

มีชวลอินดักแต้นซ์สปีดทรานสดิว เซอร์ เพื่อใช้
ในระบบควบคุมความเร็วของดีซีมอเตอร์แบบเฟสล็อกคูลฟ
Mutual Inductance Speed Transducer for Phase-Locked
Loop DC Motor Speed Control



ASSOCIATE PROFESSOR DR. YOTHIN PREMPRANEERACH

วิทยานิพนธ์สำหรับปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์

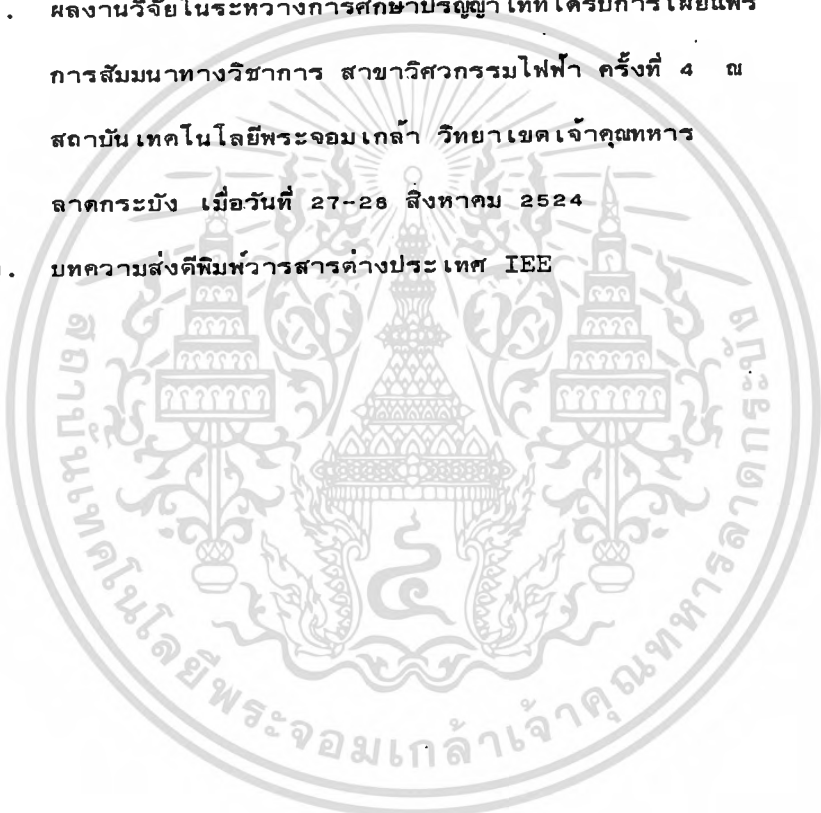
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า วิทยาเขตเจ้าคุณทหาร ลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2527

สารบัญ

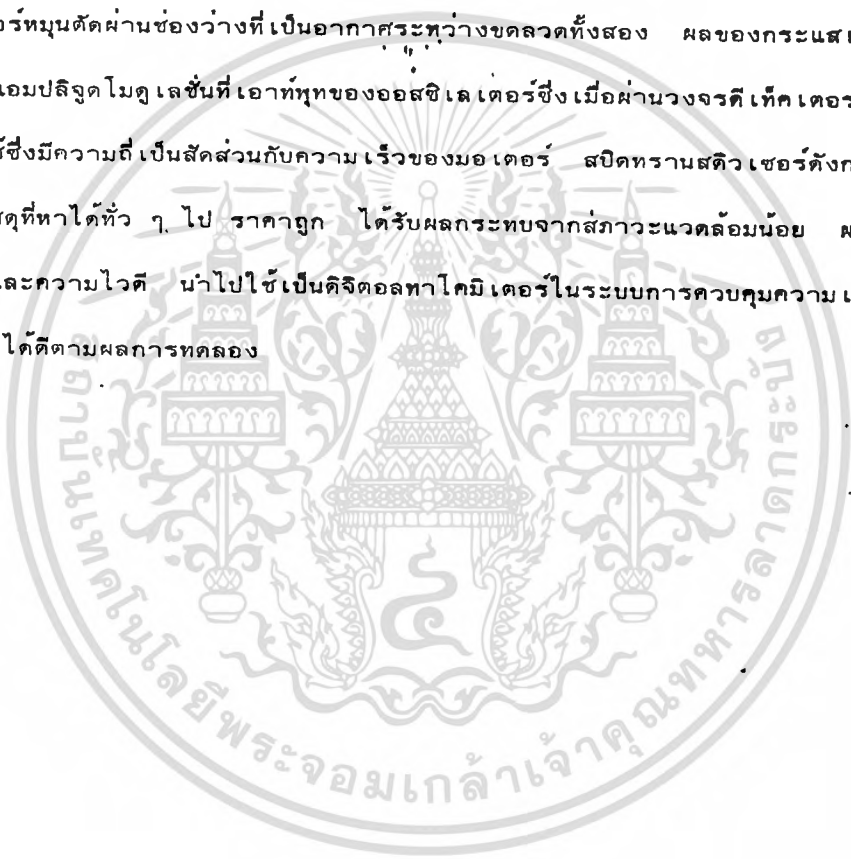
	หน้า
บทคัดย่อ	III
ABSTRACT	IV
บทที่ 1 บทนำ	1
บทที่ 2 วัตถุประสงค์และความ เป็นมา	8
บทที่ 3 ดิจิตอลสปีดทรานสดิว เซอร์	
3.1 ชนิดทรานสดิว เซอร์	10
3.2 ข้อดีของระบบดิจิตอลทา โคมิ เตอร์	12
3.3 นิยามและอธิบายสมบัติสมรรถนะ	13
3.4 แบบของดิจิตอลสปีดทรานสดิว เซอร์	16
บทที่ 4 เครื่องวัดความเร็วรอบของมอเตอร์แบบมีขั้วลอินดักแตนท์	
4.1 บทนำ	35
4.2 ทฤษฎีของสปีดทรานสดิว เซอร์แบบมีขั้วลอินดักแตนท์	35
4.3 หลักการของสปีดทรานสดิว เซอร์แบบมีขั้วลอินดักแตนท์	41
4.4 ทรานสดิว เซอร์และรายละเอียดของวงจร	48
4.5 ผลการทดลอง	51
บทที่ 5 ระบบการควบคุมความเร็วของมอเตอร์แบบ เฟสล็คคูลฟ	
5.1 บทนำ	60
5.2 ทฤษฎีของระบบควบคุมความเร็วของมอเตอร์แบบ เฟสล็คคูลฟ	60
5.3 การพิจารณาออกแบบของระบบ	65
5.4 ผลของการทดลอง	72
บทที่ 6 บทสรุปและวิจารณ์	76
กิตติกรรมประกาศ	78

	หน้า
เอกสารอ้างอิง	79
ภาคผนวก	
ก. สัญลักษณ์	81
ข. รายละเอียดอุปกรณ์ที่ใช้ในวงจรแต่ละส่วน	83
ค. ผลงานวิจัยในระหว่างการศึกษาปริญญาโทที่ได้รับการเผยแพร่ การสัมมนาทางวิชาการ สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 4 ณ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า วิทยาเขตเจ้าคุณทหาร ลาดกระบัง เมื่อวันที่ 27-28 สิงหาคม 2524	95
ง. บทความส่งตีพิมพ์วารสารต่างประเทศ IEE	105



บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้อธิบายถึง การออกแบบ สร้าง และทดลองมีวาล์วอินตักดันซ์สปิตรานสตีวเซอร์ เพื่อใช้ในระบบการควบคุมความเร็วของดีซีมอเตอร์แบบเฟสล็อคเฟส สปิตรานสตีวเซอร์นี้ใช้หม้อแปลงแบบแกนอากาศต่อ เป็นวงจรจูนคอลเล็กเตอร์ออสซิลเลเตอร์และมีจูนอุมิเนียม เป็นซีเฟืองติดกับเพลลาของมอเตอร์หมุนตัดผ่านช่องว่างที่เป็นอากาศระหว่างขดลวดทั้งสอง ผลของกระแสเอ็ดดีในจูนอุมิเนียมทำให้เกิดแอมพลิจูดโมดูลชันที่เอาท์พุทของออสซิลเลเตอร์ซึ่งเมื่อผ่านวงจรตีเท็คเตอร์และฟิลเตอร์จะได้สัญญาณพัลส์ซึ่งมีความถี่ เป็นสัดส่วนกับความเร็วของมอเตอร์ สปิตรานสตีวเซอร์ดังกล่าวนี้สามารถสร้างได้ง่ายด้วยวัสดุที่หาได้ทั่วไป ราคาถูก ได้รับผลกระทบจากสภาวะแวดล้อมน้อย ผลการทดลองให้ความเที่ยงตรงและความไวดี นำไปใช้เป็นดีจิจิตอลทาโคมิเตอร์ในระบบการควบคุมความเร็วของดีซีมอเตอร์แบบเฟสล็อคเฟสได้ดีตามผลการทดลอง



Abstract

The thesis describes the design, development and the experimental results of mutual inductance speed transducer for phase-locked loop DC motor speed control system. This mutual inductance speed transducer uses air-core transformer connected to be tuned collector oscillator circuit and with toothed aluminium disc joined with the shaft of motor which rotates through the air-gap between two coil of air-core transformer. The effect of eddy current in aluminium disc causes an amplitude modulation at the output of oscillator when passed through detector circuit and filter, giving a pulse signal whose frequency is proportional to the motor speed. This speed transducer can easily built by using the ordinary substances with low cost and less effect of the environment. The experimental results show the good accuracy as well as sensitivity. Consequently, it can be used as digital tachometer in phase-locked loop DC motor speed control as shown in the experimental results.

