta > 1 : \quad s_{1,2} = -\zeta\omega_n \pm \omega_n \sqrt{\zeta^2 - 1} \quad \text{Overdamped}$$

$$\zeta = 0 : \quad s_{1,2} = \pm j\omega_n \quad \text{Undamped}$$

$$\zeta < 0 : \quad s_{1,2} = -\zeta\omega_n \pm j\omega_n \sqrt{1 - \zeta^2} \quad (-\zeta\omega_n > 0) \quad \text{Negatively Damped}$$



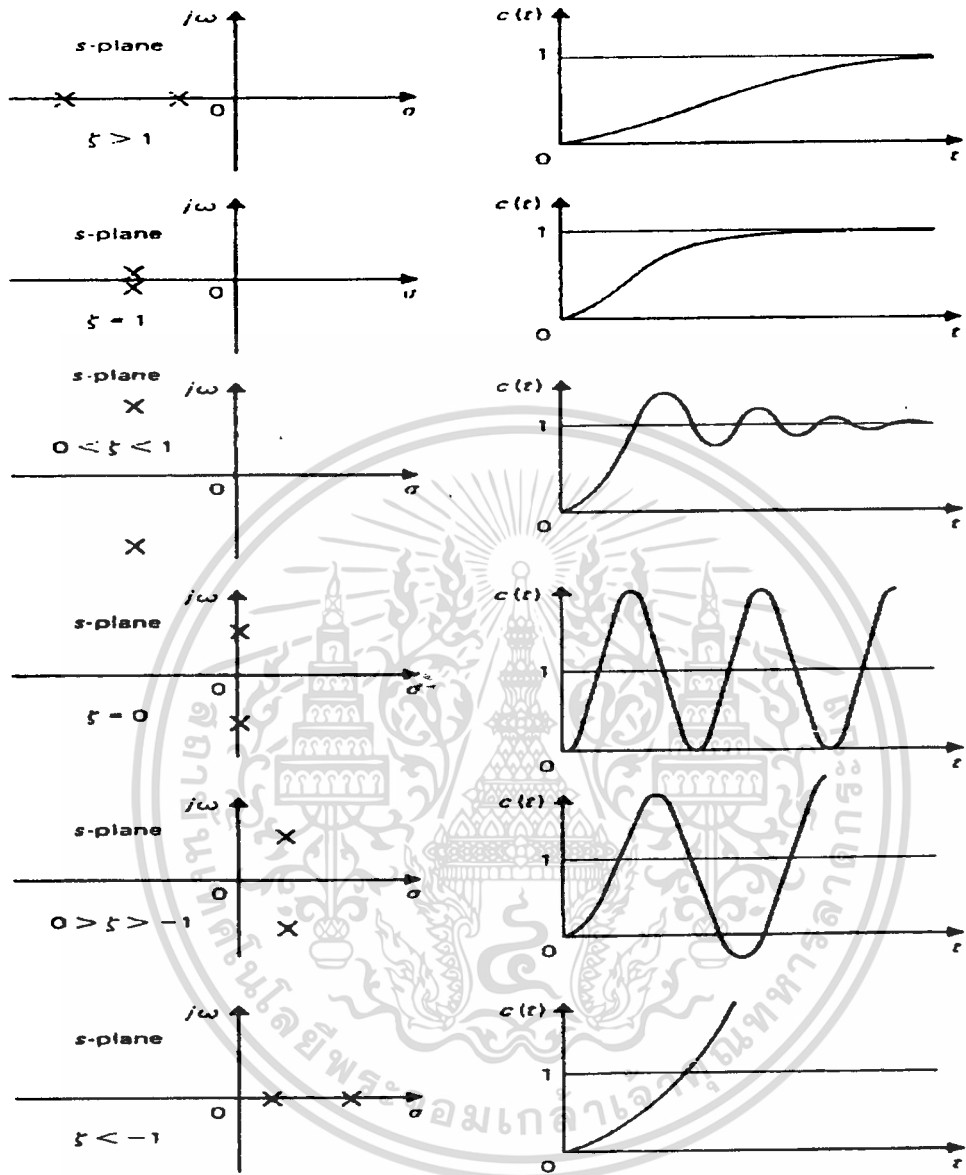
รูปที่ 6.5 ทางเดินรากของสมการคุณลักษณะในระบบอันดับสองมาตรฐาน
เมื่อ ω_n คงที่ และ อัตราการหน่วงเปลี่ยนแปลงจาก $-\infty$ ถึง $+\infty$

รูปที่ 6.6 แสดงให้เห็นผลตอบสนองแบบยูนิตสเต็ปที่ตรงกับค่ารากตำแหน่งต่างๆ ที่พิจารณา
ก่อนหน้านี้

การใช้งานในทางปฏิบัติ ระบบเสถียรภาพที่ $\zeta > 0$ เท่านั้น รูปที่ 6.7 แสดงผลตอบสนอง
แบบยูนิตสเต็ปตามสมการ (6.20) ที่แปรผันตามเวลา $\omega_n t$ สำหรับแต่ละค่าของอัตราการหน่วง ζ
สังเกตว่าผลตอบสนองมีการแกว่งมากขึ้นเมื่อค่า ζ ลดลง และ เมื่อ $\zeta \geq 1$ ผลตอบสนองไม่มี
โอเวอร์ชูท นั่นคือ ระหว่างสถานะชั่วขณะ $c(t)$ ผลตอบสนองมีค่าไม่มากกว่าผลตอบสนองคงตัว

6.2 การออกแบบระบบควบคุมทางโดเมนเวลา

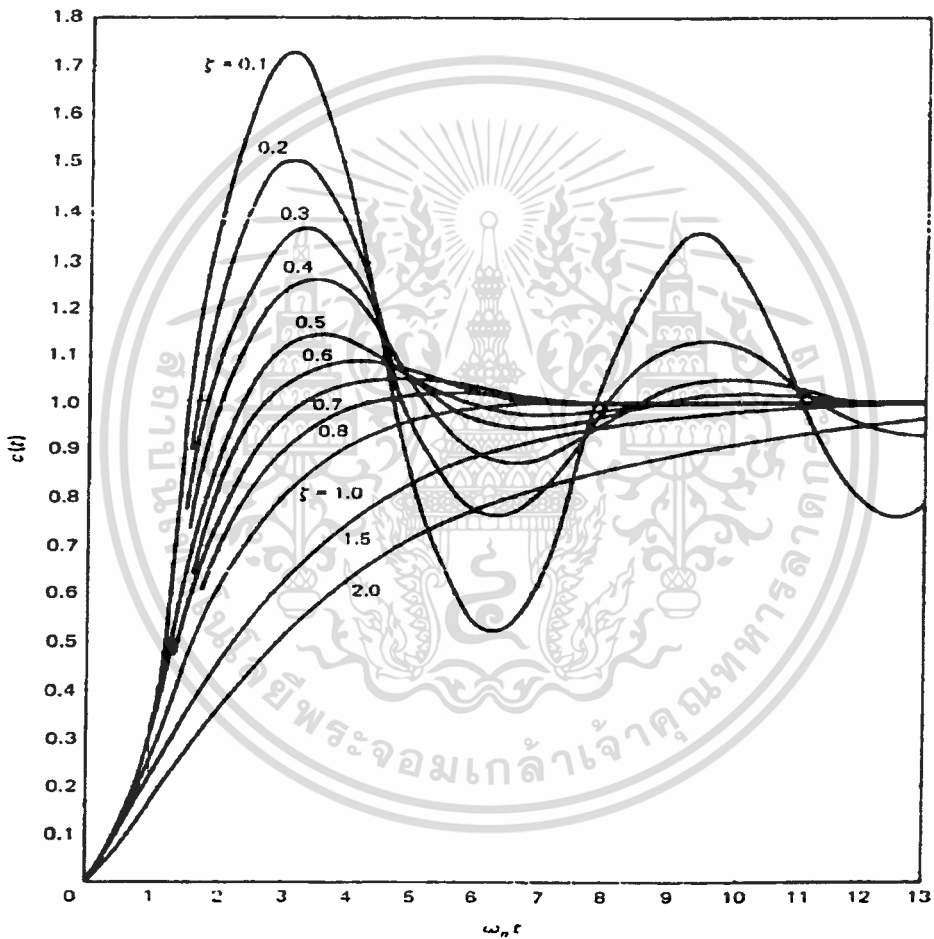
การออกแบบระบบควบคุมทางโดเมนของเวลา หมายถึง การใช้ประโยชน์จากคุณสมบัติทาง
โดเมนเวลา และ ข้อกำหนดของระบบที่ออกแบบ เนื้อหาที่แสดงในหัวข้อ 6.1 ก่อนหน้านี้แสดงให้เห็น
เห็นถึงความสัมพันธ์อย่างใกล้ชิดระหว่างคุณสมบัติทางโดเมนของเวลากับคุณลักษณะของ
ฟังก์ชันถ่ายโอนของระบบใน S-Plane ดังนั้น การออกแบบระบบควบคุมเชิงเส้นทางโดเมนของ
เวลาก็คือการกระทำกับ โพลและซีโรของฟังก์ชันถ่ายโอนใน S-Plane



รูปที่ 6.6 ผลตอบสนองแบบสเติร์ปที่ตำแหน่งค่ารากต่างๆของสมการคุณลักษณะ

จากการพิจารณาในหัวข้อ 6.1 คุณลักษณะทางโดเมนเวลาของระบบควบคุมเชิงเส้นสามารถแสดงด้วยผลตอบสนองชั่วขณะและผลตอบสนองในสภาวะคงตัวตัวของระบบเมื่อสัญญาณทดสอบถูกป้อนเข้าไปที่อินพุตเพื่อใช้ในการออกแบบตัวควบคุม สัญญาณทดสอบเหล่านี้โดยปกติอยู่ในรูปของฟังก์ชันยูนิตสเติร์ป หรือ ฟังก์ชันแรมปี หรือ ฟังก์ชันอื่นๆทางโดเมนของเวลา สำหรับอินพุตแบบฟังก์ชันยูนิตสเติร์ปแล้ว สมรรถนะของระบบควบคุมสามารถวัดได้จาก เปอร์เซ็นต์เอ็กสโพเนนเชียลสูงสุด, เวลาช่วงขึ้น และ เวลาเข้าที่ ของผลตอบสนองชั่วขณะให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

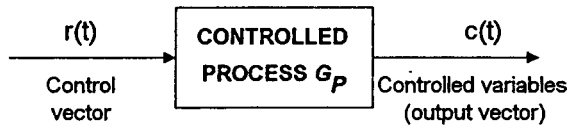
โดยเชิงปริมาณแล้ว อัตราการหน่วง (Damping Ratio) และ ความถี่ไม่ถูกหน่วงธรรมชาติ (Natural Undamped Frequency) สามารถใช้แสดงเสถียรภาพของระบบได้ ซึ่งปริมาณเหล่านี้สามารถวิเคราะห์ได้จริงสำหรับระบบอันดับสองมาตรฐานเท่านั้น ดังนั้น การออกแบบทางโดเมนเวลาข้อกำหนดสำหรับการออกแบบมักจะประกอบด้วยค่าโอเวอร์ชูทสูงสุดและพารามิเตอร์อื่นๆ



รูปที่ 6.7 ผลตอบสนองแบบยูนิตสตีปของระบบอันดับสองมาตรฐานที่อัตราหน่วงค่าต่างๆ

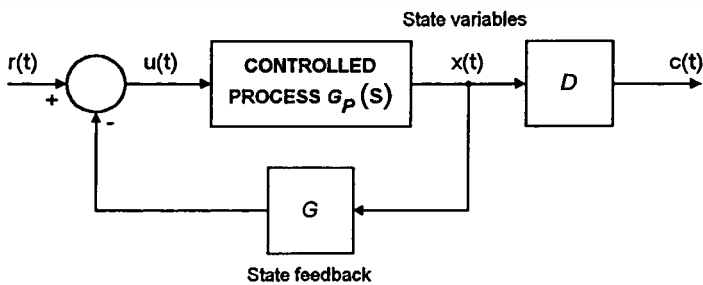
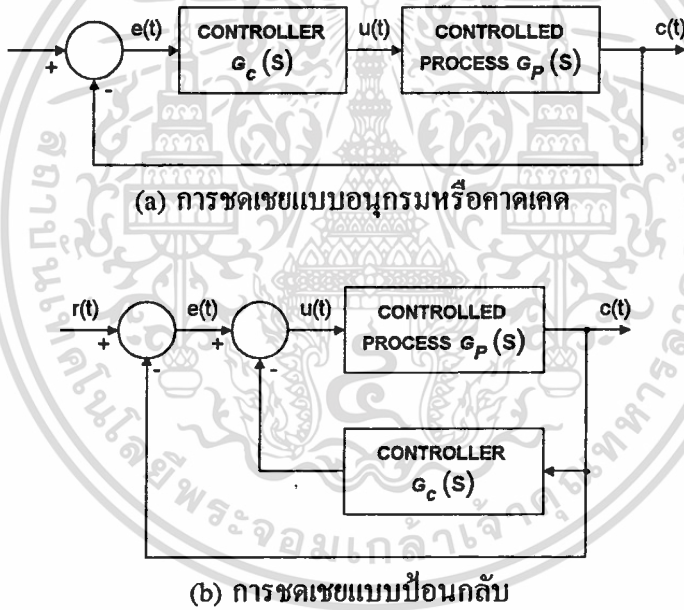
โดยทั่วไปพลศาสตร์ของกระบวนการควบคุมแบบเชิงเส้น สามารถแสดงด้วยโคอะแกรม รูปที่ 6.8 ซึ่งจุดมุ่งหมายของการออกแบบ คือ การควบคุมตัวแปรเอาต์พุต $c(t)$ ให้เป็นไปตามต้องการอย่างแม่นยำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 6.8 กระบวนการควบคุม

วิธีการออกแบบตัวควบคุมที่สะดวก ผู้ออกแบบต้องตัดสินใจเลือกโครงสร้างพื้นฐานของระบบที่ออกแบบเพื่อวางตัวควบคุมในตำแหน่งที่เหมาะสมกับกระบวนการที่ต้องการควบคุม และเนื่องจากการควบคุมหมายถึงการแก้ไขหรือการชดเชยคุณสมบัติทางสมรรถนะของระบบ ดังนั้นโครงสร้างของตัวควบคุมจึงเรียกว่าการชดเชย (Compensation)



รูปที่ 6.9 โครงสร้างพื้นฐานของตัวควบคุมแบบต่างๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 6.9 แสดงโครงสร้างของระบบควบคุมแบบต่างๆ โดยโครงสร้างในรูปที่ 6.9 (a) เป็นแบบที่นิยมใช้มากที่สุด ในกรณีนี้ ตัวควบคุมถูกวางอนุกรมกับกระบวนการ และ เรียกโครงสร้างแบบนี้ว่า การชดเชยแบบอนุกรมหรือแบบคาตเคด ในรูปที่ 6.9 (b) ตัวควบคุมถูกวางในส่วนป้อนกลับ และ เรียกโครงสร้างแบบนี้ว่าการชดเชยแบบป้อนกลับ รูปที่ 6.9 (c) แสดงระบบที่สร้างสัญญาณควบคุมจากการป้อนกลับของตัวแปรสถานะผ่าน Gain จำนวนจริงค่าคงที่ และ เรียกโครงสร้างแบบนี้ว่าการชดเชยแบบป้อนกลับสถานะ

6.3 คุณสมบัติของตัวควบคุมแบบ PID ทางโดเมนเวลา

ในระบบควบคุมที่ได้พิจารณาาก่อนหน้านี้ โดยทั่วไปตัวควบคุมแบบง่ายๆมีการขยายที่เป็น Gain ค่าคงที่ (K) ปฏิกริยาการควบคุมชนิดนี้รู้จักในรูปของการควบคุมแบบสัดส่วน (Proportional Control) ดังนั้น สัญญาณที่เอาที่พุทของตัวควบคุมจะมีความสัมพันธ์กับสัญญาณที่อินพุทของตัวควบคุมด้วยค่าคงที่สัดส่วนนี้

ในทางคณิตศาสตร์แล้วตัวควบคุมชนิดต่อเนื่องที่เป็นเชิงเส้นสามารถแบ่งหรือรวมเวลาของสัญญาณที่อินพุทได้ และ นอกจากการทำงานแบบสัดส่วนแล้ว สามารถพิจารณาตัวควบคุมชนิดต่อเนื่องต่อไปได้อีกว่าประกอบด้วยองค์ประกอบอื่นอีกหรือไม่ ซึ่งได้แก่ ตัวขยายสัญญาณ ตัวลดทอนสัญญาณ ดิฟเฟอเรนติเอเตอร์ และ อินทิเกรเตอร์ งานหลักของผู้ออกแบบ คือ การพิจารณาองค์ประกอบที่จะนำมาใช้เหล่านี้ว่า อะไรที่เหมาะสมกับกระบวนการ และ จะเชื่อมต่ออุปกรณ์เหล่านี้อย่างไร ตัวอย่างเช่น ตัวควบคุมที่รู้จักกันดีในทางปฏิบัติ คือ ตัวควบคุมแบบ PID ซึ่งหมายถึง Proportional , Integral และ Derivative โดยฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุมแบบ PID คือ

$$G_c(s) = K_P + K_D s + \frac{K_I}{s} \quad (6.24)$$

เมื่อ K_P , K_D และ K_I เป็นค่าคงที่จำนวนจริง การออกแบบ หมายถึง การหาค่าของค่าคงที่เหล่านี้เพื่อให้ระบบมีสมรรถนะที่ต้องการ การพิสูจน์ตัวควบคุมแบบ PID ที่สถานะนี้ทำให้เข้าใจความสำคัญขององค์ประกอบ Proportional , Derivative และ Integral ที่มีต่อสมรรถนะทางโดเมนเวลาของระบบควบคุมได้ดีขึ้น โดยจะพิสูจน์ผลกระทบของการควบคุมแบบ Derivative และ การควบคุมแบบ Integral แยกออกจากกัน

รูปที่ 6.10 แสดงโคจรแอมพลิจูดของระบบควบคุมป้อนกลับที่มีกระบวนการอันดับสองแบบมาตรฐาน โดยมีฟังก์ชันถ่ายโอน คือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$G_p(s) = \frac{\omega_n^2}{s(s+2\zeta\omega_n)} \quad (6.25)$$

ตัวควบคุมแบบอนุกรมเป็นชนิด PD (Proportional-Derivative) มีฟังก์ชันถ่ายโอน คือ

$$G_c(s) = K_P + K_D s \quad (6.26)$$

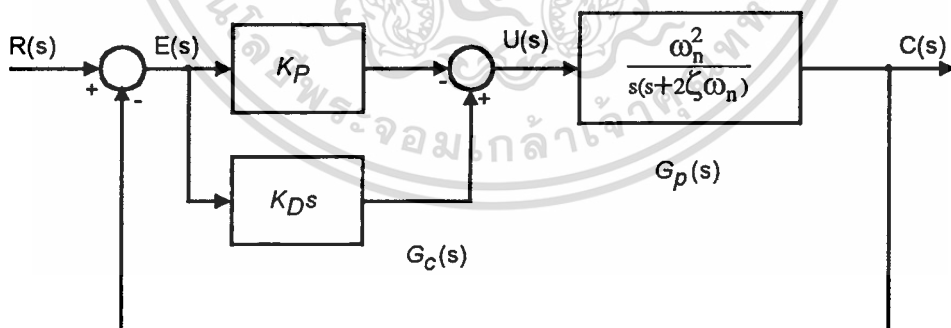
สัญญาณควบคุม คือ

$$u(t) = K_P e(t) + K_D \frac{de(t)}{dt} \quad (6.27)$$

ฟังก์ชันถ่ายโอนแบบรูปเปิดของระบบทั้งหมด คือ

$$G(s) = G_c(s)G_p(s) = \frac{C(s)}{E(s)} = \frac{\omega_n^2(K_P + K_D s)}{s(s+2\zeta\omega_n)} \quad (6.28)$$

