



การใช้โปรแกรม MATLAB และ SPICE ศึกษาและเลียนแบบองค์ประกอบ  
 ของระบบควบคุม  
 ON THE APPLICATION OF MATLAB AND SPICE PROGRAMS FOR  
 SIMULATION OF CONTROL SYSTEM COMPONENTS



โดย  
 นายวรพจน์ คงผาสุข

วัน เดือน ปี..... 29 ก.ย. 2541  
 เลขทะเบียน..... 038047  
 เลขเรียกหนังสือ..... T.39067.ว.2541

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต  
 สาขาวิศวกรรมระบบควบคุม  
 สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
 เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษานานับ ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ปีการศึกษา 2539  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาโทปีการศึกษา 2539

ภาควิชาวิศวกรรมระบบควบคุม

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง การใช้โปรแกรม MATLAB และ SPICE ศึกษาและเลียนแบบองค์ประกอบของระบบควบคุม  
(On The Application of MATLAB and SPICE Programs for Simulation of Control  
System Components)

จัดทำโดย นายวรพจน์ คงผาสุข



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การใช้โปรแกรม MATLAB และ SPICE ศึกษาและเลียนแบบองค์ประกอบ  
ของระบบควบคุม

ON THE APPLICATION OF MATLAB AND SPICE PROGRAMS FOR  
SIMULATION OF CONTROL SYSTEM COMPONENTS

โดย

นายวรพจน์ คงผาสุข

อาจารย์ที่ปรึกษา

อาจารย์พรสุข เทศเจริญ

บทคัดย่อ

โครงการนี้ได้เสนอการประยุกต์ใช้โปรแกรม MATLAB และโปรแกรม SPICE ในการศึกษาและเลียนแบบองค์ประกอบของระบบควบคุมโดยใช้ MATLAB และ SPICE ในระบบ WINDOWS

ได้ทำการศึกษาและเลียนแบบวงจรที่ใช้ในระบบควบคุมเป็นกรณีศึกษา 2 กรณี คือ กรณีแรกศึกษาค้นคว้าวิจัยของ WALTER W. TURNER ที่ตีพิมพ์ใน IEEE Transactions on Education เรื่อง Simulation of Response of a dc Motor Driven from an SCR-Controlled Source โดยใช้ซอฟต์แวร์ MATLAB แทนการใช้ภาษาเบสิกและเปรียบเทียบผลการเลียนแบบทั้งสองวิธี กรณีที่สองเป็นการเลียนแบบวงจร switching phase detector ชนิด bandwidth กว้างที่ใช้การควบคุมด้วย phase locked loop ด้วยโปรแกรม SPICE กรณีศึกษาทั้งสองได้แสดงสมรรถนะของการเลียนแบบในการศึกษาและวิเคราะห์องค์ประกอบของระบบควบคุม

ABSTRACT

This project presents the application of MATLAB and SPICE programs for study and simulation of the control system components. Attention is directed to an implementation of MATLAB and SPICE for the Windows system.

Two cases study are presented. The first case study the Simulation of the Response of a dc Motor Driven from an SCR-Controlled Source which is the paper of WALTER W. TURNER presented on IEEE TRANSACTION ON EDUCATION by using MATLAB program instead of BASIC program and compared the results. Second case study and simulate the wide bandwidth switching phase detector in phas locked loop control system using SPICE program. Both cases are employed to demonstrate for the study and analysis of the control system components.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## กิตติกรรมประกาศ

ผู้วิจัยขอขอบพระคุณอาจารย์พรสุข เทศเจริญ อาจารย์ที่ปรึกษา ที่กรุณาให้คำแนะนำและให้ความช่วยเหลือจนปริญญานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี

ขอขอบพระคุณ คุณพ่อ-คุณแม่ และป๊อป ที่เป็นกำลังใจมาโดยตลอด



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อ	i
กิตติกรรมประกาศ	ii
สารบัญ	iii
สารบัญภาพ	v
สารบัญตาราง	vii
บทนำ	1
SPICE PROGRAM	1
MATLAB PROGRAM	2
กรณีศึกษาที่ 1 การจำลองผลตอบสนองของการขับมอเตอร์กระแสตรง ด้วยแหล่งจ่ายที่ถูกควบคุมโดย SCR	3
- บทนำ	5
- ทฤษฎี	5
- การทดลอง	7
- dc chopper	7
- การจำลองการควบคุมแหล่งจ่ายกระแสสลับด้วย SCR	10
- สรุป	13
- สรุปและวิจารณ์	14
- เอกสารอ้างอิง	14
- เอกสารประกอบจากวารสาร IEEE	15
กรณีศึกษาที่ 2 การเลียนแบบวงจร swiching phase detector ชนิดแบนด์กว้างด้วยโปรแกรม SPICE	19
- บทนำ	20

สารบัญ  
(ต่อ)

	หน้า
- การทำงานของเฟส/ฟรีควอนซีดีเทคเตอร์	21
- ความสามารถในการรับรู้เฟสผิดพลาด	28
- ความสามารถในการรับรู้ความถี่ผิดพลาด	28
- การทำการเลียนแบบดีเทคเตอร์โดยใช้อินพุทเป็นโวลต์เตจ	31
- สรุป	33
สรุปและวิจารณ์	36
หนังสืออ้างอิง	37
ภาคผนวก ก.	38
ภาคผนวก ข.	41

## สารบัญญภาพ

	หน้า
<b>กรณีศึกษาที่ 1</b>	
รูปที่ 1 วงจรมอเตอร์กระแสตรง	6
รูปที่ 2a บล็อกไดอะแกรมของสมการที่ (5)	6
รูปที่ 2b บล็อกไดอะแกรมของสมการที่ (6)	6
รูปที่ 2c บล็อกไดอะแกรมของสมการที่ (7)	6
รูปที่ 2d บล็อกไดอะแกรมของระบบ dc motor	6
รูปที่ 3 วงจรควบคุมความเร็วมอเตอร์โดยใช้ dc chopper	6
รูปที่ 4 วงจร dc chopper	7
รูปที่ 5 วงจรควบคุมแหล่งจ่ายกระแสด้วย SCR	7
รูปที่ 6a โปรแกรม script file จำลองการทำงานของ dc chopper	8
รูปที่ 6b กราฟของกระแสอาร์เมเจอร์และความเร็วมอเตอร์	9
รูปที่ 6c กราฟของกระแสอาร์เมเจอร์และความเร็วมอเตอร์ที่ภาวะ steady	9
รูปที่ 7a แผนภาพ simulink ของ dc chopper และ dc motor	9
รูปที่ 7b กราฟของกระแสอาร์เมเจอร์	9
รูปที่ 7c กราฟของความเร็วมอเตอร์	9
รูปที่ 8 โปรแกรม script file จำลองการทำงานของ SCR	10
รูปที่ 9 ผลตอบสนองที่ firing angle = $\pi/4$	12
รูปที่ 10 ผลตอบสนองที่ firing angle = $\pi/2$	12
รูปที่ 11 ผลตอบสนองที่ firing angle = $3\pi/4$	12
รูปที่ 12a แผนภาพ simulink ของการควบคุมแหล่งจ่ายกระแสด้วย SCR	13
รูปที่ 12b แผนภาพของวงจรทริกเกอร์	13
รูปที่ 12c กราฟแสดงความต่างศักย์ที่ตกคร่อมมอเตอร์	13

## สารบัญภาพ (ต่อ)

	หน้า
รูปที่ 12d กราฟแสดงกระแสอาร์เมเจอร์	13
รูปที่ 12e กราฟแสดงความเร็วของมอเตอร์	13
รูปที่ 13 กราฟแสดงความต่างศักย์ที่ตกคร่อมที่จุดต่างๆ บนวงจร SCR ที่ควบคุมแหล่งจ่ายกระแสสลับ	14
<b>กรณีศึกษาที่ 2</b>	
รูปที่ 1 แสดงตำแหน่งของเฟสดีเทคเตอร์ในระบบเฟสล็อก	20
รูปที่ 2 วงจรเฟสดีเทคเตอร์	21
รูปที่ 3a แสดงเฟสนำหน้า (phase lead)	23
รูปที่ 3b แสดงเฟสตาม (phase lag)	23
รูปที่ 3c แสดงความถี่เมื่อ $\omega_1 > \omega_2$	24
รูปที่ 3d แสดงความถี่เมื่อ $\omega_1 < \omega_2$	24
รูปที่ 4a แสดงภาวะ phase error = 0	25
รูปที่ 4b แสดงภาวะ phase error > $2\pi$	25
รูปที่ 4c แสดงภาวะ phase error < $-2\pi$	25
รูปที่ 5 แสดง phase lead ที่มุมต่างๆ	26
รูปที่ 6 แสดง phase lag ที่มุมต่างๆ	27
รูปที่ 7 แสดงบล็อกไดอะแกรมของเฟสล็อก	28
รูปที่ 8 แสดงตัวอย่างความถี่ผิดพลาด	32
รูปที่ 9 แสดงวงจรเฟส/ฟรีควนซีดีเทคเตอร์	34
รูปที่ 10 แสดงผลการเลียนแบบของเฟส/ฟรีควนซีดีเทคเตอร์	35

## สารบัญตาราง

	หน้า
กรณีศึกษาที่ 2	
ตารางที่ 1 แสดงลอจิกของวงจรเฟสดีเทคเตอร์ในกรณีที่เฟสของ $u_1$ นำหน้าเฟสของ $u_2$	21
ตารางที่ 2 แสดงลอจิกของวงจรเฟสดีเทคเตอร์ในกรณีที่เฟสของ $u_1$ ตามเฟสของ $u_2$	22



## บทนำ

### SPICE PROGRAM

SPICE เป็นโปรแกรมที่เขียนบนคอมพิวเตอร์ระดับใหญ่โดยมหาวิทยาลัยในคาลิฟอร์เนีย และเผยแพร่สู่สาธารณชนในปี 1970 ในปี 1984 โปรแกรม SPICE เวอร์ชันแรกที่ทำเนิการบนคอมพิวเตอร์ส่วนบุคคลได้ถูกนำออกจำหน่ายในตลาดทั่วไป

SPICE เป็นโปรแกรมช่วยเลียนแบบการออกแบบวงจรไฟฟ้าต่างๆ ก่อนการสร้างวงจรจริง ทำให้การออกแบบและศึกษาคุณสมบัติของวงจรไม่ยุ่งยาก ไม่ต้องใช้วงจรฮาร์ดแวร์ เป็นการประหยัดและสามารถวิเคราะห์ตามทฤษฎีได้ถูกต้อง

SPICE มีโปรแกรม PROBE ที่เป็นโปรแกรมกราฟิก ใช้งานร่วมกับ SPICE เพื่อแสดงผลออกมาเป็นรูปกราฟต่างๆ และสามารถส่งผลออกทางเครื่องพิมพ์ได้ โปรแกรม SPICE สามารถคำนวณ DC analysis, AC analysis, ผลตอบสนองชั่วคราว, ผลตอบสนองเชิงความถี่ และ ทรานสเฟอ์ฟังก์ชันที่อยู่ในรูปของตัวแปลงลาปลาซ และสามารถคำนวณ Fourier Series ได้ เหมาะสำหรับการวิเคราะห์วงจรโดยทั่วไป

ข้อเสียคือ SPICE ไม่ใช่โปรแกรมที่สามารถเผยแพร่ได้ทั่วไป ต้องซื้อสิทธิ์ด้วยราคาแพง


ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับจากการใช้ SPICE ในการศึกษาและเลียนแบบคือตามปกติการวิเคราะห์และออกแบบระบบควบคุมมักทำในรูปของบล็อกไดอะแกรม และสมการทรานสเฟอ์ฟังก์ชัน โดยใช้โปรแกรมสำเร็จรูปตัวอื่น เช่น โปรแกรม MATLAB การเปลี่ยนแปลงและแก้ไขพารามิเตอร์ของระบบสามารถทำในสมการทรานสเฟอ์ฟังก์ชัน หลังจากสร้างระบบที่ได้ออกแบบแล้ว การเปลี่ยนแปลงแก้ไข จะไม่ทำในรูปของสมการทรานสเฟอ์ฟังก์ชัน แต่ทำโดยการปรับเปลี่ยนค่าขององค์ประกอบต่างๆ ในวงจร ดังนั้นโปรแกรม SPICE จะเข้ามาทำหน้าที่ตรงนี้ได้ดีกว่า อีกประการหนึ่ง ระบบที่ไม่เชิงเส้น ถ้าใช้โปรแกรมสำเร็จรูปตัวอื่นมาวิเคราะห์ จะยุ่งยากมาก แต่ถ้าถ่ายทอดออกมาเป็นวงจรไฟฟ้าที่ไม่เชิงเส้น สามารถใช้ SPICE วิเคราะห์ได้

## MATLAB PROGRAM

เวอร์ชันแรกของโปรแกรม MATLAB ได้ถูกเขียนโดยมหาวิทยาลัย New Mexico และมหาวิทยาลัย Stanford ในปลายปี 1970 เพื่อใช้กับทฤษฎี matrix, linear algebra และการวิเคราะห์เชิงตัวเลข ปัจจุบัน MATLAB มีความสามารถสูงเกินกว่าความเป็น Matrix Laboratory MATLAB ได้ถูกพัฒนาเป็นภาษาโปรแกรมที่ใช้ในการคำนวณทางเทคนิคทั่วไปในสาขาวิทยาศาสตร์และเทคโนโลยี องค์ประกอบของข้อมูลเป็น matrix ที่ไม่ต้องการการกำหนดหน่วย ทำให้สามารถใช้ได้กับปัญหาทางตัวเลขได้กว้างขวางและสามารถใช้กับคอมพิวเตอร์ส่วนบุคคล

MATLAB มี command line ซึ่งมีฟังก์ชันทางคณิตศาสตร์ในด้านต่างๆ รวมถึงฟังก์ชันในด้านระบบควบคุม ซึ่งสามารถเขียนเป็น script file เพื่อ run ได้ในลักษณะเดียวกับภาษาชั้นสูงของเครื่องคอมพิวเตอร์ และมี simulink ซึ่งเป็น software package สำหรับการออกแบบด้วยบล็อกไดอะแกรมจำลองการทำงานและวิเคราะห์ระบบไดนามิก ซึ่งใช้ได้กับระบบเชิงเส้นและระบบที่ไม่เชิงเส้น simulink มี Graphical user interface (GUI) สำหรับสร้างบล็อกไดอะแกรม โดยใช้การคลิกและลากเมาส์ ซึ่งทำได้ในลักษณะเดียวกับการเขียนบล็อกไดอะแกรมด้วยดินสอลงบนกระดาษ ซึ่ง simulink มีบล็อกไดอะแกรมชนิดต่างๆ อยู่ใน library เช่น แหล่งกำเนิดสัญญาณองค์ประกอบของระบบที่เป็นเชิงเส้น และที่ไม่เป็นเชิงเส้น และยังสามารถนำเอา simulink มาทำงานร่วมกับ command line ได้อีกด้วย ซึ่งเป็นการเพิ่มประสิทธิภาพของ MATLAB

MATLAB นำมาใช้ได้ดีกับโมเดลทางคณิตศาสตร์ของระบบต่างๆ เช่น ระบบที่เป็นเครื่องกล ระบบที่เป็นอิเล็กทรอนิกส์ ขอบเขตการใช้งานใน MATLAB จึงกว้างมาก แต่ก็ขึ้นอยู่กับ การแปลงจากระบบให้เป็นทรานสเฟอร์ฟังก์ชันของผู้ใช้



กรณีศึกษาที่ 1  
เรื่อง การจำลองผลตอบแทนของการขับมอเตอร์กระแสดังด้วย  
แหล่งจ่ายที่ถูกควบคุมโดย SCR

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# การจำลองผลตอบสนองของการขับมอเตอร์กระแสตรงด้วยแหล่ง จ่ายที่ถูกรควบคุมโดย SCR

## Simulation of the Response of a dc Motor Driven from an SCR-Controlled Source

วรพจน์ คงผาสุข

ภาควิชาวิศวกรรมระบบควบคุม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

บทคัดย่อ

บทความนี้ได้นำเอาผลงานจาก IEEE Transactions on Education [6] เรื่อง Simulation of the Response of a dc Motor Driven from an SCR-Controlled Source มาศึกษาและทำการทดลองใหม่ด้วยซอฟต์แวร์ MATLAB แทนการใช้ภาษาเบสิก และเปรียบเทียบผลการทดลองทั้งสองแบบ

การควบคุมความเร็วของมอเตอร์กระแสตรง สามารถทำได้หลายวิธี หนึ่งในวิธีเหล่านั้นคือ การควบคุมแหล่งจ่ายกระแสโดยใช้ SCR (Silicon controlled rectifiers) ซึ่งสามารถนำมาประยุกต์ใช้กับแหล่งจ่ายกระแสตรงและแหล่งจ่ายกระแสสลับ ผลการตอบสนองของระบบเป็นสิ่งสำคัญในการศึกษาการทำงานของระบบ เพื่อความเข้าใจการทำงานของระบบอย่างชัดเจน จะใช้ภาพความสัมพันธ์ของข้อมูลของระบบในระหว่างการทำงาน มาอธิบายการทำงานของระบบซึ่งง่ายกว่าการอธิบายด้วยสมการ และการทดลองกับระบบจริงเป็นสิ่งที่ยุ่งยากเนื่องจากการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ต่างๆ ในการทดลองจำเป็นต้องมีการเปลี่ยนแปลงอุปกรณ์จริง การจำลองการทำงานของระบบการควบคุมมอเตอร์กระแสตรงด้วยแหล่งจ่ายทั้งสองประเภทเพื่อศึกษาผลตอบสนอง จะจำลองโดยใช้ทั้ง script file และ simulink เพื่อเปรียบเทียบการทำงานของเครื่องมือทั้งสองแบบไปพร้อมๆกัน

Abstract

This research study about Simulation of the Response of a dc Motor Driven from an SCR-Controlled Source , a paper from IEEE TRANSACTION ON EDUCATION [6]. Instead of BASIC programming, MATLAB is used for a simulation. MATLAB's tools, simulink and script file, present

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

simulation of the response of a dc motor driven from SCR-controlled source. Both dc and ac source, and their simulations will be discussed. The response of the simulations from simulink and script file will be compared with the response from original paper [6].