บทที่ 1

บทนำ

(Introduction)

ในปัจจุบันระบบควบคุมส่วนใหญ่ที่ใช้ในงานอุตสาหกรรม มักจะเป็นระบบแบบดิจิทัล ซึ่งมีดิจิทัลสปีดทรานส์มิชชันเป็นส่วนสำคัญในระบบการวัด และควบคุมความเร็วแบบดิจิทัล อย่างเช่นระบบควบคุมความเร็วของมอเตอร์แบบเฟสล็อกดูล จะมีส่วนของการวัดความเร็ว เพื่อป้อนกลับมายังอินพุทของระบบ เป็นดิจิทัลสปีดทรานส์มิชชัน (หรือเรียกว่าดิจิทัลทาคอไมเตอร์) โดยการให้ความถี่ที่เป็นสัดส่วนกับความเร็วของมอเตอร์ป้อนกลับมาล๊อคกับสัญญาณความถี่อินพุท

ดิจิทัลสปีดทรานส์มิชชันมีคุณสมบัติที่เด่น คือ ไม่มีการเชื่อมโยงทางกลระหว่างทรานส์มิชชัน หรือตัวเซ็นเซอร์กับแกนของมอเตอร์ ซึ่งยังผลให้ไม่เป็นการโหลดทางกลต่อมอเตอร์ขนาดเล็ก ส่วนคุณสมบัติพื้นฐานของดิจิทัลสปีดทรานส์มิชชันมักจะกำหนดถึง ความเที่ยงตรง (accuracy) ความลิเนียร์ (linearity) ช่วงการทำงาน (dynamic range) ความละเอียด (resolution) และความเร็วของผลตอบสนองในการวัด (speed of response) คุณสมบัติเหล่านี้ส่วนใหญ่ขึ้นอยู่กับวงจรรูปร่างที่ภายนอกมากกว่าจะขึ้นอยู่กับตัวทรานส์มิชชัน กล่าวคือ (1) ความเร็วของผลตอบสนองในระบบการวัดความเร็วรอบ ขึ้นอยู่กับช่วงเวลาการอ่านค่า (gating time) ของ decade counter (2) ช่วงการทำงาน หรือช่วงความสามารถการวัดความเร็วรอบสูงสุด ต่อความเร็วต่ำสุด ลิมิตสูงสุดของความเร็วที่สามารถวัดได้ ขึ้นอยู่กับจำนวนหลักของอีตริกการนับสูงสุดของ counter ส่วนค่าลิมิตต่ำสุดของความเร็วที่สามารถวัดได้ ขึ้นอยู่กับช่วงเวลาการนับของ counter (3) ความเที่ยงตรงและความเป็นลิเนียร์ จะมีความหมายไม่สมบูรณ์ หากพิจารณาให้ขึ้นอยู่กับทรานส์มิชชันเพียงอย่างเดียว แท้ที่จริงแล้วความเที่ยงตรงยังขึ้นอยู่กับ ความละเอียดของเวลา (time resolution) ของ counter เช่น ความละเอียดของเวลาเท่า 0.01 เปอร์เซนต์ ความเที่ยงตรงเท่ากับหนึ่งส่วนใน 10^4 ส่วนเสถียรภาพของเวลาอ้างอิงต้องอยู่ในลำดับของหนึ่งส่วนต่อ 10^6 (parts per million)

คุณสมบัติสำคัญของดิจิทัลสปีดทรานสดิวเซอร์ ซึ่งขึ้นอยู่กับตัวทรานสดิวเซอร์ ได้แก่ ความไว (sensitivity) และความละเอียดของช่องว่างในแผ่นจาน (spatial resolution) ความไวของทรานสดิวเซอร์พิจารณาได้จาก ชนิดและโครงสร้างทางฟิสิกส์ของทรานสดิวเซอร์ รวมทั้งความละเอียดของช่องว่างในแผ่นจานด้วยทรานสดิวเซอร์ชนิดต่าง ๆ ที่นิยมใช้เป็นดิจิทัลสปีดทรานสดิวเซอร์ มีดังนี้

1. ออฟทิกคอลทรานสดิวเซอร์
2. คาปาซิทีฟทรานสดิวเซอร์
3. อินดักทีฟ หรือแมกเนติกทรานสดิวเซอร์

ทรานสดิวเซอร์แต่ละชนิดดังกล่าวมีความไวต่างกัน ซึ่งเราจะพิจารณาได้ดังนี้

ออฟทิกคอลทรานสดิวเซอร์ประกอบด้วยแหล่งกำเนิดแสง อุปกรณ์ออฟทิกคอล เช่น เซอร์ และแผ่นจานที่เจาะเป็นรูติดกับแกนของมอเตอร์ หมุนตัดแสงทำให้ได้สัญญาณพัลส์ที่เอาท์พุทของทรานสดิวเซอร์ ซึ่งปกติมีขนาดต่ำมาก นอกจากนั้นสัญญาณเอาท์พุทดังกล่าวจะถูกรบกวน เนื่องจากการหมุนส่าย หรือแกว่งของแผ่นจานเจาะรู สาเหตุจากความไม่ได้นูนยกกลางของแผ่นจานกับแกนของเพลาหมุน และสาเหตุจากแรงสั่นสะเทือนของแผ่นจาน หรือสาเหตุการสั่นสะเทือนของแหล่งกำเนิดแสง ซึ่งจะทำให้ขนาดของสัญญาณเอาท์พุทลดลง และเกิดความผิดเพี้ยนของรูปร่าง (เป็นลูกคลื่นพัลส์ซ้อนกันหลายลูก) วิเคราะห์ได้ว่าออฟทิกคอลทรานสดิวเซอร์ที่มีโครงสร้างกายภาพง่าย ๆ ดังที่กล่าวมาแล้วจะมีความไวต่ำ และมีจุดอ่อนเนื่องจากความไม่ได้นูนยกกลางของแผ่นจานกับแกนของเพลาหมุน แรงสั่นสะเทือนของแผ่นจานหรือแหล่งกำเนิดแสง ซึ่งเป็นปัญหาทางเชิงกล (mechanical vibration problems) ทำให้เกิดการรบกวนต่อสัญญาณเอาท์พุทของทรานสดิวเซอร์ ทำให้มีขนาดลดลง และเกิดรูปร่างผิดเพี้ยน ทำให้ได้ความไวต่ำ การเพิ่มความไวสามารถกระทำได้ด้วยเทคนิคขั้นสูง ซึ่งต้องการความชำนาญพิเศษที่ยุ่งยากและมีราคาแพง

คาปาซิทีฟทรานสดิวเซอร์มีข้อเสียคือมีเอาท์พุทอิมพีแดนซ์สูง ซึ่งมักทำให้เกิดการโหลด (loading) ต่อสัญญาณเอาท์พุทของทรานสดิวเซอร์ได้ง่าย นั่นคือ ความไว (sensitivity) ของทรานสดิวเซอร์เลวลง นอกจากนั้นผลของ stray coupling ทำให้เกิดสัญญาณรบกวน (noise)

อย่างมากต่อสัญญาณเอาร์ทพุท หากไม่มีการชิลด์ (shield) ป้องกันอย่างดีพอ เป็นผลให้ความไวของ Signal/no-signal ต่ำลง

อินดักทิฟ (พิก-อัพ) ทรานสดิวเซอร์ มีความไวที่แปรไปตามความเร็วรอบของมอเตอร์ อย่างไรก็ตามอินดักทิฟทรานสดิวเซอร์ก็กำลังจาก เหลลของมอเตอร์คือ เป็น โหลดทางกลต่อการหมุนของมอเตอร์

ดิจิตอลทรานสดิวเซอร์ที่กล่าวมาแล้วจะ เห็นได้ว่าออฟติคอลทรานสดิวเซอร์มีความไวต่ำ จึงทำให้เกิดปัญหาการรบกวน (interference) เนื่องจากการหมุนสายแกว่งหรือการสั่นสะเทือนของแผ่นจานได้ง่าย คาปาซิทีฟทรานสดิวเซอร์มีความไวค่อนข้างต่ำเช่นกัน และมีปัญหาเกี่ยวกับ stray coupling ซึ่งทำให้เกิดความผิดพลาด (error) ใช้การวัดขึ้นได้ง่าย ส่วนอินดักทิฟทรานสดิวเซอร์มีความไวดี แต่ก็มีปัญหาเป็นโหลดทางกลต่อการหมุนของมอเตอร์ขนาดเล็กตามนัยดังกล่าว วิทยานิพนธ์ฉบับนี้เสนอดิจิตอลสปีดทรานสดิวเซอร์แบบมีวาล์วอินดักแตนซ์ ซึ่งจะให้คุณสมบัติความไวสูง และไม่เป็นการโหลดทางกลต่อการหมุนของมอเตอร์ขนาดเล็ก ซึ่งสามารถแก้ปัญหาพื้นฐานของทรานสดิวเซอร์ชนิดต่าง ๆ ที่กล่าวมาแล้วได้ นอกจากนี้ มีวาล์วอินดักแตนซ์ทรานสดิวเซอร์ยังมีคุณลักษณะที่เป็นประโยชน์ดังนี้คือ

- 1) โครงสร้างของทรานสดิวเซอร์เป็นแบบง่าย ๆ มีหม้อแปลงแกนอากาศ และแผ่นจานอลูมิเนียมที่มีลักษณะ เป็นซีเฟือง สามารถสร้างขึ้นได้ด้วยวัสดุที่หาได้ทั่วไปภายในประเทศและราคาถูก
- 2) ขนาดกระทัดรัดและน้ำหนัก เบาและทนต่อสภาวะแวดล้อมได้ดี (อุณหภูมิ, แรงสั่นสะเทือน)
- 3) ไม่มีการเชื่อมโยงทางกลระหว่างตัวทรานสดิวเซอร์และแกนหมุนของมอเตอร์
- 4) ใช้วงจรอนุเคราะห์แบบง่าย ๆ ไม่ต้องป้อนแหล่งกำเนิดเอ-ซีจากภายนอก
- 5) สัญญาณเอาร์ทพุทของทรานสดิวเซอร์เป็นแอมพลิจูดโมดูเลชันสะตวกในการส่งออกอากาศสำหรับการวัดความเร็วรอบในระยะทางไกล
- 6) นำไปใช้ในระบบควบคุมความเร็วของดีซีมอเตอร์แบบ เฟสลอคคลุฟได้

ตารางที่ 1.1 เป็นการสรุป เปรียบเทียบคิจิตอลสปีคทรานสตีว เซอร์ชนิดต่าง ๆ กับคิจิตอล
สปีคทรานสตีว เซอร์แบบมีวชวลอินตักแต้นซ์ ซึ่งจะเห็นว่าทรานสตีว เซอร์แบบมีวชวลอินตักแต้นซ์มี
คุณสมบัตินของความไวสูง