สังเกตว่าการควบคุมแบบ PD เป็นการเพิ่มขีโรที่ตำแหน่ง $s = -\frac{K_P}{K_D}$ ในฟังก์ชันถ่ายโอนแบบรูปเปิด

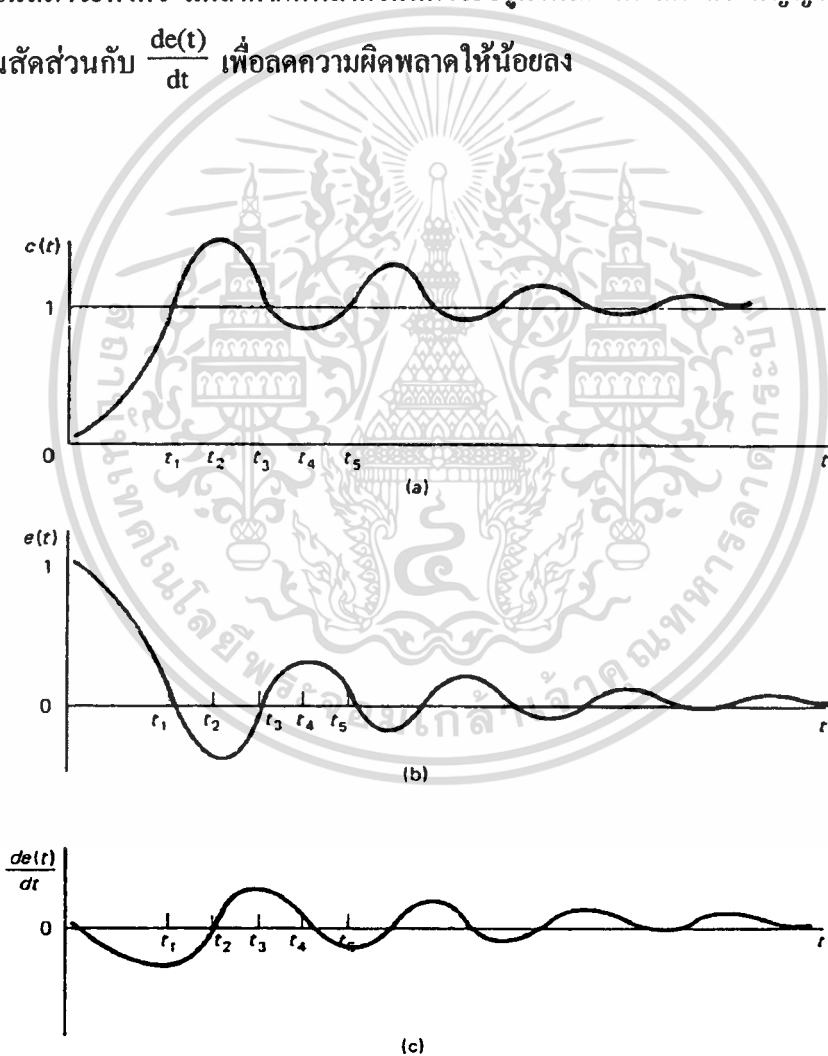


รูปที่ 6.10 ระบบควบคุมกับการควบคุมแบบ PD

ผลลัพธ์ของการควบคุมแบบ Derivative ต่อผลตอบสนองชั่วขณะของระบบควบคุมป้อนกลับสามารถพิสูจน์ได้ โดยการพิจารณาผลตอบสนองต่อเวลาที่แสดงในรูปที่ 6.11 สมมุติว่าผลตอบสนองแบบยูนิตสเต็ปของระบบเกิดจากการควบคุมแบบ Proportional เพียงอย่างเดียว ดังแสดงในรูปที่ 6.11 (a) ซึ่งมีค่าโอเวอร์ชูตสูงสุดสูงมาก และ ก่อนข้างมีการแกว่ง สัญญาณผิดพลาดเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(error) ซึ่งเป็นความแตกต่างระหว่างอินพุตแบบยูนิตสเต็ปกับ $c(t)$ และ การดิฟอินพุตเทียบกับ เวลา $\frac{de(t)}{dt}$ ดังแสดงในรูปที่ 6.11 (b) และ (c) ตามลำดับ คุณสมบัติโอเวอร์ชูทและการแกว่ง สามารถแสดงให้เห็นใน $e(t)$ และ $\frac{de(t)}{dt}$

สังเกตได้อย่างชัดเจนว่าการควบคุมแบบ Derivative มีผลต่อระบบเมื่อค่าผิดพลาดในสภาวะคงตัวเปลี่ยนแปลงเมื่อเทียบกับเวลาเท่านั้น แต่ถ้าหากค่าผิดพลาดในสภาวะคงตัวของระบบคงที่เมื่อเทียบกับเวลา ผลลัพธ์การดิฟค่าผิดพลาดนี้เป็นศูนย์ทำให้การควบคุมแบบ Derivative นี้ไม่มีผลต่อค่าผิดพลาดในสภาวะคงตัว แต่ถ้าค่าผิดพลาดในสภาวะอยู่ตัวเพิ่มขึ้นตามเวลา สัญญาณเอาต์พุตจะถูกแก้ไขเป็นสัดส่วนกับ $\frac{de(t)}{dt}$ เพื่อลดความผิดพลาดให้น้อยลง



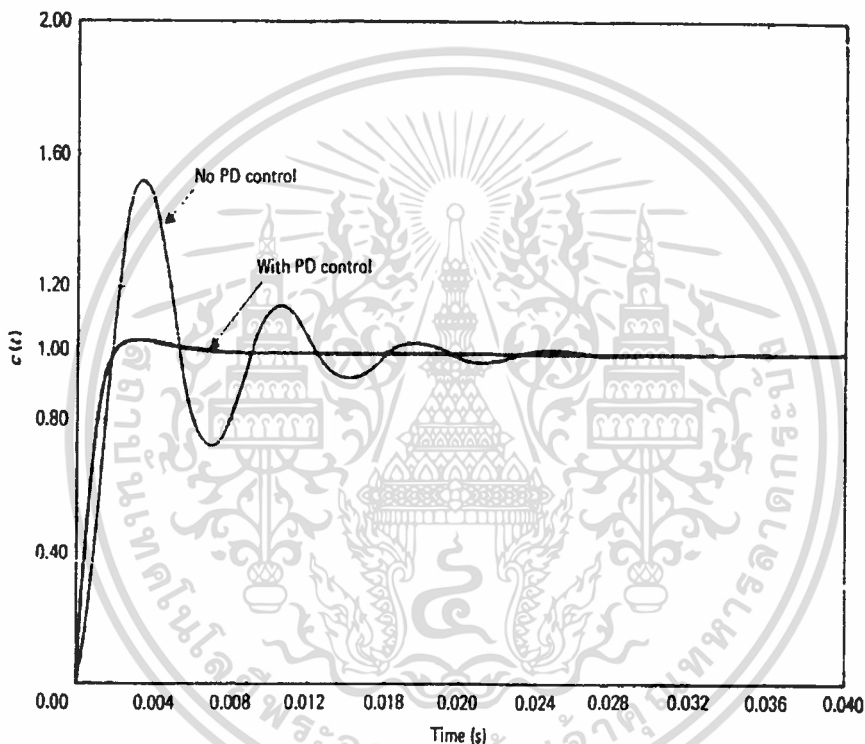
รูปที่ 6.11 รูปคลื่นของ $c(t)$, $e(t)$ และ $\frac{de(t)}{dt}$ ของการควบคุมแบบ derivative

(a) ผลตอบสนองแบบยูนิตสเต็ป (b) สัญญาณค่าผิดพลาด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สง (c) อัตราการเปลี่ยนแปลงต่อเวลาของสัญญาณค่าผิดพลาดไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 6.12 แสดงผลตอบสนองแบบยูนิตสตีปของระบบลูปปิดที่ใช้และไม่ใช้การควบคุมแบบ PD จะเห็นว่า การควบคุมแบบ PD ทำให้ค่าโอเวอร์ชูตสูงสุดลดลงอย่างมาก นอกจากนี้ ผลกระทบของ Derivative ของตัวควบคุมแบบ PD ยังทำให้ค่าไรส์ไทม์เร็วขึ้นด้วย

ข้อเสียของการควบคุมแบบ Derivative คือ มีความไวต่อสัญญาณรบกวนมาก จึงไม่เหมาะกับกระบวนการที่มีการเปลี่ยนแปลงได้ง่าย เช่น ระบบควบคุมการไหล หรือ ระบบควบคุมแรงดัน

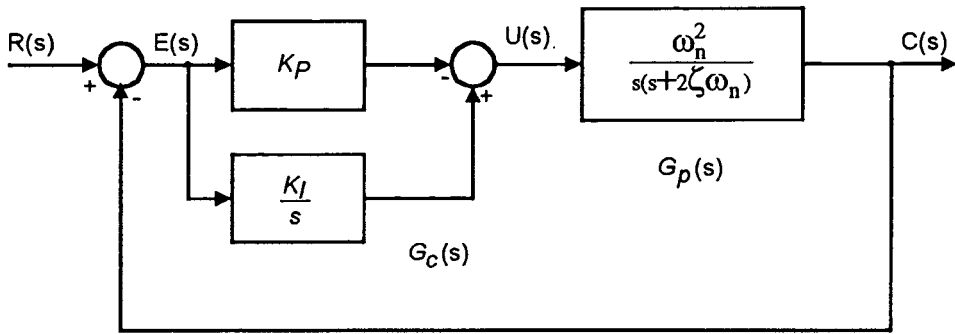


รูปที่ 6.12 ผลตอบสนองแบบยูนิตสตีปของการควบคุมแบบ PD

ส่วนอินทิกรัลของตัวควบคุมแบบ PID ทำให้เกิดสัญญาณที่เป็นสัดส่วนกับการรวมเวลาของ อินพุตของตัวควบคุม รูปที่ 6.13 พิจารณาบล็อกไดอะแกรมของระบบควบคุมที่มีกระบวนการ อันดับสองแบบมาตรฐานตามฟังก์ชันถ่ายโอน $G_p(s)$ และ ตัวควบคุมเป็นการควบคุมแบบ PI (Proportional-Integral) ฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุมแบบ PI คือ

$$G_c(s) = K_P + \frac{K_I}{s} \quad (6.29)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 6.13 ระบบควบคุมกับการควบคุมแบบ PI

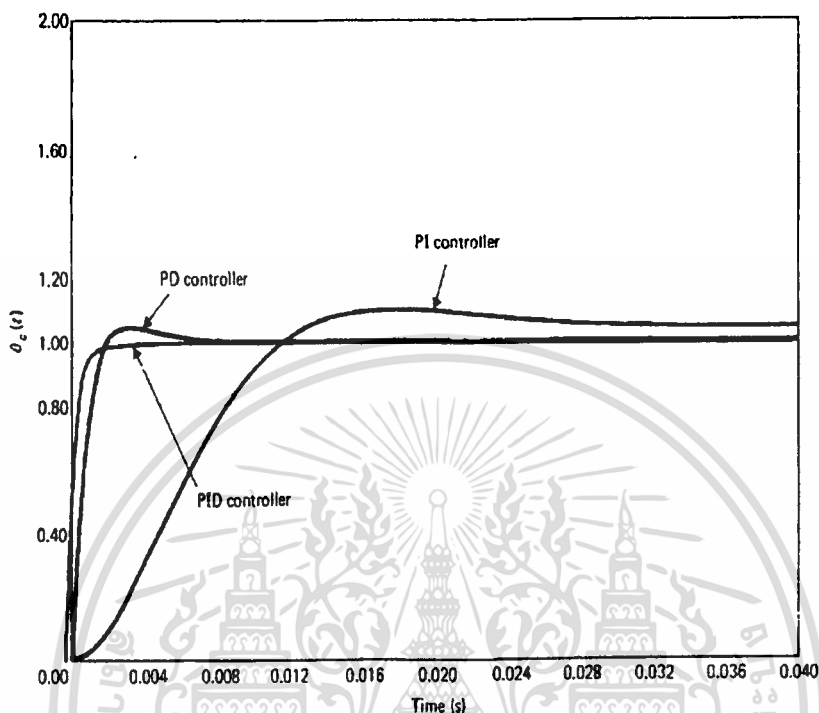
ฟังก์ชันถ่ายโอนของระบบทั้งหมด คือ

$$G(s) = G_c(s)G_p(s) = \frac{\omega_n^2(K_P s + K_I)}{s^2(s + 2\zeta\omega_n)} \quad (6.30)$$

สังเกตได้ว่า ตัวควบคุมแบบ PI จะเพิ่มซีโรที่ตำแหน่ง $s = -\frac{K_I}{K_P}$ และ เพิ่มโพลที่ $s = 0$ ในฟังก์ชันถ่ายโอนแบบรูปเปิด ผลกระทบที่เห็นได้ชัดอย่างหนึ่งของการควบคุมแบบอินทิกรัลนี้ ก็ เป็นการเพิ่มอันดับให้ระบบอีกหนึ่งอันดับ สิ่งสำคัญอีกประการหนึ่ง คือ type ของระบบถูกเพิ่มขึ้นอีกหนึ่ง ดังนั้น ค่าผิดพลาดในสภาวะคงตัวของระบบเดิมที่ปราศจากการควบคุมแบบอินทิกรัลถูกปรับปรุงอีกหนึ่งอันดับ นั่นคือ ถ้าค่าผิดพลาดในสภาวะคงตัวกับอินพุทที่ให้คงที่ การควบคุมแบบอินทิกรัลลดค่าผิดพลาดลงเป็นศูนย์ (ทำให้ระบบสุดท้ายมีเสถียรภาพ) ในกรณีของสมการ (6.30) ระบบรูปปิดในรูป 6.13 จะมีค่าผิดพลาดในสภาวะคงตัวเป็นศูนย์เมื่ออินพุทอ้างอิงเป็นฟังก์ชันแรมปี อย่างไรก็ตาม เนื่องจากระบบเป็นระบบอันดับสามทำให้ระบบอาจจะเสถียรภาพน้อยกว่าระบบอันดับสองเดิม หรือ อาจทำให้ระบบไม่เสถียรภาพ ถ้าเลือกพารามิเตอร์ K_P และ K_I ไม่เหมาะสมกับระบบ

ผลตอบสนองแบบยูนิตสตีปของระบบที่ชดเชยด้วยตัวควบคุมแบบ PI แสดงในรูปที่ 6.14 สังเกตว่าแม้ว่าผลตอบสนองถูกหน่วงอย่างดี แต่การควบคุมแบบอินทิกรัลทำให้ผลตอบสนองแบบสตีปมีเวลาช่วงขึ้น (Rise Time) และ เวลาเข้าที่ (Sittling Time) นาน

ระบบควบคุมแบบ PI จะใช้ได้กับระบบที่มีการเปลี่ยนแปลงโหลดมากๆ ได้ แต่โหลดจะต้องเปลี่ยนแปลงอย่างช้าๆ เมื่อเทียบกับ T_I เพื่อป้องกันไม่ให้เกิดการแกว่งจากโอเวอร์ชูทของการอินทิกรัล และ ระบบที่ใช้การควบคุมแบบนี้มักจะให้โอเวอร์ชูทสูงก่อนที่จะเข้าสู่เวลาเข้าที่



รูปที่ 6.14 ผลตอบสนองแบบยูนิตสแก็ปของระบบควบคุมที่ใช้การควบคุมแบบ PD , PI และ PID

6.4 การออกแบบตัวควบคุมแบบ PID

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

1. พิจารณาว่าตัวควบคุมแบบ PID ประกอบด้วยส่วนที่เป็น PI เชื่อมต่อแบบคาสเคดกับส่วนที่เป็น PD ฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุมแบบ PID สามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$G_c(s) = K_P + K_D s + \frac{K_I}{s} = (1 + K_{D1} s)(K_{P2} + \frac{K_{I2}}{s}) \quad (6.31)$$

ค่าคงที่สัดส่วนของส่วน PD ถูกเจ็ทให้เป็นหนึ่ง ดังนั้น เราต้องการพารามิเตอร์เพียง 3 ตัวใน ตัวควบคุมแบบ PID จากการเท่ากันทั้งสองข้างของสมการ (6.31) เราได้

$$K_p = K_{P2} + K_{D1}K_{I2} \quad (6.32)$$

$$K_D = K_{D1}K_{P2} \quad (6.33)$$

$$K_I = K_{I2} \quad (6.34)$$

2. พิจารณาว่าส่วน PI มีผลกระทบจากการเลือกค่า K_{I2} และ K_{P2} ซึ่งความต้องการต่อเวลา ช่วงขึ้นของระบบถูกทำให้พอใจ ค่าผิดพลาดในสภาวะอยู่ตัวของระบบถูกแก้ไขด้วยอันดับหนึ่ง ไม่ได้เกี่ยวข้องกับค่าโอเวอร์ชูทสูงสุดที่สถานะนี้ ซึ่งอาจจะมาก

3. ใช้ส่วน PD ลดโอเวอร์ชูทสูงสุด เลือกค่า K_{D1} ที่ทำให้ได้ความหน่วงที่ต้องการ

4. ค่าของ K_p, K_D และ K_I ถูกพบโดยใช้สมการ (6.32) ถึง (6.34)

อีกทางหนึ่ง เราสามารถออกแบบตัวควบคุมแบบ PD ในขั้นแรกด้วยการเลือกค่า K_{D1} ที่เหมาะสม ซึ่งเป็นไปได้ว่าการกระทำของตัวควบคุมแบบ PD เพียงอย่างเดียวอาจไม่เพียงพอที่จะทำให้ความเสถียรภาพที่ต้องการได้ ขั้นสุดท้าย ส่วน PI ของตัวควบคุมแบบ PID ถูกออกแบบให้ได้ตามข้อกำหนดทางสมรรถนะที่ต้องการ

จากระบบอันดับสองมาตรฐาน จะเห็นว่าถ้าเราเลือกข้อกำหนดของผลตอบสนองทางเวลา ซึ่งได้แก่ เวลาช่วงขึ้น ค่าโอเวอร์ชูทสูงสุด อัตราการหน่วง จะทำให้เราสามารถหาค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมที่ทำให้ระบบมีผลตอบสนองทางเวลาที่ต้องการได้