## บทนำ

SCR (Silicon Controlled Rectifiers) เป็นอุปกรณ์กึ่งตัวนำที่นำมาใช้ในการควบคุมแหล่งจ่ายเพื่อการควบคุมความเร็วของมอเตอร์กระแสตรง การจำลองการทำงานของระบบต้องใช้โมเดลทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์กระแสตรงมาคำนวณหาผลตอบสนอง แต่ในส่วนของอินพุต (input) ของระบบที่ใช้แหล่งจ่ายกระแสตรงและแหล่งจ่ายกระแสสลับมีเงื่อนไขของการจ่ายกระแสให้แก่ระบบต่างกัน สำหรับแหล่งจ่ายกระแสตรงใช้วงจรชอปเปอร์ (chopper circuit) เพื่อเปิดและเปิดวงจร และใช้ free wheeling diode เพื่อปล่อย (discharge) พลังงานของขดลวดเหนี่ยวนำ (inductor) ในส่วนของแหล่งจ่ายกระแสสลับใช้วงจรทริกเกอร์ (trigger circuit) เพื่อควบคุมการปล่อยกระแสของแหล่งจ่าย การนำ MATLAB มาใช้จำลองการทำงานของระบบเนื่องจากซอฟต์แวร์ตัวนี้มีเครื่องมือ 2 แบบที่สามารถจำลองการทำงานของระบบได้ทั้ง script file [4] และ simulink [5] และมีเครื่องมือช่วยในการคำนวณและการแสดงผลที่ยืดหยุ่นและมีประสิทธิภาพ

script file เป็นลำดับคำสั่งแบบข้อความ (text) ของ MATLAB ที่นำมาใช้สร้าง file ของระบบมอเตอร์กระแสตรง การใช้ script file นำเอา Euler's method [2] มาคำนวณสมการผลต่างของระบบ

• simulink ซึ่งเป็นเครื่องมือในการสร้าง file ระบบโดยใช้กราฟฟิก (graphic) การจำลองการทำงานของระบบโดยใช้ simulink นำเอา block diagram ของ simulink มาสร้างระบบโดยใช้โมเดลทางคณิตศาสตร์

## 2 ทฤษฎี

### 2.1 โมเดลทางคณิตศาสตร์ของการควบคุมมอเตอร์กระแสตรงโดยการควบคุมอาร์เมเจอร์ (Armature control of dc motor)

$R$  = ความต้านทานอาร์เมเจอร์ (โอห์ม)  
[ Armature resistance, ohm ]

$L$  = ความเหนี่ยวนำอาร์เมเจอร์ (เฮนรี)  
[ Armature inductance, henry ]

$i$  = กระแสอาร์เมเจอร์ (แอมแปร์)  
[ Armature current, ampere ]

$E_a$  = ความต่างศักย์แหล่งจ่าย (โวลต์)  
[ applied armature voltage, volt ]

$E_b$  = แรงเคลื่อนไฟฟ้าย้อนกลับ (โวลต์)  
[ back emf, volt ]

$\omega$  = ความเร็วเชิงมุม (เรเดียน/วินาที)  
[ angular velocity, rad/sec ]

$T$  = torque (นิวตัน.เมตร) [N.m]

$J$  = โมเมนต์ความเฉื่อย  
[ moment of inertia, N.m/(rad/sec<sup>2</sup>) ]

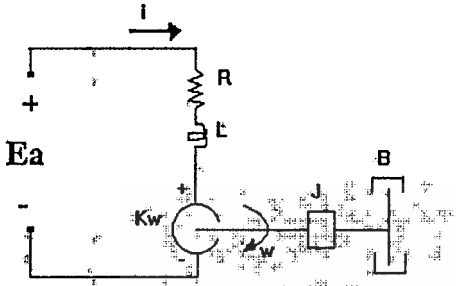
$B$  = Load viscous friction [ N.m/(rad/sec) ]

$K_t$  = motor torque constant [ N.m/A ]

$K_b$  = back emf constant [ V/(rad/sec) ]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 1 วงจรมอเตอร์กระแสตรง

$$T = K_t i \quad (1)$$

$$E_b = K_b w \quad (2)$$

การควบคุมความเร็วมอเตอร์ด้วยการควบคุมอาร์เมเจอร์ โดยความต่างศักย์จากแหล่งจ่าย มี differential equation ของอาร์เมเจอร์ดังนี้

$$L \frac{di}{dt} + Ri + E_b = E_a \quad (3)$$

กระแสอาร์เมเจอร์สร้าง torque ซึ่งเกี่ยวข้องกับ inertia และ friction

$$J \frac{d\omega}{dt} + b\omega + K_t i = T \quad (4)$$

กำหนดสถานะเริ่มต้น  $i = 0, \omega = 0,$

$$\frac{di}{dt} = 0$$

take laplace transform ในสมการ (2), (3) และ (4) จะได้

$$E_b(s) = K_b w(s) \quad (5)$$

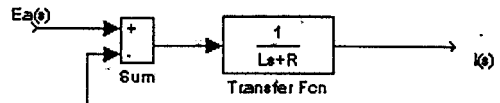
$$LsI(s) + RI(s) + E_b(s) = E_a(s) \quad (6)$$

$$Js\omega(s) + B\omega(s) = K_t I(s) \quad (7)$$

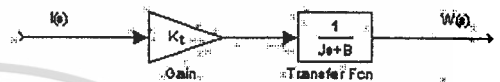
เขียน block diagram ได้ดังนี้



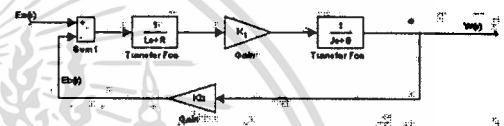
รูปที่ 2a block diagram ของสมการที่ (5)



รูปที่ 2b block diagram ของสมการที่ (6)



รูปที่ 2c block diagram ของสมการที่ (7)

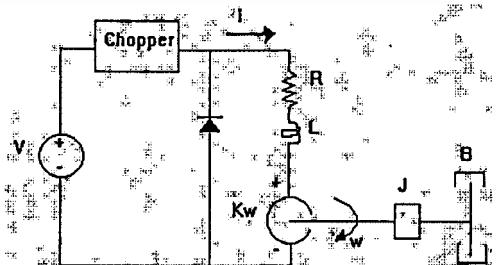


รูปที่ 2d block diagram ของระบบ dc motor

รูปที่ 2a, 2b และ 2c เป็น block diagram ของสมการที่ (5), (6), (7) ตามลำดับ รูปที่ 2d เป็น block diagram ของระบบ dc motor ที่มี input เป็น voltage และ output เป็นความเร็วเชิงมุม

### 2.2 dc chopper

วงจรโดยทั่วไปของ dc chopper แสดงไว้ดังรูปที่ 3 free-wheeling diode มีเพื่อช่วยปล่อยพลังงานที่สะสมในขดลวดเหนี่ยวนำ



รูปที่ 3 วงจรควบคุมความเร็วมอเตอร์โดยใช้ dc chopper

การทำงานของ chopper circuit ที่ใช้ควบคุมความเร็วมอเตอร์ขั้วนี้ได้กำหนดให้

$T_{ON}$  คือ on time ของ chopper

$T_{OFF}$  คือ off time ของ chopper

D คือ % ของ duty cycle ของ chopper

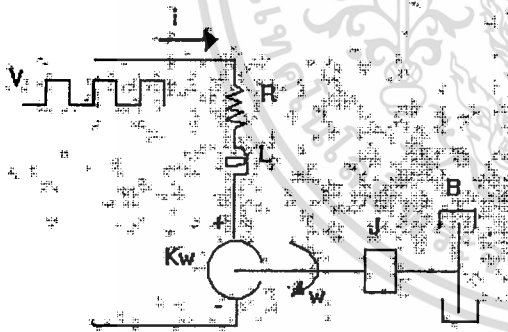
$$D = \frac{T_{ON}}{T_{ON} + T_{OFF}} * 100 \quad (8)$$

เมื่อ chopper อยู่ในภาวะ on time ความต่างศักย์เท่ากับ V ดังสมการที่ (9) และเมื่ออยู่ในภาวะ off time ความต่างศักย์เท่ากับศูนย์ ดังสมการที่ (10)

$$V = iR + L \frac{di}{dt} + E_b \quad (9)$$

$$0 = iR + L \frac{di}{dt} + E_b \quad (10)$$

การทำงานของวงจรจะเป็นดังรูปที่ 4

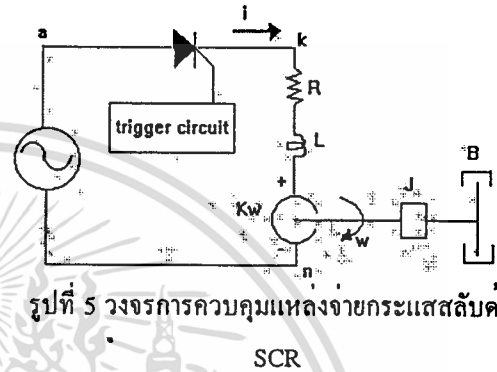


รูปที่ 4 วงจร dc chopper

### 2.3 การควบคุมแหล่งจ่ายกระแสด้วย SCR

การจำลองผลการตอบสนองของระบบซึ่งใช้แหล่งจ่ายกระแสด้วย SCR การทำงานของ SCR [1], [3] สามารถควบคุมการไหลของกระแสที่ผ่าน SCR โดยใช้วงจรทรานซิสเตอร์ที่สร้างพัลส์ (pulse) แคมๆ มากกระตุ้นที่ขาเกต (gate) เพื่อกำหนดจุดเริ่มต้นการนำกระแสของ SCR (turn on) แต่เนื่องจากการหยุดการ

ทำงาน (turn off) ของ SCR ถูกกำหนดโดยกระแสที่ผ่าน SCR ซึ่ง SCR จะหยุดการทำงานเมื่อกระแสตกลงต่ำกว่าค่า  $I_h$  (SCR holding current)



รูปที่ 5 วงจรการควบคุมแหล่งจ่ายกระแสด้วย SCR

### 3 การทดลอง

#### 3.1 dc chopper

เปอร์เซ็นต์ของ duty cycle ของสัญญาณจาก chopper เป็นตัวกำหนดความเร็วของมอเตอร์ หาก duty cycle เท่ากับ 100% หมายความว่าวงจร chopper จะจ่ายความต่างศักย์ที่มีค่าคงที่ให้แก่มอเตอร์ ทำให้มอเตอร์หมุนด้วยความเร็วสูงสุด หากลดเปอร์เซ็นต์ของ duty cycle ลง ความเร็วของมอเตอร์จะลดลง การจำลองผลการตอบสนองของระบบใช้เครื่องมือทั้ง 2 แบบ ชนิดของ MATLAB คือ script file และ simulink

#### 3.1.1 การจำลอง dc chopper โดยใช้ script file

ใช้ Euler's Method ในการคำนวณหาค่าของสมการผลต่างที่ (6) และ (7) ผลของการรันจะแสดงกราฟของกระแสอาร์มีเจอร์และความเร็วมอเตอร์ พารามิเตอร์ของระบบสามารถเปลี่ยนแปลงได้โดยการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

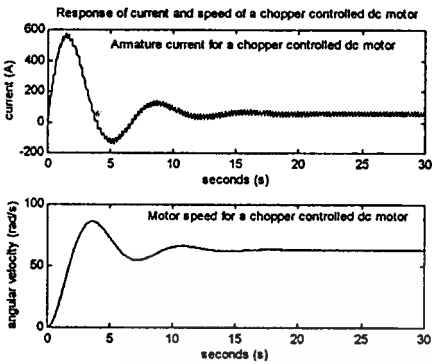
แก้ไขค่าพารามิเตอร์ใน script file ซึ่งความหมายของ พารามิเตอร์อธิบายอยู่ในส่วนของโปรแกรมดังรูปที่ 6a

ส่วนผลการรัน script file เป็นดังรูปที่ 6b และ 6c

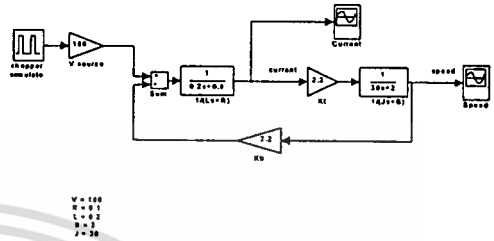
```
% Simulation of a dc motor driven from a dc chopper controlled source
% This program shows graph of armature current and motor speed for
% a chopper controlled dc motor. Parameter of this program could be
% changed by understanding the parameter below.
% The basic scheme is to use Euler's method of repeated integration
% in conjunction with the two first order equations describing the system.
%  $i.R+L.(di/dt)+K_b.w = V$  or 0 ... (1a)
%  $J.(dw/dt)+K_t.i = B.w$  ... (2a)
clear;
% Parameter of system for simulation
R=0.1; % R is armature resistance (ohm);
L=0.2; % L is armature inductance (henry);
J=30; % J is moment of inertia (N*m/(rad/(s^2)));
B=2; % B is viscous-friction (N*m/(rad/s));
Kt=2.2; % Kt is motor-torque constant (N*m/A);
Kb=2.2; % Kb is back emf constant (V/(rad/s));
x_axis=30; % x_axis is span of time (seconds);
duty=80; % duty is duty cycle of signal (percent);
period=0.25; % period is time in one cycle (seconds);
on=duty*period/100;
off=period-on;
Voltage=180; % Voltage is maximum voltage of source (Volt);
T=0.01; % T in interval time of calculation (seconds);
% initial state
tt=0;g=0;c1=0;c2=0;w1=0;w2=0;v1=0;x=0;
while tt<x_axis
    x=x+1;
    t(x)=tt;
    Ton=g*period+on;
    if tt<=Ton
        v1=Voltage;
    else
        v1=0;
    end
    c2=v1/L-(R/L)*c1-Kb*w1/L;
    c1=c2*T+c1;
    w2=(Kt*c1-B*w1)/J;
    w1=w2*T+w1;
    V(x)=v1;
    I(x)=c1;
    W(x)=w1;
    tt=tt+T;
    if tt>(period*(g+1))
        g=g+1;
    end
end
% plot graph of simulation
subplot(211),plot(t,I,'w'),ylabel('current (A)'),xlabel('seconds (s)'),...
text(5,500,'Armature current for a chopper controlled dc motor'),...
title('Response of current and speed of a chopper controlled dc motor')
subplot(212),plot(t,W,'w'), ylabel('angular velocity (rad/s)'),xlabel('seconds (s)'),...
text(8,90,'Motor speed for a chopper controlled dc motor')
```

รูปที่ 6a โปรแกรม script file จำลองการทำงานของ dc chopper

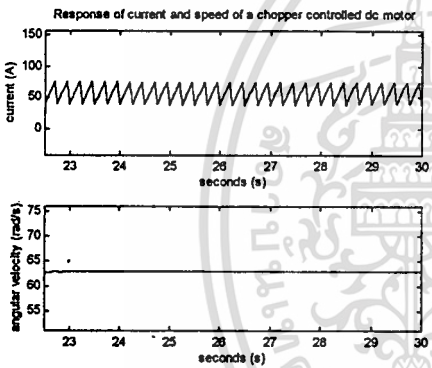
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



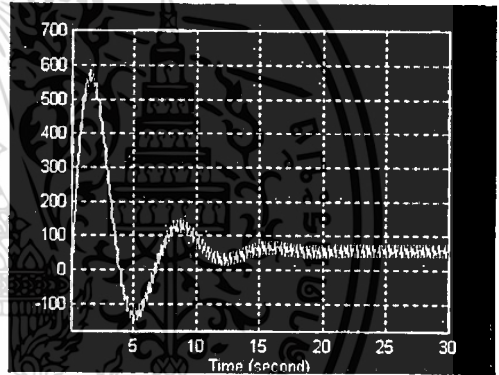
รูปที่ 6b กราฟของกระแสอาร์เมเจอร์และความเร็วมอเตอร์



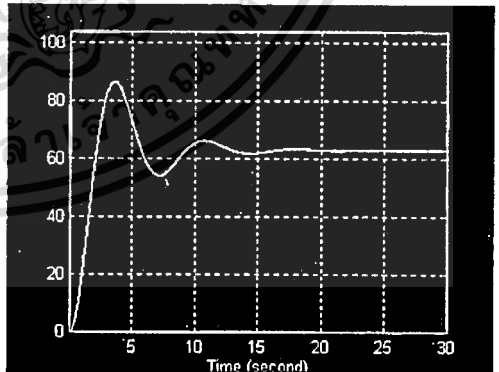
รูปที่ 7a แผนภาพ simulink ของ dc chopper และ dc motor



รูปที่ 6c กราฟของกระแสอาร์เมเจอร์และความเร็วมอเตอร์ที่ภาวะ steady



รูปที่ 7b กราฟของกระแสอาร์เมเจอร์



รูปที่ 7c กราฟของความเร็วมอเตอร์

3.1.2 การจำลอง dc chopper โดยใช้ simulink

นำ block diagram ของระบบดังรูปที่ 2d มาเป็นแบบในการสร้างโมเดลใน simulink การทดลองนำค่าพารามิเตอร์จาก IEEE [6] แผนภาพของ dc chopper และ dc motor สามารถเข้าใจได้ง่ายเนื่องจากสัญญาณมีรูปแบบที่แน่นอนจาก dc chopper ส่งไปยังบล็อกของ dc motor โดยตรง โค้ดแกรมของ dc chopper และผลการตอบสนองแสดงดังรูปที่ 7a, 7b และ 7c

3.1.3 สรุป

รูปกราฟแสดงผลการตอบสนองที่ได้เมื่อนำมาเปรียบเทียบกันมีค่าเหมือนกันและยังเหมือนกับผลงานที่ตีพิมพ์ใน IEEE [6] แสดงว่าทั้ง script file และ

simulink สามารถนำมาใช้ในการจำลองการทำงานของระบบได้

### 3.2 การจำลองการควบคุมแหล่งจ่ายกระแสด้วย SCR

การจำลองการทำงานของมอเตอร์โดยใช้ SCR ควบคุมแหล่งจ่ายกระแสสลับเพื่อหาผลตอบสนองมีความซับซ้อนกว่าการควบคุมแหล่งจ่ายกระแสด้วย dc chopper เนื่องจากมีเงื่อนไขการทำงานและหยุดทำงานของ SCR มาเกี่ยวข้อง การจำลองการทำงานของระบบให้ทั้ง script file และ simulink ในการทดลองเช่นเดียวกัน

#### 3.2.1 การจำลองระบบที่มีแหล่งจ่ายกระแสสลับโดยใช้ script file

ในส่วนแรกของโปรแกรมเป็นการกำหนดพารามิเตอร์ต่างๆของระบบ จากนั้นจึงกำหนดค่าเริ่มต้นของระบบเช่น กระแส = 0 แอมแปร์, อัตราเร็ว = 0 เรเดียนต่อวินาที, เวลา = 0 วินาที ในส่วนการคำนวณการทำงานของระบบสามารถกำหนดให้ระบบมีรอบการทำงานตามต้องการ การทำงานแต่ละรอบ

หมายถึงเวลาที่เปลี่ยนไป (ในโปรแกรมตัวอย่างกำหนดไว้เป็น  $\frac{1}{12000}$  วินาที ซึ่งสามารถเปลี่ยนแปลงได้ตามต้องการ) จากนั้นเป็นการตรวจสอบเงื่อนไขการทำงานของ SCR ซึ่งจะเริ่มนำกระแสด้วยเงื่อนไขคือค่าความต่างศักย์ที่คร่อม SCR มากกว่าศูนย์และมุมเฟส (phase) ของสัญญาณจากแหล่งจ่ายมีค่ามากกว่า firing angle ซึ่งเป็นมุมที่มีพัลส์จากวงจรทริกเกอร์มากระตุ้นที่ขาเกตนั่นเอง จากนั้นมีการตรวจสอบภาวะการหยุดการทำงานของ SCR โดยตรวจสอบว่าค่ากระแสต่ำกว่า  $I_h$  โดยเงื่อนไขที่ว่า หากค่ากระแสต่ำกว่า  $I_h$  แล้ว SCR จะหยุดนำกระแส ค่าของกระแสและความเร็วเชิงมุมนำมาเขียนกราฟแสดงผลตอบสนอง สิ่งที่ต้องสังเกตคือมุมเฟสของสัญญาณ มีเฟสต่างกันอย่างไร กำหนดค่าพารามิเตอร์ในการแสดงผลโดยใช้การอ้างอิงจากรูปที่ 5

- เมื่อ  $V_{an}$  เป็นความต่างศักย์ของแหล่งจ่าย
- $V_{kn}$  เป็นความต่างศักย์ที่ตกคร่อมอาร์มเจอร์
- $V_{ak}$  เป็นความต่างศักย์ที่ตกคร่อม SCR

ผลการตอบสนองการทำงานของระบบจะแสดงให้เห็นที่ firing angle ต่างกัน เพื่อเปรียบเทียบให้เห็นถึงการทำงานของ SCR

```
% Simulation of the Response of a dc Motor Driven from an SCR-Controlled Source
% (modified from IEEE TRANSACTIONS OF EDUCATION VOL. 31 NO. 3 AUGUST 1988)
% This program is written to observe response of a dc motor driven from
% SCR-Controlled source. It is easy to change parameter in simulation and
% understand response of simulation. We can observe function of SCR in circuit.
% The algorithm use Euler's method of repeated integration in
% conjunction with two first order equations describing the system.
%      iR+L*(di/dt)+Kw = V      _____ (1)
%      J*(dw/dt)+Bw = Ki      _____ (2)
% In step of algorithm of program
% for i
%      di/dt = V/L-(R/L)*i-Kw/L      _____ (3)
%      i = (di/dt)*T+i      _____ (4)
% for w
%      dw/dt = (K*i-B*w)/J      _____ (5)
%      w = (dw/dt)*T+w      _____ (6)
clear;
```

สารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

L= 2; % L is Armature Inductance;
B=2; % B is Load viscous friction;
J=0.1; % J is Load inertia;
f=60; % f is frequency of source signal;
T=1/(f*200);% T is Intregrating interval;
Vmax=150;% Vmax is maximum voltage of source signal;
x_axis=0.12;% x_axis is span of time in x axis;
Kt=5; % Kt is motor-torque constant;
Kb=5; % Kb is back emf constant;
F=pi*2/4;% F is firing angle;
Ih=0; % Ih is SCR's holding current;
% c1 is current
% c2 is rate of change of current
% w1 is angular velocity
% w2 is angular acceleration
% Theta is angle of source signal
% tt is Time in seconds
% Start process
x=0; tt=0; w1=0; c1=0; c2=0; g=0; scr=0;
while tt<x_axis
    ThetaF=(g*2*pi)+F;
    x=x+1;
    z(x)=tt;
    Theta=tt*(2*pi);
% SCR's Turn On condition
    if ((c1==0)&(sin(Theta)>0)&(Theta>ThetaF)&(scr==0))((c1>Ih)&(scr==1))
        scr=1;
    end
    if scr==1
        V1=Vmax*sin(Theta);
        Vkn(x)=V1;
        c2=V1/L-(R/L)*c1-Kb*w1/L;
        c1=c2*T+c1;
    else
        c1=0;c2=0;V1=0;
    end
% SCR's Turn Off condition
    if ((scr==1)&(c2<0)&(c1<=Ih))(scr==0)
        scr=0;c1=0;c2=0;
    end
    w2=(Kt*c1-B*w1)/J;
    w1=w2*T+w1;
    W(x)=w1;
    I(x)=c1;
    Van(x)=Vmax*sin(Theta);
    Vkn(x)=V1;
    Vak(x)=Van(x)-Vkn(x);
    tt=tt+T;
    if tt>((g+1)/f)
        g=g+1;
    end
end
% Display graph of simulation
xt=x_axis*0.3; m=0;
while m~4
    m=menu('Present','3x1 of (V,I,W)','3x1 of Vkn','Phase compare','End');
    if m==1
        subplot(311),plot(z,Van,'w',z,Vkn,'b'),grid,xlabel('seconds'),ylabel('V'), title('firing angle is pi*2/4'),...
            axis([0 x_axis -200 250]),grid off, text(xt,200,'Voltage of source and Voltage to motor')
        subplot(312),plot(z,I,'w'),grid,xlabel('seconds'),ylabel('A'), axis([0 x_axis 0 0.45]),grid off,...
            text(xt,0.38,'Armature current')
        subplot(313),plot(z,W,'w'),grid,xlabel('seconds'),ylabel('rad/sec'), axis([0 x_axis 0 0.4]),grid off,...
            text(xt,0.35,'Motor speed')
        pause;
    elseif m==2
        เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
        subplot(311),plot(z,Van,'w'),xlabel('seconds'),ylabel('Van'), title('firing angle is pi/2'),...
            ไม่วารณมใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมีเหตุดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้
    end
end

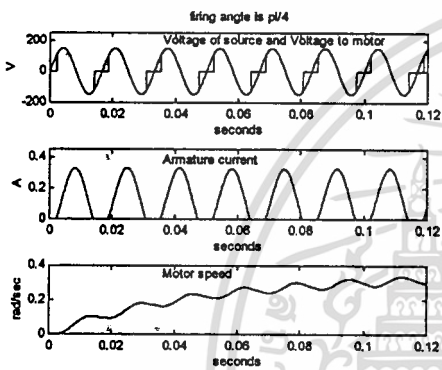
```

```

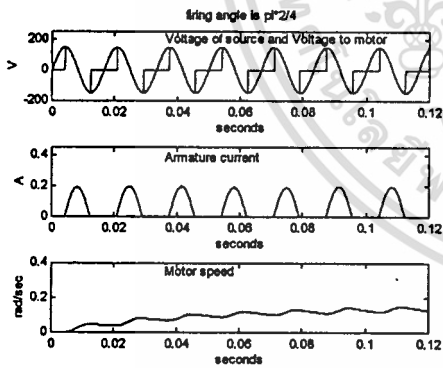
axis ([0 x_axis -200 200]),grid off
subplot(312),plot(z,Vkn,'w'),xlabel('seconds'),ylabel('Vkn'), axis ([0 x_axis -200 200]),grid off
subplot(313),plot(z,Vak,'w'),xlabel('seconds'),ylabel('Vak'), axis ([0 x_axis -200 200]),grid off
pause;
elseif m==3
subplot(211),plot(z,Vkn,'w',z,I*800,'w',z,W*700,'w'),xlabel('seconds'), axis ([0 x_axis -10 210]),grid off
pause;
end
clf;
end

```

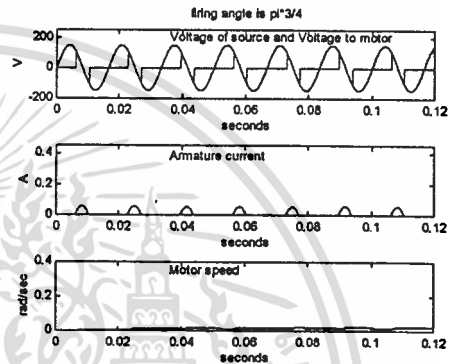
รูปที่ 8 โปรแกรม script file จำลองการทำงานของ SCR



รูปที่ 9 ผลตอบสนองที่ firing angle =  $\frac{\pi}{4}$



รูปที่ 10 ผลตอบสนองที่ firing angle =  $\frac{\pi}{2}$



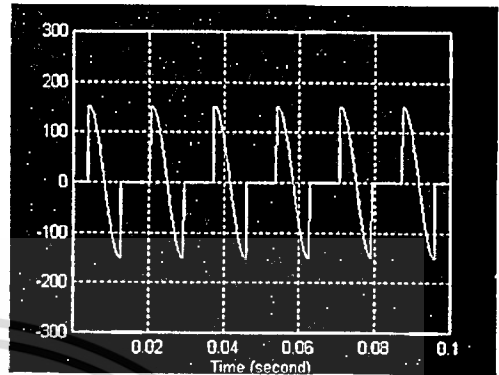
รูปที่ 11 ผลตอบสนองที่ firing angle =  $\frac{3\pi}{4}$

8.2.2 การจำลองระบบที่มีแหล่งจ่ายกระแสสลับโดยใช้ simulink

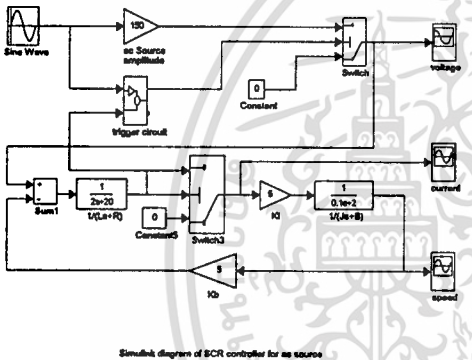
โมเดลของมอเตอร์ยังคงเป็นเช่นเดียวกับที่แสดงไว้ดังรูปที่ 2d แต่ส่วนของอินพุท จำเป็นต้องมีวงจรถริกเกอร์เพื่อที่จะกำหนดการเริ่มต้นการทำงานของ SCR เนื่องจากสัญญาณที่ใช้เพื่อเริ่มต้นการทำงานเป็นสัญญาณพัลส์ช่วงแคบๆ จึงนำค่าสูงสุดของสัญญาณจากแหล่งจ่ายมาทำเป็นพัลส์ เพื่อให้ความถี่ของวงจรถริกเกอร์มีค่าเท่ากับความถี่ของสัญญาณจากแหล่งจ่ายและใช้ time delay block เพื่อเป็นตัวกำหนดมุมในการกระตุ้นให้ SCR ทำงาน แต่ SCR จะหยุดการนำกระแสเมื่อกระแสที่ไหลผ่าน SCR มีค่าน้อยกว่า  $I_h$  จึงนำค่ากระแสจากรีมเจอร์มาเป็นตัวส่งสัญญาณหยุดการทำงานไปยังสวิตช์เพื่อหยุดการทำงานของ SCR (เนื่องจาก simulink ไม่สามารถเลียนแบบการทำงานทางกายภาพของวงจรถริกเกอร์ได้โดยตรง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษา การสร้างวงจรถริกเกอร์ในที่นี้จึงเป็นการเลียนแบบ ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

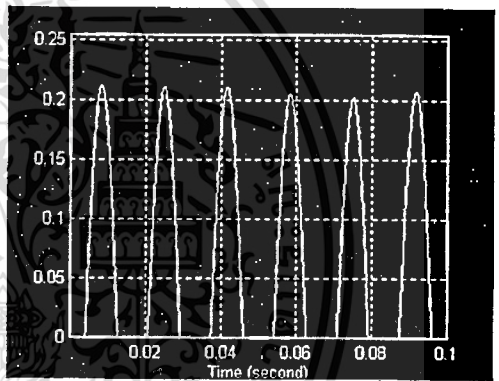
แบบทางตรรกะ) block ที่ควบคุมการ on และ off ของ SCR เป็นตัวเดียวกัน จึงนำ S-R flip flop มาเป็นตัว latch เพื่อให้ SCR ยังคงทำงานได้ในกรณีที่สัญญาณทริกเกอร์หายไปแล้ว แต่ยังมีกระแสที่มีค่ามากกว่า  $I_h$  ไหลผ่าน SCR อยู่ เนื่องจากต้องการเปรียบเทียบการทำงานกับ script file ผลการทดลองที่ได้ จึงแสดงไว้ที่ firing angle เท่ากับ  $\frac{\pi}{2}$  เท่านั้น รูปที่ 12b เป็นวงจรทริกเกอร์ซึ่งเป็นระบบย่อยของรูปที่ 12a



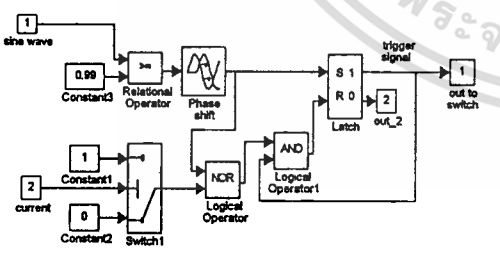
รูปที่ 12c กราฟแสดงความต่างศักย์ที่ตกคร่อมมอเตอร์



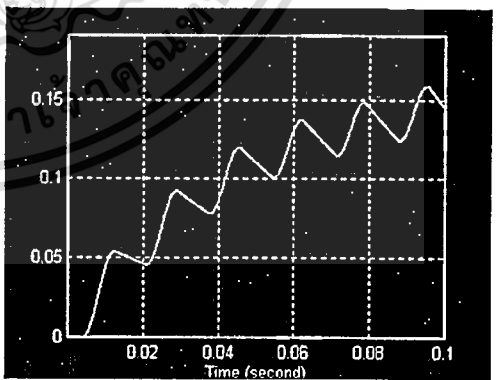
รูปที่ 12a แผนภาพ simulink ของการควบคุมแหล่งจ่ายกระแสตรงด้วย SCR



รูปที่ 12d กราฟแสดงกระแสอาร์เมเจอร์



รูปที่ 12b แผนภาพของวงจรทริกเกอร์

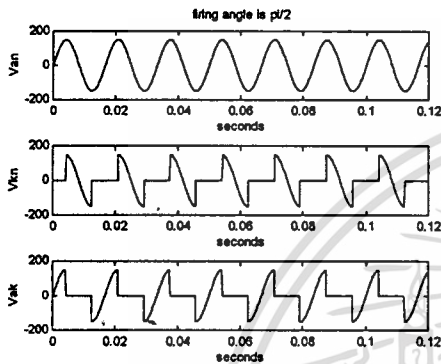


รูปที่ 12e กราฟแสดงความเร็วของมอเตอร์

3.3 สรุป

มุมเฟสของสัญญาณทริกเกอร์ที่ขาเกตสามารถนำมาใช้ในการควบคุมความเร็วมอเตอร์กระแสตรงโดยใช้ SCR ควบคุมแหล่งจ่ายกระแสสลับ

ซึ่งกำหนดให้มุมเฟสมีค่า  $\frac{\pi}{4}$ ,  $\frac{\pi}{2}$  และ  $\frac{3\pi}{4}$  ผลที่ได้คือ ความเร็วมอเตอร์ มีค่าแตกต่างกันดังรูปที่ 9, 10 และ 11 ตามลำดับ



รูปที่ 13 กราฟแสดงความต่างศักย์ที่ตกคร่อมที่จุดต่าง ๆ บนวงจร SCR ที่ควบคุมแหล่งจ่ายกระแสสลับ

จากรูปที่ 13 สังเกตสัญญาณ  $V_{kn}$  พบว่ามีสัญญาณที่เป็นลบเข้ามาเนื่องจากระบบมีความต่างศักย์ที่เกิดจากการเปลี่ยนแปลงของกระแสในขดลวดเหนี่ยวนำและแรงเคลื่อนย้อนกลับที่เกิดจากมอเตอร์ ปรากฏที่ทั้งสองค่านี้มีค่าน้อยกว่าความต่างศักย์ของแหล่งจ่าย SCR ยังคงมีสถานะเป็น forward bias ซึ่งสามารถนำกระแสได้จนกระทั่งกระแสตกลงต่ำกว่าค่ากระแส  $I_h$  และหลังจาก SCR หยุดนำกระแสแล้วจะต้องรอเงื่อนไขเพื่อเริ่มการทำงานต่อไปที่ firing angle และสัญญาณจากแหล่งจ่ายต้องเป็นค่าบวก

#### 4 สรุปและวิจารณ์

การใช้ SCR ควบคุมแหล่งจ่ายเป็นแนวทางหนึ่งในการควบคุมความเร็วของมอเตอร์ สามารถจำลองการทำงานเพื่อหาผลตอบสนองได้ การจำลองโดยใช้ script file และ simulink ได้ผลตอบสนองเหมือนกัน ข้อดีของ script file ก็มีความยืดหยุ่นใน

การคำนวณและแสดงผล และความเร็วในการแสดงผลสูงกว่า simulink ส่วนข้อดีของ simulink ก็ยังสามารถนำโมเดลทางคณิตศาสตร์มาสร้างระบบได้ง่าย แต่ความเร็วในการแสดงผลที่ความละเอียดสูงช้ากว่า script file มาก

ผลการทดลองที่ได้มีผลเช่นเดียวกับบทความที่ตีพิมพ์ใน IEEE [6] สิ่งที่แตกต่างกันไปคือใน IEEE [6] ใช้ภาษาเบสิก ส่วนในบทความนี้ใช้ MATLAB และมีการเพิ่มเติมพารามิเตอร์  $K_p$ ,  $K_b$  และ  $I_h$  เพื่อให้มีความใกล้เคียงกับค่าพารามิเตอร์จริงของมอเตอร์ กระแสตรง

#### 5 เอกสารอ้างอิง

- [1] J. Vithayathil, Power Electronics Principles and Applications, McGraw-Hill Inc., Tokyo, 1995.
- [2] K. Ogata, Modern Control Engineering, Prentice-Hall International, Inc., NJ, 1990.
- [3] N. Mohan, T. M. Undeland and W. P. Robbins, Power Electronics: Converters, Applications and Design, John Wiley & Sons, Inc., Singapore, 1989.
- [4] The Math Work Inc., The student Education of MATLAB High-Performance Numeric Computation and Visualization Software, Prentice-Hall International, Inc., NJ, 1995.
- [5] The Math Work Inc., The student Education of SIMULINK Dynamic System Simulation Software for Technical Education, Prentice-Hall International, Inc., NJ, 1996.
- [6] W. W. Turner, "Simulation of the Response of a dc Motor Driven from an SCR-Controlled Source," IEEE Transactions on Education, Vol.31, No. 3., pp. 231-234, August 1988.

# Simulation of the Response of a dc Motor Driven from an SCR-Controlled Source

WALTER W. TURNER

**Abstract**—Computer simulation of dc motors driven from SCR-controlled sources are described for both dc and ac sources. A circuit simulation program is used for system simulation when the source is dc. An original program utilizing Euler's method provides simulation when the source is ac.

## INTRODUCTION

Some introductory electric machinery texts include a section on SCR control of dc motors. To simplify the analysis, the assumption is usually made that the armature resistance is negligible and that the load inertia is large enough that the speed is constant. The effect of deviations from these assumptions can be reasoned in a general way, but detailed analysis is difficult. It is helpful to the student if the effect of varying any one of the system parameters can be observed. Computer simulation provides an effective way of doing this. Two types of drives and their simulation will be discussed.

## DC CHOPPER

A typical chopper circuit is shown in Fig. 1. The free-wheeling diode is necessary to provide a discharge path for the inductor energy. If the chopper is assumed ideal, the motor operation can be determined by modeling the motor and load as equivalent circuit elements and driving the circuit with a dc voltage modulated at the chopper duty cycle so that the input is either the full dc voltage or zero. Most circuit simulation programs can accomplish this. Fig. 2 shows equations and the equivalent circuit. The effect of changing chopper operation, input voltage, or motor parameters can then be easily determined from plots of motor current and/or motor speed as functions of time. Fig. 3 shows typical plots.

## SCR CONTROL OF AC SOURCE

Simulation of the response of a dc motor driven from an ac source through an SCR (Fig. 4) presents different problems. Several simulation programs are available (e.g., spice and spice-like programs, PC MatLab, and others) but they cannot easily handle the peculiarities of a SCR-controlled ac driver where the turnoff of the SCR is determined by the current through the device. (To a first approximation the SCR turns off when current falls to zero.) A program has been prepared using Microsoft Basic to run on the Macintosh. Minor modifications should permit it to run on other machines. A copy of the program and a flowchart are appended. (See Figs. 5 and 6.)

The basic scheme is to use Euler's method of repeated integration in conjunction with the two first order equations describing the system. Thus, successive values of armature current and motor speed are computed and plotted. Repeated tests of armature current

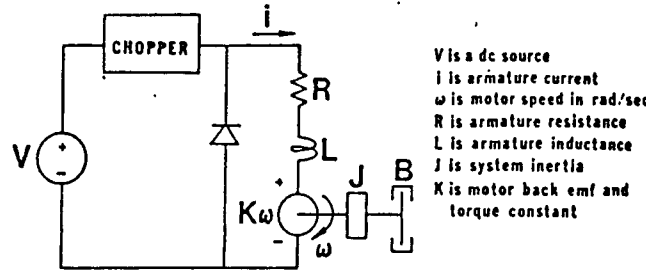


Fig. 1. dc chopper circuit.

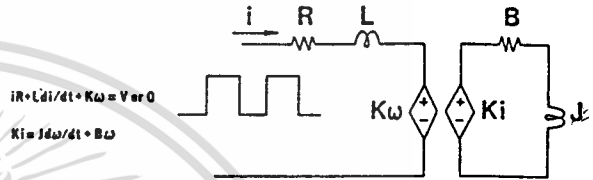


Fig. 2. Simulation circuit for dc chopper and motor.

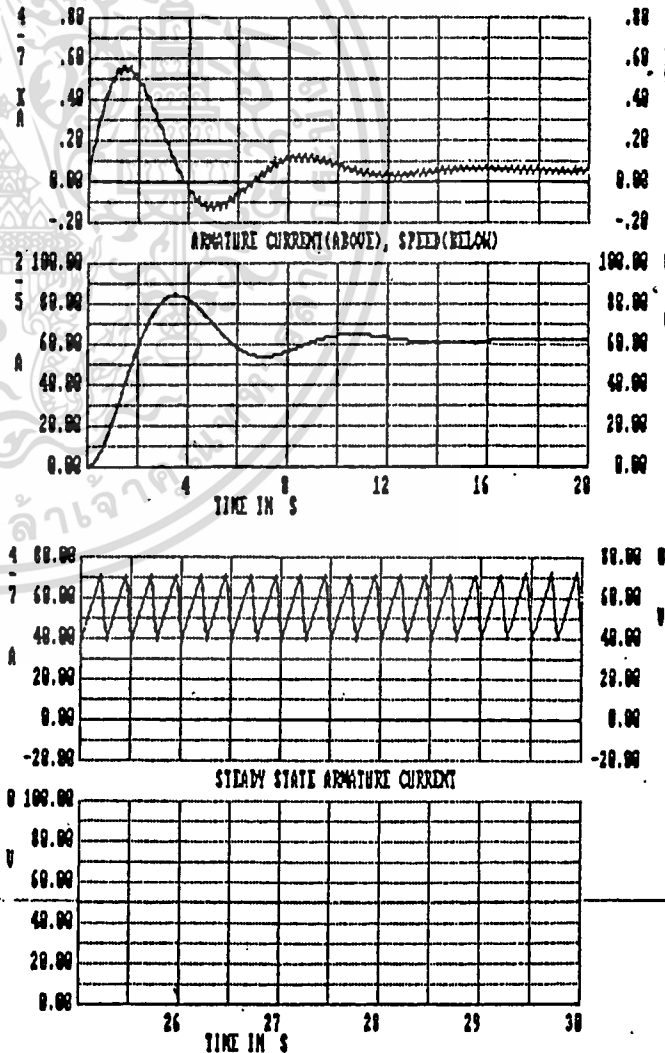


Fig. 3. Armature current and motor speed for a chopper controlled dc motor.  $V = 180$ ,  $R = 0.1$ ,  $L = 0.2$ ,  $B = 2$ ,  $J = 30$ ,  $K = 2.2$ , on time = 0.2, off time = 0.05.

Manuscript received January 7, 1988.

The author is with the Department of Electrical Engineering, University of Maine, Orono, ME 04469.

IEEE Log Number 8821956.

วิศวกรรมใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

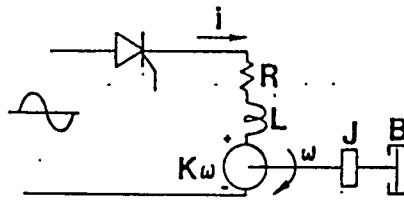


Fig. 4. SCR controller for ac source.

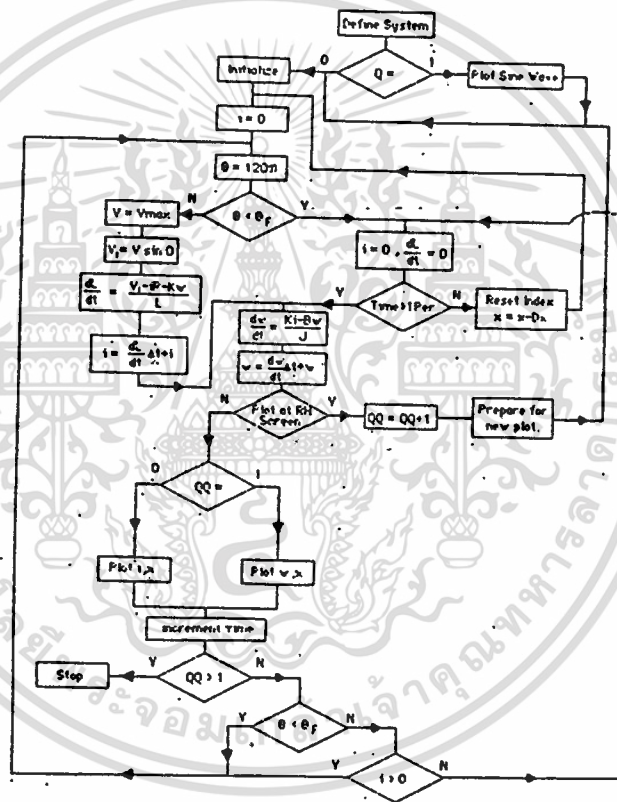


Fig. 5. Flowchart for basic program.

value will identify the time that the SCR shuts off. The motor then coasts until the SCR fires again during the next positive portion of the voltage wave. The input sinusoidal voltage may be plotted as a reference.

Steady state response will consist of variations of current and speed about average values. This program displays the complete transient plus steady state response. Details of the steady state may not show up well on the plot due to the compression of the time scale necessary to reach steady state within the width of the screen.

If steady state is the only response of interest, an "initial" of speed that is near the steady state value will permit the system to reach steady state more quickly. Variations of  $DX$  in the program changes the time scale.

The program does not provide scales for the two axes. This can be done but relative results can be determined from the unscaled plots and the printing of multiple ordinate scales is avoided. Students can more easily understand the program if scale plotting commands are not included. Fig. 7 shows a typical response.