ตารางที่ 1.1 การสรุปเปรียบเทียบชนิดของทรานสดิวเซอร์ชนิดต่าง ๆ กับชนิดของทรานสดิวเซอร์แบบมีวาล์วอินทิเกรตแดนนซ์

แบบ (type)	อุณหภูมิทำงานสูงสุด (Max temperature operation) °C	ความไว (Sensitivity)	ความละเอียด (Resolution)	ข้อดี (Advantage)	ข้อเสีย (Disadvantage)
ออฟทิกคอลสปีดทรานสดิวเซอร์ (Optical Speed Transducer)	200	0.4 V p-p (gap 5 mm.)	ดีมาก	ความละเอียดสูงและแอมพลิจูดของพัลส์คงที่	การไม่ได้ศูนย์กลางและการสั่นสะเทือนของแผ่นงานมีผลต่อการวัด ต้องใช้แหล่งกำเนิดแสงและราคาแพง
คาปาซิทีฟสปีดทรานสดิวเซอร์ (Capacitive Speed Transducer)	1,000	1.5 V p-p (gap 1 mm.)	ดี	ใช้กำลังไฟฟ้าต่ำขณะทำงาน	มีปัญหาของการซีลดีและอิมพีแดนซ์ของเอาต์พุตสูง

แบบ (type)	อุณหภูมิทำงานสูงสุด (Max temperature operation) °C	ความไว (Sensitivity)	ความละเอียด (Resolution)	ข้อดี (Advantage)	ข้อเสีย (Disadvantage)
อินดักทีฟปิด ทรานสดิวเซอร์ (Inductive Speed Transducer)	260	0.5 V p-p (gap 7 mm.)	ดี	มีความไวต่อการ วัดสูงและทนต่อ ผลกระทบของ สภาวะแวดล้อม	ความถี่ของระบบ จำกัดที่ 20 กิโล เฮิรท์
มิววลอินดัก แต้นซ์ปิด ทรานสดิวเซอร์* (Mutual Inductance Speed Transducer)	260	2 V p-p (gap 3 mm.)	ดี	เป็นวิธีการง่าย ๆ ราคาถูก. มีความ ไวสูง และทนต่อผล กระทบของสภาวะ แวดล้อม	สนามแม่เหล็กจาก ภายนอกอาจมีผล ต่อการวัด

หมายเหตุ * ผู้วิจัยได้พัฒนาจลิตอลสปิดทรานสดิวเซอร์ระบบนี้

และในวิทยานิพนธ์นี้ได้แยกหัวข้อที่ใช้อธิบายเป็นบท ๆ ดังนี้

- บทที่ 1. ได้กล่าวถึงคุณสมบัติ เครื่องวัดความเร็วรอบแบบดิจิตอล การศึกษาและพัฒนา เครื่องวัดความเร็วรอบแบบมีชาวอลินต์คแดนซ์ เพื่อใช้ในระบบควบคุมความเร็วของดีซีมอเตอร์แบบเฟสล้อยคูลฟ พร้อมทั้งตารางสรุปเปรียบเทียบ
- บทที่ 2. ได้กล่าวถึง วัตถุประสงค์และความเป็นมา
- บทที่ 3. ได้กล่าวถึงดิจิตอลสปีดทรานสดิวเซอร์ ชนิดของทรานสดิวเซอร์ ลักษณะของระบบดิจิตอล-ทาโตมิเตอร์ การวิเคราะห์คุณสมบัติการทำงานของทรานสดิวเซอร์
- บทที่ 4. ได้กล่าวถึงทฤษฎี หลักการออกแบบ รายละเอียดของวงจร และผลการทดลองของดิจิตอลสปีดทรานสดิวเซอร์แบบมีชาวอลินต์คแดนซ์ที่พัฒนาในงานวิจัยนี้
- บทที่ 5. ได้กล่าวถึงระบบการควบคุมความเร็วของดีซีมอเตอร์แบบเฟสล้อยคูลฟ, การพิจารณาออกแบบของระบบ, รายละเอียดของวงจรและผลการทดลอง
- บทที่ 6. เป็นบทสรุปและวิจารณ์

บทที่ ๒

วัตถุประสงค์และความเป็นมา

(Objective and Background)

การวัดความเร็วรอบที่มีความเที่ยงตรงในรูปลักษณะดิจิทัล (digital speed transducers) มักจะได้รับความนิยมใช้ในระบบควบคุมในงานอุตสาหกรรม และในเครื่องมือต่าง ๆ สำหรับการวัดและการควบคุมระบบ เช่น ระบบควบคุมความเร็วของดีซีมอเตอร์แบบเฟสล็อก ผลสำเร็จของความพยายามวัดความเร็วรอบในรูปลักษณะดิจิทัลส่วนมากจะใช้ฮอปทิกอลทรานสดิวเซอร์ คาปาซิทีฟทรานสดิวเซอร์ และอินดักทีฟทรานสดิวเซอร์ ฮอปทิกอลสปีดทรานสดิวเซอร์ [1-3] มีหลายรูปแบบ จากแบบง่าย ๆ ถึงแบบที่เป็นเชิงซ้อน (ต้องใช้เทคนิคที่มีความชำนาญพิเศษ) ไม่ว่าจะเป็นแบบใด ความสั่นสะเทือนและการเคลื่อนที่ที่มีศูนย์กลางจะทำให้เกิดปัญหาอย่างมาก (ความเที่ยงตรงและความไวจะเลวลง) หรือไม่ก็ต้องอยู่ในสภาวะแวดล้อมพิเศษหรือไม่ก็มักจะมีราคาแพง คาปาซิทีฟทรานสดิวเซอร์ [4,5] มีข้อเสียเนื่องจากเอาท์พุทลิมิตแอมพลิจูดสูง และผลของสเตรย์คาปาซิทีฟแอดมิแตนซ์ (stray capacitive admittance) ของอิเล็กทรอนิกส์และสายต่อกับกราวด์ ด้วยผลของสเตรย์คาปาซิแตนซ์คัปปลิง และอิเล็กทรอนิกส์เดคิฟิเคชันคัปปลิง ทำให้เกิดสัญญาณรบกวนที่เอาท์พุทของทรานสดิวเซอร์ (ความเที่ยงตรงและความไวจะเลวลง) จึงจำเป็นต้องมีวิธีการชิลด์ที่ดี แต่การชิลด์กระทำได้ยากลำบากและยังทำให้ทรานสดิวเซอร์เป็นเชิงซ้อนมากขึ้น อินดักทีฟทรานสดิวเซอร์ (พีอีฟ) มักจะติดตั้งค่อนข้างแน่นกับส่วนหมุน ซึ่งจะ เป็นโหลดเชิงกลต่อมอเตอร์กำลังต่ำ และอาจเป็นปัญหาคอการใช้งานในบางกรณี นอกจากนั้นความไวของทรานสดิวเซอร์แบบนี้ จะแปรไปตามความเร็วรอบของมอเตอร์ จากทรานสดิวเซอร์หลายชนิดที่กล่าวมาแล้ว จะเห็นได้ว่ามีปัญหาเกี่ยวกับความไว และทำให้เกิดโหลดเชิงกลต่อมอเตอร์

ดังนั้นวิทยานิพนธ์นี้ได้เสนอวิธีการวัดความเร็วรอบ ในรูปลักษณะดิจิทัลแบบมิวฮาลอิน-ดักแตนซ์ที่มีความไวสูง และไม่มีปัญหาเกิดโหลดเชิงกลต่อมอเตอร์ของมอเตอร์ ทรานสดิวเซอร์แบบนี้ ประกอบด้วยหม้อแปลงแกนอากาศของจูนคอลลีคเตอร์ออสซิลเลเตอร์ และมีแผ่นงานเป็นซีพียูแบบเกียร์ อยู่ในช่องว่างที่เป็นอากาศระหว่างคอลลีคเตอร์ทั้งสองของหม้อแปลง แผ่นงานดังกล่าวติดอยู่กับแกนหมุนของ

มอเดอเรอร์ ซึ่งซีเฟื่องของแผ่นงานจะเคลื่อนเข้าและออกจากช่องว่างที่เป็นอากาศของหม้อแปลงแกน-
อากาศ ยังผลให้ได้สัญญาณแอมพลิฟูดโมดูเลชันในรูปลักษณะของคาบเวลา โมดูเลทเอาท์พุทของออส-
ซิลเลเตอร์จะถูกตีโมดูเลท ต่อจากนั้นก็กรองเอาสัญญาณความถี่สูงออก และจัดรูปร่างให้เป็นลูกคลื่นพัลส์
สี่เหลี่ยม ซึ่งความถี่ของสัญญาณพัลส์ดังกล่าวจะเป็นสัดส่วนกับความเร็วรอบที่กำลังวัด ทรานสดิวเซอร์ดัง
ดังกล่าวนี้นับได้ว่าเป็นระบบดิจิทัลสปีดทรานสดิวเซอร์ที่ได้พัฒนา ให้มีโครงสร้างง่ายขึ้นมากทีเดียว
ราคาก็ถูก นอกจากนั้นการเคลื่อนที่แบบลักษณะหนีศูนย์กลาง หรือการลื่นสะเทือนจะมีผลกระทบน้อยมาก
สามารถใช้สำหรับการวัดและป้อนกลับในระบบควบคุมความเร็วของดีซีมอเตอร์แบบเฟสล็อกคูลฟิดดี
นอกจากนั้นเอาท์พุทของจูนคอลลีเคเตอร์ออสซิลเลเตอร์เป็นสัญญาณแอมพลิฟูดโมดูเลชัน ซึ่งอาจเป็น
ประโยชน์ในการวัดความเร็วรอบแบบระยะทางไกล (remote measurement)

บทที่ 3

ดิจิทัลสปีดทรานสดิวเซอร์

(Digital Speed Transducer)

หน่วยที่นิยมใช้วัดความเร็วแกนหมุนใช้เป็นรอบต่อนาที (revolution per minute = rpm) ดังนั้น การวัดความเร็วแกนหมุนจึงต้องมีเครื่องหมายอ้างอิงเป็นหัว ๆ สม่าเสมอ ติดบนหรือในแกนที่จะวัดโดยรอบ ให้ความรู้ว่ามีเครื่องหมายอ้างอิงผ่านตัวเซ็นเซอร์ (sensor) ที่อยู่ใกล้กับแกนหมุนในช่วงเวลาหนึ่ง โดยใช้วงจรนับอิเล็กทรอนิกส์ และวงจรช่วงเวลาที่เหมาะสมที่กำหนดให้วงจรนับทำงานตามช่วงเวลาที่กำหนด เป็นช่วง ๆ