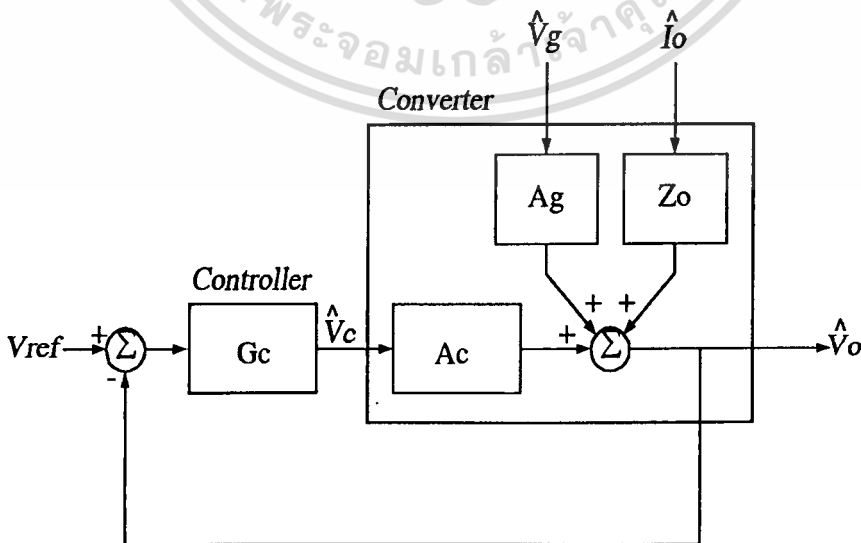
บทที่ 7

การออกแบบตัวควบคุมสำหรับคอนเวอร์เตอร์แบบพช-พวล

บทนี้แสดงขั้นตอนการออกแบบตัวควบคุมด้วยวิธีการที่นำเสนอสำหรับคอนเวอร์เตอร์แบบ พช-พวลที่ควบคุมด้วยโหมดกระแส โดยใช้ข้อมูลและข้อกำหนดของคอนเวอร์เตอร์ที่ออกแบบโดย Liaw [5] เพื่อสะดวกต่อการนำผลการออกแบบที่ได้มาวิเคราะห์เปรียบเทียบกัน ได้อย่างชัดเจน

7.1 ระบบควบคุมสำหรับคอนเวอร์เตอร์

การควบคุมแรงดันเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์เพื่อให้ผลการตอบสนองที่เอาต์พุตต่อการ เปลี่ยนแปลงที่โหลด หรือต่อการเปลี่ยนแปลงที่แรงดันอินพุตอยู่ภายใต้ข้อกำหนดนั้น จำเป็นต้องมี ระบบควบคุมป้อนกลับ ตามไคอะแกรมรูปที่ 7.1 ซึ่งประกอบด้วยโมเดลของตัวควบคุมและ โมเดล ของคอนเวอร์เตอร์ แรงดันเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์ \hat{V}_o ถูกเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิง V_{ref} ผลการเปรียบเทียบจะถูกส่งผ่านไปยังตัวควบคุมทำให้เกิดแรงดันควบคุม \hat{V}_c ที่ทำหน้าที่ปรับความถี่ ไซเกิลสำหรับคอนเวอร์เตอร์ โดยตัวควบคุมจะเป็นตัวกำหนดการตอบสนองในสภาวะอยู่ตัวและ สภาวะชั่วขณะของคอนเวอร์เตอร์



รูปที่ 7.1 โครงสร้างของระบบคอนเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โมเดลแบบสัญญาณขนาดเล็กของคอนเวอร์เตอร์ สามารถแบ่งได้เป็นสามส่วน ดังนี้ คือ

1. Control-to-Output Transfer Function :

$$A_c = \frac{\hat{V}_o}{\hat{V}_c}$$

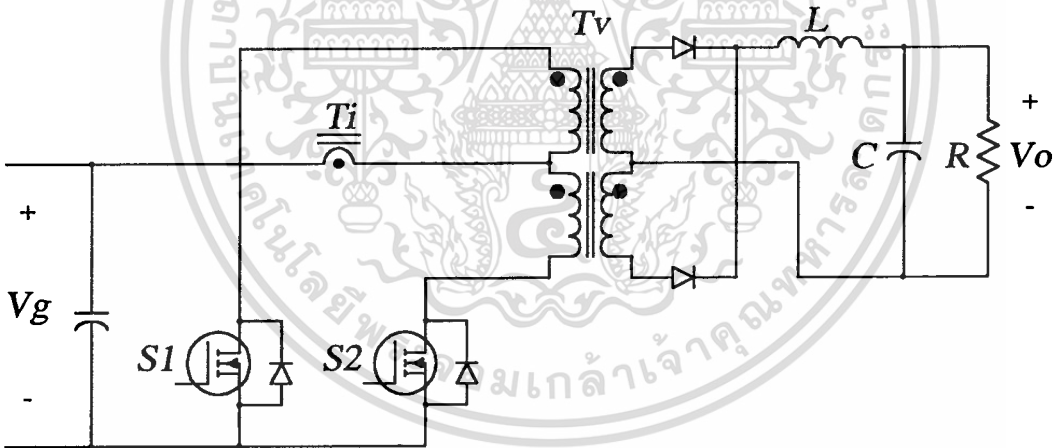
2. Line-to-Output Transfer Function :

$$A_g = \frac{\hat{V}_o}{\hat{V}_g}$$

3. Output-Impedance function :

$$Z_o = \frac{\hat{V}_o}{\hat{I}_o}$$

7.2 โมเดลของคอนเวอร์เตอร์แบบพุก-พุลที่ควบคุมด้วยโหมคระแส



รูปที่ 7.2 วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบพุก-พุล

ข้อมูลของคอนเวอร์เตอร์แบบพุก-พุลที่ควบคุมด้วยโหมคระแส ตามรูปที่ 7.2 ซึ่งออกแบบโดย Liaw [5] รายละเอียดดังต่อไปนี้ คือ

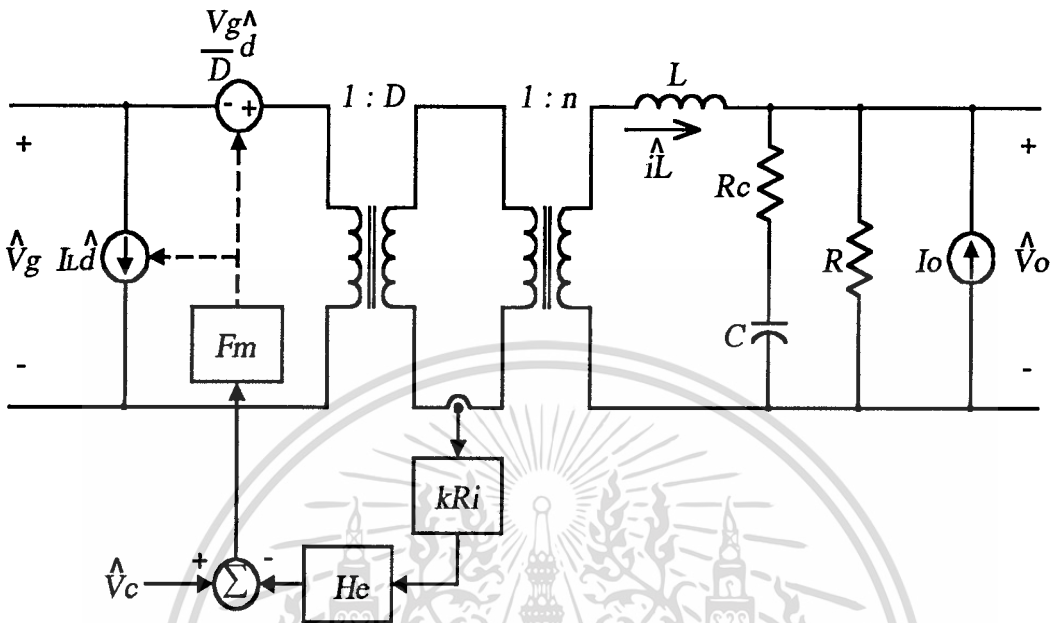
$$V_g = 48V, V_o = 5V, I_o = 5A, f_s = 57.47kHz, R = 1\Omega, R_i = 20\Omega, C = 3300\mu F,$$

$$R_c = 40m\Omega, L = 230\mu H, n = 0.333, k = 0.0545, D = 0.36 \text{ และ } m_c = 10.$$

คอนเวอร์เตอร์แบบพุก-พุลดังกล่าว สามารถวิเคราะห์โมเดลแบบสัญญาณขนาดเล็ก ได้ดัง

รูปที่ 7.3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 7.3 โมเดลแบบสัญญาณขนาดเล็กสำหรับคอนเวอร์เตอร์แบบพุช-พูล
ที่ควบคุมด้วยโหมดกระแส

ในการออกแบบตัวควบคุม จำเป็นต้องจัดวงจรสมมูลย์ของคอนเวอร์เตอร์ใหม่ โดยจากวงจรสมมูลย์ในรูปที่ 7.3 สามารถวิเคราะห์ฟังก์ชันถ่ายโอนของคอนเวอร์เตอร์ได้ตามโคอะแกรม รูปที่ 7.4

แต่ละบล็อกในรูปที่ 7.4 มีฟังก์ชันถ่ายโอน ดังต่อไปนี้

$$F_1 = nD \frac{1+sCR_c}{\Delta} \quad (7.1)$$

$$F_2 = nV_g \frac{1+sCR_c}{\Delta} \quad (7.2)$$

$$F_3 = \frac{nD}{R} \frac{1+sCR}{\Delta} \quad (7.3)$$

$$F_4 = \frac{nV_g}{R} \frac{1+sCR}{\Delta} \quad (7.4)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$F_5 = \frac{-(1+sCR)}{\Delta} \quad (7.5)$$

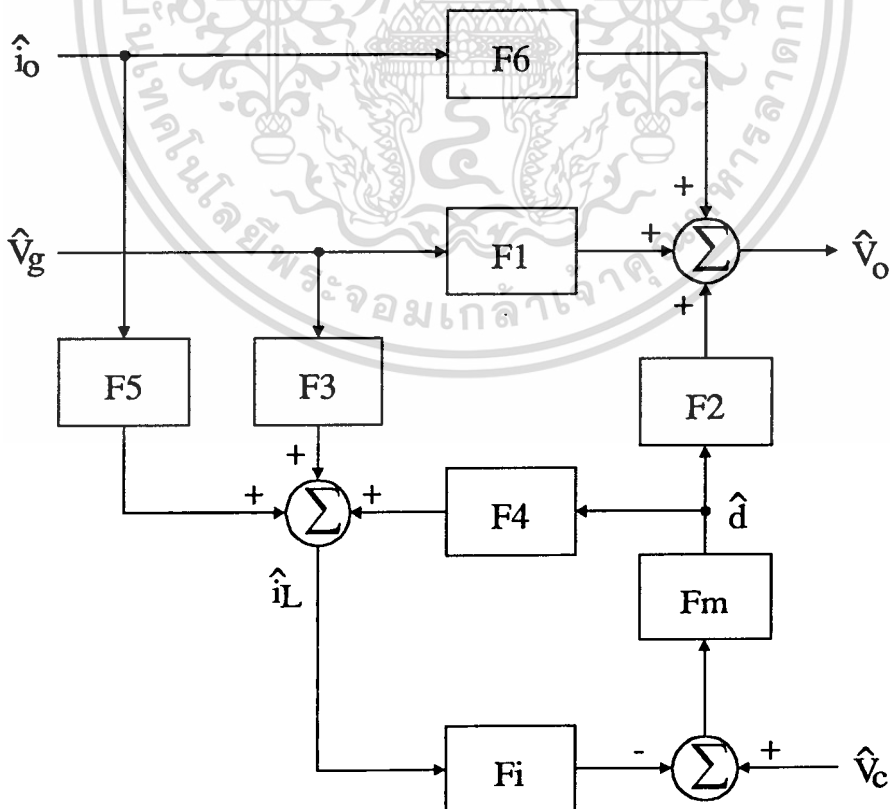
$$F_6 = \frac{sL(1+sCR_c)}{\Delta} \quad (7.6)$$

$$F_i = nkR_i H_e \quad (7.7)$$

$$\Delta \doteq s^2 LC + s\left(\frac{L}{R} + CR_c\right) + 1 \quad (7.8)$$

พิจารณาจากรูปที่ 7.4 ได้ Current-Loop Gain คือ

$$T_i = F_4 F_m F_i \quad (7.9)$$



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับรูปที่ 7.4 ฟังก์ชันถ่ายโอนของคอนเวอร์เตอร์ให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และสามารถวิเคราะห์ฟังก์ชันถ่ายโอนของคอนเวอร์เตอร์ทั้งหมดได้จาก

Control-to-Output Transfer Function :

$$A_c = \frac{\hat{V}_o}{\hat{V}_c} \Big|_{(\hat{V}_g = \hat{i}_o = 0)} = \frac{F_2 F_m}{1 + T_i} \quad (7.10)$$

Line-to-Output Transfer Function :

$$A_g = \frac{\hat{V}_o}{\hat{V}_g} \Big|_{(\hat{V}_c = \hat{i}_o = 0)} = F_1 - \frac{F_2 F_3 F_m F_i}{1 + T_i} \quad (7.11)$$

Output-Impedance Function :

$$Z_o = \frac{\hat{V}_o}{\hat{I}_o} \Big|_{(\hat{V}_g = \hat{V}_c = 0)} = F_6 - \frac{F_2 F_5 F_m F_i}{1 + T_i} \quad (7.12)$$

พิจารณาจากสมการ (7.1)-(7.12) และข้อมูลตาม Liaw [5] สามารถวิเคราะห์ฟังก์ชันถ่ายโอนของคอนเวอร์เตอร์ที่ควบคุมด้วยโหมคกระแส ในรูปที่ 7.3 คือ

$$A_c = \frac{3.5048 \cdot 10^9 s + 2.6552 \cdot 10^{13}}{s^3 + 3.3089 \cdot 10^6 s^2 + 3.3489 \cdot 10^{10} s + 1.4384 \cdot 10^{13}} \quad (7.13)$$

$$A_g = \frac{7.49 \cdot 10^7 s + 5.6742 \cdot 10^{11}}{s^3 + 3.3089 \cdot 10^6 s^2 + 3.3489 \cdot 10^{10} s + 1.4384 \cdot 10^{13}} \quad (7.14)$$

$$Z_o = \frac{4.0 \cdot 10^{-3} s^3 + 1.32265 \cdot 10^5 s^2 + 2.2771 \cdot 10^9 s + 9.6552 \cdot 10^{12}}{s^3 + 3.3089 \cdot 10^6 s^2 + 3.3489 \cdot 10^{10} s + 1.4384 \cdot 10^{13}} \quad (7.15)$$

7.3 การลดอันดับของโมเดลของคอนเวอร์เตอร์

เมื่อพิจารณาสมการ (7.13) (7.14) (7.15) สังเกตได้ว่าฟังก์ชันถ่ายโอน A_c , A_g และ Z_o เป็นสมการอันดับสาม ซึ่งมีอันดับสูงเกินไปทำให้การออกแบบตัวควบคุมทำได้ยากลำบาก ดังนั้น เพื่อความง่ายในการออกแบบ จึงจำเป็นต้องลดอันดับของฟังก์ชันโอนลงเสียก่อน การลดอันดับของเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โมเดลในงานวิจัยนี้ใช้หลักการของการกระจายพลังงาน [4] ซึ่งหลักการกระจายกำลังนี้แสดงให้เห็นว่าเมื่อพิจารณาการกระจายพลังงานของระบบหนึ่งจะมีการกระจายของพลังงานอยู่ตามโพลต่างๆ เมื่อพิจารณาปริมาณของพลังงานบนโพลเหล่านี้แล้วสามารถตัดโพลที่มีการกระจายพลังงานอยู่น้อยออกไปได้ การตัดโพลที่มีปริมาณของพลังงานน้อยดังกล่าวก็คือการลดอันดับของโมเดลของระบบลง

เรารู้ว่าคุณสมบัติในโดเมนความถี่ของ A_c, A_g และ Z_o ของคอนเวอร์เตอร์ที่ควบคุมด้วยโหมคกระแสแปรผันกับค่าชดเชยความชัน (m_c) [3] ดังนั้น ถ้าสามารถเลือกค่า m_c ที่เหมาะสมจะทำให้สามารถลดอันดับฟังก์ชันถ่ายโอนได้ และ สามารถปรับปรุงเสถียรการทำงานของระบบคอนเวอร์เตอร์ให้ดีขึ้นด้วย

ตารางที่ 7.1 แสดงว่าเมื่อ $m_c = 1$ โพลของฟังก์ชันถ่ายโอนมีโพลที่เป็นจำนวนจริงและโพลที่เป็นจำนวนเชิงซ้อน โดยพลังงานส่วนใหญ่กระจายอยู่ที่โพลที่เป็นจำนวนเชิงซ้อน แต่เมื่อค่า m_c เพิ่มขึ้นโพลทุกตัวของฟังก์ชันถ่ายโอนจะเป็นจำนวนจริง และ พลังงานกระจายไปอยู่ที่โพลที่เป็นจำนวนจริง เมื่อ $m_c = 10$ พลังงานเกือบทั้งหมดอยู่ที่โพลที่เป็นจำนวนจริงที่มีค่าน้อยที่สุด เมื่อเพิ่มค่า m_c อีก พลังงานของระบบกลับมากกระจายอยู่ที่โพลจำนวนเชิงซ้อนอีกครั้งหนึ่ง

จากตารางที่ 7.1 เมื่อ $m_c = 10$ จะเห็นได้ว่า สัดส่วนการกระจายกำลังส่วนใหญ่ของระบบตกอยู่ที่โพลค่า -449.46 เพียงตัวเดียว ดังนั้น เมื่อตัดโพลที่มีการกระจายพลังงานน้อยทิ้งไป และเลือกยังคงไว้โพลที่มีสัดส่วนการกระจายพลังงานมากที่สุด นั่นคือ -449.46 แล้วนำมาวิเคราะห์ส่วนของฟังก์ชันถ่ายโอน ดังนั้น สมการที่ (7.13)-(7.15) สามารถลดอันดับได้เป็น

$$A_c = \frac{829.69}{s + 449.46} \quad (7.16)$$

$$A_g = \frac{17.73}{s + 449.46} \quad (7.17)$$

$$Z_o = 0.04 + \frac{283.69}{s + 449.46} \quad (7.18)$$

การเปรียบเทียบผลการตอบสนองต่อความถี่ของฟังก์ชันถ่ายโอนเดิมและฟังก์ชันถ่ายโอนที่ลดอันดับแล้วของ A_c, A_g และ Z_o แสดงในรูปที่ 7.5 ซึ่งมีความใกล้เคียงกันมาก