```

REM THIS PROGRAM RUNS ON A MACINTOSH
REM NAME IS SCR CONTROLLER
REM THIS PROGRAM SIMULATES THE OPERATION OF A DC MOTOR DRIVEN FROM AN AC SOURCE THROUGH A SCR.
REM R= ARMATURE RESISTANCE, L= ARMATURE INDUCTANCE, K= TORQUE AND VELOCITY CONSTANT, J= LOAD INE
RTIA, B= LOAD VISCOUS FRICTION
REM T=INTEGRATING INTERVAL, DX IS HORIZONTAL INCREMENT ON SCREEN CORRESPONDING TO T SECONDS, TT
IS TIME IN SECONDS, X IS HORIZONTAL DISPLACEMENT ON SCREEN CORRESPONDING TO TT SECONDS, THETA F :
S FIRING ANGLE IN RADIAN
R=20
L=2
N=5
B=2
J=.1
PI=3.141
THETA F=PI/2
T=1/12000
X=50
DX=1
TT=0
QQ=0
REM IF Q=1 A REFERENCE SINE WAVE IS PLOTTED. Q=0 OMITTS SINE WAVE
Q= 0
IF Q=0 GOTO 70
REM NEXT STEPS TO 70 PLOTS A REFERENCE SINE WAVE
CALL MOVETO(50,250)
50 BETA =TT*120*PI
V11=150*SIN(BETA)
REM #1 NEXT STEP IS NECESSARY TO PLOT POSITIVE QUANTITIES UPWARD
W1=250-V11
X=X+DX
CALL LINETO (X,W1)
TT=TT+T
REM NEXT STATEMENT TERMINATES COMPUTATION WHEN PLOT REACHES RIGHT HAND EDGE OF SCREEN
IF X<480 GOTO 50
REM STEP 70 MOVES PLOT BACK TO ORIGIN FOR FUTURE PLOTTING
70 CALL MOVETO (50,250)
X=50
REM W1 IS VELOCITY, W2 IS ACCELERATION, C1 IS CURRENT , C2 IS RATE OF CHANGE OF CURRENT
W1=0
.80 C1=0
V=0
TT=0
100 THETA=TT*120*PI
IF THETA<THETA F GOTO 200
120 V=150
GOTO 205
200 C1=0
C2=0
GOTO 210
205 V1=V *SIN (THETA)
C2=V1/L-(R/L)*C1-K*W1/L
C1=C2+T+C1
210 W2=(K*C1-B*W1)/J
W1=W2+T+W1
220 X=X+DX
REM FOLLOWING STATEMENT WILL PLOT BACK EMF IF MULTIPLIER OF W1 IS K
REM IF MULTIPLIER IS A SCALE CONSTANT SPEED WILL BE PLOTTED
REM SEE REM #1
W11=250-1000*W1
CC1=250-1000*C1
IF X<480 GOTO 208
207 QQ=QQ+1
GOTO 70
REM QQ CONTROLS BRANCHING OF PROGRAM
208 IF QQ=0 GOTO 240
230 FX=W11
GOTO 250
240 FX=CC1
250 CALL LINETO (X,FX)
TT=TT+T
IF QQ>1 GOTO 500
IF THETA <THETA F GOTO 100
320 IF C1>0 GOTO 100
ELSE 350
350 C1=0
C2=0
IF TT<1/60 GOTO 210
REM NEXT STEP IS NECESSARY TO RESET THE INDEX
400 X=X-DX
GOTO 80
500 STOP

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Fig. 6. Copy of program.

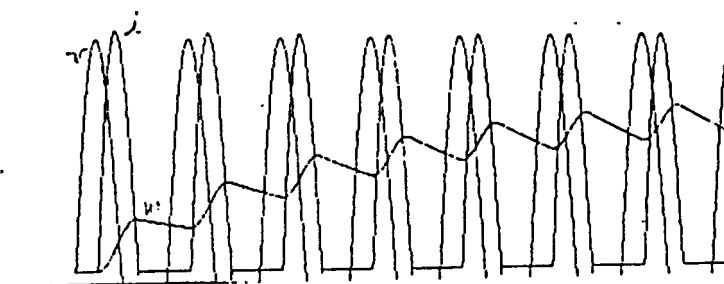


Fig. 7. Input voltage, armature current, and motor speed for a dc motor driven from a SCR-controlled ac source.  $J = 0.1$ ,  $R = 20$ ,  $B = 2$ ,  $K = 5$ , firing angle  $= \pi/2$ ,  $DX = 0.3$ .

## Coupled Transmission Lines Revisited

WYNAND J. LOUW

**Abstract**—This paper describes an algebraically simple analysis of the parallel transmission line coupler using the eigenvalue approach. The results are concisely expressed in terms of two reflection coefficients and the coupler length.

### I. INTRODUCTION

The properties of a pair of identical coupled transmission lines are analyzed in some textbooks by using the principle of superposition combined with even and odd mode excitations [1]–[3]. The  $ABCD$  or  $Z$  matrices are determined in this way, and these are then converted into the  $S$  matrix. Unfortunately, the algebraic manipulations involved are rather laborious and do nothing for student motivation.

A very satisfying and disarmingly simple way of introducing students to the parallel-line coupler is to derive its  $S$  matrix directly from a knowledge of its eigenvectors and eigenvalues. For a pair of symmetrical coupled lines, the eigenvectors can be found by inspection, and the eigenvalues determined easily by means of flow graphs. The elements of the  $S$  matrix are then known, being linear combinations of the eigenvalues.

### II. ANALYSIS

Consider the two symmetrical coupled lines with electrical length  $\theta$  shown in stripline form in Fig. 1. Such a structure is characterized by two TEM modes of propagation, namely, the even and the odd mode [4]. These modes have the same velocity of propagation (for the case of a homogeneous dielectric) but different characteristic impedances  $Z_{oe}$  and  $Z_{oo}$ .

The transmission line coupler is a four-port device, so that in order to construct its  $S$  matrix four eigenvectors and the corresponding four eigenvalues are required.

In general,

$$b = S \cdot a \tag{1}$$

If  $a_i$  is an eigenvector with corresponding eigenvalue  $\lambda_i$ , then

$$b_i = S \cdot a_i = \lambda_i \cdot a_i \tag{2}$$

This means that the excitation vector  $a_i$  is such that at each port the ratio between incident and scattered signals is  $\lambda_i$ .

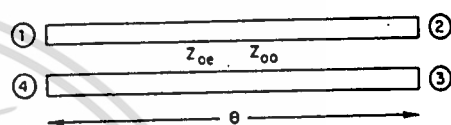


Fig. 1. Coupled strip transmission line.

The  $S$  matrix and its modal matrix  $M$  are related as follows:

$$D = \begin{bmatrix} \lambda_1 & & & 0 \\ & \lambda_2 & & \\ & & \lambda_3 & \\ 0 & & & \lambda_4 \end{bmatrix} = M^{-1} S M$$

with

$$M = [a_1 \ a_2 \ a_3 \ a_4]$$

where  $a_1$  to  $a_4$  are the eigenvectors and  $\lambda_1$  to  $\lambda_4$  the corresponding eigenvalues. Hence,

$$S = M \cdot D \cdot M^{-1}$$

By inspection, the following unit vectors are eigenvectors:

$$a_1 = \frac{1}{\sqrt{4}} \begin{bmatrix} 1 & | & 0 \\ 1 & | & \Pi \\ 1 & | & \Pi \\ 1 & | & 0 \end{bmatrix} \quad a_2 = \frac{1}{\sqrt{4}} \begin{bmatrix} 1 & | & 0 \\ 1 & | & 0 \\ 1 & | & 0 \\ 1 & | & 0 \end{bmatrix}$$

$$a_3 = \frac{1}{\sqrt{4}} \begin{bmatrix} 1 & | & 0 \\ 1 & | & 0 \\ 1 & | & \Pi \\ 1 & | & \Pi \end{bmatrix} \quad a_4 = \frac{1}{\sqrt{4}} \begin{bmatrix} 1 & | & 0 \\ 1 & | & \Pi \\ 1 & | & 0 \\ 1 & | & \Pi \end{bmatrix}$$

These vectors are eigenvectors because the symmetry of the structure as well as the symmetry of the excitation will in each case ensure that the ratio of scattered to incident waves at each port is the same. Two of the eigenvectors imply even mode excitation and two odd mode excitation.

The eigenvectors form an orthonormal set, so that the modal matrix  $M$  is unitary and hence,

$$M^{-1} = (M^*)^T$$

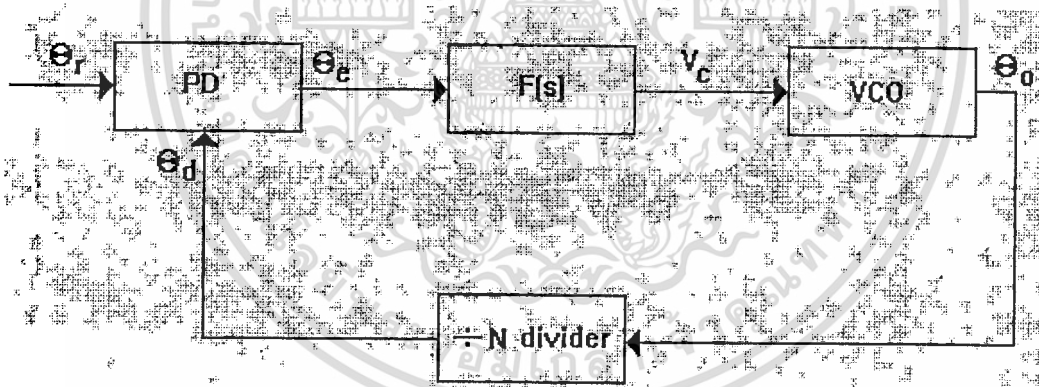


กรณีศึกษาที่ 2  
เรื่อง การเขียนแบบวงจร switching phase detector ชนิดแบนด์กว้าง  
ด้วยโปรแกรม SPICE

## Phase/Frequency Detector

### บทนำ

เฟส/ฟริควเอนซีดีเทคเตอร์ (Phase /frequency detector) เป็นองค์ประกอบของวงจร ที่นำมาใช้มากในวงจรความถี่ เนื่องจากคุณสมบัติที่สำคัญคือ การวิเคราะห์เปรียบเทียบความถี่ที่แตกต่างกันของอินพุท(input) คุณสมบัตินี้ทำให้เฟสดีเทคเตอร์กลายเป็นองค์ประกอบที่สำคัญของเฟสล็อคคูล (phase locked loop) ซึ่งเป็นระบบควบคุมแบบป้อนกลับ เฟสดีเทคเตอร์ทำหน้าที่เปรียบเทียบสัญญาณอินพุท และสัญญาณป้อนกลับของเฟสล็อคคูล แล้วสร้างสัญญาณที่เป็นฟังก์ชันของ phase error ( $\theta_e$ ) แล้วส่งต่อไปยังลูปฟิลเตอร์ (loop filter) เพื่อนำไปขับโวลท์เตจคอนโทรลลอสซิลเลเตอร์ (voltage controlled oscillator) เพื่อสร้างความถี่เอาท์พุทของเฟสล็อคคูล

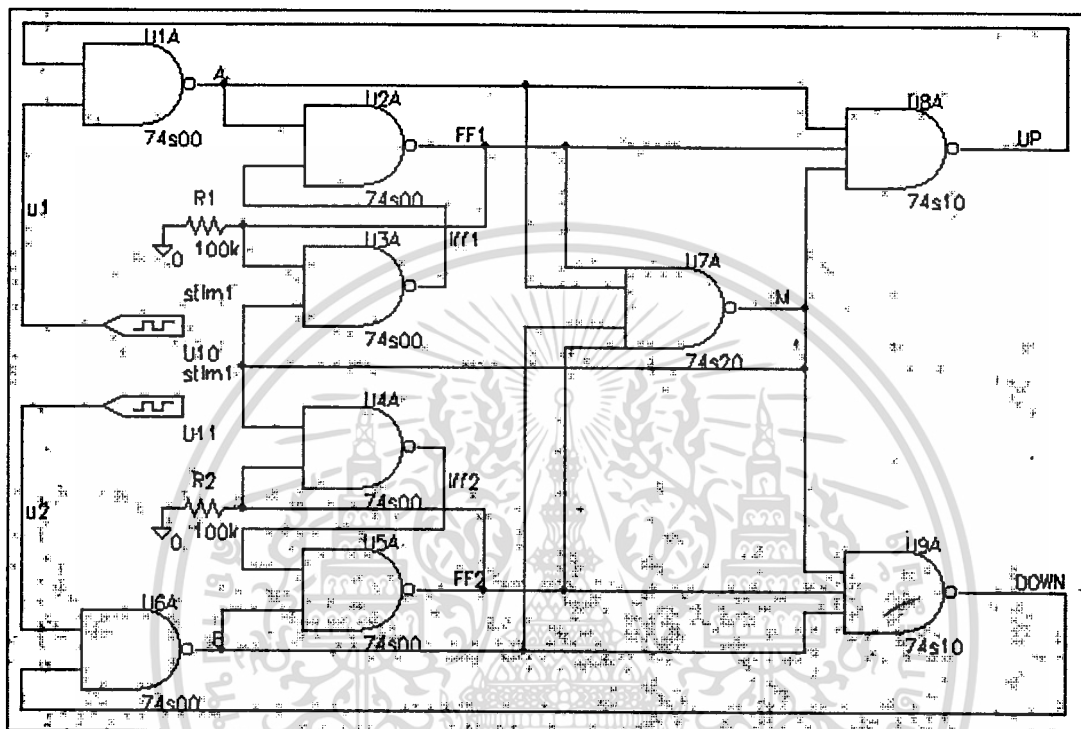


รูปที่ 1 แสดงตำแหน่งของเฟสดีเทคเตอร์ในระบบเฟสล็อคคูล

ดังนั้น เฟสดีเทคเตอร์จึงมีผลอย่างมากต่อเฟสล็อคคูล เฟสดีเทคเตอร์มีทั้งชนิดเชิงเส้น (linear) และดิจิตอล (digital) สำหรับดิจิตอลเฟสดีเทคเตอร์เกิดขึ้นจากส่วนประกอบของอุปกรณ์ลอจิก (logic) ดังนั้นสัญญาณอินพุทของเฟสดีเทคเตอร์จึงต้องเป็นสัญญาณไบนารี (binary) หรือสัญญาณรูปสี่เหลี่ยม (square wave) ดิจิตอลเฟสดีเทคเตอร์มีหลายชนิดเช่น exclusive-or gate, edge-triggered JK flip-flop แต่ในโครงงานนี้กล่าวถึงเฉพาะเฟส/ฟริควเอนซีดีเทคเตอร์ ซึ่งเป็นดีเทคเตอร์ที่มีความสามารถในการรับรู้ถึงความผิดพลาดของความถี่อินพุท (frequency error sensitive) และความผิดพลาดของเฟส (phase error sensitive)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การทำงานของเฟส/ปริเวณซีดีเทคเตอร์



รูปที่ 2 วงจรเฟสดีเทคเตอร์

วงจรเฟส/ปริเวณซีดีเทคเตอร์ ที่เขียนโดยโปรแกรม SPICE นี้ ประกอบขึ้นจาก RS-flip-flop และ additional latches ดังรูปที่ 2 ซึ่งให้เอาท์พุทเป็น UP และ DOWN ซึ่งเอาท์พุทของ UP และ DOWN กำหนดให้เป็น active low output ตารางลอจิกของวงจรเป็นดังนี้

Step	u <sub>high</sub>	u <sub>2</sub>	A	B	ff1	ff2	M	UP	DOWN
1	low	low	high	high	low	low	high	high	high
2	high	low	low	high	high	low	high	high	high
3	high	high	low	low	high	high	high	high	high
4	low	high	high	low	high	high	high	low	high
5	low	low	high	high	high	high	low	high	low
6	low	low	high	high	low	low	high	high	high

ตารางที่ 1 แสดงลอจิกของวงจรเฟสดีเทคเตอร์ในกรณีที่เฟสของ u<sub>1</sub> นำหน้าเฟส(phase lead)ของ u<sub>2</sub>

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Step	$u_1$	$u_2$	A	B	ff1	ff2	M	UP	DOWN
1	low	low	high	high	low	low	high	high	high
2	low	high	high	low	low	high	high	high	high
3	high	high	low	low	high	high	high	high	high
4	high	low	low	high	high	high	high	high	low
5	low	low	high	high	high	high	low	high	high
6	low	low	high	high	low	low	high	high	high