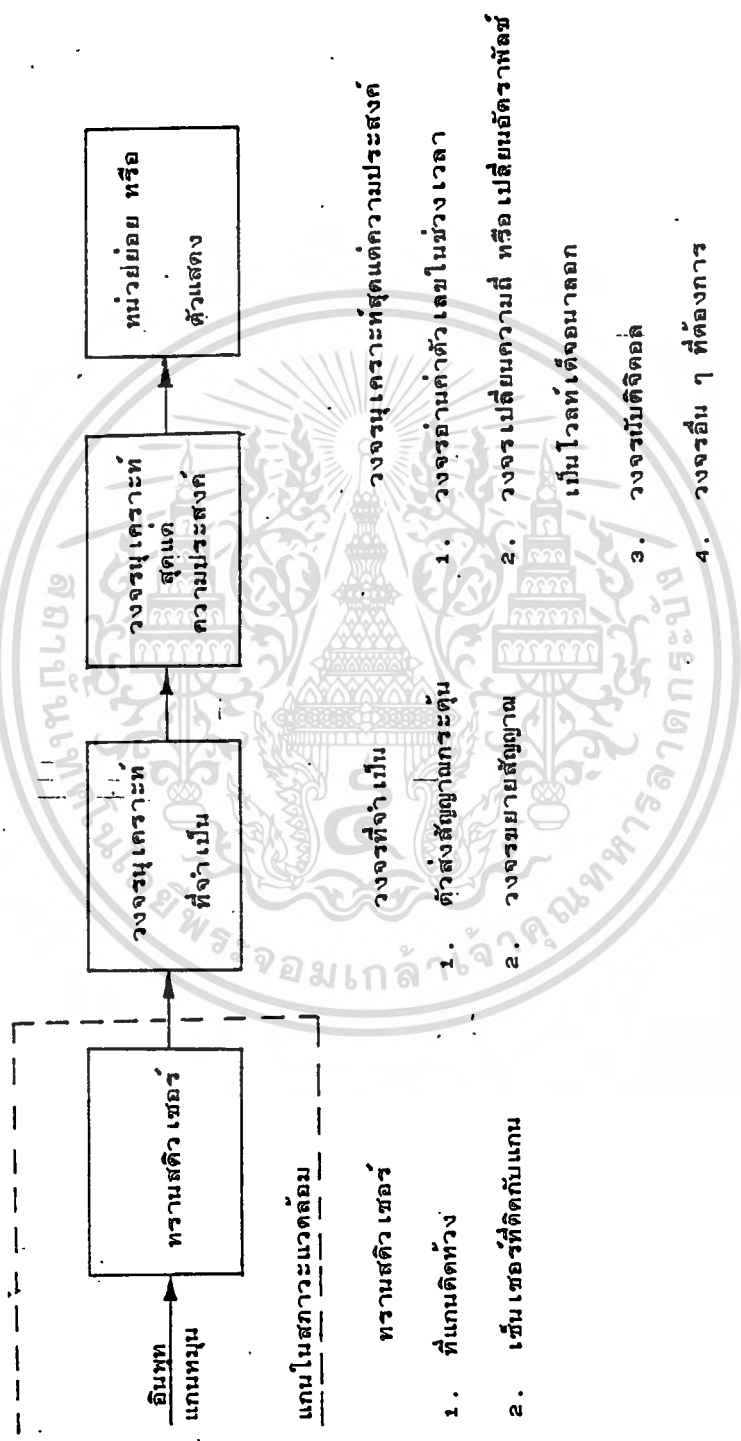
ระบบทาคอไมเตอร์ดิจิทัลประกอบด้วยทรานสดิวเซอร์ วงจรอนุเคราะห์ที่จำเป็น วงจรอนุเคราะห์สุดแต่ความประสงค์ (เช่น บอกเป็นตัวเลข) ดังแสดงเป็นบล็อกไดอะแกรมตามรูปที่ 3-1

ทรานสดิวเซอร์ประกอบด้วยเครื่องหมายอ้างอิง เป็นหัว ๆ ติดบนแกน เซ็นเซอร์ที่เหมาะสมอยู่ใกล้กับแกนทำหน้าที่เปลี่ยนความเร็วการหมุนให้เป็นสัญญาณไฟฟ้า ให้วงจรอนุเคราะห์ที่จำเป็นที่เหมาะสมกับ เซ็นเซอร์ และวงจรอนุเคราะห์สุดแต่ความประสงค์ที่กำหนดหน้าที่ให้บอกค่าที่ได้เป็นดิจิทัล โดยใช้อัตรา sampling ที่เหมาะสม เป็นอินพุทของเครื่องนับอิเล็กทรอนิกส์ และใช้วงจรเปลี่ยนดิจิทัลเป็นอนาลอกหรือวงจรเปลี่ยนความถี่เป็นโวลต์เดจ เข้าเครื่องอนาลอกต่อไป

ปกติวงจรอนุเคราะห์ที่จำเป็นและสุดแต่ความประสงค์สามารถตั้งอยู่ห่างจากแกนหมุน และเซ็นเซอร์ได้ จึงไม่ค่อยมีผลต่อสภาวะข้างเคียงมากนัก

3.1 ชนิดทรานสดิวเซอร์

เซ็นเซอร์ของทรานสดิวเซอร์ชนิดดิจิทัลมีหลายชนิด เช่น ชนิดไฟฟ้า (ความจุกระแส-สลับ) ชนิดไฟฟ้าสถิตย์ (ความจุกระแสตรง) ชนิดแม่เหล็ก (กระแสเอ็ดดี, การเปลี่ยนรีลัคแตนซ์ แม่เหล็กถาวร) ชนิดแม่เหล็กไฟฟ้า (ไมโครเวฟ, แสง) ชนิดอคูสติก (คลื่นเสียง คลื่นลม) ชนิดพลังงานนิวเคลียร์ ชนิดความร้อน และชนิดสารเคมี แต่สามชนิดหลังไม่นิยมใช้เพราะใช้งานลำบาก มีผลต่อ



รูป 3-1 บล็อกไดอะแกรมระบบดิจิทัลทอพอโลยี

สภาวะแวดล้อม และมีการตอบสนองต่อความเร็วเข้า

พารามิเตอร์ที่สำคัญต่อการใช้งานก็คือ รูปทรงเรขาคณิต สมบัติทางกายภาพ ชนิดพลังงานที่ใช้ ชนิดของพลังงานที่ตัดแปลง และชนิดของเซ็นเซอร์เป็นตัวจำกัดการใช้งานว่า ทรานสดิวเซอร์นั้นควรใช้แบบไหน เช่น ชนิดแม่เหล็กก็มีหลายแบบ เช่น ขดลวดแกนอากาศ ขดลวดพันบนแกนเหล็ก ขดลวดพันบนแกนเหล็กอ้อมตัว เช่น เซอร์ซาร์กึ่งตัวนำ (สาร magnetoresistive หรือสาร Hall-effect) เป็นต้น

ดังนั้นการออกแบบทรานสดิวเซอร์เฉพาะงาน จึงต้องกำหนดข้อจำกัดในการเปลี่ยนแปลง และวัตถุประสงค์ที่ต้องการใช้งานเฉพาะ แล้วเลือกทรานสดิวเซอร์ซึ่งอาจจะเลือกได้หลายชนิด แล้วแต่รูปของพลังงาน การตัดแปลงพลังงานรูปทรงเรขาคณิตของทรานสดิวเซอร์ และกลไกของเซ็นเซอร์ให้เหมาะสมกับสภาวะแวดล้อม สมรรถนะที่ต้องการ ขนาดของเซ็นเซอร์ ขนาดและน้ำหนักของวงจรเพิ่มเติม และปัจจัยอื่น ๆ เช่น การสิ้นของแกน เส้นผ่าศูนย์กลางของแกน ส่วนประกอบและรูปร่างการติดตั้ง สิ่งสำคัญของระบบทาโคมิเตอร์ชนิดดิจิทัล คือ ต้องทำสัญญาณให้เป็นทวิตวิต ๑ ๑ ๑ กัน ตามการหมุนแทนที่จะให้แอมพลิจูดของสัญญาณ เปลี่ยนตามกวรหมุนแบบอนาลอก วงจรนุเคราะห์ที่ออกแบบจึงไม่ขึ้นกับสภาวะแวดล้อมของเครื่องจักร วงจรจึงกระทัดรัด สามารถติดกับวงจรอื่นได้สะดวกและมีความแม่นยำสูง

3.2 ข้อดีของระบบดิจิทัลทาโคมิเตอร์

ระบบดิจิทัลทาโคมิเตอร์ประกอบด้วยทรานสดิวเซอร์ที่สร้างพัลส์ตามแกนที่แบ่งเป็นช่วง ๆ หมุนผ่าน เซ็นเซอร์ซึ่งอยู่กับที่ไดพัลส์ที่มีแอมพลิจูดคงที่ ไม่เปลี่ยนตามความเร็วของแกนสภาวะแวดล้อม และตัวแปรอื่น ๆ ในวงจรที่ต่อด้วยวงจรรนุเคราะห์ จึงทำหน้าที่เพียงแค่นับและแสดง หรือ เปลี่ยนพัลส์ต่อช่วงเวลา หรือ เปลี่ยน เป็นโวลท์อนาลอก

ถ้าแอมพลิจูดของสัญญาณเปลี่ยนไปตามสภาวะแวดล้อม ระบบจะยังคงทำงาน และมีความเที่ยงตรงอยู่ ได้ถ้าแอมพลิจูดของสัญญาณสูงกว่าระดับการรบกวน (noise) หรือระดับ threshold ของวงจรดีเท็คเตอร์ และต้องไม่เกินกว่าจุดที่วงจรรูเคาระห์ขยายจนโอเวอร์โหลด เพื่อขยายให้ช่วงการทำงานกว้างขึ้นต้องใส่วงจรป้อนกลับ (feedback) กระบวนการปรับทรานสดิวเซอร์ หรือปรับเกนขยายสัญญาณให้อยู่ระดับคงที่ หรืออย่างน้อยก็อยู่ภายในช่วงของวงจร ดีเท็คเตอร์.