รูปที่ 7.6 แสดงผลตอบสนองต่อสัญญาณอินพุทแบบ Unit-Step ของฟังก์ชันถ่ายโอนที่ลด

อันดับแล้วเปรียบเทียบกับฟังก์ชันถ่ายโอนเดิม

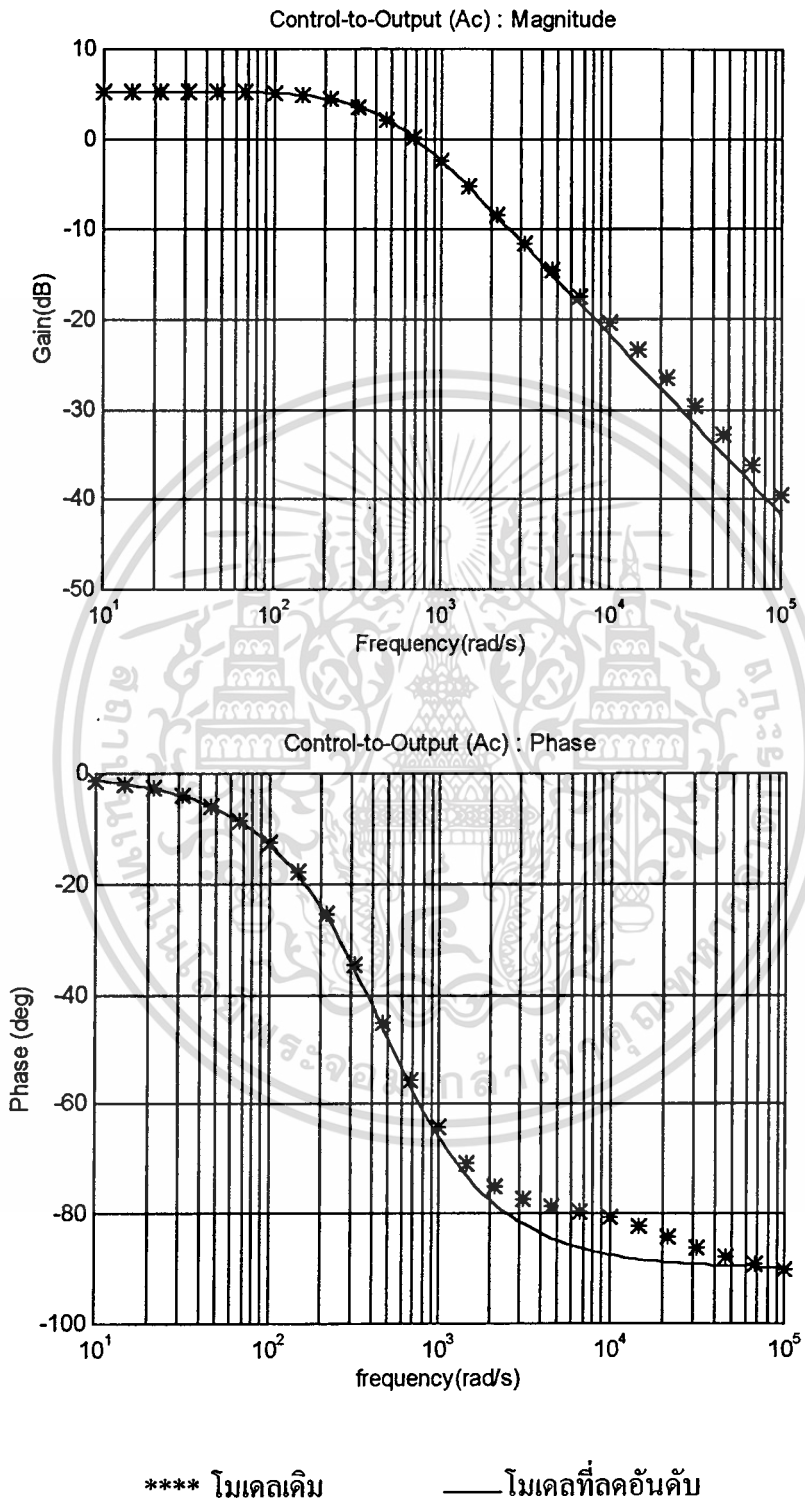
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

m_c	Poles	การกระจายพลังงาน (Dj)		
		Ac	Ag	Zo
1.0	$-3.9247 \times 10^4 \pm$			
	$j1.7421 \times 10^5$	69.28%	69.28	-0.02%
	-3.1726×10^6	30.72%	30.72%	100.02%
	$\gamma(0)$	3.543×10^3	1.618×10^{-2}	1.323×10^2
2.0	-3.4458×10^5	-10.95%	-10.98%	0.00%
	-9.2792×10^4	40.53%	40.53%	-0.04%
	-3.3154×10^2	70.46%	70.46%	99.96%
	$\gamma(0)$	2.740×10^3	2.691×10^{-2}	1.257×10^2
4.0	-1.1267×10^6	-0.39%	-0.39%	0.00%
	-2.8442×10^4	14.32%	14.32%	-0.03%
	-3.6032×10^2	86.07%	86.07%	100.04%
	$\gamma(0)$	2.054×10^3	8.071×10^{-2}	1.142×10^2
10.0	-3.2987×10^6	-0.02%	-0.02%	0.00%
	-9.7013×10^3	2.98%	2.98%	-0.01%
	-4.4946×10^2	97.13%	97.13%	100.01%
	$\gamma(0)$	1.464×10^3	1.773×10^{-1}	8.954×10^1
20.0	-6.8927×10^6	0.00%	0.00%	0.00%
	-4.4888×10^3	-9.88%	-9.88%	-0.36%
	-6.1772×10^2	109.88%	109.88%	100.36%
	$\gamma(0)$	1.021×10^3	1.003×10^0	6.663×10^1
40.0	-1.4073×10^7	0.00%	0.00%	0.00%
	$-1.3722 \times 10^3 \pm$	100.00%	100.00%	100.00%
	$j3.8358 \times 10^2$			
	$\gamma(0)$	6.151×10^2	12.417×10^0	4.751×10^1

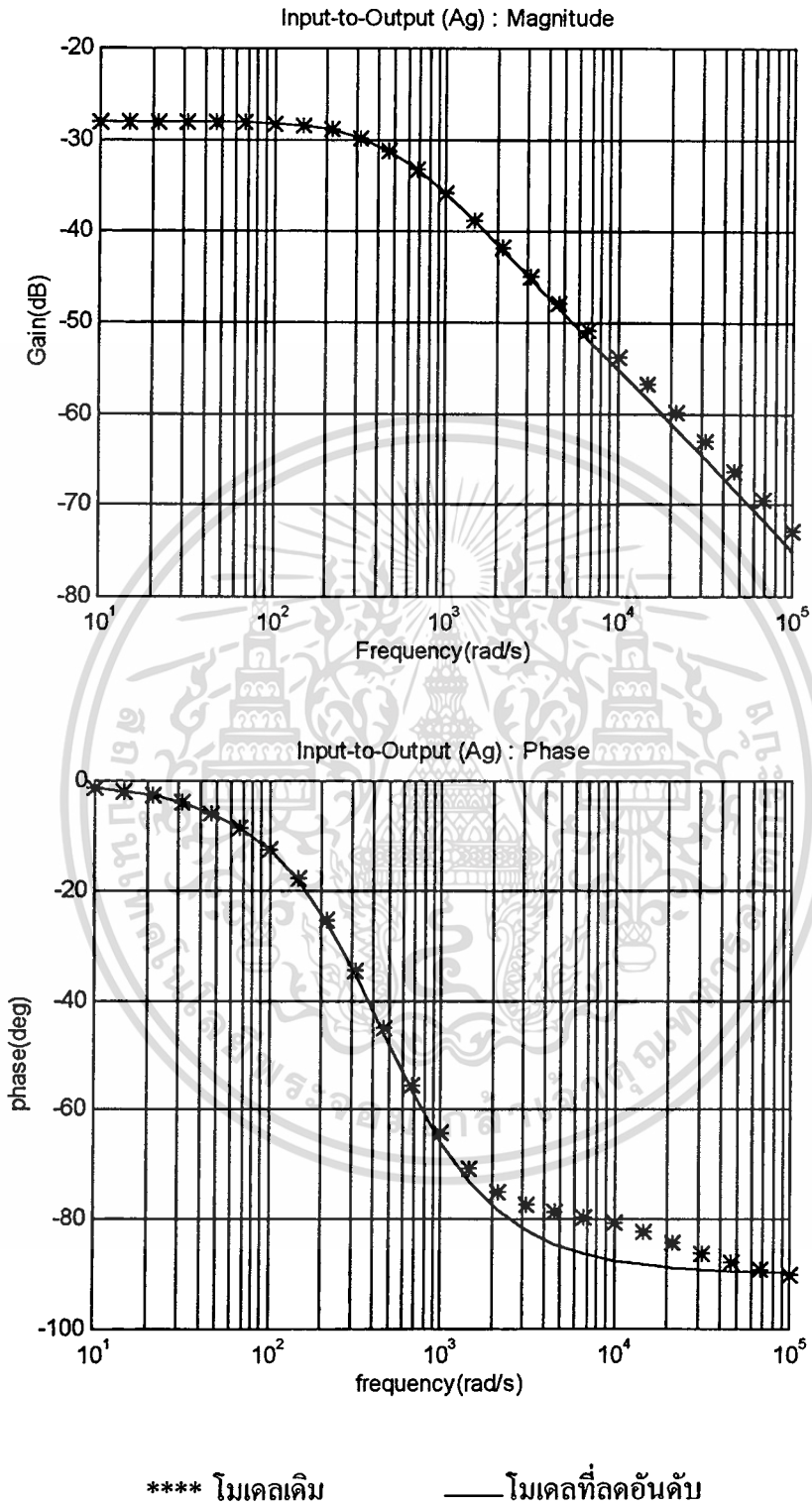
ตารางที่ 7.1 แสดงสัดส่วนการกระจายพลังงานของแต่ละโพลตามสมการ (7.13) (7.14) (7.15)

เอกสารนี้เป็นเอกสารเมื่อมีการขั้วของความสัมพันธ์ (m_c) ที่ค่าต่างๆกัน ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



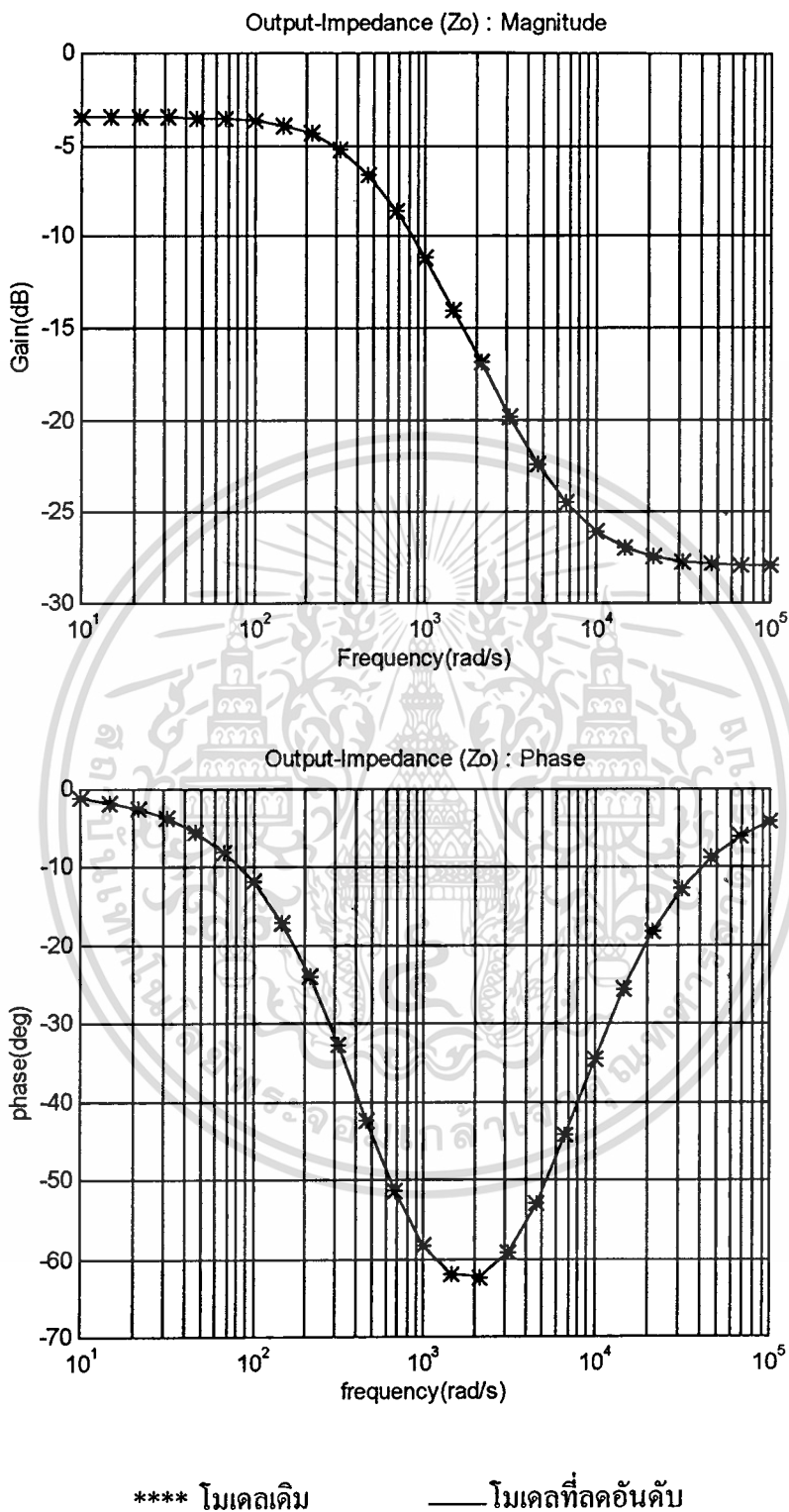
รูปที่ 7.5 (a) ผลตอบสนองทางความถี่ (Magnitude , Phase) ของ A_c

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



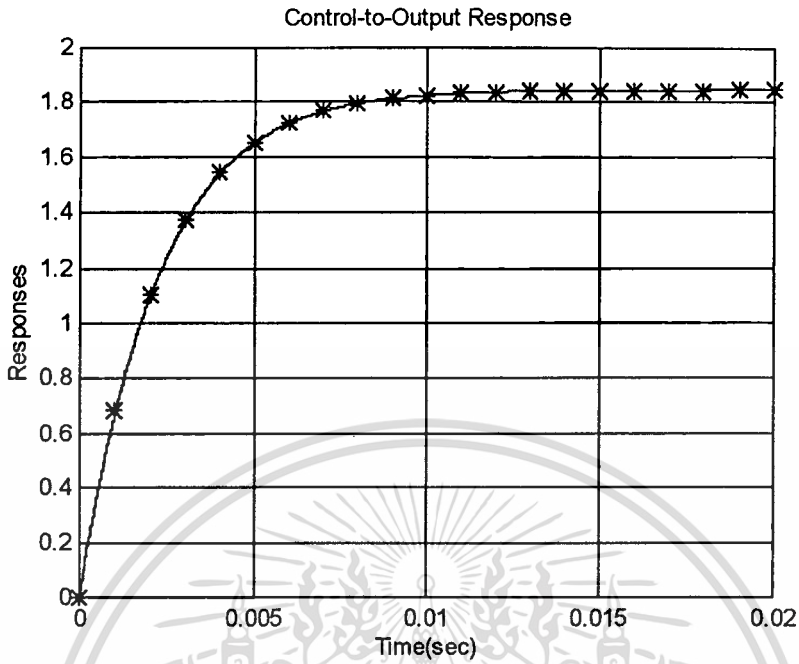
รูปที่ 7.5 (b) ผลตอบสนองทางความถี่ (Magnitude , Phase) ของ A_g

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



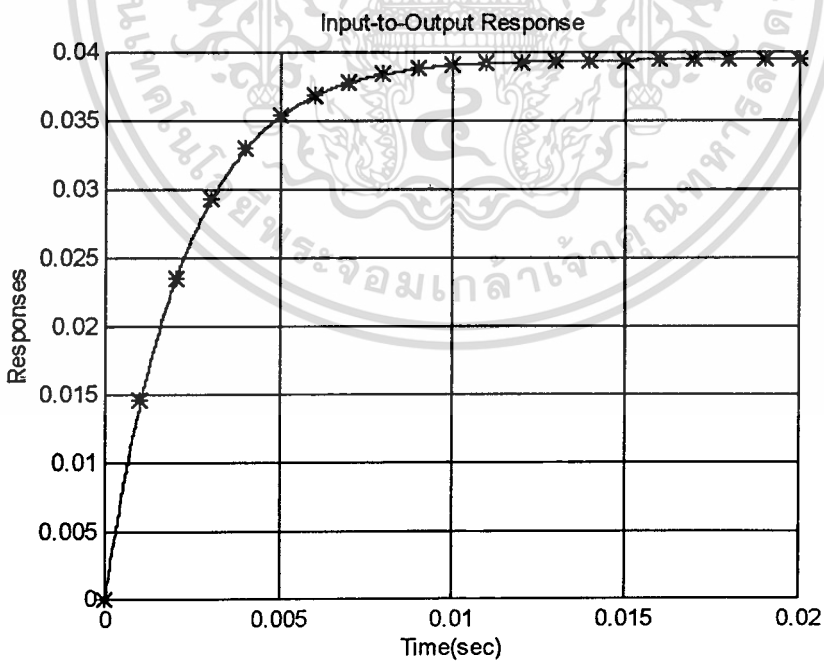
รูปที่ 7.5 (c) ผลตอบสนองทางความถี่ (Magnitude , Phase) ของ Z_o

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



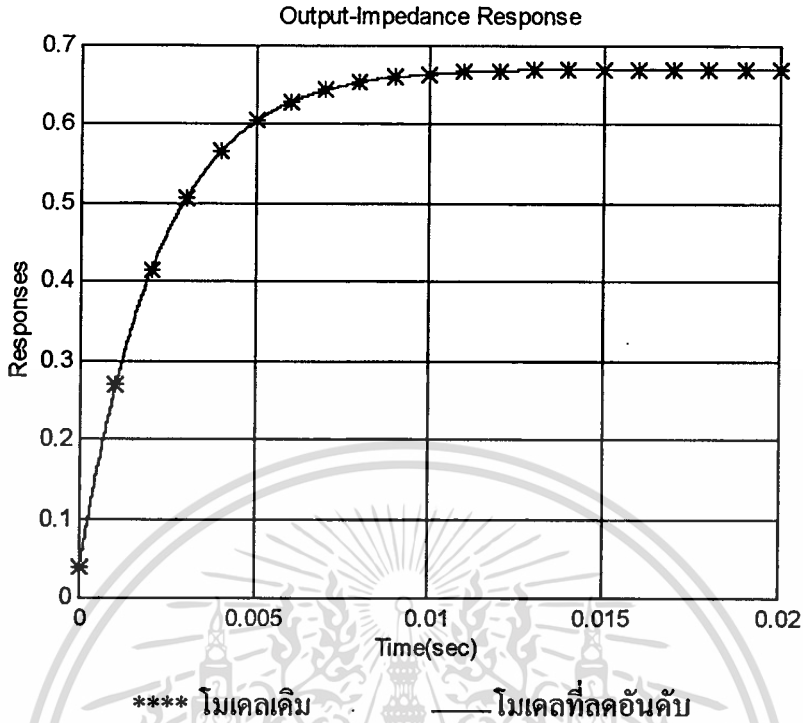
**** โมเดลเดิม — โมเดลที่ลดอันดับ

รูปที่ 7.6 (a) ผลตอบสนองต่ออินพุทแบบ Unit-Step ของ A_c



**** โมเดลเดิม — โมเดลที่ลดอันดับ

รูปที่ 7.6 (b) ผลตอบสนองต่ออินพุทแบบ Unit-Step ของ A_g



รูปที่ 7.6 (c) ผลตอบสนองต่ออินพุทแบบ Unit-Step ของ Z_o

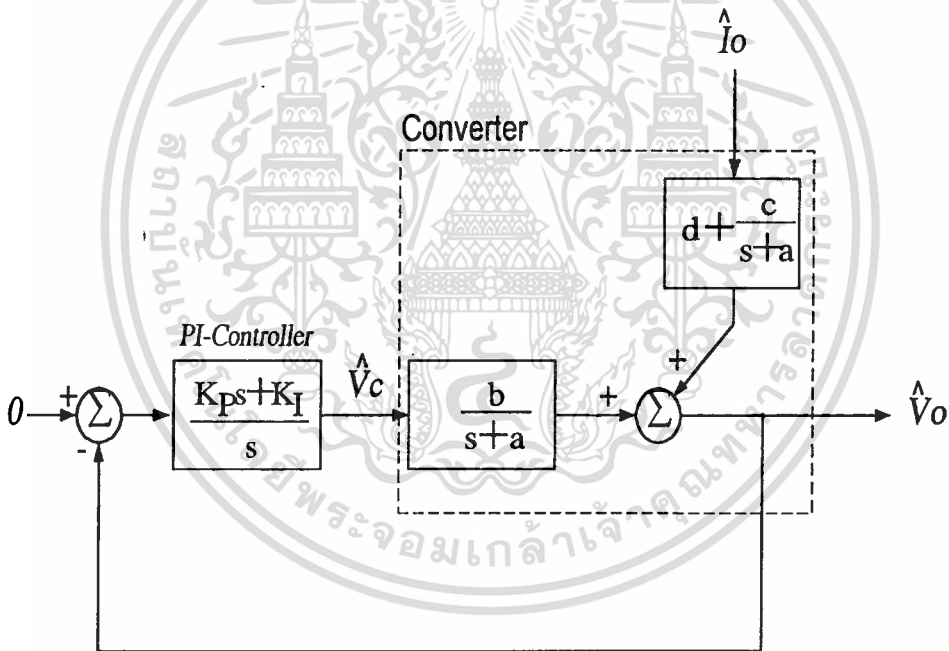
7.4 การวิเคราะห์ค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมแบบ PI