ตารางที่ 2 แสดงลอจิกของวงจรเฟสดีเทคเตอร์ในกรณีที่เฟสของ  $u_1$  ตามหลังเฟส(phase lag)ของ  $u_2$

สังเกตว่า UP และ DOWN ถูก set หรือ reset โดยขอบขาของ  $u_1$  และ  $u_2$

สรุปการทำงานเป็นสองกรณี ดังนี้

1. ถ้าขอบขาขึ้นของ  $u_1(t)$  ปรากฏที่เวลาที่  $u_2(t)$  เป็น Low ขอบขาลงของ  $u_1(t)$  จะ set ให้ Up latch เป็น low (ภาวะ 1) และขอบขาลงต่อไปของ  $u_2(t)$  จะ reset latch ตัวนี้ เป็น high (ภาวะ 0)
2. ถ้าขอบขาขึ้นของ  $u_1(t)$  ปรากฏที่เวลาที่  $u_2(t)$  เป็น High ขอบขาลงของ  $u_2(t)$  จะ set ให้ Down latch เป็น low (ภาวะ 1) และขอบขาลงต่อไปของ  $u_1(t)$  จะ reset latch ตัวนี้ เป็น high (ภาวะ 0)

ทดสอบการทำงานของวงจรมัน โดยการรัน SPICE และใช้ PROBE เพื่อแสดง timing diagram ของการทำงานของวงจรมัน ซึ่งแบ่งเป็น 4 กรณี

สองกรณีแรกแสดงการรับรู้ของเฟสดีเทคเตอร์ถึงความแตกต่างเฟสของอินพุต ดังรูปที่ 3a กำหนดให้  $\omega_1 = \omega_2$  แต่เฟสของ  $u_1$  นำหน้า (lead) เฟสของ  $u_2$  เอาท์พุทที่ได้เป็นพัลส์ (pulse) ของ UP ซึ่งเกิดจาก phase error ที่เป็นบวก DOWN อยู่ในภาวะไม่ตอบสนอง (inactive) รูปที่ 3b กำหนดให้  $\omega_1 = \omega_2$  แต่เฟสของ  $u_1$  ตาม (lag) เฟสของ  $u_2$  เอาท์พุทที่ได้เป็นพัลส์ของ DOWN

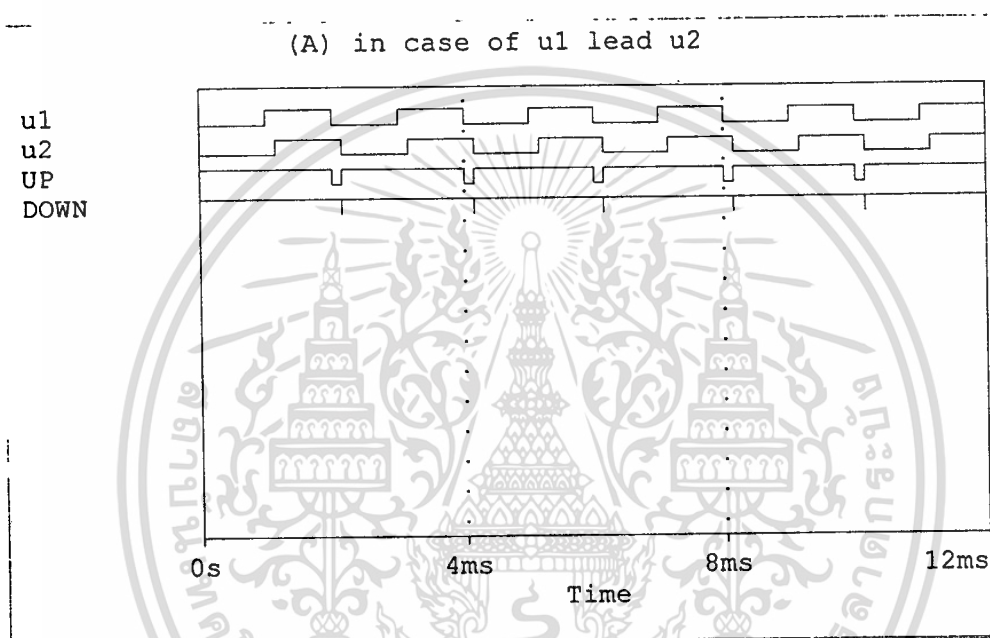
สองกรณีถัดไป แสดงถึงการรับรู้ความแตกต่างของความถี่อินพุต รูปที่ 3c แสดงสภาวะที่  $\omega_1 > \omega_2$  กำหนดให้  $\omega_1 \approx 1.1\omega_2$  UP เป็นพัลส์ในขณะที่ DOWN ไม่ตอบสนอง และรูปที่ 3d แสดงสภาวะที่ DOWN เป็นพัลส์ ถ้า  $\omega_1 < \omega_2$  ( $\omega_1 \approx 0.9\omega_2$ )

ผลของ UP และ DOWN ที่ได้นี้ นำมาขับ charge integrated circuit หรือมักเรียกว่า ชาร์จปั๊ม (charge pump) ค่าที่ได้เป็นค่า  $\bar{u}_0$  ซึ่งจะถูกส่งไปยังวงจร VCO เพื่อให้ลดหรือเพิ่มความถี่

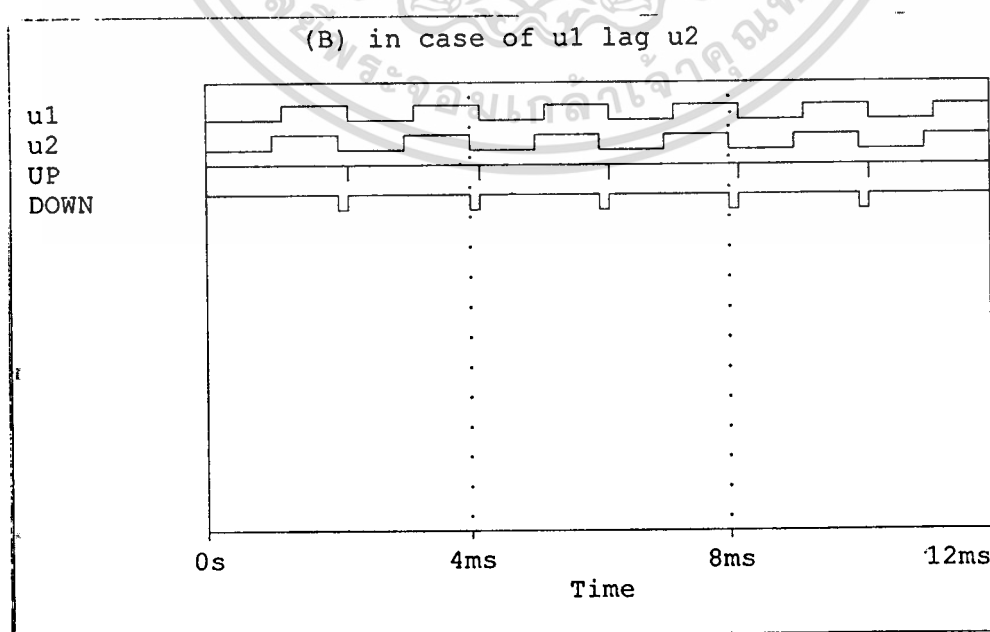
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

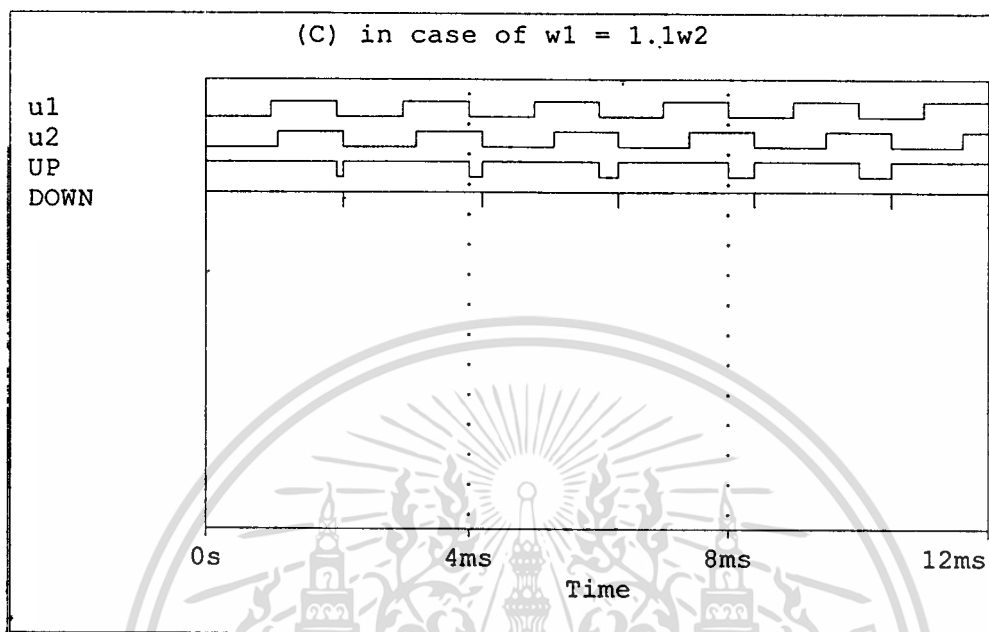
หรือเปลี่ยนแปลงเฟสของเอาต์พุตไปในทิศทางที่ทำให้ phase error หรือ frequency error มีค่าลดลงเป็นศูนย์ ลักษณะของวงจรรักษาจัมป์ ค่าสูงสุดของ  $\bar{u}_d$  เกิดขึ้นจาก UP มีภาวะ 1 หรือ low (เนื่องจาก UP และ DOWN เป็น active low output) และ DOWN มีภาวะเป็น 0 หรือ high ค่าต่ำสุดของ  $\bar{u}_d$  เกิดจาก DOWN มีค่าเป็น 1 (low) และ UP เป็น 0 (high)



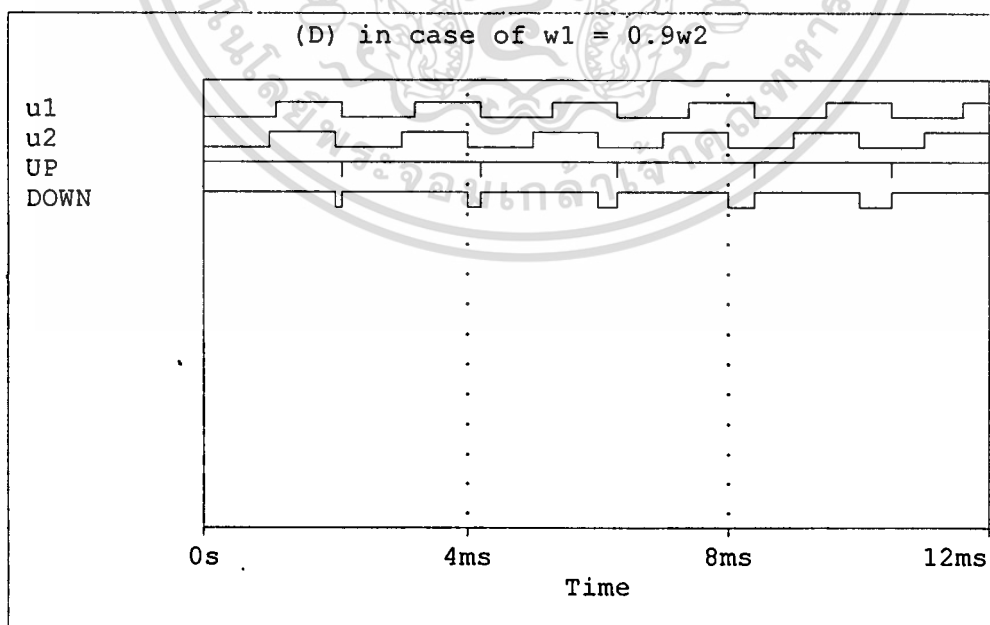
รูปที่ 3a แสดงเฟสนำหน้า (phase lead)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับรูปที่ 3b แสดงเฟสตาม (phase lag) อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

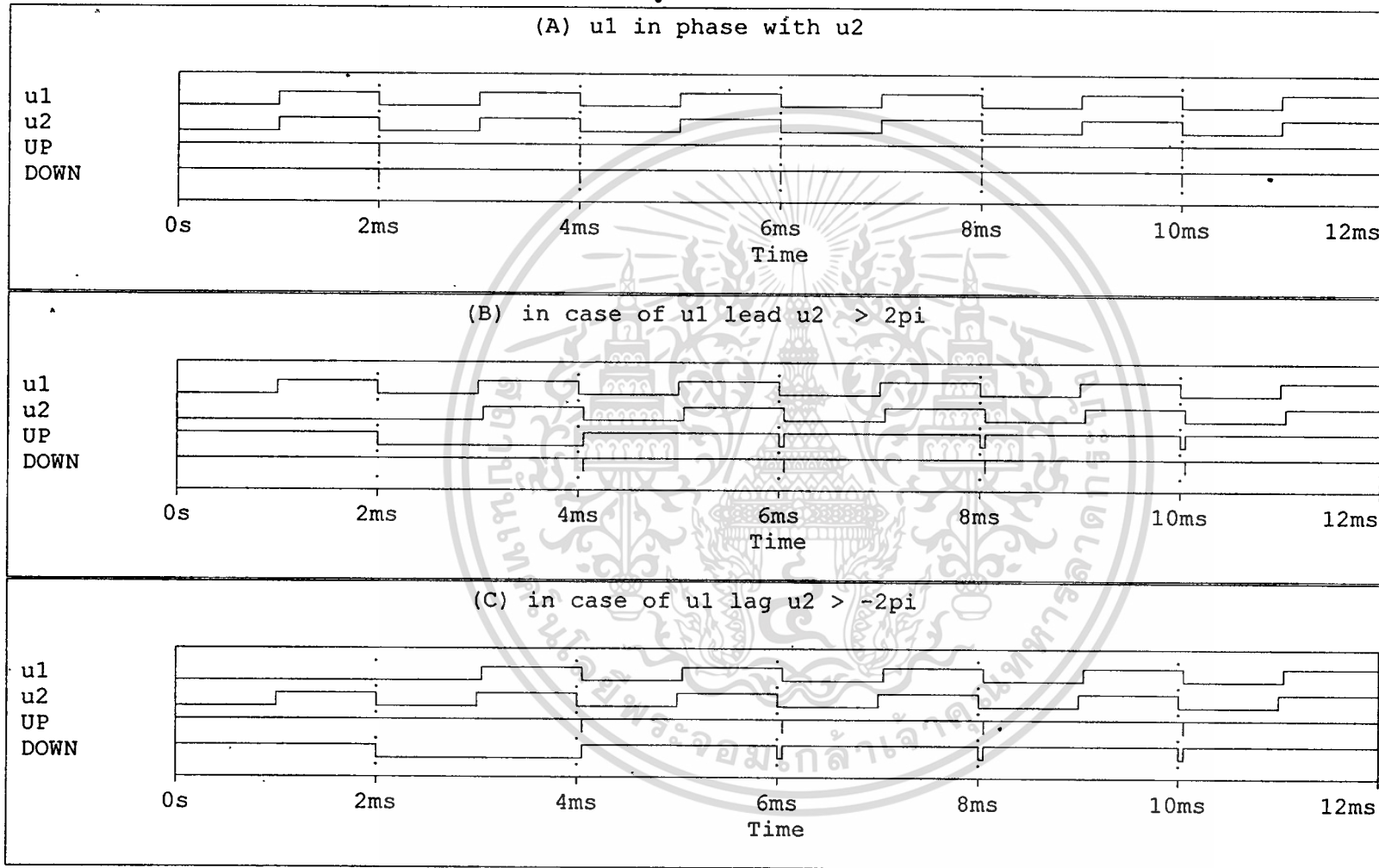


รูปที่ 3c แสดงความถี่เมื่อ  $\omega_1 > \omega_2$



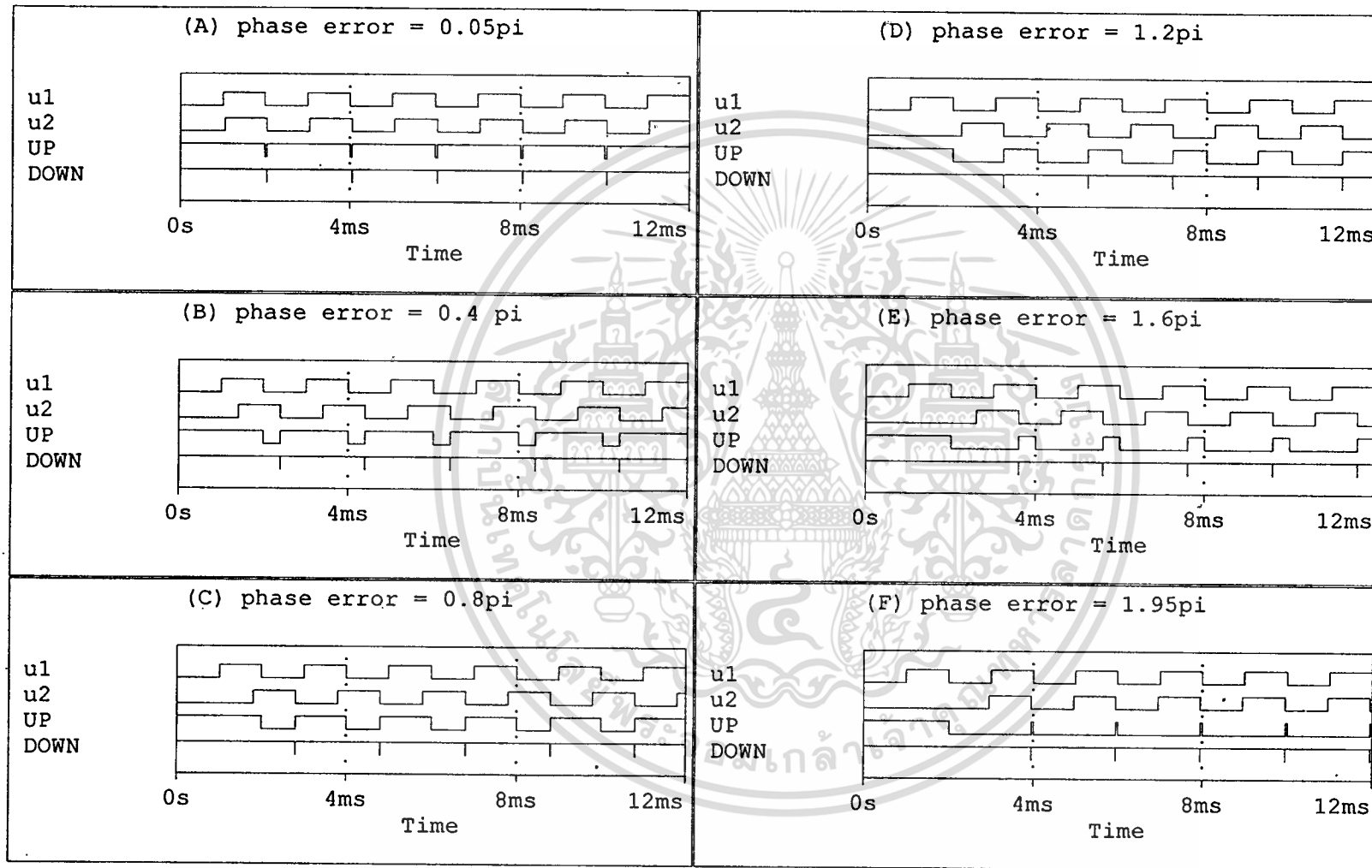
รูปที่ 3d แสดงความถี่เมื่อ  $\omega_1 < \omega_2$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