สิ่งที่สำคัญอย่างยิ่งของทรานสดิวเซอร์แบบดิจิตอล คือ อัตราของสัญญาณรบกวน และความแตกต่างของสภาวะทั้งสอง (คือช่วงมีพัลส์และไม่มีพัลส์ หรือช่วงค่าสูงสุดและต่ำสุดของสัญญาณ) ตามวงจรรูเคาระห์ที่กำหนดสภาวะความแตกต่างแล้วนับจำนวนพัลส์ต่อหน่วยเวลา เพราะฉะนั้นความเที่ยงตรง ความละเอียดและช่วงการทำงานของทาคไมเตอร์ จึงขึ้นกับสมบัติของวงจรรูเคาระห์ ไม่ขึ้นกับทรานสดิวเซอร์ แม้ว่าทรานสดิวเซอร์จะอยู่ในสภาวะไม่ตืออย่างไ้ก็ตาม ก็สามารถแยกวงจรรูเคาระห์ออกจากทรานสดิวเซอร์ได้ โดยการเปลี่ยนแปลงของแอมพลิจูด หรือเฟสระหว่างทรานสดิวเซอร์กับวงจรไม่มีผลต่อการเปลี่ยนแปลงนี้เลย

สรุปแล้ว เทคนิคดิจิตอลระบบทาคไมเตอร์มีไว้ เพื่อให้การออกแบบทรานสดิวเซอร์ ได้อิสระและทำงานได้ช่วงกว้างขึ้น แม้ว่าสัญญาณจะมีแอมพลิจูดเปลี่ยนไปก็ไม่มีผลต่อการทำงาน เพียงแต่ต้องเพิ่มวงจรภายนอกเข้าไปเล็กน้อยเท่านั้น

3.3 นิยามและอธิบายสมบัติสมรรถนะ

สมบัติสมรรถนะพื้นฐานของทรานสดิวเซอร์มีกระบุด้วยว่าความเที่ยงตรง (accuracy) ช่วงการทำงาน (dynamic range) ความละเอียด (resolution) ความลิเนียร์ (linearity) และผลตอบสนองของความเร็ว (speed response) ส่วนระบบดิจิตอลทาคไมเตอร์สมบัติเหล่านี้มีความสัมพันธ์ซึ่งกันและกัน และส่วนใหญ่ขึ้นกับวงจรภายนอกที่ต่อเข้ากับทรานสดิวเซอร์ โดยเฉพาะอย่างยิ่งที่ digital readout หรือวงจร D/A ถ้าหากใช้อ่านค่าอนาลอก

สิ่งสำคัญเกี่ยวกับทรานสดิวเซอร์ตรงที่ความง่าย ขนาดเล็ก ส่วนประกอบห้วง ๆ บนแกนชนิด เช่น เซอร์และสัญญาณที่ได้ออกมา เมื่อได้สัญญาณแล้วป้อนให้วงจรรูเคาระห์ให้เปลี่ยน เป็นรูปคลื่น: -

สี่เหลี่ยมเขี้ยวจร decade counter ส่วนใหญ่มักใช้แบบตัวเลข 5 หลัก ซึ่งจะรีเซทช่วงละหนึ่งวินาทีให้เป็นศูนย์ และเริ่มนับใหม่

ผลตอบสนองของความเร็ว (speed response) ของระบบ คือ การถ่วงเวลานานสุดระหว่างการเปลี่ยนแปลงบนความเร็วแกนกับการอ่านค่า (หรือสัญญาณออก) ของความเร็วที่เปลี่ยนไป ตัวอย่างเช่น ความเร็วที่เปลี่ยนทุกวินาทีของระบบนั้น จึงเป็นค่าเฉลี่ยตลอดช่วงเวลาของ counter speed response ของทรานสดิวเซอร์ เป็นค่าเวลาน้อยที่สุดที่การเปลี่ยนสภาวะไฟฟ้าที่ขั้วเอาต์พุตของทรานสดิวเซอร์ที่เกิดขึ้นหลังจากช่วงห่างบนแกนผ่าน เซ็นเซอร์ ที่ความเร็วแกน 60,000 รอบ/นาที ทรานสดิวเซอร์มีผลตอบสนองของไฟฟ้าเป็น 1 ms. หรือต่ำกว่าค่าผลตอบสนองของระบบจะเพิ่มขึ้นด้วยการลดช่วงเวลารีเซท counter ซึ่งในงานบางอย่างเหมาะสม แต่ในงานไม่เหมาะสมอย่างเช่น เครื่องจักรที่มีแรงเฉื่อยสูง จะทำให้ค่าที่อ่านความเร็วนั้นมีขีดจำกัด

ช่วงการทำงาน (dynamic range) คืออัตราส่วนของความเร็วแกนสูงสุดต่อความเร็วต่ำสุดที่สามารถวัดได้อย่างเที่ยงตรงได้ สำหรับช่วงความเร็วต่ำสุด ถ้า counter มีการรีเซททุกวินาทีค่าที่ยังอ่านได้เที่ยงตรงต่ำสุดคือ 1 พัลส์ใน 1-วินาที หรือ 60 รอบ/นาที ถ้าต่ำกว่านี้ค่าที่อ่านยังไม่เที่ยงตรง เพื่อเพิ่มให้อ่านค่าได้เที่ยงตรงขึ้นจำเป็นต้องเพิ่มช่วงบนแกน เช่น ถ้าเพิ่มเป็น 60 หัวงก็จะอ่านความเร็วต่ำสุดได้ถึง 1 รอบ/นาที หรืออาจจะเพิ่มช่วงเวลาการรีเซท counter ให้สูงขึ้นก็ได้แต่ทำให้ผลตอบสนองเสียไป

ค่าเที่ยงตรง และความลิเนียร์ขึ้นกับทรานสดิวเซอร์เฉพาะ เครื่องหมายหัวงบนแกน ถ้าสม่าเสมอจะไม่ขึ้นกับทรานสดิวเซอร์เลย ดังนั้นความเที่ยงตรงจึงขึ้นกับวงจร เพราะถ้าจะมีเวลาอ้างอิง (reference-time) เสถียรภาพแคโทด

ความไว (sensitivity) คือ อัตราส่วนของสัญญาณจากทรานสดิวเซอร์เมื่อซีเฟืองของแผ่นจานอยู่ใกล้ตัวเซ็นเซอร์ (sensor) มากที่สุด ต่อเมื่อซีเฟืองของแผ่นจานอยู่ไกลจากตัวเซ็นเซอร์ (sensor) ที่สุด

ความไวของทรานสดิวเซอร์พิจารณาได้จาก ชนิดและโครงสร้างทางฟิสิกส์ของทรานสดิวเซอร์ รวมทั้งความละเอียดของช่องว่างในแผ่นจานด้วย

ความไวของทรานสดิวเซอร์ควรมีค่าสูงและไม่ขึ้นอยู่กับความเร็วยรอบของเพลลา นอกจากนั้น ผลของตำแหน่งซีเฟืองของแผ่นจานควรจะทำให้สัญญาณเปลี่ยนแปลงไปอย่างมาก เมื่อเทียบกับผลจากการหนีศูนย์กลางของเพลลา การแกว่งส่ายหรือการสั่นสะเทือนของเพลลา การแปรไปของซีฟหลายโวลต์เดจ และการแปรไปของพารามิเตอร์ในทรานสดิวเซอร์ตลอดพิสัยของสภาวะแวดล้อม

ภายใต้ทุกสภาพการ ระดับสัญญาณจากทรานสดิวเซอร์เมื่อตำแหน่งของเพลลาอยู่ที่ตำแหน่ง "ไม่เกิดสัญญาณ" จะต้องน้อยกว่า detection threshold ของวงจรมัลติเพลกซ์ ในทำนองเดียวกัน เมื่อตำแหน่งของเพลลาอยู่ที่ตำแหน่ง "เกิดสัญญาณ" ระดับสัญญาณจากซีฟทรานสดิวเซอร์จะต้องสูงกว่า detection threshold เสมอ ดังนั้นทรานสดิวเซอร์จะมีความไวของ signal/no-signal สูง ซึ่งยังผลให้ ระดับการดีเท็คเตอร์สามารถตั้งให้สูงกว่าน้อยยล ผลของการหนีศูนย์กลาง การแกว่งส่าย หรือ สั่นสะเทือนผลของสภาวะแวดล้อม และการรบกวนอื่น ๆ ฯลฯ เพื่อแน่ใจว่าระดับของสัญญาณเท่ากันที่อยู่เหนือ threshold ของดีเท็คเตอร์ ส่วนน้อยยลและผลของการรบกวนต่าง ๆ รวมกันแล้วต่ำกว่า threshold

ความละเอียดของช่องว่างในแผ่นจาน (Spatial resolution)

จำนวนซีเฟืองต่อรอบเพิ่มขึ้นทำให้พิสัยของความเร็วย (Speed range) วัดได้ด้วยความเร็วต่ำเพิ่มขึ้น และความละเอียดของความเร็วยของระบบเพิ่มขึ้นด้วยสำหรับ sampling rate หรือช่วงระยะเวลา สำหรับการนับที่กำหนดให้ หรือกระทำได้อีกวิธีหนึ่งโดยการเพิ่มช่วงระยะเวลามากขึ้น แต่เป็นการลดผลตอบสนองของความเร็วยขณะที่รักษาให้พิสัยของความเร็วย และความละเอียดของความเร็วยไว้คงเดิม

ขีดจำกัดของความละเอียด พิจารณาได้จากความไวของทรานสดิวเซอร์ รวมทั้งความห่างของแผ่นจานจากตัวเซ็นเซอร์

ตัวอย่าง การเพิ่มจำนวนซีเฟืองต่อรอบมากขึ้น ยังผลให้การ Overlap ของพลซ์ข้างเคียง ที่จุด baseline หรือเป็นการลดความไวของทรานสดิวเซอร์ลง ขณะที่รักษาให้ระยะห่างของแผ่นจานหมุนกับตัวเซ็นเซอร์คงที่

หรืออีกหนทางหนึ่งสามารถเพิ่มความละเอียดของทราสตีวเซอร์ โดยการเพิ่มเส้นผ่าศูนย์กลางของแผ่นจาน เพื่อเป็นการเพิ่มจำนวนซี่เฟืองขณะที่รักษาให้ขนาดของซี่เฟือง และขนาดของ เซ็นเซอร์คงเดิม