การวิเคราะห์ค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมในวิทยานิพนธ์นี้ เสนอใช้วิธีเทียบสัมประสิทธิ์ของสมการคุณลักษณะระหว่างระบบควบคุมลูปิดที่ออกแบบกับระบบอันดับสองรูปแบบมาตรฐานทั่วไป โดยมีข้อกำหนดคือกำหนดให้อัตราหน่วง (Damping Ratio) เป็น 1 ซึ่งด้วยวิธีการเทียบสัมประสิทธิ์ดังกล่าวทำให้วิเคราะห์ค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมได้ง่ายกว่าการใช้ระเบียบวิธีเชิงตัวเลขของ Liaw [5] ซึ่งมีขั้นตอนที่ยุ่งยากและต้องกำหนดขอบเขตอย่างหยาบๆของค่าตอบเสียก่อนจึงจะสามารถหาค่าตอบที่ถูกต้องได้

การเปลี่ยนแปลงกระแสไหลลัดของคอนเวอร์เตอร์เป็นจำนวนมากและโดยทันทีทันใด ทำให้แรงดันเอาต์พุทในสถานะชั่วขณะของคอนเวอร์เตอร์เปลี่ยนแปลงไปเท่ากับ $-(\Delta I_o) \cdot (ESR)$ [7] เมื่อ ESR คือ ค่าความต้านทานแฝง (Equivalent Series Resistance) ในคาปาซิเตอร์กรองแรงดันเอาต์พุทของคอนเวอร์เตอร์ และ ΔI_o คือ ค่ากระแสเอาต์พุทที่เปลี่ยนแปลงไป และ เนื่องจากแรงดันเอาต์พุทที่เปลี่ยนแปลงไปชั่วขณะที่ไม่อาจหลีกเลี่ยงได้ ดังนั้น ตัวควบคุมต้องทำหน้าที่ต่อจากนั้นเพื่อปรับแรงดันเอาต์พุทให้กลับเข้าสู่ค่าปกติโดยเร็วและไม่ทำให้เกิดแรงดันแกว่งไปมา ซึ่งอาจเป็นอันตรายต่อโหลดที่ต่ออยู่กับเอาต์พุทของคอนเวอร์เตอร์

ในคอนเวอร์เตอร์ที่ควบคุมด้วยโหมดกระแสการเปลี่ยนแปลงแรงดันอินพุทมีผลต่อแรงดันเอาต์พุทน้อยมากเมื่อเปรียบเทียบกับ การเปลี่ยนแปลงโหลด ดังนั้น ความแปรปรวนจากแรงดันอินพุทที่จะมีผลต่อแรงดันเอาต์พุทสามารถถูกตัดออกไปได้ทำให้การออกแบบตัวควบคุมง่ายขึ้น เมื่อแทนโมเดลของคอนเวอร์เตอร์ที่ลดอันดับแล้วและโมเดลของตัวควบคุมแบบ PI ที่ทำหน้าที่ทำให้ระบบมีการตอบสนองอย่างรวดเร็วและลดค่าผิดพลาดในสภาวะคงตัว ลงในไดอะแกรม รูปที่ 7.7 โมเดลโดยรวมของระบบคอนเวอร์เตอร์แบบลูปปิด คือ

$$\frac{\hat{V}_o}{\hat{I}_o} = \frac{ds^2 + (ad + c)s}{s^2 + (a + bK_P)s + bK_I} \quad (7.19)$$



รูปที่ 7.7 บล็อกไดอะแกรมของคอนเวอร์เตอร์ที่ควบคุมแบบลูปปิด

การตอบสนองของแรงดันเอาต์พุทต่อการเปลี่ยนแปลงกระแสโหลดแบบ unit-step คือ

$$\hat{V}_o(s) = -\frac{ds + (ad + c)}{s^2 + (a + bK_P)s + bK_I} \quad (7.20)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พิจารณาจากระบบอันดับสองมาตรฐาน (Standard Second-Order System) [6] ฟังก์ชันถ่ายโอนของระบบรูปปิด คือ

$$\frac{C(s)}{R(s)} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (7.21)$$

การตอบสนองในสถานะชั่วขณะ (Transient Response) ของระบบควบคุมชนิดนี้ แปรผันกับรากของสมการคุณลักษณะ

เทียบสัมประสิทธิ์ระหว่างสมการคุณลักษณะ (7.20) และ (7.21) ได้ผลลัพธ์ คือ

$$2\zeta\omega_n = (a + bK_p) \quad (7.22)$$

และ

$$\omega_n^2 = bK_I \quad (7.23)$$

พิจารณาจากผลการตอบสนองต่ออินพุตแบบยูนิตสเต็ปของระบบอันดับสอง สังเกตได้ว่าที่อัตราส่วนหน่วง (dampint ratio) $\zeta=1$ ทำให้การตอบสนองของระบบสามารถเข้าสู่ค่า Settling โดยไม่ทำให้เกิดเวอร์ซุท และใช้เวลาเข้าที่ (Settling Time) น้อยกว่ากรณีที่ $\zeta>1$ ดังนั้น จากสมการ (7.22) และ (7.23) จะได้

$$2\sqrt{bK_I} = (a + bK_p) \quad (7.24)$$

สมการคุณลักษณะของฟังก์ชันถ่ายโอน (7.20) สามารถหาค่ารากได้จาก

$$s^2 + (a + bK_p)s + bK_I = (s + \sqrt{bK_I})^2 \quad (7.25)$$

สมการ (7.20) สามารถแยกเศษส่วนย่อยได้เป็น

$$\frac{ds + (ad + c)}{(s + \sqrt{bK_I})^2} = -\frac{A}{(s + \sqrt{bK_I})} - \frac{B}{(s + \sqrt{bK_I})^2} \quad (7.26)$$

เอกสารนี้เมื่อเทียบสัมประสิทธิ์ได้ผลลัพธ์ คือ เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$A = d \quad , \quad B = (ad + c - d\sqrt{bK_I}) \quad (7.27)$$

เมื่อเขียนสมการ (7.20) ใหม่ได้เป็น

$$\hat{V}_o(s) = -\left(\frac{d}{s + \sqrt{bK_I}} + \frac{ad + c - d\sqrt{bK_I}}{(s + \sqrt{bK_I})^2} \right) \quad (7.28)$$

การวิเคราะห์หาเวลาในการตอบสนองที่ตำแหน่งเกิดแรงดันเอาต์พุตแปรปรวนสูงสุด สามารถวิเคราะห์ได้จากเงื่อนไข $\frac{d\hat{V}_o(t)}{dt} = 0$ ดังนั้น

$$d\sqrt{bK_I} \cdot e^{-\sqrt{bK_I} \cdot t} = (ad + c - d\sqrt{bK_I}) \left(-\sqrt{bK_I} \cdot e^{-\sqrt{bK_I} \cdot t} + e^{-\sqrt{bK_I} \cdot t} \right) \quad (7.29)$$

กำหนดให้แรงดันแปรปรวนเอาต์พุตมีค่าสูงสุดเกิดขึ้นเมื่อเวลา $t = 0$ ดังนั้น จากสมการ (7.29) ได้

$$d\sqrt{bK_I} = ad + c - d\sqrt{bK_I}$$

$$K_I = \frac{1}{b} \left(\frac{ad + c}{2d} \right)^2 \quad (7.30)$$

สรุปพารามิเตอร์ของตัวควบคุมสามารถคำนวณได้จากสมการ (7.24) และ (7.30)

การวิเคราะห์พารามิเตอร์ของตัวควบคุมด้วยวิธีเทียบสัมประสิทธิ์นี้ สังเกตได้ว่า เมื่อทราบโมเดลของคอนเวอร์เตอร์ที่ลดอันดับแล้ว ก็สามารถนำไปสู่การวิเคราะห์ค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมได้ทันที โดยไม่จำเป็นต้องเสียเวลาทำการวิเคราะห์ตามวิธีเชิงตัวเลขเหมือนวิธีของ Liaw [5]

บทที่ 8

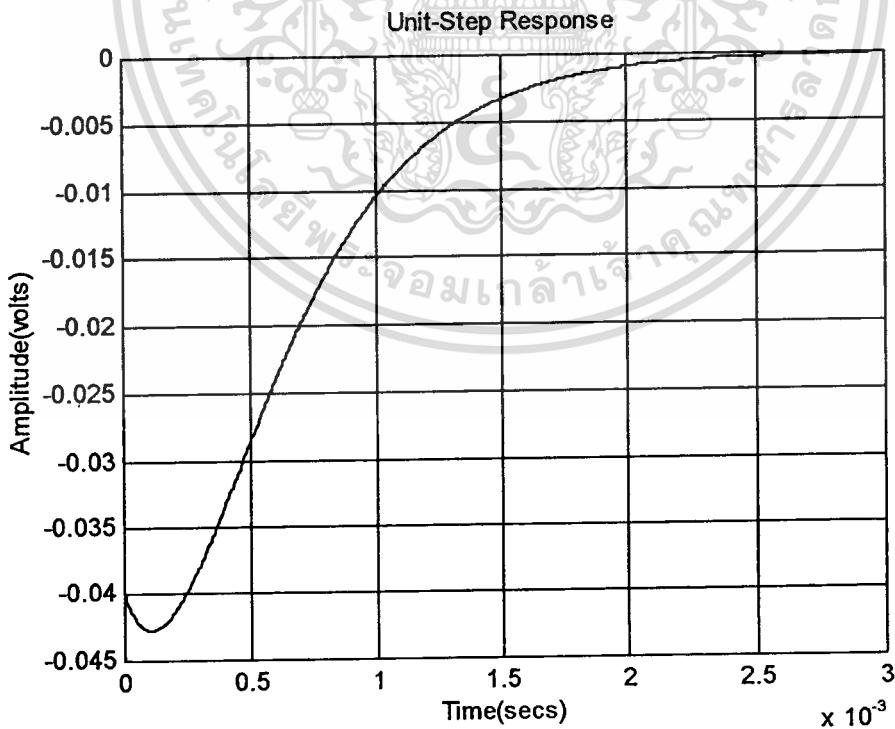
ผลการทดสอบ

ในบทนี้นำเสนอผลการทดสอบสมรรถนะของตัวควบคุมสำหรับคอนเวอร์เตอร์แบบพืซ-ฟลูตที่ควบคุมด้วยโหมดกระแส ที่ออกแบบโดยวิธีของ Liaw [5] เปรียบเทียบกับที่ออกแบบโดยวิธีที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้ โดยวิธีจำลองการทำงานด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์

8.1 ผลการทดสอบเมื่อออกแบบตัวควบคุมด้วยวิธีการของ Liaw [5]

โดยวิธีการของ Liaw สามารถคำนวณพารามิเตอร์ของวงจรถวลุม คือ

$$K_P = 6.8 \quad , \quad K_I = 11176$$



รูปที่ 8.1 ผลตอบสนองของแรงดันเอาพุทเมื่อกระแสโหลดเพิ่มขึ้นทันทีที่หันไค 1 A

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

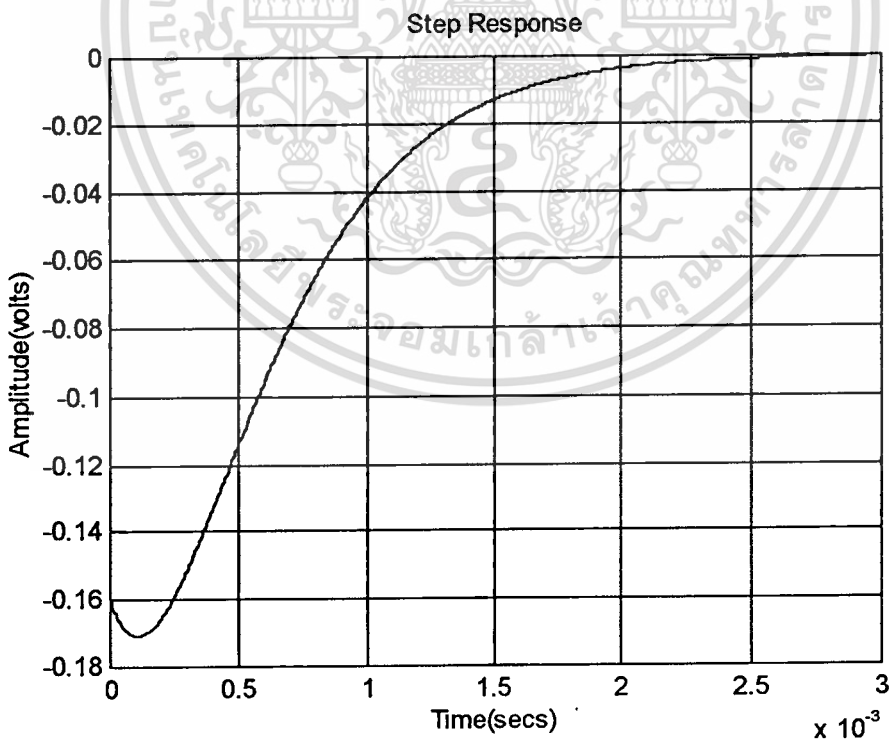
กรณีที่หนึ่ง : ทดสอบเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงของกระแสไหลดเพิ่มขึ้นทันทีที่ 1 A

สามารถแสดงค่าความแปรปรวนในแรงดันที่เอาท์พุท (\hat{V}_o) ได้โดยคำนวณจากพารามิเตอร์ของตัวควบคุม และ โมเดลของคอนเวอร์เตอร์ตามสมการ (7.19) คือ

$$\hat{V}_o(s) = -\frac{0.04s^2 + (449.46 * 0.04 + 283.69) s}{s^2 + (449.46 + 829.69 * 6.8) s + 829.69 * 11176} * \frac{1}{s}$$

ผลการตอบสนองของระบบเมื่อจำลองด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ ดังแสดงในรูปที่ 8.1 ซึ่งจะสังเกตเห็นว่า เมื่อกระแสไหลดเปลี่ยนแปลงเพิ่มขึ้นทันทีที่ 1 A แรงดันเอาท์พุทลดลงทันที -0.04 โวลต์ หรือ เท่ากับ $-\Delta I_o \cdot ESR$ ($ESR = 40 \text{ m}\Omega$) หลังจากนั้นแรงดันยังลดลงไปอีกจนถึง -0.0425 โวลต์ จึงค่อยกลับคืนสู่ค่าแรงดันปกติโดยใช้เวลารวมทั้งสิ้นประมาณ 2.5 ms

กรณีที่สอง : ทดสอบเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงของกระแสไหลดเพิ่มขึ้นทันทีที่ 4 A



รูปที่ 8.2 ผลตอบสนองของแรงดันเอาท์พุทเมื่อกระแสไหลดเพิ่มขึ้นทันทีที่ 4 A.