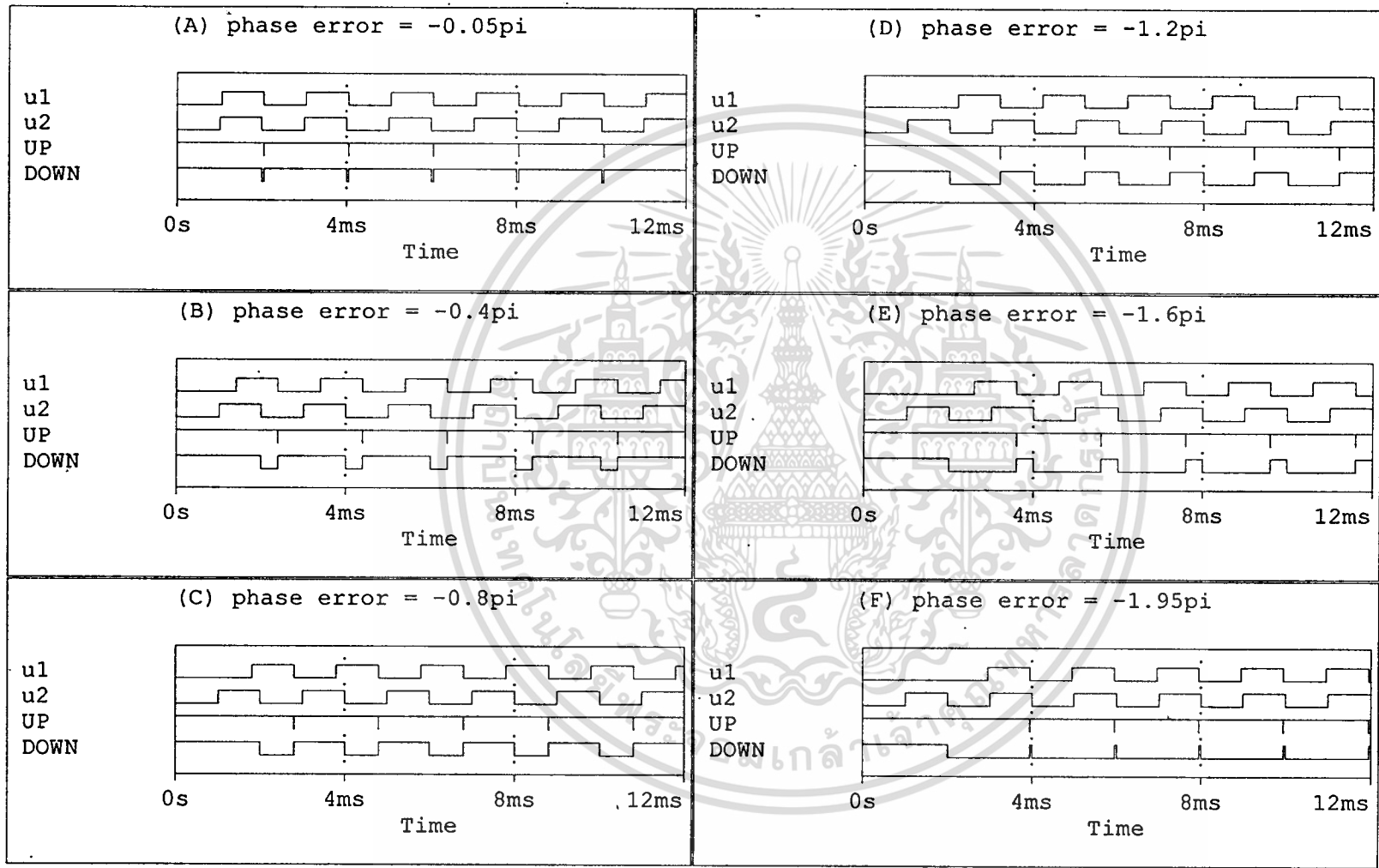


รูปที่ 4a แสดงภาวะ phase error = 0

รูปที่ 4b และ 4c แสดงภาวะ phase error มากกว่า  $2\pi$  และน้อยกว่า  $-2\pi$



รูปที่ 5 แสดง phase lead ที่มุมต่างๆ



รูปที่ 6 แสดง phase lag ที่มุมต่างๆ

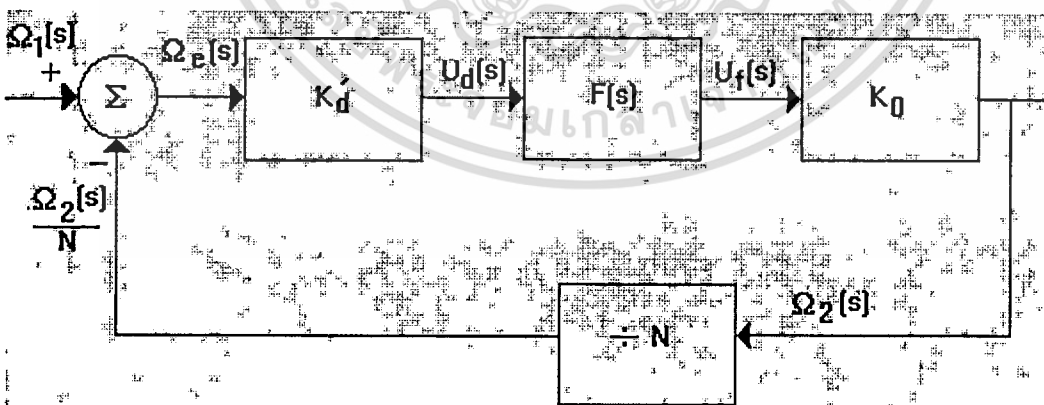
**ความสามารถในการรับรู้เฟสผิดพลาด**

เมื่อ simulate วงจรในภาวะที่  $u_1$  และ  $u_2$  มีค่า phase error เป็น 0 (in phase) พบว่า UP และ DOWN อยู่ในภาวะไม่ตอบสนองดังรูปที่ 4a และจากการ simulate ครั้งแรก ตามรูปที่ 3a และ 3b พบว่าทิศทางการทำงานของ UP และ DOWN ขึ้นอยู่กับทิศทางของ phase error ว่าเป็นบวกหรือเป็นลบ

ทดลอง simulate วงจรในภาวะที่ phase error เป็นบวกและลบ ดังรูปที่ 5 และพบว่าแนวโน้มของ phase error ที่มากที่สุดที่ทำให้  $\bar{u}_\phi$  มีค่ามากที่สุดคือ phase error มีค่าเข้าใกล้  $2\pi$  ดังรูปที่ 6 และแนวโน้มของ phase error ที่น้อยที่สุดที่ทำให้  $\bar{u}_\phi$  มีค่าน้อยที่สุดคือเมื่อ phase error มีค่าเข้าใกล้  $-2\pi$  ดังรูปที่ 6

และเมื่อทดสอบ phase error ที่มีค่ามากกว่า  $2\pi$  และน้อยกว่า  $-2\pi$  ดังรูปที่ 4b และ 4c พบว่าการเปลี่ยนแปลงของค่า  $\bar{u}_\phi$  ไม่เป็นเชิงเส้น ดังนั้น phase error ของระบบซึ่งทำให้  $\bar{u}_\phi$  มีทิศทางที่ถูกต้อง เพื่อนำไปขับ VCO ในช่วง pull-in มีค่าตั้งแต่  $-2\pi$  ถึง  $2\pi$  ( $-2\pi < \theta_\phi < 2\pi$ )

**ความสามารถในการรับรู้ความถี่ผิดพลาด**



รูปที่ 7 แสดงบล็อกไดอะแกรมของเฟสล็อกคูลูป

รูป 7 แสดงบล็อกไดอะแกรมของเฟสล็อกคูลูปที่ใช้เฟส/ฟรีควเอนซีดีเทคเตอร์ มีฟังก์ชันบล็อกคือ ตัวหารความถี่ (frequency divider) เฟสล็อกคูลูปมักใช้บ่อยในวงจรสังเคราะห์ความถี่ (frequency

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

synthesis) เฟสล็อคลูปสร้างสัญญาณเอาต์พุต (output) ที่ความถี่  $N$  เท่าของความถี่อ้างอิงที่  $N$  เป็น scaling factor ของตัวหารความถี่

ในวงจรในรูปที่ 7 เฟสดีเทคเตอร์จะไม่เปรียบเทียบสัญญาณอ้างอิง  $u_1(t)$  กับสัญญาณเอาต์พุตโดยตรง แต่จะเปรียบเทียบกับ scaled down output แทน ในภาวะลอค ความถี่เอาต์พุตและความถี่อ้างอิงเท่ากัน แต่จะแตกต่างกัน  $N$  เท่า

ถ้ากล่าวถึง hold, lock หรือช่วง pull out เริ่มจากการหาความสัมพันธ์ของพารามิเตอร์ว่ามีความสัมพันธ์กับสัญญาณอ้างอิงของเฟสล็อคลูป หรือมีผลต่อเอาต์พุต

ในโครงการนี้กล่าวถึงความสัมพันธ์ของพารามิเตอร์กับสัญญาณอ้างอิงตามบล็อกไดอะแกรมของดิจิตอลเฟสล็อคลูปในรูปที่ 7 จะเห็นโมเดลคณิตศาสตร์เชิงเส้นสามารถเขียนสำหรับภาวะ unlocked เมื่อใช้เฟส/ฟรีควเอนซีดีเทคเตอร์ ตามตัวแปรต่อไปนี้

$$\omega_1 = \omega_0 + \Delta\omega_1 = \text{สัญญาณอ้างอิง} \quad (1-1a)$$

เมื่อ  $\omega_0$  เป็นความถี่ศูนย์อ้างอิงอินพุต

$$\omega_2 = N\omega_0 + \Delta\omega_2 = \text{ความถี่เอาต์พุต} \quad (1-1b)$$

เมื่อ  $N\omega_0$  เป็นความถี่ศูนย์ที่อ้างอิงเอาต์พุต

$$\omega_e = \frac{\omega_1 - \omega_2}{N} = (\text{มุม}) \text{ ความผิดพลาดความถี่} \quad (1-1c)$$

เมื่ออ้างอิงเฟส/ฟรีควเอนซีดีเทคเตอร์

แปลงด้วยลาปลาซทรานส์ฟอร์ม

$$\Omega_1(s) = \mathcal{L}(\Delta\omega_1(t)) \quad (1-2a)$$

$$\Omega_2(s) = \mathcal{L}(\Delta\omega_2(t)) \quad (1-2b)$$

$$\Omega_e(s) = \mathcal{L}(\Delta\omega_e(t)) \quad (1-2c)$$

ในภาวะ lock ( $\omega_1 = \frac{\omega_2}{N}$ ), สัญญาณเอาต์พุตเฉลี่ย  $\bar{u}_d(t)$  ของเฟสดีเทคเตอร์ ขึ้นอยู่กับ

phase error  $\theta_e$

$$\bar{u}_d = K_d \theta_e \quad (1-3)$$

จากหัวข้อที่ผ่านมา ความสัมพันธ์นี้เป็นไปได้ในช่วง  $-2\pi < \theta_e < +2\pi$   $K_d$  คือ detector gain หากจะให้ละเอียด  $K_d$  หมายถึง detector gain ในภาวะ lock

ในภาวะ unlocked  $\bar{u}_d(t)$  ขึ้นอยู่กับ frequency error  $\omega_e$  สามารถประมาณอย่างหยาบได้ว่า  $\bar{u}_d$  แปรผันโดยตรงกับ frequency error  $\omega_e$  งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\bar{u}_d \approx K'_d \omega_e = K'_d \left( \omega_1 - \frac{\omega_2}{N} \right) \quad (1-4)$$

$K'_d$  เรียกว่า phase detector gain ในภาวะ unlocked  $K'_d$  มีหน่วย (โวลต์/เดจ/ความถี่เชิงมุม) ในขณะที่  $K_d$  มีหน่วยเพียงโวลต์/เดจเท่านั้น

มี 3 สมการที่กล่าวถึง dynamic performance ของ ดิจิตอลเฟสล็อกคูลูป

$$\text{สำหรับเฟสดีเทคเตอร์} \quad U_d(s) = K'_d \Omega_e(s) \quad (1-5a)$$

$$\text{สำหรับฟิลเตอร์} \quad U_f(s) = U_d(s) \cdot F(s) \quad (1-5b)$$

$$\text{สำหรับ VCO} \quad \Omega_2(s) = K_0 U_f(s) \quad (1-5c)$$

หลังจากกำจัด  $U_d(s)$  และ  $U_f(s)$  จะได้

$$\Omega_e(s) = \frac{N}{N + K_0 K'_d F(s)} \Omega_1(s) \quad (1-6)$$

สำหรับโมเดลทางคณิตศาสตร์ของดิจิตอลเฟสล็อกคูลูป ที่แสดงในรูปที่ 7 สามารถคำนวณ error frequency ( $\omega_e$ ) ในฟังก์ชันของเวลา สำหรับฟังก์ชันที่นำไปใช้ในเฟสล็อกคูลูป สำหรับกรณีที่มีความถี่ของสัญญาณอ้างอิง  $\omega_1$  เป็นค่าคงที่ แต่ offset โดยขนาดของ  $\Delta\omega$  จากความถี่ศูนย์กลางของ  $\omega_0$  สมมติว่าเฟสล็อกคูลูปเริ่มต้นด้วยภาวะ unlock และความถี่เชิงมุมของ VCO คือ  $\omega_0$  ที่  $t=0$  สำหรับ  $\omega_1(t)$

$$\omega_1(t) = \omega_0 + \Delta\omega_1 \quad (1-7)$$

ใช้ลาปลาซทรานสฟอร์ม

$$\Omega_1(s) = \Delta\omega_1 / s \quad (1-8)$$

เลือกแอกทีฟฟิลเตอร์ (active filter) ชนิดที่ 3 ในตาราง ฟิลเตอร์ชนิดนี้ส่วนใหญ่เรียกว่า ชาร์จปั๊ม ซึ่งใช้ใน เฟส/เฟรีควนซีดีเทคเตอร์ เพราะมันสะดวกในการอินทิเกรตชาร์จพัลส์ ที่มาจาก วงจร

$$F(s) = \frac{(1 + s\tau_2)}{s\tau_1} \quad (1-9)$$

รวมสมการ (1-6) (1-8) และ (1-9)

$$\Omega_e(s) = \frac{N\tau_1 / K_0 K'_d}{1 + s(\tau_2 + N\tau_1 / K_0 K'_d)} \cdot \frac{\Delta\omega}{s} \quad (1-10)$$

แปลงสมการ (1-10) ให้อยู่ในฟังก์ชันของเวลาจะได้ผลตอบสนอง  $\omega_e(t)$

เอกสารนี้ใช้  $\omega_e(t) = (\Delta\omega_1 N \tau_1 e^{-(t/\tau_p)}) / (K_0 K'_d)$  ใช้งานเพื่อการศึกษา (1-11) มอนูญาดให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านกรค่า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เปรียบเทียบสมการ ( 1-10 ) และ ( 1-11 ) ได้ค่าคงที่ของเวลาของกระบวนการ pull-in

$$T_p = \tau_2 + \frac{N\tau_1}{K_0K'_d} \quad (1-12)$$

สมการ ( 1-11 ) บอกได้ว่าดิจิตอลเฟสล็อกคู่ที่ให้เฟส/ฟรีควเอนซีดีเทคเตอร์ สามารถล็อกได้สำหรับทุก offset ความถี่  $\Delta\omega_1$  ของสัญญาณอ้างอิง

สำหรับช่วง hold และช่วง lock จะได้

$$\Delta\omega_H = \infty \quad (1-13)$$

$$\Delta\omega_P = \infty \quad (1-14)$$

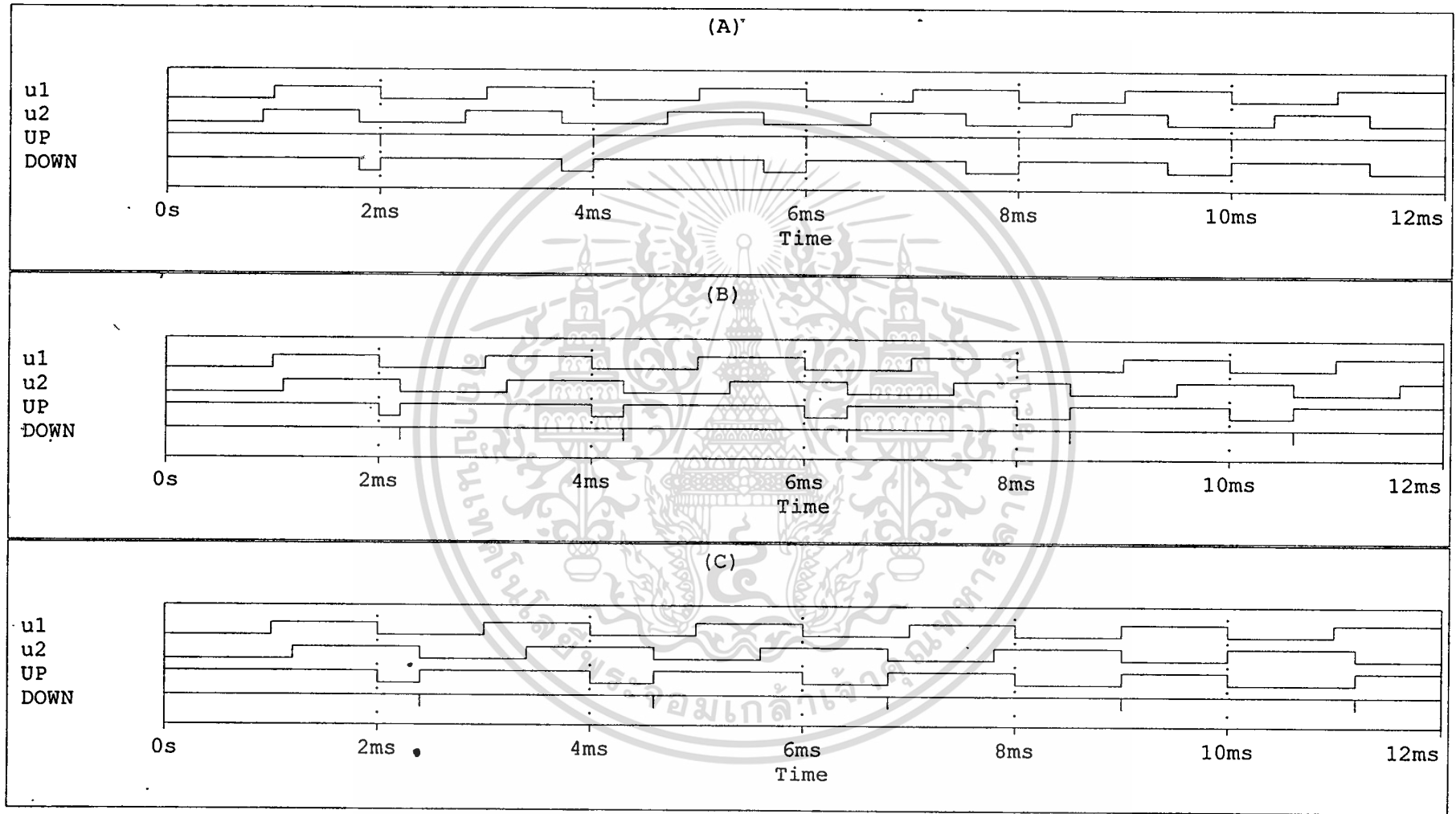
ซึ่งเป็นที่ต้องการตามลักษณะของเฟส/ฟรีควเอนซีดีเทคเตอร์ชนิดนี้

สำหรับดิจิตอลเฟสล็อกคู่ ตามการวิเคราะห์สัญญาณเอาท์พุตเฉลี่ยของเฟส/ฟรีควเอนซีดีเทคเตอร์  $u_d$  ไม่ใช่สัญญาณ ac ถ้า  $\omega_1 \neq \omega_2 / N$  แต่เป็นขั้วบวก ( positive polarity ) เสมอ สำหรับ  $\omega_1 > \omega_2 / N$  หรือ ขั้วลบ ( Negative polarity ) สำหรับ  $\omega_1 < \omega_2 / N$  ความถี่ของ VCO ไม่มีการมอดดูเลท (modulate) รอบความถี่ศูนย์กลางของมัน แต่จะถูก pull-in ทิศทางเดียว ในทิศทางของความถี่อ้างอิง เป็นไปไม่ได้ที่จะนิยามช่วงล็อกสำหรับดิจิตอลเฟสล็อกคู่นี้ กระบวนการ Lock-in เป็นกระบวนการที่จำเป็นสำหรับสำหรับกระบวนการ pull-in

เมื่อทำการเลียนแบบวงจรในกรณีที่มีความถี่ของสัญญาณอ้างอิงกับความถี่ของเอาท์พุทของตัวหาร N มีค่าใกล้เคียงกัน ดังรูปที่ 8 พบว่าวงจรสามารถตรวจจับความผิดพลาดได้ ซึ่งต่างกับ edge trigger JK flip-flop ซึ่งไม่สามารถทำงานได้ดีในช่วงที่ frequency error มีค่าน้อยๆ