3.4 แบบของดิจิตอลสปีดทรานสดิวเซอร์

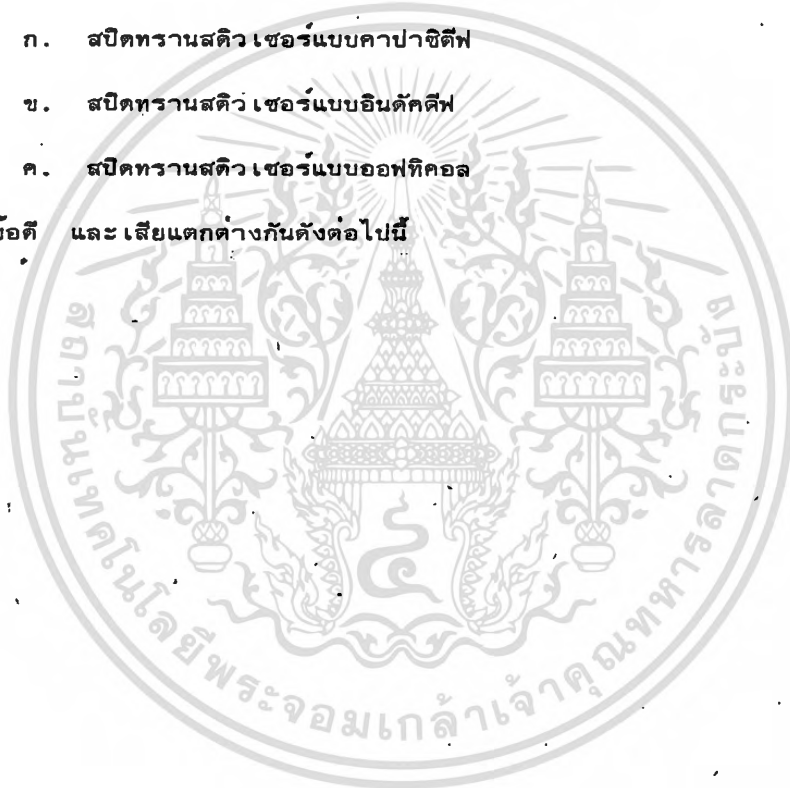
ดิจิตอลสปีดทรานสดิวเซอร์สามารถแบ่งกว้าง ๆ ตามลักษณะการทำงานได้ 3 แบบ คือ

ก. สปีดทรานสดิวเซอร์แบบคาปาซิทีฟ

ข. สปีดทรานสดิวเซอร์แบบอินดักทีฟ

ค. สปีดทรานสดิวเซอร์แบบออฟทิกคอล

ซึ่งทั้งสามแบบมีทั้งข้อดี และ เสียแตกต่างกันดังต่อไปนี้



3.4.1 สมบัติทรานสดิวเซอร์แบบคาปาซิทีฟ (Capacitive Speed Transducer)

สมบัติทรานสดิวเซอร์แบบคาปาซิทีฟเป็นแผ่นเพลท 2 แผ่นขนานกัน และค่าคาปาซิแตนซ์จะเปลี่ยนแปลงด้วยค่า $C = \epsilon A/d$ ถึงแม้ผิวหน้าเพลทมีค่าอิมพีแดนซ์สูง แต่มีข้อดีคือ เป็นโหลดค่าต่อการวัด

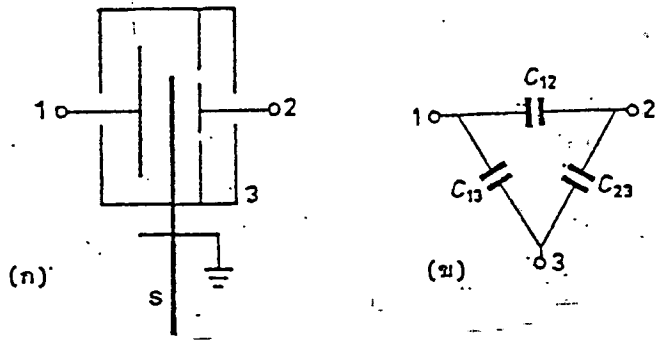
วงจรและทรานสดิวเซอร์ใช้หม้อแปลง double wound คือ เป็นบริดจ์กับคาปาซิเตอร์แกนอากาศ 3 ขั้ว (three terminal air capacitors) และวงจรสมมูลแสดงในรูปที่ 3.2 คาปาซิแตนซ์ C_{13} และ C_{23} เกิดจากแผ่นตัวนำเคลื่อนที่ คาปาซิแตนซ์ C_{12} เป็นแผ่นอยู่กับที่ โดยตัวนำ S เป็น screen ระหว่างอิเล็กโทรด 1 และ 2 ถ้า Screen สมบูรณ์ C_{12} จะเท่ากับ 0 วงจร Schematic และวงจรสมมูลของหม้อแปลงแบบบริดจ์แสดงในรูปที่ 3.3 คาปาซิแตนซ์ C_{13} และ C'_{13} ไม่ได้ต่อกับเอาต์พุต C_{23} และ C''_{23} ต่อขนานกับเอาต์พุตทั้ง 2 ลักษณะของ three terminal capacitors แสดงในรูปที่ 3.4 ก) แผ่นจานอยู่ระหว่างช่องอากาศงานซีเฟืองที่ลงกราวด์เป็นตัวหมุน แอ็คเพ็คทีฟคาปาซิแตนซ์เปลี่ยนแปลงโดยการซีลด์ของจานหมุน การเปลี่ยนแปลงของ C_{12} เป็นรูปคลื่นสี่เหลี่ยมคางหมู ดังแสดงในรูปที่ 3.4 ข) การเปลี่ยนแปลงที่แน่นอนแสดงด้วยเส้นประ เมื่อคาปาซิเตอร์ 2 ตัวต่อในวงจรดังรูปที่ 3.3 แรงดันเอาต์พุตจะได้

$$V_0 = e \frac{C_{12}(\theta) - C_0}{C_{23} + C''_{23} + C_d + C_{12}(\theta) + C_0} \quad [V] \quad \dots \dots \dots (3.1)$$

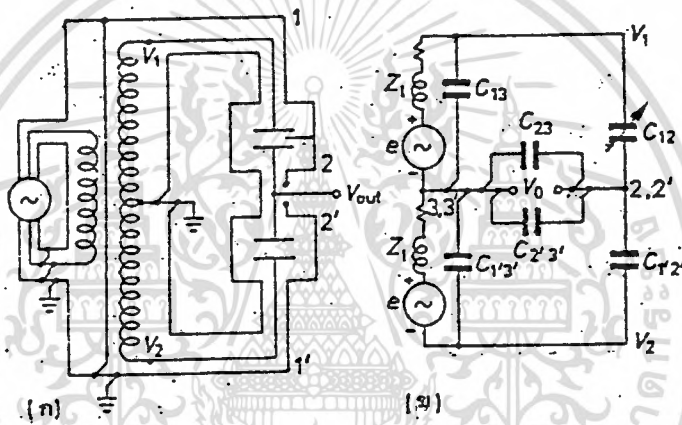
สมมติหม้อแปลงมีค่า leakage impedance C_d เป็นคาปาซิแตนซ์ของดีเทคเตอร์ และแผ่นตัวนำลงกราวด์ ถ้า $C_d = C_{23} + C''_{23} + C_d \gg 2C_0$ ในส่วนนี้ และ $e = E_r(\max) \cos \omega_r t$ แรงดันเอาต์พุตประมาณ

$$V_0 = \frac{E_r(\max) C_v(t) \cos \omega_r t}{C_d} \quad [V] \quad \dots \dots \dots (3.2)$$

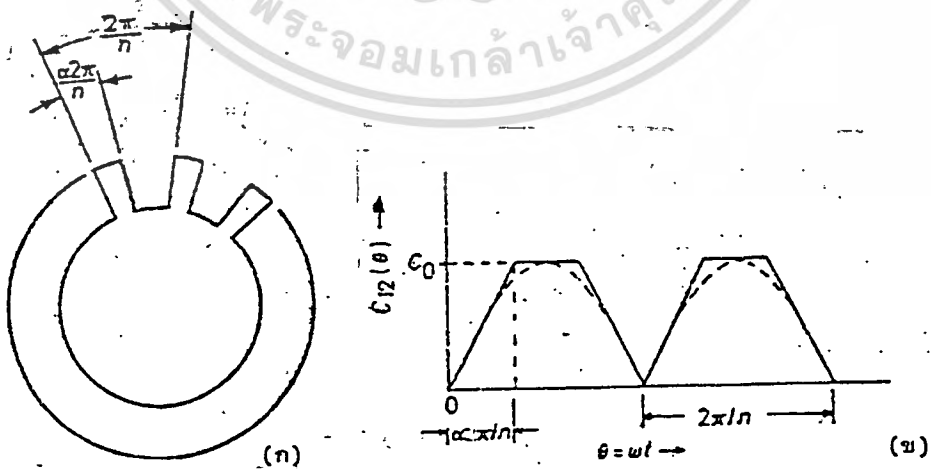
เมื่อ C_d เป็นค่าคงที่และ $C_v(t) = C_{12}(\omega t) - C_0$ เป็น periodic function มีความถี่ $\omega/2\pi$ โดย ω เป็นความเร็วเชิงมุม



รูปที่ 3.2 ก) คาปาซิเตอร์แกนอากาศ 3 ขั้ว ข) วงจรสมมูล



รูปที่ 3.3 ก) วงจร Schematic ของหม้อแปลงต่อแบบบริดจ์ ข) วงจรสมมูล



รูปที่ 3.4 ก) งานซีเฟือง ข) การเปลี่ยนแปลงของคาปาซิแตนซ์

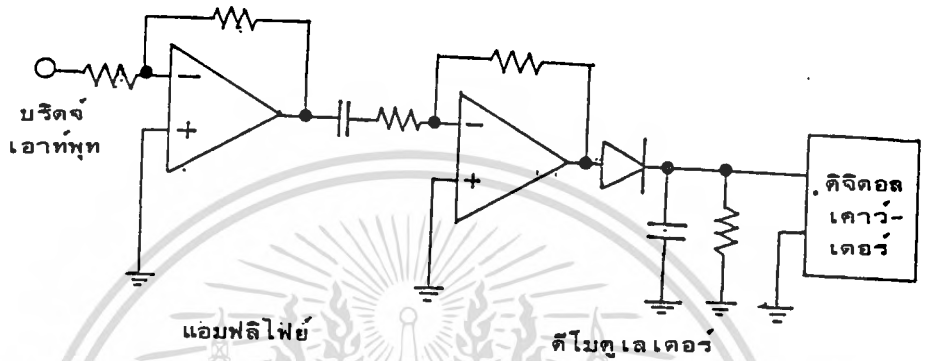
จะได้เอาท์พุทเป็นแอมพลิฟายด์ ไมโครเลทรูปคลื่นไซน์ เป็นสัดส่วนกับความแตกต่างของคาปาซิแตนซ์