สามารถแสดงค่าความแปรปรวนของแรงดันที่เอาท์พุท (\hat{V}_o) คือ

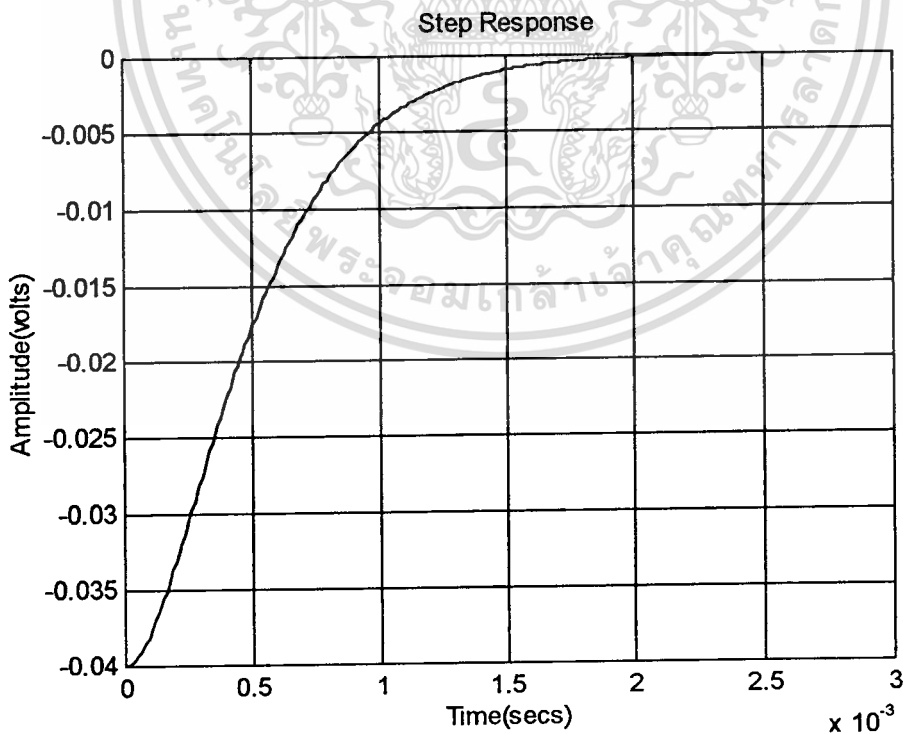
$$\hat{V}_o(s) = -\frac{0.04s^2 + (449.46 * 0.04 + 283.69) s}{s^2 + (449.46 + 829.69 * 6.8) s + 829.69 * 11176} * \frac{4}{s}$$

ผลการตอบสนองของระบบเมื่อจำลองด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ ดังแสดงในรูปที่ 8.2 ซึ่งสังเกตได้ว่า เมื่อกระแสโหลดเปลี่ยนแปลงเพิ่มขึ้นทันทีทันใดใน 4 A แรงดันเอาท์พุทจะลดลงทันที -0.16 โวลต์ หรือ เท่ากับ $-\Delta I_o \cdot ESR$ ($ESR = 40 \text{ m}\Omega$) หลังจากนั้นแรงดันยังลดลงไปอีกจนถึง -0.17 โวลต์ แล้วจึงค่อยกลับคืนสู่ค่าแรงดันปกติ โดยใช้เวลารวมทั้งสิ้นเท่ากับกรณีแรก คือ ประมาณ 2.5 ms

8.2 ผลการทดสอบเมื่อออกแบบตัวควบคุมด้วยวิธีการที่นำเสนอ

โดยวิธีการที่นำเสนอ สามารถคำนวณพารามิเตอร์ของตัวควบคุมได้

$$K_p = 8.548, \quad K_I = 17138.14$$



รูปที่ 8.3 ผลตอบสนองของแรงดันเอาท์พุทเมื่อกระแสโหลดเพิ่มขึ้นทันทีทันใด 1 A

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

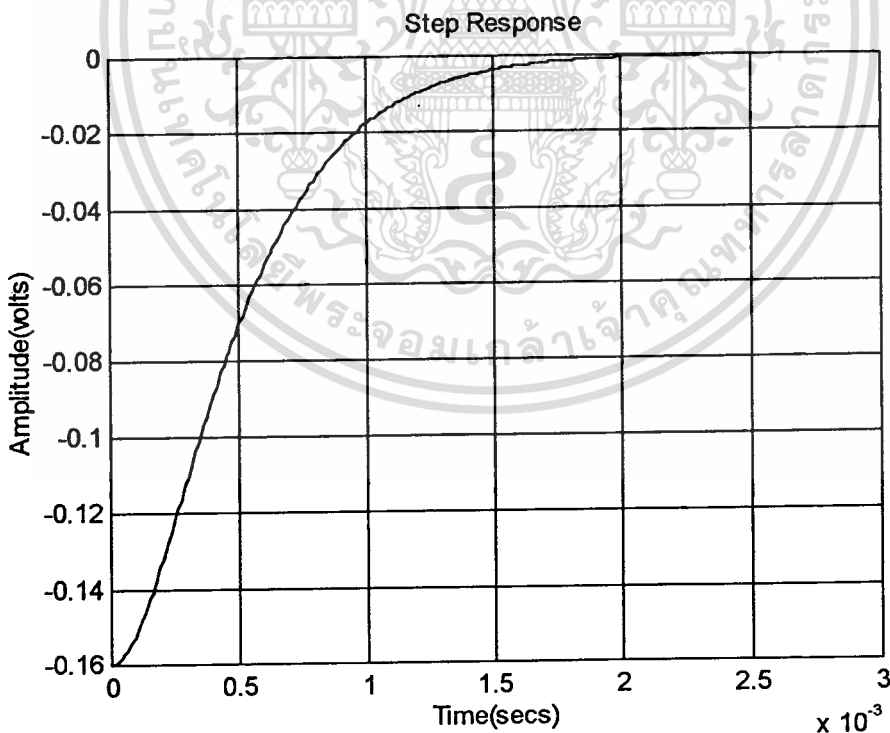
กรณีที่หนึ่ง : ทดสอบเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงของกระแสไหลดเพิ่มขึ้นทันทีที่ทันใด 1 A

สามารถแสดงค่าความแปรปรวนในแรงดันที่เอาท์พุท (\hat{V}_o) ได้โดยคำนวณจากพารามิเตอร์ของตัวควบคุม และ โมเดลของคอนเวอร์เตอร์ตามสมการ (7.19) คือ

$$\hat{V}_o(s) = -\frac{0.04s^2 + (449.46 * 0.04 + 283.69) s}{s^2 + (449.46 + 829.69 * 8.548) s + 829.69 * 17138.14} * \frac{1}{s}$$

ผลการตอบสนองของระบบเมื่อจำลองด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ แสดงดังในรูปที่ 8.3 ซึ่งสังเกตได้ว่า เมื่อกระแสไหลดเปลี่ยนแปลงเพิ่มขึ้นทันทีที่ทันใด 1 A แรงดันเอาท์พุทจะลดลงทันที -0.04 โวลต์ หรือ เท่ากับ $-\Delta I_o \cdot ESR$ ($ESR = 40 \text{ m}\Omega$) หลังจากนั้นแรงดันค่อยกลับคืนสู่ค่าแรงดันปกติโดยใช้เวลารวมทั้งสิ้นประมาณ 2 ms

กรณีที่สอง : ทดสอบเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงของกระแสไหลดเพิ่มขึ้นทันทีที่ทันใด 4 A



รูปที่ 8.4 ผลตอบสนองของแรงดันเอาท์พุทเมื่อกระแสไหลดเพิ่มขึ้นทันทีที่ทันใดใน 4 A.

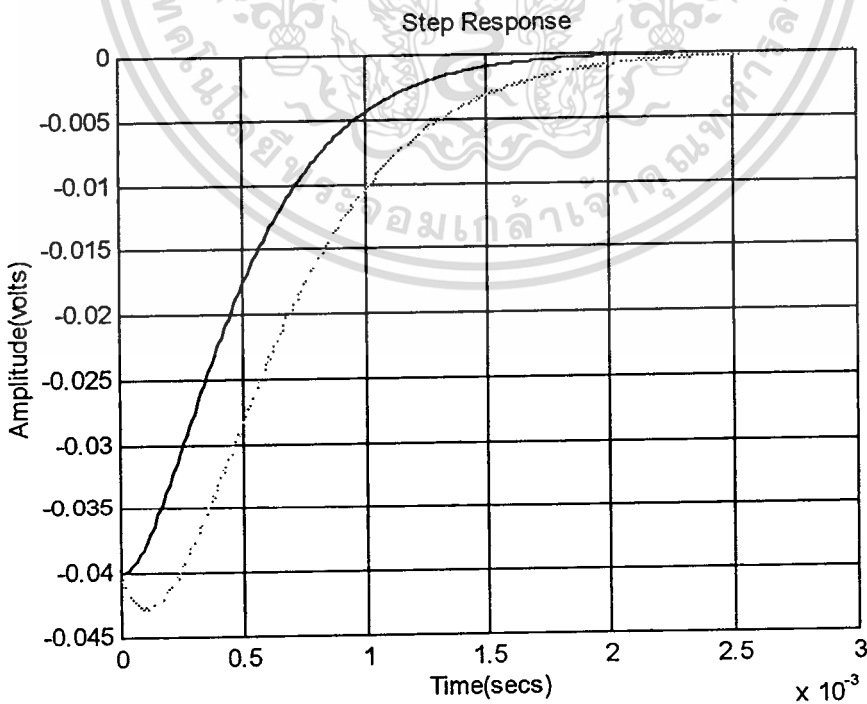
สามารถแสดงค่าความแปรปรวนของแรงดันที่เอาท์พุท (\hat{V}_o) คือ

$$\hat{V}_o(s) = -\frac{0.04s^2 + (449.46 * 0.04 + 283.69) s}{s^2 + (449.46 + 829.69 * 8.548) s + 829.69 * 17138.14} * \frac{4}{s}$$

ผลการตอบสนองของระบบเมื่อจำลองด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ แสดงดังในรูปที่ 8.4 ซึ่งสังเกตได้ว่า เมื่อกระแสโหลดเปลี่ยนแปลงเพิ่มขึ้นทันทีที่ 4 A แรงดันเอาท์พุทจะลดลงทันที -0.16 โวลต์ หรือเท่ากับ $-\Delta I_o \cdot ESR$ ($ESR = 40 \text{ m}\Omega$) หลังจากนั้นแรงดันค่อยกลับคืนสู่ค่าแรงดันปกติโดยใช้เวลารวมทั้งสิ้นเท่ากับกรณีแรก คือ ประมาณ 2 ms

8.3 การเปรียบเทียบผลการทดสอบที่ได้จากวิธีการออกแบบทั้งสองกรณี

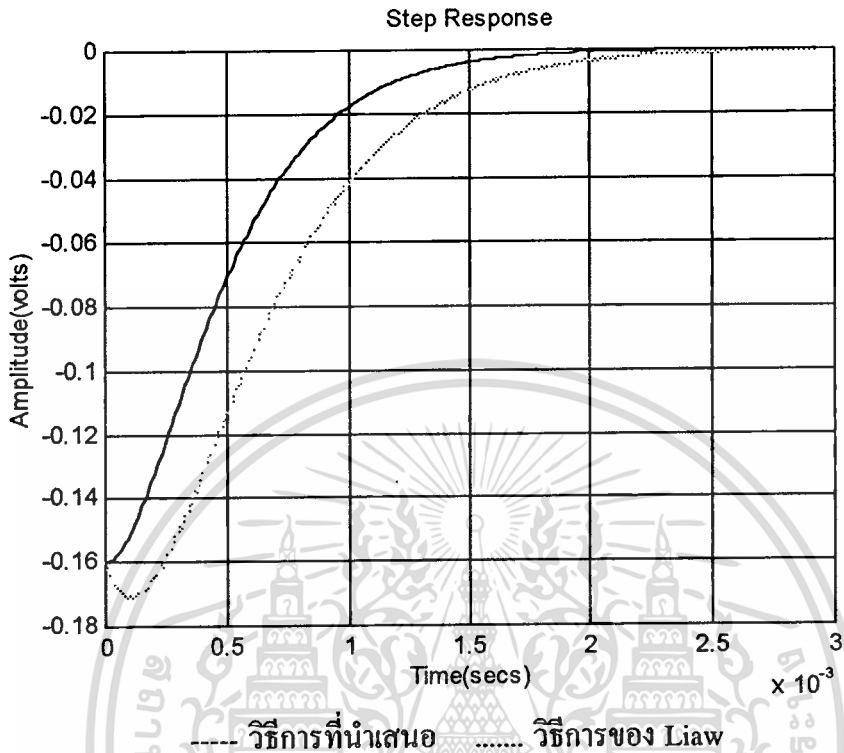
รูปที่ 8.5 และ รูปที่ 8.6 แสดงเปรียบเทียบได้อย่างชัดเจนว่าเมื่อกระแสโหลดเพิ่มขึ้นทันทีทันใด ตัวควบคุมที่ออกแบบพารามิเตอร์ด้วยวิธีการที่นำเสนอ จะยอมให้แรงดันเอาท์พุทของคอนเวอร์เตอร์ลดลงเพียงเท่ากับ $-\Delta I_o \cdot ESR$ เท่านั้น นอกจากนี้ ตัวควบคุมนี้ยังสามารถปรับแรงดันเอาท์พุทให้คืนสู่ค่าปกติได้เร็วกว่าวิธีการของ Liaw [5]



----- วิธีการที่นำเสนอ วิธีการของ Liaw

เอกสารรูปที่ 8.5 ผลตอบสนองแรงดันเอาท์พุทเปรียบเทียบเมื่อกระแสโหลดเพิ่มขึ้นทันทีที่ 1 A

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 8.6 ผลตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตเปรียบเทียบเมื่อกระแสไหลดเพิ่มขึ้นทันทีที่ทันใด 4 A.

บทที่ 9

สรุปผลและข้อเสนอแนะ

ผลการทดสอบในบทที่แล้วนำมาสรุปได้ คือ ประการที่หนึ่ง วิธีการที่นำเสนอสามารถนำไปสู่การวิเคราะห์วงจรคอนเวอร์เตอร์ให้เป็นระบบมากขึ้น และ ประการที่สอง ผลการตอบสนองของคอนเวอร์เตอร์ที่ออกแบบด้วยวิธีดังกล่าวให้คุณสมบัติที่ต้องการดีกว่าการออกแบบด้วยวิธีแบบเดิมของ Liaw [5] โดยเฉพาะปริมาณการแปรปรวนสูงสุดของแรงดันเอาต์พุตจะแปรผันกับค่าของ ESR แต่เพียงอย่างเดียวไม่เกี่ยวข้องกับตัวควบคุม ดังนั้น ในอนาคตถ้ามีคาปาซิเตอร์ที่มีค่า ESR น้อยลง การแปรปรวนของแรงดันเอาต์พุตเมื่อมีโหลดก็จะน้อยลงด้วย กระบวนการวิเคราะห์ที่นำเสนอถึงแม้ว่ามีขั้นตอนซับซ้อน แต่ก็สามารถนำไปพัฒนาเป็นโปรแกรมคอมพิวเตอร์สำเร็จรูปเพื่อให้ใช้งานได้สะดวกมากขึ้น

กระบวนการวิเคราะห์คอนเวอร์เตอร์ตามวิธีการที่นำเสนอสามารถสรุปเป็นขั้นตอน คือ

1. ขั้นตอนที่หนึ่ง : จำลองคอนเวอร์เตอร์ด้วยโมเดลแบบสัญญาณขนาดเล็ก

เริ่มต้นการวิเคราะห์โดยจำลองส่วนที่ไม่เป็นเชิงเส้นของคอนเวอร์เตอร์ด้วยโมเดลแบบ PWM Switch ซึ่งมีวิธีการเช่นเดียวกับการใช้วงจรสมมูลย์ของทรานซิสเตอร์จำลองทรานซิสเตอร์เพื่อวิเคราะห์วงจรขยายแบบเชิงเส้น ด้วยวิธีการดังกล่าวทำให้ได้โมเดลแบบสัญญาณขนาดเล็ก (Small-Signal Model) ของคอนเวอร์เตอร์ และสามารถวิเคราะห์ต่อเนื่องโดยใช้โปรแกรมคอมพิวเตอร์สำหรับวิเคราะห์วงจรเชิงเส้นโดยทั่วไปได้

2. ขั้นตอนที่สอง : สร้างบล็อก Sampling-Gain

คอนเวอร์เตอร์ที่ควบคุมด้วยโหมตกระแสนั้น ตัวควบคุมจะทำงานกับสัญญาณด้วยลักษณะสุ่มและคงค่า (Sampled and Hold) ดังนั้น ลูปป้อนกลับจึงต้องมีบล็อก Sampling-Gain เพื่อเพิ่มความแม่นยำให้กับโมเดลของคอนเวอร์เตอร์

3. ขั้นตอนที่สาม : การลดอันดับโมเดลของคอนเวอร์เตอร์

โมเดลที่ได้จากขั้นตอนที่ผ่านมามีอันดับสูงทำให้วิเคราะห์ลำบาก จึงได้เสนอวิธีการลดอันดับโดยเทคนิคการกระจายพลังงาน การลดอันดับโมเดลด้วยหลักการกระจายพลังงานเหมาะสม

สำหรับระบบที่มีการกระจายพลังงานส่วนใหญ่ตกอยู่ที่โพลเพียงตัวเดียว เพราะว่าทำให้สามารถลด

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อันดับโมเดลอันดับสูงให้เหลือเป็นโมเดลอันดับหนึ่งได้ โดยที่ยังคงมีคุณสมบัติการตอบสนองต่อความถี่และต่อสัญญาณยูนิตสเต็ปใกล้เคียงกับโมเดลเดิม แต่สำหรับระบบที่มีการกระจายพลังงานส่วนใหญ่กระจายอยู่ที่โพลมากกว่าหนึ่งตัว ทำให้ไม่สามารถที่จะเลือกโพลเพียงตัวเดียวเพื่อจำลองระบบได้ เพราะโมเดลที่ลดอันดับลงแล้วมีความคลาดเคลื่อนจากโมเดลเดิมมากเกินไป

4. ขั้นตอนที่ยี่ : กำหนดค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุม

การกำหนดค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมสำหรับคอนเวอร์เตอร์ได้เสนอใช้วิธีเทียบสัมประสิทธิ์สมการคุณลักษณะระหว่างโมเดลของระบบคอนเวอร์เตอร์ที่ได้จากขั้นตอนที่แล้วกับระบบอันดับสองมาตรฐาน ทำให้สามารถกำหนดค่าพารามิเตอร์ได้สะดวกและมีข้อดีกว่าการใช้วิธีการแบบเชิงตัวเลขของ Liaw [5] หลายประการ ดังต่อไปนี้

-วิธีการที่นำเสนอนี้สามารถกำหนดค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมได้ โดยไม่จำเป็นต้องกำหนดค่าเวลาขึ้นตัว (t_{re}) และ ค่าแปรปรวนตอบสนองสูงสุดของแรงดันที่เอาท์พุท (\hat{v}_p) ดังเช่นในวิธีการของ Liaw

-วิธีการของ Liaw ต้องใช้การวิเคราะห์เชิงตัวเลขที่ยุ่งยาก และในกรณีที่กำหนดค่าเริ่มต้นสำหรับการวิเคราะห์ไม่ดีพอ อาจจะทำให้ไม่สามารถหาคำตอบที่ถูกต้องได้

-ค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมที่ได้จากวิธีการที่นำเสนอจะทำให้คอนเวอร์เตอร์มีค่าแปรปรวนตอบสนองสูงสุดของแรงดันที่เอาท์พุทน้อยกว่าและแรงดันเอาท์พุทสามารถกลับคืนสู่ค่าปกติได้เร็วกว่า ทำให้โหลดที่ต่อกับเอาท์พุทของคอนเวอร์เตอร์ได้รับแรงดันที่มีคุณภาพสูงกว่า

5. ขั้นตอนที่ยี่ห้า : ออกแบบสร้างตัวควบคุม

นำผลการกำหนดค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมในขั้นตอนที่แล้วไปออกแบบสร้างตัวควบคุมต่อไป

ข้อเสนอแนะและปัญหาเพิ่มเติมสำหรับงานวิจัยนี้ คือ ประการแรก การวิเคราะห์ทั้งหมดอยู่ในลักษณะสมมุติฐานที่ว่าคอนเวอร์เตอร์มีลักษณะในอุดมคติ ดังนั้น จึงไม่ได้รวมคุณสมบัติซึ่งอาจจะแสดงผลออกภายหลังเมื่อเปรียบเทียบกับงานจริง เช่น พารามิเตอร์ $r_{ds(on)}$ ของ MOSFET เป็นต้น ประการที่สอง ในการวิเคราะห์จะใช้กระบวนการวิเคราะห์แบบวิเคราะห์ค่าเฉลี่ยของพารามิเตอร์ในการทำงาน ซึ่งไม่ได้เข้าไปถึงรายละเอียดของค่าพารามิเตอร์ที่เกิดขึ้นในเวลาใดๆ เช่น รูปสัญญาณการสวิตช์ เป็นต้น ด้วยเหตุผลดังกล่าว จึงไม่ได้ศึกษาในรายละเอียดของวงจรที่มีผลต่อการควบคุมการสวิตช์ เช่น วงจร Snubber หรือ วงจรขับ MOSFET เป็นต้น ดังนั้น ในวงจรจริงอาจจะมีปัญหาปรากฏขึ้น

งานวิจัยที่อาจพัฒนาเพิ่มเติม คือ การวิเคราะห์ปัญหาทั้งสองกรณีสามารถทำได้โดยการสร้างวงจรจริงที่ได้จากการออกแบบขึ้นมา และ ศึกษาเปรียบเทียบกับระบบที่ออกแบบนี้ในลำดับต่อไป

บรรณานุกรม

- [1] R.D. Middlebrook, S. Cuk, "A General Unified Approach to Modeling Switching Converter Power Stages", IEEE Power Electronics Specialists Conference, Record, 1984, pp. 18-34.
- [2] V. Vorperian, "Simplified analysis of PWM converter using the model of the PWM switch: Parts I and II", IEEE Trans. Aerospace Electronic Syst., vol. 26, no. 3, Mar. 1990.
- [3] R.B. Ridley, "A new continuous-time model for current-mode control", IEEE Trans. Power Electron., vol.6, no.2, 1991, pp.271-280.
- [4] M. Ouyang, C. M. Liaw, and C. T. Pan, "Model reduction by power decomposition and frequency response matching", IEEE Trans. Automat. Cont., vol.32, no.1, 1987, pp.59-62.
- [5] C.M. Liaw, S.J. Chiang, C.Y. Lai, K.H. Pan, G.C. Leu, and G.S. Hsu, "Modeling and Controller Design of a Current-mode Controlled Converter", IEEE Trans. Industrial Electronics, vol.41, no. 2, 1994, pp.231-240.
- [6] D.K. Anand, R.B. Zmood, "Introduction to Control Systems", Butterworth-Heinemann Ltd, 1995.
- [7] N. Moham, T.M. Undeland, and W.P. Robbins, "Power Electronics : Converter , applications and design", New York: John Willey & Sons, 1989.
- [8] R. Redl and I. Novak, "Stability analysis of constant-frequency current-mode controlled switching regulators operating above 50% duty ratio", IEEE Power Electron. Specialists Conf. Record, 1982, pp.213-223.