**การทำการเลียนแบบเฟสดีเทคเตอร์โดยใช้อินพุทเป็นโวลท์เตจ**

จากหัวข้อที่ผ่านมา การเลียนแบบการทำงานของวงจรเฟสฟรีควเอนซีดีเทคเตอร์ใช้ simple stimulus device ซึ่งเป็นอุปกรณ์กำเนิดสัญญาณแบบดิจิตอล สัญญาณจึงมีเพียงภาวะ 1 หรือ 0 เท่านั้น แต่เมื่อนำ independent voltage source ซึ่งเป็นตัวกำเนิดสัญญาณแบบพัลส์ มาเป็นตัวกำเนิดสัญญาณอ้างอิง ต้องมีการตรวจสอบถึงค่าความต่างศักย์ที่จุดต่างๆ ของวงจร เนื่องจากสัญญาณในวงจรมีค่าตั้งแต่ 0 ถึง 5 โวลท์ เพื่อให้เอาท์พุทของอุปกรณ์ TTL มีค่าเพียงพอที่จะขับอุปกรณ์ตัวต่อไปได้



รูปที่ 8 แสดงตัวอย่างความถี่ผิดพลาด

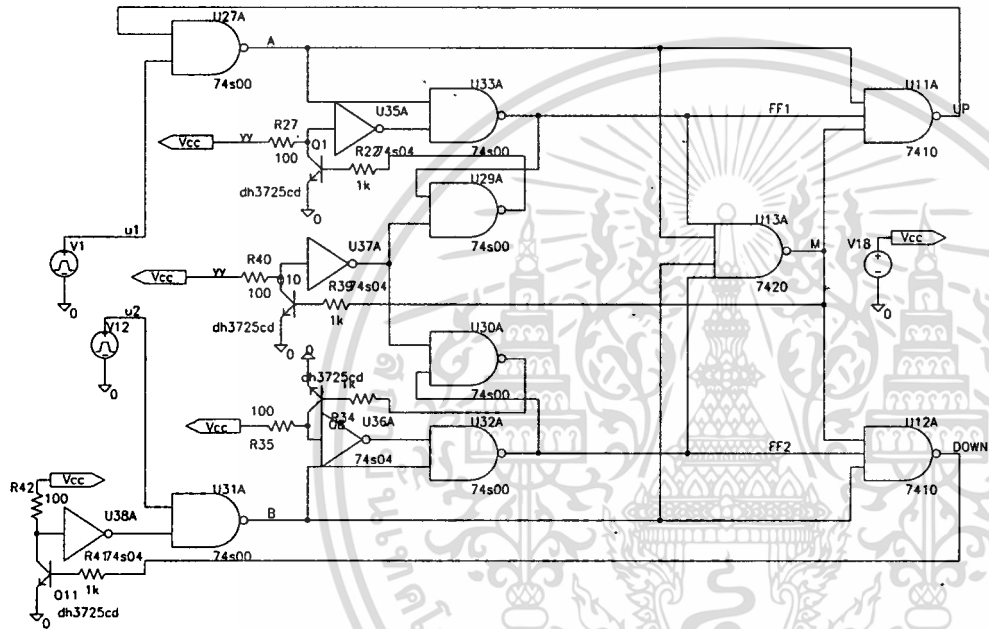
บริเวณ RS flip-flop ทั้งสองตัวจึงจำเป็นต้องเพิ่มอุปกรณ์เพื่อกำหนดภาวะเริ่มต้นของ flip-flop ทั้งสองตัวนี้ เนื่องจากเอาต์พุตเริ่มต้นของ flip-flop จะส่งไปยังอุปกรณ์ตัวอื่น และป้อนกลับมาที่อินพุตของตัวเอง และนอกจากนี้ยังเป็นการขยายสัญญาณดิจิตอลให้ชัดเจน (ให้ใกล้เคียงค่า 0V และ +5V) ตามภาวะของลอจิก

เมื่อใช้สัญญาณที่เป็นโวลต์เตจ เนื่องจากคุณลักษณะของอุปกรณ์ TTL ค่าเอาต์พุตที่ได้มีค่าน้อยกว่าอินพุต ซึ่งปกติ SPICE บรรจุข้อมูลทางเทคนิคของอุปกรณ์เหล่านี้ ทำให้การเลียนแบบใกล้เคียงการทดลองด้วยอุปกรณ์จริงมากขึ้น

นอกจากนี้ หากต้องการใช้วงจรที่มีความถี่สูงมาก ยังต้องคำนึงถึงค่า propagation delay (รายละเอียดอยู่ในภาคผนวก) ของอุปกรณ์แต่ละตัว เนื่องจากหากวงจรมีความซับซ้อนมาก ค่า propagation delay รวมของวงจรก็มีค่าสูงขึ้นไปด้วย จากการเลียนแบบด้วยการออกแบบวงจรให้ใกล้เคียงกับอุปกรณ์จริงตามรูปที่ 9 ผลของการเลียนแบบรูปแบบสัญญาณใกล้เคียงกับทฤษฎีตามที่กล่าวมาในบทข้างต้นตามรูปที่ 10

## สรุป

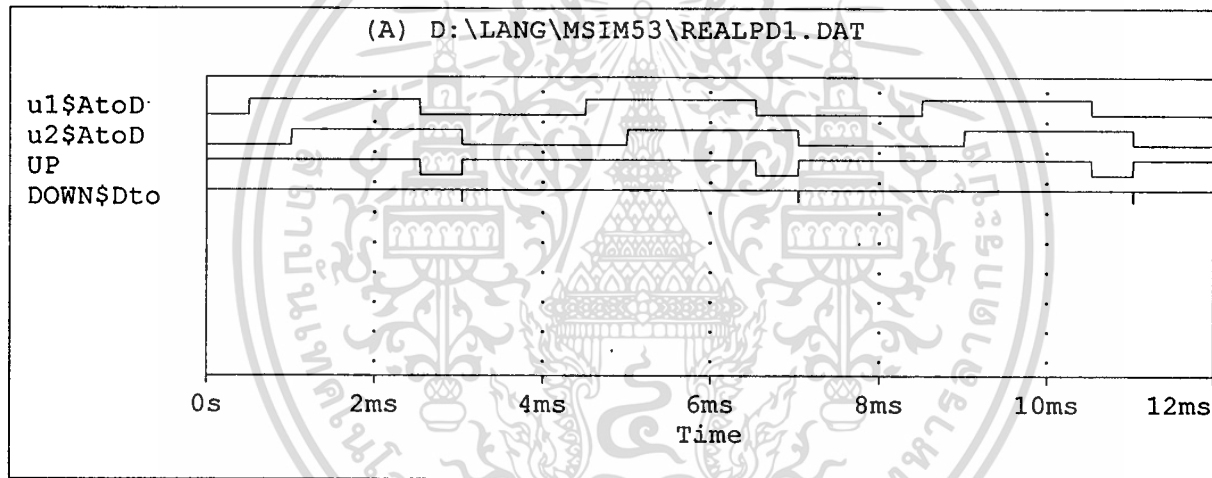
เฟลฟรีควนซีดีเทคเตอร์ซึ่งเป็นอุปกรณ์ประกอบในระบบควบคุมแบบป้อนกลับสามารถเลียนแบบการทำงานโดยโปรแกรม SPICE จากการเลียนแบบการทำงานพบว่าผลที่ได้เป็นไปตามทฤษฎี กล่าวคือ เฟลฟรีควนซีดีเทคเตอร์ชนิดนี้สามารถติดตาม phase error ได้ถึง  $2\pi$  ในทางบวก และ  $-2\pi$  ในทางลบ ซึ่งเป็นช่วงกว้างที่สุดของเฟลฟรีควนซีดีเทคเตอร์ชนิดต่างๆ และสามารถตรวจจับความถี่ที่แตกต่างกันมากของอินพุต รวมถึงสามารถตรวจจับความถี่ผิดพลาดที่มีค่าน้อย ขอบเขตการใช้งานที่กว้างทำให้เฟลฟรีควนซีดีเทคเตอร์ชนิดนี้ถูกนำไปใช้แพร่หลายในวงจรด้านความถี่ และระบบควบคุมแบบป้อนกลับ



Page Size: A4

digital phase/frequency  
detector

รูปที่ 9 แสดงวงจรเฟส/ฟริควเอนซีดีเทคเตอร์



รูปที่ 10 แสดงผลการเปลี่ยนแปลงของเฟส/ปริมาตรขั้วแบตเตอรี่

## สรุปและวิจารณ์

จากกรณีศึกษาทั้งสองชี้ชัดว่า การนำเอาซอฟต์แวร์มาช่วยในการออกแบบและวิเคราะห์ระบบควบคุมมีประโยชน์มาก ซอฟต์แวร์ที่นำมาใช้ทั้งสองชนิดมีจุดเด่นที่แตกต่างกัน ซึ่งจุดเด่นที่มีอยู่สามารถนำมาเสริมการออกแบบและวิเคราะห์ระบบควบคุมได้อย่างเหมาะสม ตั้งแต่การออกแบบด้วยโมเดลทางคณิตศาสตร์หรือทรานสเฟอ์ฟังก์ชัน โดยใช้โปรแกรม MATLAB ที่มีฟังก์ชันช่วยเหลือในการออกแบบและวิเคราะห์ระบบควบคุมมากมาย ช่วยลดเวลาในการทำงานลงได้มาก แต่ผู้ใช้จำเป็นต้องเข้าใจทฤษฎีของระบบควบคุมเป็นอย่างดีจึงจะใช้ซอฟต์แวร์นี้ได้อย่างมีประสิทธิภาพและเมื่อได้ระบบที่ต้องการแล้ว หากต้องการทดสอบระบบจริงโปรแกรม SPICE สามารถเข้ามาช่วยงานต่อได้ เนื่องจากโปรแกรม SPICE มีฐานข้อมูลของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ รวมถึงการเลียนแบบการทำงานที่มีสภาวะแวดล้อมของระบบเช่น propagation delay ซึ่งเป็นข้อมูลร่วมทางเทคนิคของอุปกรณ์ TTL ทำให้การเลียนแบบการทำงานมีความใกล้เคียงกับการทำการทดลองด้วยอุปกรณ์จริง ผลการเลียนแบบที่ได้มีค่าใกล้เคียงกับการทดลองด้วยอุปกรณ์จริง แต่ในขณะเดียวกันสามารถปรับเปลี่ยนค่าพารามิเตอร์ของอุปกรณ์และระบบได้ง่าย ทำให้ลดเวลาและความยุ่งยากลงได้มาก

จะเห็นว่า การออกแบบและวิเคราะห์ระบบควบคุมที่รวดเร็วและได้ผลนั้น ควรใช้ทั้งโปรแกรม MATLAB และโปรแกรม SPICE ร่วมกัน

## หนังสืออ้างอิง

- [1] Jack Smith, Modern Communication Circuits, McGraw-Hill, Singapore, 1986.
- [2] P.W. Tuinenga, SPICE : A Guide to Circuit Simulation and Analysis Using SPICE. Englewood Cliffs, NJ Prenties - Hall, 1988.
- [3] Roger Conant, Engineering Circuit Analysis with SPICE and PROBE, Univ. Illinois, Chicago, 1993.
- [4] Roland E. Best, Phase-locked loops Theory, Design, and Applications, McGraw-Hill, New York, 1984.
- [5] Roy W. Goody, PSPICE for WINDOWS Volume II Operational Amplifiers and Digital Circuits, Prentice Hall, New Jersey, 1996.
- [6] Stephen Prigozy, "Novel Applications of SPICE in Engineering Education", IEEE Trans. Educ., vol. 32 No. 1, february 1989.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## Transistor-Transistor Logic หรือทีทีแอล (TTL)

วงจรรวมระดับทรานซิสเตอร์ทีทีแอล มีโครงสร้างที่ประกอบด้วยทรานซิสเตอร์ทั้งที่ตำแหน่งอินพุต และที่ตำแหน่งเอาต์พุต ทรานซิสเตอร์ที่ตำแหน่งอินพุตเป็นทรานซิสเตอร์ที่มีอิมิตเตอร์หลายอัน เป็นวงจรรวมระดับทรานซิสเตอร์แรกๆ ที่ออกแบบเพื่อผลิตเป็นไอซีโดยตรง จึงมีโครงสร้างที่เหมาะสมกับการผลิตเป็นไอซีเป็นอย่างมาก ทำให้สามารถผลิตได้ในราคาถูกลง นอกจากนี้ทีทีแอลยังมีคุณสมบัติที่เหนือกว่าวงจรรวมระดับทรานซิสเตอร์ก่อนๆ อีกหลายอย่าง เช่น Propagation Delay น้อย อัตราการสูญเสียพลังงาน ( Power Dissipation ) ต่ำ เหตุผลเหล่านี้จึงทำให้ทีทีแอลกลายเป็นวงจรรวมระดับทรานซิสเตอร์ที่ได้รับความนิยมสูงสุดในปัจจุบัน

ในสองทศวรรษที่ผ่านมา วงจรรวมเล็กทรอนิกส์ในระบบดิจิทัลได้รับการพัฒนาอย่างกว้างขวาง ทำให้เกิดการใช้งานในรูปแบบที่ต่างกันหลายรูปแบบ การใช้งานที่แตกต่างกันนี้ จึงทำให้เกิดการพัฒนาทีทีแอลแบบต่างๆ ซึ่งเน้นคุณสมบัติเฉพาะอย่างต่างกัน ในปัจจุบันมีทีทีแอลถึง 5 แบบ ดังแสดงในตารางที่ ก-1

ชื่อแบบ	ชื่อย่อ(รหัสหมายเลข)	Propagation Delay (nS)	Power Dissipation (mW)	Speed x Power ( pj )
Standard TTL	TTL(74xxx)	10	10	100
Low-Power TTL	LTTL(74Lxxx)	33	1	33
High-Speed TTL	HTTL(74Hxxx)	6	22	132
Schottky TTL	STTL(74Sxxx)	3	19	53
Low-Power Schottky TTL	LSTTL(74LSxxx)	9.5	2	19

ตารางที่ ก-1 คุณสมบัติของ TTL แบบต่างๆ

การเลือกใช้ทีทีแอล จะต้องเลือกตามคุณสมบัติที่ต้องการเน้น เป็นต้นว่าถ้าต้องประหยัดไฟ (เช่น กรณีใช้ไฟจากแบตเตอรี่ที่มีขนาดจำกัด) ควรเลือก LTTL ถ้าต้องการความเร็วสูงควรเลือก HTTL หรือ STTL แต่ถ้าต้องประนีประนอมระหว่างความเร็วกับการประหยัดไฟก็เลือก LSTTL เป็นต้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## คุณสมบัติของ TTL ทั้ง 5 แบบ พอสรุปสาระสำคัญได้ดังนี้

STANDARD TTL	เป็นรูปแบบดั้งเดิม ความเร็วปานกลาง กินไฟปานกลางมีแฟนเอาท์ (Fan-Out) เท่ากับสิบ
Low-Power TTL	ออกแบบให้ดึงกระแสและกำลังไฟฟ้าน้อยกว่า STANDARD TTL แต่มีผลทำให้ Propagation Delay สูงขึ้น และแฟนเอาท์ลดลง
High-Speed TTL	ออกแบบโดยเน้นที่ความเร็วสูง โดยยอมให้ดึงกระแสและกำลังไฟฟ้ามาก จึงได้ Propagation Delay ต่ำ และแฟนเอาท์ได้มาก แต่มีอัตราการสูญเสียพลังงานสูง
Schottky TTL	มีการวางขอตติ์ไดโอด (Schottky Diode) ระหว่างคอลเลกเตอร์กับเบสของทรานซิสเตอร์ทุกๆ ตัวในวงจร ทำให้การเปลี่ยนสถานะเกิดขึ้นได้รวดเร็วขึ้น โดยไม่ต้องเพิ่มกระแสและกำลังไฟฟ้า
Low-Power Schottky TTL	ใส่ทั้งขอตติ์ไดโอดให้แก่ทรานซิสเตอร์ และลดกระแสในวงจรรด้วย จึงให้ทั้งความเร็ว และกินกำลังไฟฟ้าน้อย

## ความหมายของศัพท์ที่ควรทราบ

Power Dissipation/gate	หมายถึง กำลังไฟฟ้า (ค่าเฉลี่ย) ที่สูญเสียไปในเกท ในสภาวะที่เปลี่ยนสถานะเอาท์พุทไปมาอย่างต่อเนื่อง
Propagation Delay/Gate	หมายถึง ระยะเวลาหน่วงที่เกิดขึ้นระหว่างการเปลี่ยนสถานะที่อินพุทของเกทกับการเปลี่ยนสถานะที่เอาท์พุท
NOISE MARGIN	หมายถึง ขนาดใหญ่ที่สุดของสัญญาณรบกวนที่ไม่มีผลต่อการทำงานของเกท
Fan Out	หมายถึง จำนวนอินพุทของเกทตระกูลเดียวกันที่สามารถนำมาต่อกับเอาท์พุทของเกทตัวหนึ่งๆ ได้ โดยที่เกทตัวนั้นยังสามทำงานได้ตามปรกติ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## ทฤษฎีดิจิตอลเฟสล็อกคูล

เราทราบว่าเฟสล็อกคูลชนิดเชิงเส้นสร้างขึ้นจาก analog function block เช่น analog multiplier ใช้สำหรับเฟสดีเทคเตอร์

ดิจิตอลเฟสล็อกคูลยากต่อการนิยามเพราะคำว่าดิจิตอลถูกนำไปใช้ต่างกันหลายกรณี ในความหมายของ classical digital phase locked loop คำว่าดิจิตอล (digital) หมายถึงสัญญาณอ้างอิง  $u_1$  และสัญญาณเอาต์พุต  $u_2$  คือสัญญาณแบบไบนารี นั่นคือสัญญาณรูปสี่เหลี่ยม (square wave signals) ใน classical digital phase locked loop ยังคงใช้ analog function block เช่น RC loop filter, VCOs และอื่นๆ จึงกล่าวได้ว่าเราสามารถแสดงคุณลักษณะของ classical digital phase locked loop ได้ในรูปแบบของ intermediate analog signals

ในหลายปีที่ผ่านมา ระบบดิจิตอลเฟสล็อกคูลได้ถูกพัฒนาโดยสร้างขึ้นจากอุปกรณ์ดิจิตอล ไม่มีการใช้ intermediate analog signal ในระบบอีกต่อไป ตัวอย่างเช่น loop filter ไม่ใช่ RC filter อีกต่อไป แต่ใช้ digital filter อันดับหนึ่งหรือสอง ดังนั้นระบบดิจิตอลเฟสล็อกคูลใหม่นี้ เราแยกออกจากระบบเก่าโดยเรียกว่า all-digital phase locked loop (ADPLL)

## Digital Phase Locked Loop กับ Intermediate Analog Signals

เฟสล็อกคูลชนิดนี้ต่างจากเฟสล็อกคูลชนิดเชิงเส้นเฉพาะการใช้เฟสดีเทคเตอร์ชนิดที่ 1 (จากตาราง ข-1) ซึ่งใช้ในกรณีเฟสล็อกคูลชนิดเชิงเส้น ส่วนเฟสดีเทคเตอร์ชนิดที่ 2, 3 หรือ 4 (จากตาราง ข-1) ใช้ใน classical digital phase locked loop สำหรับเฟส/ฟรีควเอนซีดีเทคเตอร์นิยมใช้กันมากเนื่องจากช่วง lock กว้างมาก ชนิดของเฟสดีเทคเตอร์ที่ใช้มีผลอย่างมากต่อผลตอบสนองแบบไดนามิกของดิจิตอลเฟสล็อกคูล

1	2	3	4	5	6	7	
FD Type	Signals	Schematic diagram	Drawn signals $u_1$ as a function of frequency error $\omega_{err}$	FD sensitive to	Operating mode	Eq. for essential parts for gate (that type)....	
1					Phase	analog	all
1					Phase	quasi digital	
2					Phase	digital	all
3					Phase and frequency	digital	
4					Phase and frequency	digital	