ผลการวัดแมกนิจูดของความถี่ และสัญญาณของ เอาท์พุทที่ความเร็วแตกต่างกันโดยจางซีเฟื่อง ต่อกับแกนและ brass block ประกอบด้วยคาปาซิเตอร์ติดบนตัวมอเตอร์ ขดลวดปฐมภูมิของหม้อแปลง double wound และเทปกลางของขดทุติยภูมิ ต่อขั้วแรงดันไฟสูง ของคาปาซิแตนซ์ ดังรูปที่ 3.3 ก) แรงดันไฟต่ำต่ออินพุทของแอมพลิฟายด์ป้อนเข้าดีโมดูเลเตอร์ และฟิลเตอร์ด้วยอาร์-ซี ดังรูป 3.5 ความถี่เอาท์พุท จะได้เป็นสัดส่วนกับความเร็วเชิงมุม

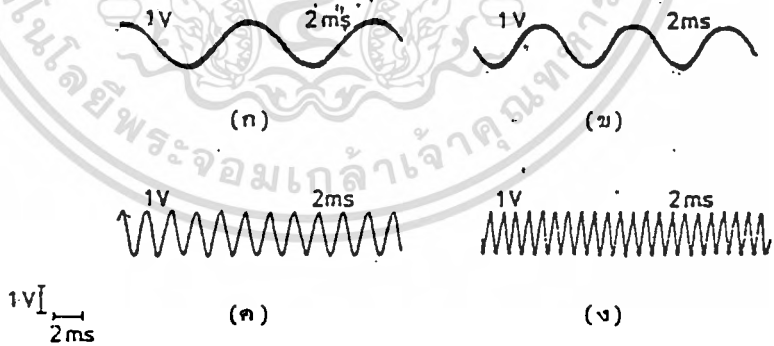
ในตารางที่ 3.1 แสดงการเปลี่ยนแปลงแรงดันเอาท์พุทด้วยความเร็วของ 2 ทรานซิสเตอร์ เซอร์ และรูปที่ 3.6 ผลของเอาท์พุท ค่าการรวมกัน และแมกนิจูดค่อนข้างคงที่ สูงขึ้นประมาณ 2% เมื่อความเร็ว 1,200 รอบ/นาที และจะตกลงมาเมื่อความเร็วสูงขึ้น

ตารางที่ 3.1 การเปลี่ยนแปลงแมกนิจูดของแรงดันเอาท์พุท เมื่อความเร็วมอเตอร์เปลี่ยนแปลง สำหรับทรานซิสเตอร์ ก) 50 ซีเฟื่อง, $C_0 = 0.021 \text{ pF}$ เกนขยาย 391 ข) 16 ซีเฟื่อง, $C_0 = 0.31 \text{ pF}$ เกนขยาย 30 แรงดันป้อนแก่วงจรบริดจ์ $15 \text{ V}_{\text{rms}}$

(ก)		(ข)	
ความถี่เอาท์พุท (Hz)	แรงดันเอาท์พุท (V_{rms})	ความถี่เอาท์พุท (Hz)	แรงดันเอาท์พุท (V_{rms})
50	0.95	51	1.55
119	0.95	204	1.55
150	0.95	495	1.54
403	0.94	730	1.53
575	0.94	765	1.52
1,083	0.90		



รูปที่ 3.5 วงจรสวิตทรานส์ดีวเซอร์แบบควาปาสตีฟ



รูปที่ 3.6 สัญญาณเอ๊าท์พุทที่

- ก) 119 Hz (143 รอบ/นาที)
- ข) 150 Hz (180 รอบ/นาที)
- ค) 575 Hz (690 รอบ/นาที)
- ง) 1083 Hz (1,300 รอบ/นาที)

สรุปผลการวิเคราะห์สปีดทรานสดิวเซอร์แบบคาปาซิทีฟ

ข้อดี

1. ผลการ เป็นโหลดต่อการวัดต่ำ
2. ใช้กับมอเตอร์กำลังต่ำ ๆ ได้

ข้อเสีย

1. อิมพีแดนซ์ของ เอาท์พุทสูง
2. ผิวแผ่นโลหะของคาปาซิทีฟต้อง เป็นฉนวน และตัวโครงต้องลงกราวด์
3. อุณหภูมิ และความชื้นมีผลต่อการวัด
4. ผลของสเตรคาปาซิแตนซ์ (Stray Capacitance) เป็นแอดมิทแตนซ์ (Admittance) ของอี เล็กโตรท หรือตัวนำกับกราวด์
5. มีการรบกวนจากการวัด ฉะนั้นต้องมีการชิลด์อย่างดี
6. ความไวต่ำ

สรุป

จะ เห็นว่าระบบนี้มีปัญหา เกี่ยวกับการชิลด์มาก เนื่องจากค่าสเตรคาปาซิแตนซ์สนาม แม่เหล็กไฟฟ้าสถิตย์และผลกระทบของสภาวะแวดล้อมจะมีส่วน เกี่ยวข้องกับระบบการวัดด้วย

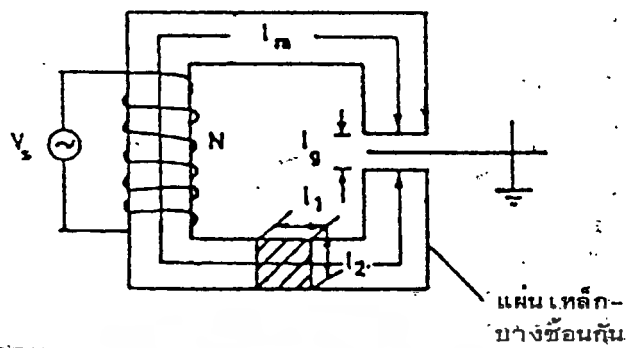
3.4.2 สปีดทรานสดิวเซอร์แบบอินดักทีฟ (Inductive Speed Transducer)

ทรานสดิวเซอร์สำหรับวัดความเร็วรอบแบบนี้ ประกอบด้วยจานอลูมิเนียมมีลักษณะเป็นซี่เฟืองน้ำหนักเบาติดอยู่กับแกนของมอเตอร์ ซี่เฟืองของจานซึ่งมี n ซี่ จะหมุนผ่านช่องอากาศของแกนแผ่นเหล็กรูปตัวซีซ้อนกัน ที่มีขดลวดพันอยู่ ดังรูปที่ 3.7

เมื่อเอซีโวลต์เตจที่มีความถี่เชิงมุม ω_r ป้อนเข้าที่ขดลวด จะทำให้เกิดกระแสเอ็ดดีไคลในจานอลูมิเนียม และค่าอินดักแตนซ์ของขดลวดที่วัดได้จะลดลง เนื่องจากผลของมีวฮาล-อินดักแตนซ์ซึ่งนำผ่านจากอินดักแตนซ์สมมูลย์ของจาน ณ จุดนี้ เมื่อจานหมุนด้วยความเร็วเชิงมุม ω_r ทรานสดิวเซอร์จะ เปรียบ เสมือน เป็นตัวอินดักเตอร์ที่สามารถแปรค่าได้ $\omega_m(t)$ โดยการร่วมกันของอินดักแตนซ์ของขดลวดต่ออนุกรมกับตัวเก็บประจุที่อยู่ในรูปวงจรรีโซแนนท์ ซึ่งจะรีโซแนนท์ที่ความถี่ $\omega_r/2\pi$ และด้วยวงจรรีโซแนนซ์บริดจ์สามารถใช้ได้เทคนิคการเปลี่ยนแปลงอินดักแตนซ์ของขดลวด เมื่อบริดจ์สมดุลย์ แรงดันเอาท์พุทของบริดจ์จะอยู่ในลักษณะแอมพลิจูดโมดูเลชัน ด้วยสัญญาณ $K(1-\cos n \omega_m t)$ ของรูปคลื่นพาหะที่มีความถี่เชิงมุม ω_r ในเมื่อ K คือค่าคงที่ซึ่งสัมพันธ์กับส่วนประกอบที่เป็นอัตราส่วนของบริดจ์ และ n คือจำนวนซี่เฟืองของจานอลูมิเนียม ถ้าโวลต์เตจนี้ได้รับการขยายสัญญาณดีโมดูเลทและฟิลเตอร์ ก็จะได้แรงดันที่เป็นรูปคลื่นไซน์ ซึ่งมีความถี่เชิงมุมเป็น n เท่าของความเร็วรอบ ω_m สัญญาณนี้จะถูกปรับรูปร่างด้วยวงจรถ่วงเฟรเควนซีเพอร์ก่อนต่อเข้าเครื่องวัดความถี่แบบดิจิตอล

ทรานสดิวเซอร์สร้างขึ้นโดยมีความถี่รีโซแนนท์ที่ 10 KHZ และใช้จานอลูมิเนียมที่มี $n=5$ และ 10 ซี่เฟือง หน้า 1 มม. ขนาดเส้นผ่าศูนย์กลาง 100 มม. และใช้ขดลวดที่มีอินดักแตนซ์ $L_0 = 128.5$ mH