ภาคผนวก



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วิศวกรรมศาสตร์



วิศวกรรม สิ่งแวดล้อมและพลังงาน

- ▷ ในหลวงกับการพัฒนาเศรษฐกิจไทย
- ▷ แบบจำลอง SIBIA เพื่อการศึกษาสมดุลของน้ำฯ
- ▷ ความตึงหน้าผิวสากวิศวกร
- ▷ อ.ส.ท. กับประเด็น ปว. 281



บทความพิเศษ	ศอกุล กาญจนาลัย	32
บทความพิเศษ		33
บทความพิเศษ	กิตติ วิสุทธิรัตนกุล	34
บทความพิเศษ		35
บทความพิเศษ		36
บทความพิเศษ		37
บทความพิเศษ		38
บทความพิเศษ		39
บทความพิเศษ		40
บทความพิเศษ		41
บทความพิเศษ		42
บทความพิเศษ		43
บทความพิเศษ		44
บทความพิเศษ		45
บทความพิเศษ		46
บทความพิเศษ		47
บทความพิเศษ		48
บทความพิเศษ		49
บทความพิเศษ		50
บทความพิเศษ		51
บทความพิเศษ		52
บทความพิเศษ		53
บทความพิเศษ		54
บทความพิเศษ		55
บทความพิเศษ		56
บทความพิเศษ		57
บทความพิเศษ		58
บทความพิเศษ		59
บทความพิเศษ		60
บทความพิเศษ		61
บทความพิเศษ		62
บทความพิเศษ		63
บทความพิเศษ		64
บทความพิเศษ		65
บทความพิเศษ		66
บทความพิเศษ		67
บทความพิเศษ		68
บทความพิเศษ		69
บทความพิเศษ		70
บทความพิเศษ		71
บทความพิเศษ		72
บทความพิเศษ		73
บทความพิเศษ		74
บทความพิเศษ		75
บทความพิเศษ		76
บทความพิเศษ		77
บทความพิเศษ		78
บทความพิเศษ		79
บทความพิเศษ		80
บทความพิเศษ		81
บทความพิเศษ		82
บทความพิเศษ		83
บทความพิเศษ		84
บทความพิเศษ		85
บทความพิเศษ		86
บทความพิเศษ		87
บทความพิเศษ		88
บทความพิเศษ		89
บทความพิเศษ		90
บทความพิเศษ		91
บทความพิเศษ		92
บทความพิเศษ		93
บทความพิเศษ		94
บทความพิเศษ		95
บทความพิเศษ		96
บทความพิเศษ		97
บทความพิเศษ		98
บทความพิเศษ		99
บทความพิเศษ		100
บทความพิเศษ		101
บทความพิเศษ		102
บทความพิเศษ		103
บทความพิเศษ		104
บทความพิเศษ		105
บทความพิเศษ		106
บทความพิเศษ		107
บทความพิเศษ		108
บทความพิเศษ		109
บทความพิเศษ		110
บทความพิเศษ		111
บทความพิเศษ		112
บทความพิเศษ		113
บทความพิเศษ		114
บทความพิเศษ		115
บทความพิเศษ		116
บทความพิเศษ		117
บทความพิเศษ		118
บทความพิเศษ		119
บทความพิเศษ		120
บทความพิเศษ		121
บทความพิเศษ		122
บทความพิเศษ		123
บทความพิเศษ		124
บทความพิเศษ		125
บทความพิเศษ		126
บทความพิเศษ		127
บทความพิเศษ		128
บทความพิเศษ		129
บทความพิเศษ		130
บทความพิเศษ		131
บทความพิเศษ		132
บทความพิเศษ		133
บทความพิเศษ		134
บทความพิเศษ		135
บทความพิเศษ		136
บทความพิเศษ		137
บทความพิเศษ		138
บทความพิเศษ		139
บทความพิเศษ		140
บทความพิเศษ		141
บทความพิเศษ		142
บทความพิเศษ		143
บทความพิเศษ		144
บทความพิเศษ		145
บทความพิเศษ		146
บทความพิเศษ		147
บทความพิเศษ		148
บทความพิเศษ		149
บทความพิเศษ		150
บทความพิเศษ		151
บทความพิเศษ		152
บทความพิเศษ		153
บทความพิเศษ		154
บทความพิเศษ		155
บทความพิเศษ		156
บทความพิเศษ		157
บทความพิเศษ		158
บทความพิเศษ		159
บทความพิเศษ		160
บทความพิเศษ		161
บทความพิเศษ		162
บทความพิเศษ		163
บทความพิเศษ		164
บทความพิเศษ		165
บทความพิเศษ		166
บทความพิเศษ		167
บทความพิเศษ		168
บทความพิเศษ		169
บทความพิเศษ		170
บทความพิเศษ		171
บทความพิเศษ		172
บทความพิเศษ		173
บทความพิเศษ		174
บทความพิเศษ		175
บทความพิเศษ		176
บทความพิเศษ		177
บทความพิเศษ		178
บทความพิเศษ		179
บทความพิเศษ		180
บทความพิเศษ		181
บทความพิเศษ		182
บทความพิเศษ		183
บทความพิเศษ		184
บทความพิเศษ		185
บทความพิเศษ		186
บทความพิเศษ		187
บทความพิเศษ		188
บทความพิเศษ		189
บทความพิเศษ		190
บทความพิเศษ		191
บทความพิเศษ		192
บทความพิเศษ		193
บทความพิเศษ		194
บทความพิเศษ		195
บทความพิเศษ		196
บทความพิเศษ		197
บทความพิเศษ		198
บทความพิเศษ		199
บทความพิเศษ		200

คอลัมน์ประจำ		
วิศวกรรมความปลอดภัย	วิฑูรย์ สิมะโชคดี	17
พุดจาประสาช่าง	ปริทรรศน์ พันธุ์บรรจง	18
สารพันปัญหาทีวี	อุดม จะโนภาย	19
พจนานุกรมศัพท์ไฟฟ้า	มงคล เตชนครินทร์	29
ราชทานพิเศษ		
ในหลวงกับการพัฒนาเศรษฐกิจไทย	กองบรรณาธิการ	21
ความคืบหน้าสภากาชาด	เอกสิทธิ์ สัมสุวรรณ	26
ว.ส.ท.กับประเด็น ปว.281	กองบรรณาธิการ	27
108 อาชีพวิศวกร		
รศ.ทวี เวชพฤดิ	กองบรรณาธิการ	36
คนที่เป็นอาจารย์จริงๆ แล้วมีชีวิตที่ต้องรับใช้		
เยี่ยมชมโรงงาน		
ระบบ CP ให้ผลเกินคาด ทุนค่าใช้จ่ายเซลด็อกซ์		
เกือบครึ่งแสนต่อเดือน	กองบรรณาธิการ	42

เทคโนโลยีสารสนเทศ		
การเติบโตของอุตสาหกรรมซอฟต์แวร์ใน SEA		
กับการละเมิดลิขสิทธิ์ที่พุ่งสูง 84%	กองบรรณาธิการ	73
ข่าวและภาพ		
ข่าวผลิตภัณฑ์		16
คลื่นเทคโนโลยี		78
สรุปข่าว		84
ข่าววิศวกรรม		88
ข่าวบีไอโอ		92
ปฏิทินอบรมสัมมนา		103

บทความในวารสารนี้เป็นทรัพย์สินส่วนกลางของวิศวกรรมสาร ไม่ให้สงวนลิขสิทธิ์วิศวกรรมสารแห่งประเทศไทย แต่อย่างไรก็ตาม วิศวกรรมสารขอสงวนสิทธิ์ในบทความที่ตีพิมพ์ในวารสารฉบับนี้ และขอสงวนลิขสิทธิ์ในบทความที่ตีพิมพ์ในวารสารฉบับนี้ และขอสงวนลิขสิทธิ์ในบทความที่ตีพิมพ์ในวารสารฉบับนี้

ไม่ว่ากรรมใดแต่ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การออกแบบตัวควบคุมสำหรับคอนเวอร์เตอร์

ที่ควบคุมด้วยโหมดกระแส

Controller Design of a Current-Mode Converter

บทคัดย่อ

บทความนี้เสนอทฤษฎีการออกแบบตัวควบคุมแบบพีโอสำหรับคอนเวอร์เตอร์ที่ควบคุมด้วยโหมดกระแส โดยฟังก์ชันถ่ายโอนของคอนเวอร์เตอร์สามารถหาได้จาก PWM switch model แล้วใช้หลักการ dominant energy mode และการเลือกค่าชดเชยความชันที่เหมาะสมเพื่อลดอันดับฟังก์ชันถ่ายโอน จากนั้นนำเสนอการคุณลักษณะของโมเดลที่ได้ไปเปรียบเทียบกับระบบอันดับสองมาตรฐาน เพื่อคำนวณหาค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมจากการทดสอบด้วยวิธีซิมูแลชัน พบว่าตัวควบคุมที่ได้จากวิธีการที่เสนอนี้ให้ผลตอบสนองเป็นที่น่าพอใจและดีกว่าวิธีเชิงตัวเลขแบบเดิม[1]

Abstract

This paper presents theory of PI-controller design for current-mode controlled converter. The transfer function of the converter can be found by the PWM switch model. The order of transfer function can be reduced by the concept of dominant energy mode and appropriate selection of slope compensation. Parameters of controller are derived by comparison between characteristic equation of model and standard form of second-order system. The response of proposed controller is demonstrated by simulated result. This method gives satisfactory response and is also better than the numerical method[1].

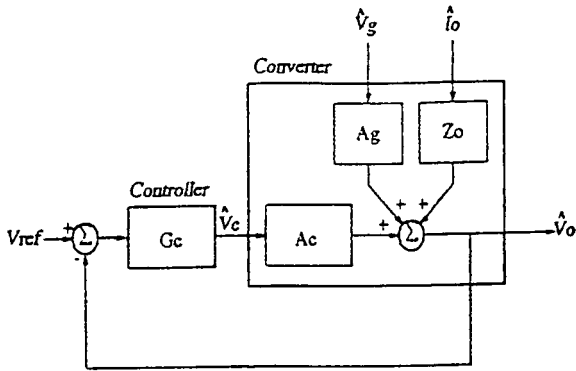
1. บทนำ

การออกแบบตัวควบคุมสำหรับคอนเวอร์เตอร์เพื่อรักษาค่าแรงดันเอาต์พุตให้คงที่นั้น จำเป็นจะต้องรู้โมเดลของระบบควบคุมเสียก่อน โดยในบทความนี้ โมเดลของคอนเวอร์เตอร์ได้จาก PWM switch model [2] และเทคนิค sampled-data [3] แล้วนำโมเดลที่ได้มาทำการลดอันดับด้วยวิธี dominant energy mode [4] โดยเลือกค่าชดเชยความชันที่เหมาะสม จากนั้น นำโมเดลของคอนเวอร์เตอร์ที่ลดอันดับแล้วรวมกับโมเดลของตัวควบคุมเพื่อหาโมเดลของระบบควบคุมแบบลูกปิด แล้วนำไปคำนวณหาค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมที่ต้องการ

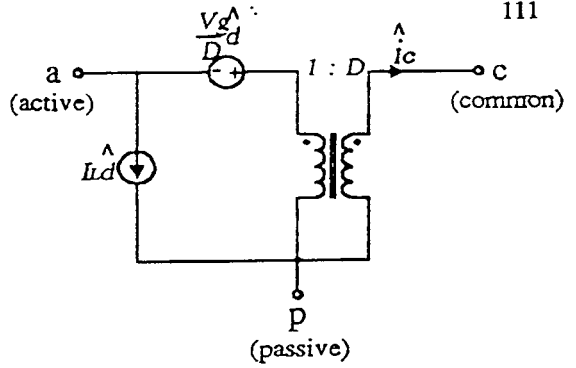
การหาค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมในบทความนี้ จะใช้วิธีเทียบสัมประสิทธิ์สมการคุณลักษณะของระบบควบคุมที่ออกแบบกับระบบอันดับสองมาตรฐาน โดยกำหนดให้อัตราหน่วง (damping ratio) เป็น 1 ทำให้สามารถหาค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมได้ง่ายกว่าการใช้ระเบียบวิธีเชิงตัวเลข [1] ซึ่งมีขั้นตอนที่ยุ่งยาก และจะต้องรู้ขอบเขตอย่างคร่าวๆ ของค่าตอบเสียก่อนจึงจะสามารถหาค่าตอบที่ถูกต้องได้

2. ระบบควบคุมสำหรับคอนเวอร์เตอร์

การควบคุมแรงดันเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์ให้การตอบสนองต่อการเปลี่ยนแปลงโหลดและแรงดันอินพุตอยู่ภายใต้ข้อกำหนดนั้น จำเป็นต้องอาศัยระบบควบคุมป้อนกลับตามรูปที่ 1 ซึ่งประกอบด้วยโมเดลของตัวควบคุมและโมเดลของคอนเวอร์เตอร์ แรงดันเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์ V_o ถูกเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิง V_{ref} ทำให้เกิดแรงดันควบคุม V_c ที่ใช้ปรับ duty cycle ของคอนเวอร์เตอร์ โดยตัวควบคุมจะเป็นตัวกำหนดผลตอบสนองชั่วคราวและผลตอบสนองในสภาวะอยู่ตัวของระบบ



รูปที่ 1 โครงสร้างของคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้ระบบควบคุมป้อนกลับ



รูปที่ 3 PWM switch model

โดยโมเดลสำหรับสัญญาณขนาดเล็ก (small-signal model)

ของคอนเวอร์เตอร์ ประกอบด้วยฟังก์ชันถ่ายโอนดังต่อไปนี้ คือ

1. Control-to-Output Transfer Function :

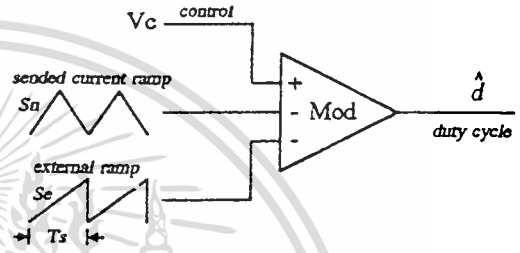
$$A_c = \frac{V_o}{V_c}$$

2. Line-to-Output Transfer Function :

$$A_g = \frac{V_o}{V_g}$$

3. Output-Impedance function :

$$Z_o = \frac{V_o}{I_c}$$



รูปที่ 4 modulator gain

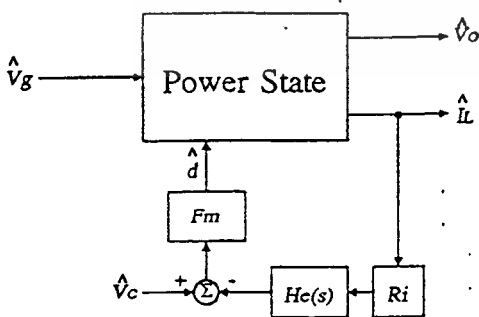
โดยทั่วไป duty cycle เกิดจากแรงดันควบคุมรวมกับ modulator ramp ตามรูปที่ 4 โดย modulator gain [3] สำหรับการควบคุมด้วยโหมดกระแส คือ

$$F_m = \frac{l}{(S_n + S_e)T_s} = \frac{l}{m_c S_n T_s} \tag{1}$$

$$\text{เมื่อ } m_c = 1 + \frac{S_e}{S_n} \tag{2}$$

3. โมเดลของคอนเวอร์เตอร์ที่ควบคุมด้วยโหมดกระแส

บล็อกไดอะแกรม รูปที่ 2 แสดงโครงสร้างของคอนเวอร์เตอร์ที่ควบคุมด้วยโหมดกระแส และเราสามารถแทนการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ได้ด้วย PWM switch model [2] ดังรูปที่ 3 ทำให้วิเคราะห์คุณสมบัติทาง dc และ small-signal ได้สะดวกยิ่งขึ้น



Fm : Modulator Gain

He(s) : Sampling Gain

Ri : Linear Gain

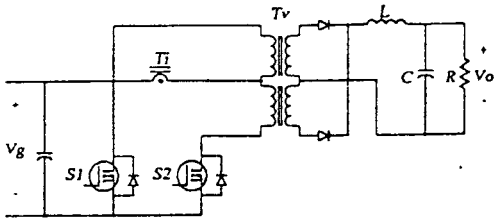
รูปที่ 2 โครงสร้างของคอนเวอร์เตอร์ที่ควบคุมด้วยโหมดกระแส

ในการควบคุมแบบกระแส sampling gain สามารถอธิบายได้ด้วย discrete-time [3] ซึ่งจะได้

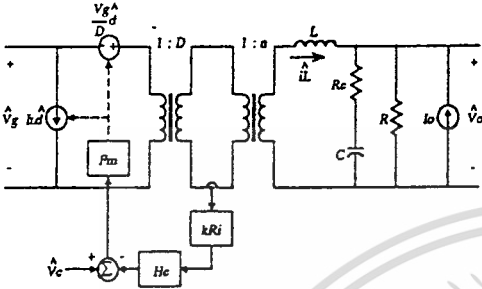
$$H_c(s) = \frac{ST_s}{e^{ST_s} - 1} \tag{3}$$