ตารางที่ ข-1 คุณสมบัติของเฟสดีเทคเตอร์ชนิดต่างๆ

ผลของชนิดของเฟสดีเทคเตอร์บนลักษณะทางไดนามิกของดิจิตอลเฟสล็อกคูล

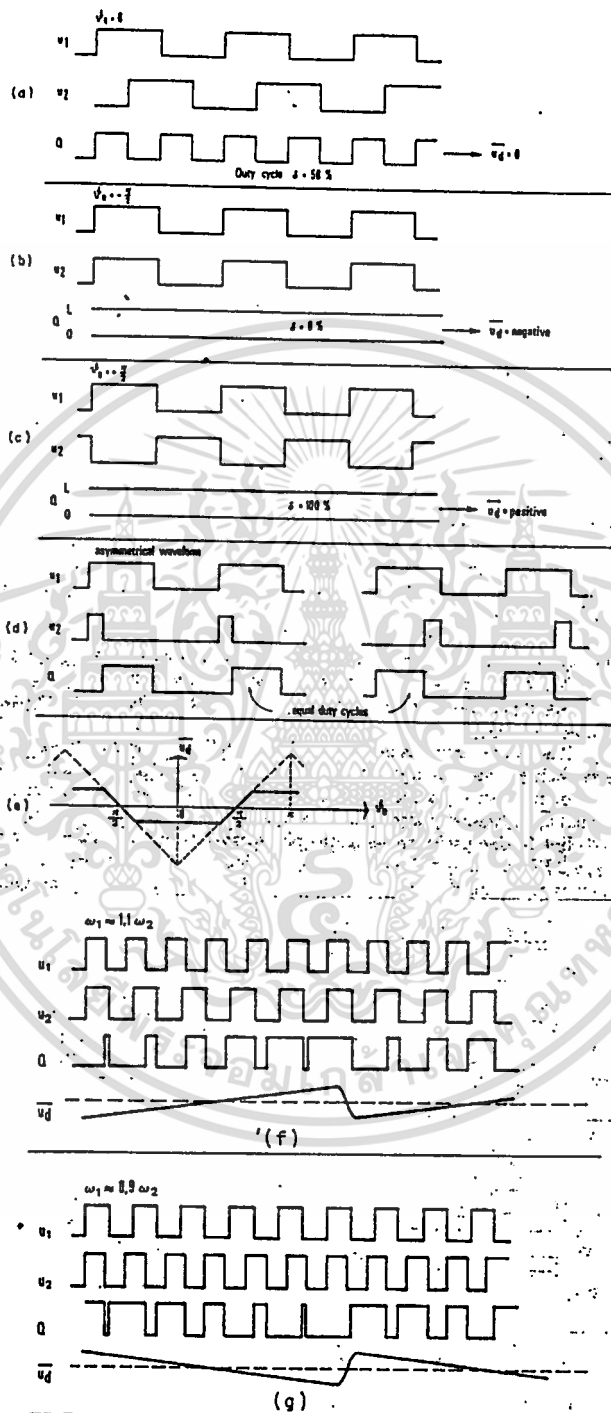
จากตาราง ข-1 วงจรดิจิตอลเฟสดีเทคเตอร์ 3 ชนิดที่ใช้โดยทั่วไปคือ

1. EXCLUSIVE -OR gate, ชนิดที่ 2
2. edge-triggered JK flip-flop, ชนิดที่ 3
3. so-called phase/frequency detector, ชนิดที่ 4

ในที่นี้จะอธิบายจำกัดเพียง 2 ชนิดเท่านั้น

เริ่มต้นที่ XOR gate ( รูปที่ ข-1 ) วงจรนี้ง่ายและราคาถูกแต่มีข้อเสียคือสัญญาณเอาต์พุตขึ้นอยู่กับ duty-cycle ratios ของ สัญญาณ  $u_1(t)$  กับสัญญาณ  $u_2(t)$  สมมุติว่าให้สัญญาณเหล่านี้เป็นสัญญาณแบบสมมาตร จากกรณีเฟสดีเทคเตอร์ชนิดที่ 1 สัญญาณอ้างอิงและสัญญาณเอาต์พุตมีเฟสต่างกันอยู่  $\pi/2$  ถ้า เฟสล็อกคูล ทำงานที่ความถี่ศูนย์กลาง  $\omega_0$  ( จากรูป ข-1a ) ในกรณีนี้ค่า phase error คือ 0 สัญญาณเอาต์พุต  $u_0(t)$  ของเฟสดีเทคเตอร์ เป็นสัญญาณสมมาตรรูปสี่เหลี่ยม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้เพื่อใช้ในการเรียนการสอนเท่านั้น ไม่สามารถนำออกจำหน่ายหรือทำซ้ำโดยไม่ได้รับอนุญาต



รูปที่ ข-1 ความสามารถของเฟสดีเทคเตอร์ชนิดที่ 2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สี่เหลี่ยมที่มีความถี่เป็นสองเท่าของสัญญาณอ้างอิง ดังนั้นค่าเฉลี่ยของสัญญาณ  $\bar{u}_d(t)$  ถูกกำหนดให้เป็น 0

ถ้า  $u_1$  และ  $u_2$  มีความแตกต่างของ phase น้อย duty circle ratio ของ สัญญาณ  $u_d$  จะมีค่าน้อยกว่า 50% หมายถึง  $\bar{u}_d(t)$  เป็นลบ รูป ข-1b แสดงกรณีที่  $u_1$  และ  $u_2$  อยู่ใน phase เดียวกัน phase error ที่จุดนี้เท่ากับ  $-\pi/2$

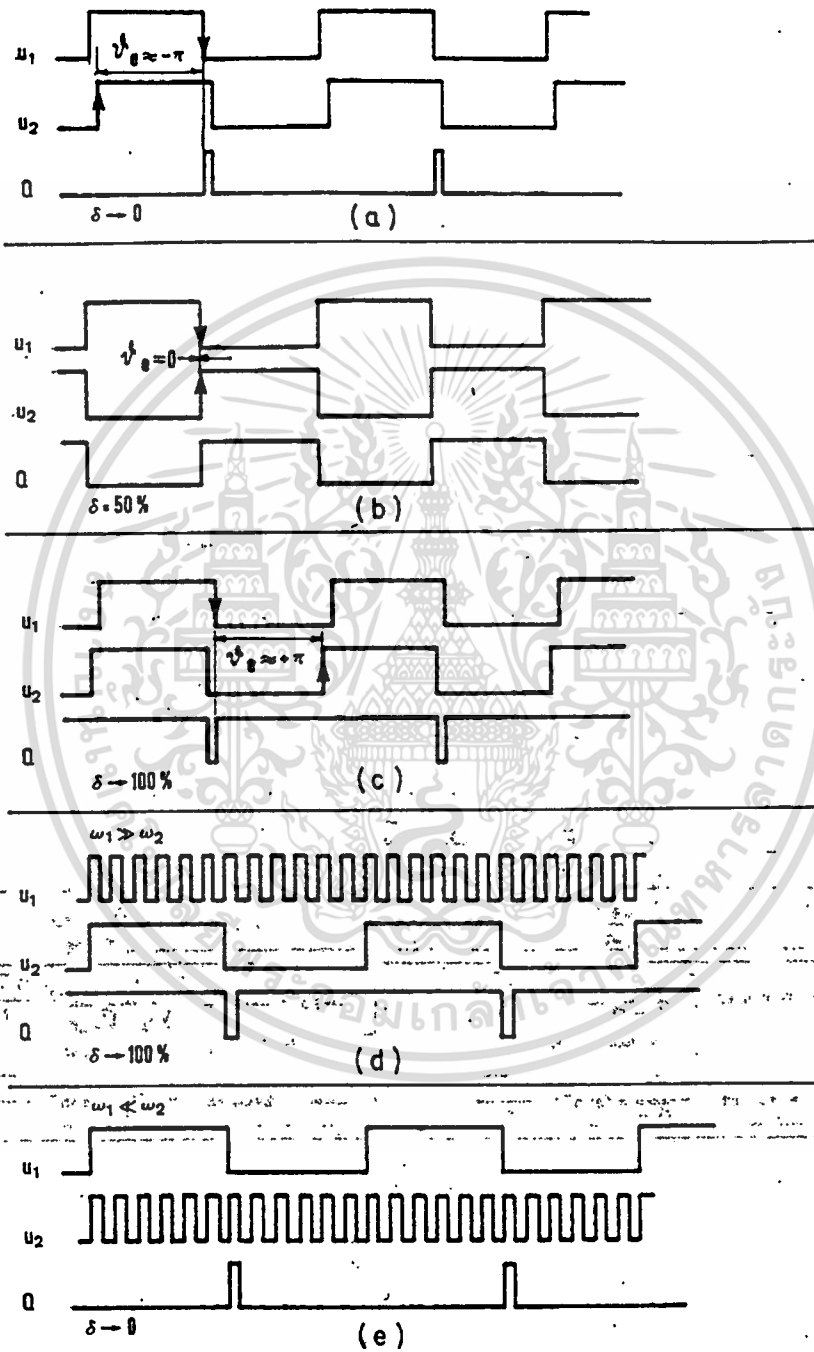
อีกกรณีหนึ่ง แสดงในรูป ข-1c phase error กำหนดให้เป็น  $+\pi/2$  และ  $\bar{u}_d(t)$  มีค่าสูงสุด

ตัวอย่างนี้แสดง เฟสล็อกคูลูป ที่ใช้เฟสดีเทคเตอร์ชนิด XOR สามารถจัดการกับ static phase error  $\theta_0$  ในช่วงของ  $-\pi/2 \leq \theta_0 \leq +\pi/2$

ถ้าค่าเอาต์พุตเฉลี่ยของเฟสดีเทคเตอร์เขียนกราฟกับ phase error  $\theta_0$  สัญญาณสมมาตร  $u_1(t)$  และ  $u_2(t)$  เขียนได้เป็นรูปสามเหลี่ยม (triangular curve) สมมุติว่าสัญญาณ  $u_1(t)$  หรือ  $u_2(t)$  เป็นสัญญาณรูปสี่เหลี่ยมที่ไม่สมมาตร ดังแสดงในรูปที่ ข-1d ในเงื่อนไขนี้ ช่วงของ phase error  $\theta_0$  ในสัญญาณ  $u_d(t)$  ไม่เปลี่ยนแปลงตาม phase error เมื่อเขียนค่าเฉลี่ย  $\bar{u}_d$  กับ phase error เราได้สัญญาณที่ถูกตัดยอด (รูป ข-1e) สำหรับคลื่นไม่สมมาตร phase detector gain  $K_d$  ลดลง ซึ่งมีผลใน lower hold และ lock ranges เฟสดีเทคเตอร์ชนิด XOR ควรจะใช้เฉพาะงานที่รูปคลื่นเป็นสมมาตร ในกรณีนี้เฟสดีเทคเตอร์ชนิดที่ 2 มีลักษณะเหมือนชนิดที่ 1 (ตาราง ข-1) แต่ไม่มีความสามารถลดสัญญาณรบกวน (noise-suppressing capabilities) ปัญหาสำหรับ parameter เช่น hold range, lock range, pull in range และอื่นๆ สำหรับเฟสดีเทคเตอร์ชนิดนี้ที่สรุปในตาราง ข-2 มีความแตกต่างจากผลที่พบในเฟสดีเทคเตอร์ชนิดที่ 1 ไม่มากนัก (เทียบกับตาราง ข-1)

วงจรเฟสดีเทคเตอร์ชนิดที่ 3 ( จากตาราง ข-1 และ รูป ข-2 ) เฟสดีเทคเตอร์ชนิดนี้ exemplified โดย negative edge trigger JK flip-flop ช่วงที่ขอบขาลงของสัญญาณ  $u_1(t)$  เช็ทให้ flip-flop ไปอยู่สถานะ "1" ขณะที่ขอบขาลงของ  $u_2(t)$  รีเช็ท flip-flop เพราะ flip-flop จับความเปลี่ยนแปลงที่ขอบของสัญญาณ duty - cycle ratio ของสัญญาณ  $u_1(t)$  และ  $u_2(t)$  เป็น irrelevant

ถ้า เฟสล็อกคูลูป ใช้ PD ชนิดที่ 3 ทำงานที่ความถี่ศูนย์  $\omega_0$  สัญญาณ  $u_1(t)$  และ  $u_2(t)$  ไม่อยู่ใน phase  $\pi$  (180 องศา) ถูกกำหนดในที่นี้เป็น zero phase error ( รูป ข-2b ) สัญญาณเอาต์พุต  $u_d(t)$  เป็นสัญญาณรูปสี่เหลี่ยม duty circle ratio = 50%, ค่าเฉลี่ย voltage ประมาณครึ่งหนึ่งของแหล่งจ่าย กำหนดในที่นี้ =  $\bar{u}_d = 0$



รูปที่ ข-2 ความสามารถของเฟสตีเทคเตอร์ชนิดที่ 3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูป ๒-2a แสดงกรณีที่  $u_1(t)$  และ  $u_2(t)$  ใกล้จะอยู่ในเฟสเปรียบเทียบกราฟในรูป ๒-2b เราสรุปว่า phase error ประมาณ  $-\pi$  duty cycle ratio ของ  $\bar{u}_o(t)$  เป็นศูนย์ด้วย หมายความว่า  $\bar{u}_o(t)$  เป็นลบ. ( $\bar{u}_o \approx 0v$ )

อีกกรณีหนึ่ง รูป ๒-2c phase error น้อยกว่า  $+\pi$  และ duty cycle ratio กลายเป็น 100%  $\bar{u}_o$  กลายเป็นบวก เขียนกราฟระหว่างสัญญาณเฟสดีเทคเตอร์เอาท์พุทเฉลี่ย  $\bar{u}_o(t)$  กับ phase error  $\theta_e$  เป็นผล ในกราฟรูปพื้นเลื้อย ( ในตาราง ๒-1 บรรทัด 3 ) ช่วงของ phase error  $-\pi < \theta_e < +\pi$  สำหรับเฟสดีเทคเตอร์ชนิดที่ 3 ที่เป็นสองเท่าของเฟสดีเทคเตอร์ชนิดที่ 1 และ 2 ขณะนี้เราพูดถึงกรณีที่เฟสล็อคยังไม่อยู่ในภาวะ locked  $\omega_1 \neq \omega_2$

ตัวอย่างในรูป ๒-2d แสดงให้เห็นสถานการณ์ที่  $\omega_1 \geq \omega_2$  ความถี่อ้างอิงมากกว่าความถี่ของ VCO มาก flip-flop สร้าง set มากกว่า reset มันอยู่ในภาวะ "1" เกือบตลอดเวลา ค่าที่มากกว่าของ  $\omega_1$  ใกล้เคียง duty cycle ratio ของ  $u_o(t)$  เกือบจะ 100% ลักษณะเช่นนี้ ความถี่ของ VCO จะ pulled in positive direction ซึ่งเป็นที่ต้องการ

ในอีกกรณีหนึ่ง  $\omega_1 \leq \omega_2$  กราฟจะกลับกัน duty cycle มีค่าใกล้ 0% และความถี่ของ VCO ถูกดึงไปทิศทางที่ต้องการ เฟสดีเทคเตอร์ชนิดที่ 3 เป็นเฟสและ frequency sensitive ซึ่งเป็นที่ต้องการแต่ยังไม่สมบูรณ์ ซึ่งจะแสดงใน 2 ตัวอย่างต่อไปนี้

รูป ๒.2-f แสดงกรณีที่ ความถี่  $\omega_1$  และ  $\omega_2$  ใกล้เคียงกัน เช่น  $\omega_1 \approx 1.1\omega_2$  duty cycle ratio ของสัญญาณ  $u_o(t)$  เปลี่ยนจาก 0% ถึง 100% อย่างต่อเนื่อง และสัญญาณเฉลี่ย  $\bar{u}_o(t)$  เป็นกราฟรูปพื้นเลื้อยที่มีความถี่  $\omega_2 - \omega_1$

ค่าเฉลี่ย  $\bar{u}_o(t)$  ใกล้ 0 ในทั้งสองกรณี ซึ่งชี้ให้เห็นว่า การรับรู้ต่อความถี่ ( frequency sensitive ) เกือบจะหมดไป ถ้าความถี่  $\omega_1$  และ  $\omega_2$  เข้ามาใกล้เคียงกัน ถ้า  $\bar{u}_o(t)$  เขียนกราฟกับ offset ของความถี่  $(\omega_1 - \omega_2)$  [ ดูตารางที่ ๒-1 ] เราได้กราฟซึ่งเพิ่มขึ้นตาม  $\omega_1 - \omega_2$  แต่ฟังก์ชันไม่นิยามสำหรับ offset ที่มีค่าน้อยๆ แสดงในบริเวณที่บในตาราง 2-1

สำหรับ  $\omega_1 \approx \omega_2$  เฟสดีเทคเตอร์ชนิดที่ 3 มีพฤติกรรมเหมือนเฟสดีเทคเตอร์ชนิดที่ 1 ที่ pull in effect ไปที่ VCO ถูกสังเกตเพราะ unhamonicity ของการมอดดูเลทความถี่ของ VCO รูปที่ ๒-1 แสดงตัวแปรที่สำคัญเช่น hold range, lock range และอื่นๆ สำหรับเฟสดีเทคเตอร์ชนิดที่ 3

Parameter	Type 2 PD		Type 3 PD		Type 4 PD
	With active loop filter	With passive loop filter	With active loop filter	With passive loop filter	
Hold range, $\Delta\omega_H$	$\Delta\omega_H \rightarrow \infty$	$\Delta\omega_H = \frac{\pi K_0 K_d}{2N}$	$\Delta\omega_H \rightarrow \infty$	$\Delta\omega_H = \pi \frac{K_0 K_d}{N}$	$\Delta\omega_H \rightarrow \infty$
Lock range, $\Delta\omega_L$	Filter having a zero $\tau_2 \neq 0$ $\Delta\omega_L \approx \pi f \omega_n$ Filter without a zero $\tau_2 = 0$ $\Delta\omega_L \approx \frac{\pi}{\sqrt{8}} \omega_n$		$\Delta\omega_L \approx 2\pi f \omega_n$ $\Delta\omega_L \approx \frac{\pi}{\sqrt{8}} \omega_n$		Not defined
Pull-in range, $\Delta\omega_P$	$\Delta\omega_P \approx \frac{\pi}{2} \sqrt{\frac{2f\omega_n K_0 K_d}{N}}$	$\Delta\omega_P \approx \frac{\pi}{2} \sqrt{\frac{2f\omega_n K_0 K_d}{N} - \omega_n^2}$	$\Delta\omega_P \approx \pi \sqrt{\frac{2f\omega_n K_0 K_d}{N}}$	$\Delta\omega_P \approx \pi \sqrt{\frac{2f\omega_n K_0 K_d}{N} - \omega_n^2}$	$\Delta\omega_P \rightarrow \infty$
Pull-in time, $T_P$		$T_P \approx \frac{4}{\pi^2} \frac{\Delta\omega_0^2}{f\omega_n^3}$		$T_P \approx \frac{\Delta\omega_0^2}{\pi^2 f\omega_n^3}$	$T_P \approx \frac{N\tau_1 + \tau_2}{K_0 K_d}$
Pull-out range, $\Delta\omega_{PO}$	$\xi < 1$ $\xi > 1$ $\Delta\omega_{PO} \approx 1.8\omega_n(\xi + 1)$		$\Delta\omega_{PO} = \pi\omega_n \exp\left[\frac{\xi}{\sqrt{1-\xi^2}} \tan^{-1} \frac{\sqrt{1-\xi^2}}{\xi}\right]$ $\Delta\omega_{PO} = \pi\omega_n \exp\left[\frac{\xi}{\sqrt{\xi^2-1}} \tanh^{-1} \frac{\sqrt{\xi^2-1}}{\xi}\right]$	$\Delta\omega_{PO} = 2\pi\omega_n \exp\left[\frac{\xi}{\sqrt{1-\xi^2}} \tan^{-1} \frac{\sqrt{1-\xi^2}}{\xi}\right]$ $\Delta\omega_{PO} = 2\pi\omega_n \exp\left[\frac{\xi}{\sqrt{\xi^2-1}} \tanh^{-1} \frac{\sqrt{\xi^2-1}}{\xi}\right]$	

ตารางที่ ข-2 แสดงสมการทางคณิตศาสตร์ของดีจิตอลเฟสล็อก