โมเดลของ sampling gain ที่ได้ใน (3) มีจำนวนโพลและซีโรเป็นจำนวนมากเป็นอนันต์ ไม่สามารถนำไปใช้ประโยชน์ได้จากทฤษฎีการสุ่มสัญญาณ [1] ได้พิสูจน์ให้เห็นว่า ความถี่สุ่มควรมีค่าน้อยเป็น 2 เท่าของความถี่สัญญาณ ดังนั้น เราจะพิจารณาโพลและซีโรที่มีผลต่อช่วงความถี่ dc ถึงครึ่งหนึ่งของความถี่สวิตชิ่ง โดยโมเดลของ sampling gain ที่ใช้สำหรับวิเคราะห์ความถี่ในช่วงนี้ คือ

$$H_c(s) \cong 1 - \frac{T_s}{2} S + \left(\frac{T_s}{\pi}\right)^2 S^2 \tag{4}$$



รูปที่ 5 คอนเวอร์เตอร์แบบพุ่มซูล



รูปที่ 6 small-signal model ของวงจรคอนเวอร์เตอร์

คอนเวอร์เตอร์แบบพุ่มซูลที่ใช้การควบคุมด้วยโหมดกระแส [1]

ที่แสดงในรูปที่ 5 สามารถแทนด้วย small-signal model ได้ดังในรูปที่ 6 โดยมีพารามิเตอร์ที่ใช้สำหรับวิเคราะห์ ดังนี้

$V_g = 48V, V_o = 5V, I_o = 5A, f_s = 57.47kHz,$
 $R = 1\Omega, R_c = 20\Omega, C = 3300\mu F, R_c = 40m\Omega,$
 $L = 230\mu H, n = 0.333, k = 0.0545, D = 0.36,$

และ $m_c = 10$

จาก small-signal model ในรูปที่ 6 สามารถหาฟังก์ชันถ่ายโอน

ได้ตามสมการ (5)-(7)

$$A_c = \frac{3.5048 \cdot 10^9 s + 2.6552 \cdot 10^7}{s^3 + 3.3089 \cdot 10^6 s^2 + 3.3489 \cdot 10^10 s + 1.4384 \cdot 10^{13}} \quad (5)$$

$$A_g = \frac{7.49 \cdot 10^7 s + 5.6742 \cdot 10^1}{s^3 + 3.3089 \cdot 10^6 s^2 + 3.3489 \cdot 10^10 s + 1.4384 \cdot 10^{13}} \quad (6)$$

$$Z_o = \frac{4.0 \cdot 10^{-3} s^3 + 1.32265 \cdot 10^9 s^2 + 2.2771 \cdot 10^9 s + 9.6552 \cdot 10^{12}}{s^3 + 3.3089 \cdot 10^6 s^2 + 3.3489 \cdot 10^10 s + 1.4384 \cdot 10^{13}} \quad (7)$$

4. การลดอันดับโมเดล

หลักการ dominant energy mode [4] แสดงให้เห็นว่าเมื่อพลังงานทั้งหมดของระบบกระจายอยู่ตามโพลค่าต่างๆ ดังนั้น ถ้าหากตัดโพลที่มีการกระจายพลังงานอยู่น้อยออกไป จะทำให้เราสามารถลดอันดับโมเดลของระบบลงได้

ถ้าฟังก์ชันถ่ายโอนอันดับ n สามารถแสดงด้วย

$$H_c(s) = \sum_{i=1}^n \frac{h_i}{s - u_i} \quad (8)$$

พลังงานที่กระจายในระบบทั้งหมด คือ

$$\chi(0) = \sum_{j=1}^n d_j \quad (9)$$

และ
$$d_j = \sum_{i=1}^n -\frac{h_i h_j}{(u_i - u_j)} \quad (10)$$

เมื่อสัดส่วนของพลังงานที่กระจายอยู่ที่โพล u_j ต่อพลังงานทั้งหมดของระบบ สามารถหาได้จาก

$$D_j = \frac{d_j}{\chi(0)} = d_j / \left(\sum_{i=1}^n d_j \right) \quad (11)$$

ดังนั้น จากสัดส่วนการแบ่งพลังงาน D_j ของ u_j ทำให้สามารถหาโพลที่มีอิทธิพลมากที่สุดต่อระบบได้

mc	poles	การกระจายพลังงาน (Dj)		
		Ac	Ag	Zo
1.0	-3.9247x10 ⁻⁴ ±			
	j1.7421x10 ⁻⁵	69.28%	69.28%	-0.02%
	-j1.7421x10 ⁻⁵	30.72%	30.72%	100.02%
	$\chi(0)$	3.543x10 ³	1.618x10 ⁻²	1.323x10 ⁻²
2.0	-3.4458x10 ⁻⁵	-10.95%	-10.98%	0.00%
	-9.2792x10 ⁻⁴	40.53%	40.53%	-0.04%
	-3.3154x10 ⁻²	70.46%	70.46%	99.96%
	$\chi(0)$	2.740x10 ³	2.691x10 ⁻²	1.257x10 ⁻²
4.0	-1.1267x10 ⁻⁶	-0.39%	-0.39%	0.00%
	-2.8442x10 ⁻⁴	14.32%	14.32%	-0.03%
	-3.6032x10 ⁻²	86.07%	86.07%	100.04%
	$\chi(0)$	2.054x10 ³	8.071x10 ⁻²	1.142x10 ⁻²
10.0	-3.2987x10 ⁻⁶	-0.02%	-0.02%	0.00%
	-9.7013x10 ⁻³	2.98%	2.98%	-0.01%
	-4.4946x10 ⁻²	97.13%	97.13%	100.01%
	$\chi(0)$	1.464x10 ³	1.773x10 ⁻¹	8.954x10 ⁻¹
20.0	-6.8927x10 ⁻⁶	0.00%	0.00%	0.00%
	-4.4888x10 ⁻³	-9.88%	-9.88%	-0.36%
	-6.1772x10 ⁻²	109.88%	109.88%	100.36%
	$\chi(0)$	1.021x10 ³	1.003x10 ⁰	6.663x10 ⁻¹
40.0	-1.4073x10 ⁻⁷	0.00%	0.00%	0.00%
	-1.3722x10 ⁻³ ±	100.00%	100.00%	100.00%
	j3.8358x10 ⁻²			
	$\chi(0)$	6.151x10 ⁻²	12.417x10 ⁻⁰	4.751x10 ⁻¹

ตารางที่ 1 แสดงการกระจายพลังงานที่โพลของระบบ สำหรับการลดอันดับความชัน m_c ค่าต่างๆ

เรารู้ว่าคุณสมบัติทางโดเมนความถี่ของ A_g, A_c และ Z_o ในคอนเวอร์เตอร์ที่ควบคุมด้วยโหมดกระแส ขึ้นอยู่กับค่าชดเชยความชัน (m_c) [3] จากตารางที่ 1 ซึ่งแสดงพลังงานที่กระจายอยู่ตามโพลของระบบเมื่อใช้การชดเชยความชันค่าต่างๆ จะเห็นว่าเมื่อ $m_c = 1$ โพลของฟังก์ชันถ่ายโอนจะมีทั้งโพลที่เป็นจำนวนจริงและโพลจำนวนเชิงซ้อน

โดยพลังงานส่วนใหญ่จะกระจายอยู่ที่โพลจำนวนเชิงซ้อน แต่เมื่อค่า m_c เพิ่มขึ้น โพลทั้งหมดของฟังก์ชันถ่ายโอนจะเป็นจำนวนจริงและพลังงานเริ่มกระจายไปตกอยู่ที่โพลจำนวนจริงมากขึ้น และเมื่อ $m_c = 10$ พลังงานเกือบทั้งหมดจะตกอยู่ที่โพลจำนวนจริงค่าน้อยที่สุด หลังจากนั้นเมื่อเพิ่มค่า m_c ขึ้นอีก พลังงานส่วนใหญ่จะกระจายไปอยู่ที่โพลจำนวนเชิงซ้อนอีกครั้งหนึ่ง

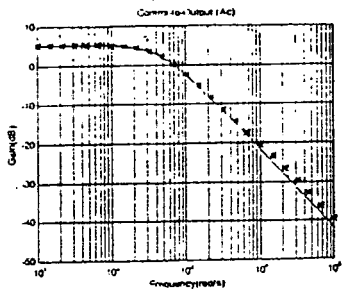
ดังนั้น ที่ $m_c = 10$ ถ้าเราเลือกโพลที่มีสัดส่วนการกระจายพลังงานมากที่สุดและตัดโพลที่มีการกระจายพลังงานน้อยทิ้งไป แล้วนำมหาส่วนของฟังก์ชันถ่ายโอนที่เหลือสมการที่ (5)-(7) จึงสามารถลดอันดับได้เป็น

$$A_c = \frac{829.69}{s + 449.46} \quad (12)$$

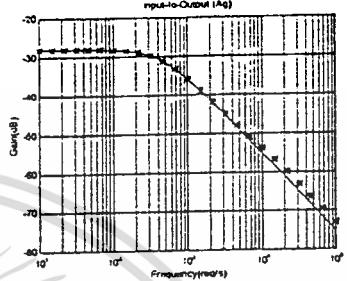
$$A_s = \frac{17.73}{s + 449.46} \quad (13)$$

$$Z_o = 0.04 + \frac{283.69}{s + 449.46} \quad (14)$$

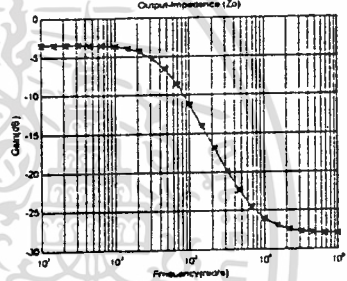
การตอบสนองต่ออินพุตแบบ unit-step ของฟังก์ชันถ่ายโอนเดิมและฟังก์ชันถ่ายโอนที่ถูกอันดับลงของ A_s , A_c และ Z_o มีความใกล้เคียงกันมาก ดังแสดงในรูปที่ 7



(a) A_c



(b) A_s



(c) Z_o

รูปที่ 7 การตอบสนองความถี่ของ A_s , A_c และ Z_o

5. การหาค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุม

เนื่องจากการเปลี่ยนแปลงในแรงดันอินพุตมีผลกระทบต่อแรงดันเอาต์พุตน้อยมากเมื่อเปรียบเทียบกับผลกระทบจากการเปลี่ยนแปลงของโหลด ดังนั้น เพื่อความสะดวกในการออกแบบตัวควบคุม ความแปรปรวนที่เกิดจากแรงดันอินพุตจะถูกตัดออกไป และเมื่อเลือกตัวควบคุมเป็นแบบสัดส่วน-อินทิกรัล (PI-Controller) เพื่อให้ระบบมีการตอบสนองอย่างรวดเร็วและลดค่าผิดพลาดในสภาวะอยู่ตัว โมเดลของคอนเวอร์เตอร์ที่ควบคุมรูปได้จากรูปที่ 8 โดยฟังก์ชันถ่ายโอนของกระแสโหลดต่อแรงดันเอาต์พุตเขียนได้ตามสมการ (15)

$$\frac{V_o}{I_o} = - \frac{ds^2 + (ad + c)s}{s^2 + (a + bKp)s + bK_i} \quad (15)$$

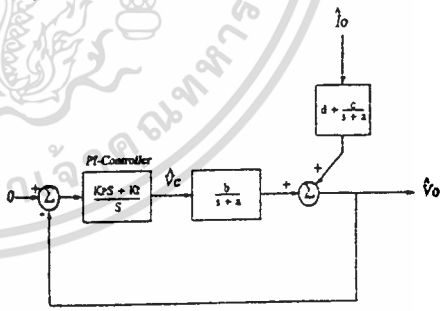
การตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตต่อการเปลี่ยนแปลงกระแสโหลดแบบ unit-step ถูกพบเป็น

$$V_o(s) = - \frac{ds + (ad + c)}{s^2 + (a + bKp)s + bK_i} \quad (16)$$

จากสมการระบบอันดับสองรูปแบบมาตรฐานทั่วไป

$$\frac{C(s)}{R(s)} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (17)$$

และการตอบสนองชั่วขณะ (transient response) ขึ้นอยู่กับรากของ



รูปที่ 8 โมเดลของคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้ออกแบบตัวควบคุม

สมการคุณลักษณะ

ดังนั้น เมื่อเทียบสัมประสิทธิ์สมการคุณลักษณะระหว่าง (16) และ (17) จะได้

$$2\zeta\omega_n = (a + bKp) \quad (18)$$

$$\omega_n^2 = bK_i \quad (19)$$

กำหนดให้อัตราหน่วง (dampint ratio) $\zeta = 1$ เพื่อให้การตอบสนองเข้าสู่ค่า settling เร็วที่สุดโดยไม่ทำให้เกิดแรงดันโอเวอร์ชูทที่อาจจะเป็นอันตรายต่อโหลดได้ ดังนั้นจาก (18) และ (19) จะได้

ไม่วารณิใดตทั้งสิน อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สามารถหาค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมได้ดังนี้

$$K_p = 8.548, K_f = 17138.14$$

$$2\sqrt{bK_1} = (a + bK_p) \quad (20)$$

และสมการคุณลักษณะของฟังก์ชันถ่ายโอน (16) สามารถหาค่ารากได้จาก

$$s^2 + (a + bK_f)s + bK = (s + \sqrt{bK_1})^2 \quad (21)$$

ดังนั้น (16) สามารถแยกเศษส่วนย่อยได้เป็น

$$\frac{ds + (ad + c)}{(s + \sqrt{bK_1})^2} = -\frac{A}{(s + \sqrt{bK_1})} - \frac{B}{(s + \sqrt{bK_1})^2} \quad (22)$$

เทียบสัมประสิทธิ์ได้

$$A = d, B = (ad + c - d\sqrt{bK_1}) \quad (23)$$

ดังนั้น (16) เขียนใหม่ได้เป็น

$$V_o(s) = -\left[\frac{d}{s + \sqrt{bK_1}} + \frac{ad + c - d\sqrt{bK_1}}{(s + \sqrt{bK_1})^2} \right] \quad (24)$$

เวลาที่ผลตอบสนองให้ค่าแรงดันเอาต์พุตสูงสุดหาได้จาก $\frac{dV_o(t)}{dt} = 0$ จะได้

$$d\sqrt{bK_1}e^{-\sqrt{bK_1}t} = (ad + c - d\sqrt{bK_1}) \left(-\sqrt{bK_1}t e^{-\sqrt{bK_1}t} + e^{-\sqrt{bK_1}t} \right) \quad (25)$$

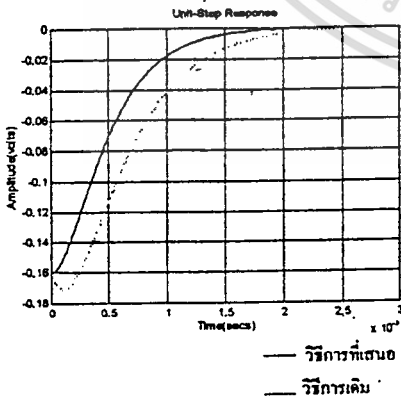
ถ้ากำหนดให้แรงดันเอาต์พุตมีค่าสูงสุดที่เวลา $t = 0$ ดังนั้นจาก (25)

จะได้

$$d\sqrt{bK_1} = ad + c - d\sqrt{bK_1} \quad (26)$$

$$K_1 = \frac{1}{b} \left(\frac{ad + c}{2d} \right)^2$$

ดังนั้น เราสามารถหาค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมได้จาก (26) และ (20)



รูปที่ 9 ผลตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตต่อกระแสโหลดแบบสแต็ป

6. ผลการทดสอบ

จากวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบพุ่มพูลที่ควบคุมด้วยโหมดกระแส

เมื่อแทนค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมและพารามิเตอร์ของคอนเวอร์เตอร์ที่ได้ลงในโมเดลของระบบ (16) เพื่อทดสอบหาผลการตอบสนองแรงดันเอาต์พุตต่อการเปลี่ยนแปลงกระแสโหลดของคอนเวอร์เตอร์ด้วยวิธีซิมูเลชัน โดยกำหนดให้ค่ากระแสเอาต์พุตเปลี่ยนแปลงเพิ่มขึ้น 4 A. ปรากฏว่า ได้ผลตอบสนองของแรงดันเอาต์พุตดังรูปที่ 9

7. บทสรุป

การหาค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมสำหรับคอนเวอร์เตอร์โดยใช้วิธีการที่เสนอนี้มีข้อดีกว่าการใช้วิธีเชิงตัวเลขแบบเดิมหลายประการดังต่อไปนี้

1. วิธีการที่เสนอนี้สามารถหาค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมได้โดยไม่ต้องกำหนดค่าเวลาคืนตัวและค่าแรงดันตอบสนองสูงสุดตามวิธีการเดิม
2. วิธีการเดิมต้องใช้การวิเคราะห์เชิงตัวเลขที่ยุ่งยากกว่า และในกรณีที่กำหนดค่าเริ่มต้นสำหรับกราวด์ที่ไม่ดีพอ อาจจะทำให้ไม่สามารถหาค่าตอบที่ถูกต้องได้
3. ค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมที่ได้จากวิธีการที่เสนอนี้จะทำให้คอนเวอร์เตอร์มีค่าแรงดันตอบสนองสูงสุดน้อยกว่า และแรงดันเอาต์พุตสามารถคืนสู่ค่าปกติได้เร็วกว่า ทำให้โหลดที่ต่อกับเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์มีความปลอดภัยมากกว่า

เอกสารอ้างอิง

[1] C.M. Liaw, S.J. Chiang, C.Y. Lai, K.H. Pan, G.C. Leu, and G.S. Hsu, "Modeling and Controller Design of a Current-mode Controlled Converter," IEEE Trans. Industrial Electronics, vol.41, no. 2, pp.231-240, 1994.

[2] V. Vorperian, "Simplified analysis of PWM converter using the model of the PWM switch: Parts I and II," IEEE Trans. Aerospace-Electronic Syst., vol. 26, no. 3, Mar. 1990.

[3] R. B. Ridley, "A new, continuous-time model for current-mode control," IEEE Trans. Power Electron., vol.6, no.2, pp.271-280, 1991.

[4] M. Ouyang, C.M. Liaw, and C.T. Pan, "Model reduction by power decomposition and frequency response matching," IEEE Trans. Automat. Cont., vol.32, no.1, pp.59-62, 1987.

ประวัติผู้เขียน

นาย อภิสิต ศรีแก้ววร เกิดเมื่อ วันพุธที่ 1 กรกฎาคม พ.ศ.2513 ที่จังหวัดพัทลุง สำเร็จ การศึกษาระดับประกาศนียบัตรวิชาชีพ (อเนกประสงค์) จากวิทยาลัยเทคนิคพัทลุง ปีการศึกษา 2531 สำเร็จการศึกษาระดับประกาศนียบัตรวิชาชีพชั้นสูง (อเนกประสงค์) จากมหาวิทยาลัยเอเชีย อากเนย์ ปีการศึกษา 2533 สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาตรี อุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต (สาขา เทคโนโลยีการวัดคุมทางอุตสาหกรรม) จากสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระ บัง ปีการศึกษา 2535

ปัจจุบัน ดำรงตำแหน่ง วิศวกร ระดับ 5 กองโทรคมนาคมทางดาวเทียม การสื่อสารแห่ง ประเทศไทย ถ.แจ้งวัฒนะ เขตหลักสี่ กรุงเทพมหานคร