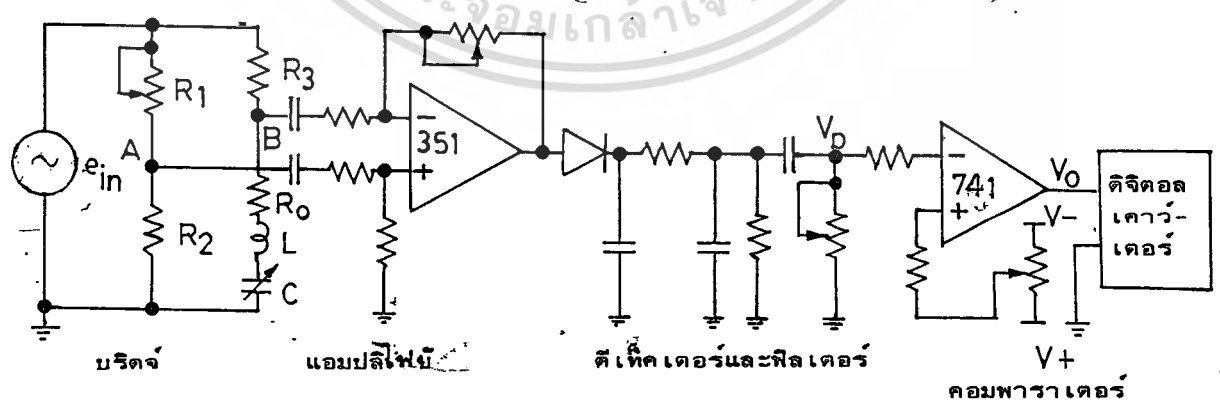
ผลการทดลอง เพื่อวัดขนาดความถี่ และรูปคลื่นที่ได้ของสัญญาณเอาท์พุทที่ความเร็วต่าง ๆ เมื่อซี่จานนำไปติดกับแกนหมุนของมอเตอร์ที่ปรับความเร็วได้ วงจรรีโซแนนซ์ใช้ความถี่กระตุ้น 10 KHZ ให้สัญญาณที่ได้ออกมา ป้อนเข้าวงจรถ่วงเฟรเควนซีเพอร์เรเนเชี่ยลแอมพลิจูด จากเอาท์พุทของแอมพลีไฟฟี่ ป้อนเข้าวงจรถ่วงเฟรเควนซีดีโมเดอเรอร์อย่างง่าย ที่ใช้โคโอด และ RC ฟิลเตอร์ แล้วนำเอาท์พุทที่ได้จากการฟิลเตอร์ เข้าวงจรถ่วงเฟรเควนซีเพอร์ก่อนเป็นดิจิตอล ซึ่งผลการวัดความเร็วที่ผันแปรของมอเตอร์ โดยใช้ทรานสดิวเซอร์นี้แบบ 5 ซี่เฟือง และ 10 ซี่เฟือง ถึงความเร็ว 3500 รอบต่อนาทีได้ และผลที่ได้ดังรูป 3.8



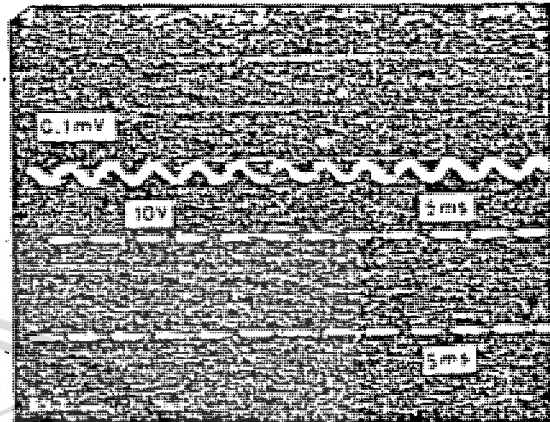
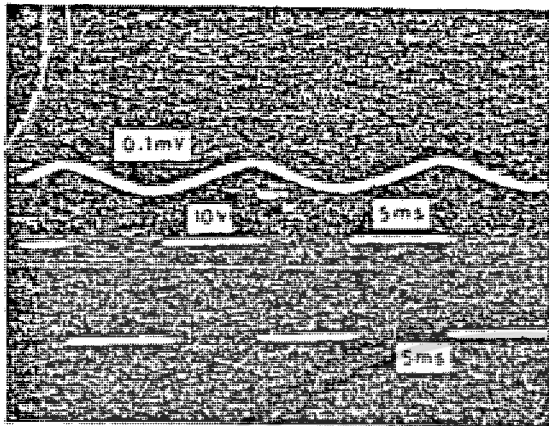
รูปที่ 3.7 ก) วงจรแม่เหล็กแบบหน้าด่างมีช่องอากาศแคบ



รูปที่ 3.7 ข) จานซีเฟืองและวงจรสมมูล

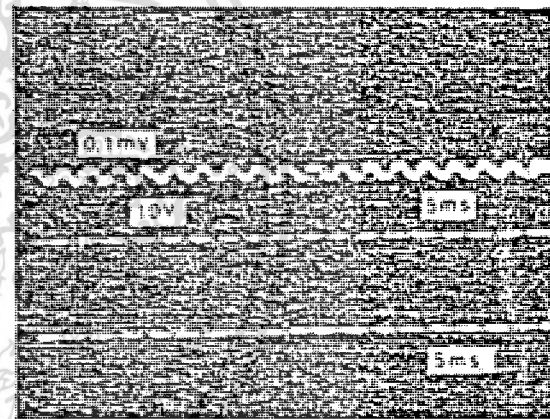
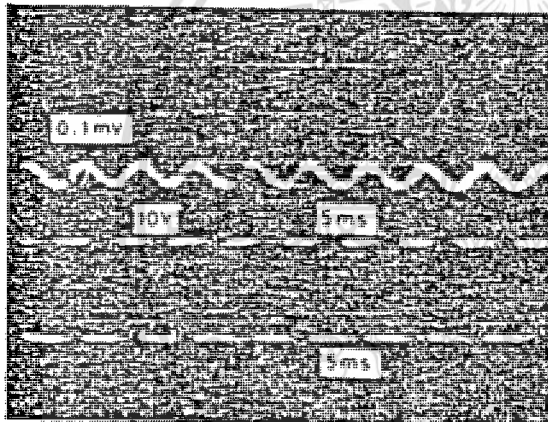


รูปที่ 3.7 ค) วงจรไดอะแกรมของบรีดจ์รีโซแนนซ์แบบอนุกรมสำหรับวัดความเร็วเชิงมุม



ก

ข

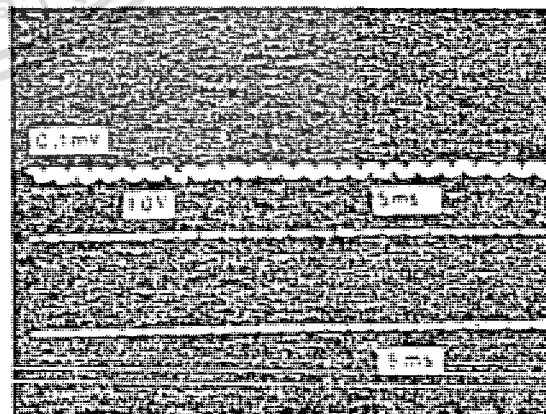


ค

ง

รูปที่ 3.8 สัญญาณเอาทีพหุ

- ก. ที่ 53 Hz (318 รอบ/นาท) 14.2 V_{rms}
- ข. ที่ 75 Hz (450 รอบ/นาท) 14.1 V_{rms}
- ค. ที่ 232 Hz (1,392 รอบ/นาท) 14.1 V_{rms}
- ง. ที่ 351 Hz (2,106 รอบ/นาท) 14.0 V_{rms}
- จ. ที่ 435 Hz (2,610 รอบ/นาท) 13.9 V_{rms}



จ

สรุปผลการวิเคราะห์สมิตทรานสตีว เซอร์แบบอินตักดีฟ

ข้อดี

1. ไม่เป็นโหลตต่อการวัด
2. ทนต่อผลกระทบของสภาวะแวดล้อมได้ดี
3. ราคาถูก

ข้อเสีย

1. ต้องมีความถี่กระตุ้นจากภายนอก
2. แกน เหล็กแผ่นมีการสูญเสียมากที่ความถี่สูง

สรุป

จะเห็นว่าระบบนี้ต้องใช้แกน เหล็กแผ่น ทำให้เกิดมีการสูญเสียมากในแกน เหล็ก และ ความถี่กระตุ้นของระบบมีขอบ เขตจำกัด อีกทั้งได้นำมาปรับปรุงพัฒนา เป็นแบบมีขวลอินตักเด็นซ์

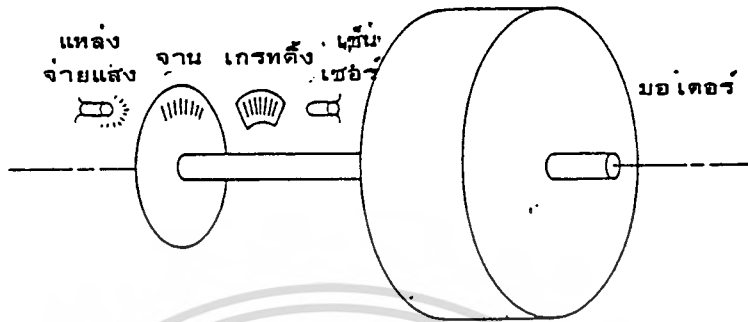
3.4.3 สปีดทรานสดิวเซอร์แบบออปติคัล (Optical Speed Transducer)

ทาโคมิเตอร์แบบออปติคัล เป็นอุปกรณ์ชิ้นส่วนป้อนกลับ สำหรับระบบเฟสล็อกคัลคูล์ ซึ่งจะมีแรงเฉื่อยต่ำ ความละเอียดดี และความเที่ยงตรงสูง ในการควบคุมดีซีมอเตอร์ ทาโคมิเตอร์แบบออปติคัลเป็นชิ้นส่วนสำคัญของระบบควบคุมแบบเฟสล็อกคัลคูล์ คุณสมบัติจะหาได้จากความเที่ยงตรงของความเร็วชั่วขณะที่แกนหมุน พื้นฐานของทาโคมิเตอร์แบบออปติคัลแสดงในรูปที่ 3.9 จานติดกับแกนหมุนมีจำนวน N ร่อง (เส้น) อยู่ระหว่าง 100 และ 5,000 ร่อง (เส้น) สำหรับเส้นผ่าศูนย์กลางของจาน $2\frac{1}{2}$ นิ้ว เกรตติ้ง (grating) อยู่กับที่จะมีจำนวนร่อง (เส้น) เหมือนกับของจานติดถัดจากจานก่อนตัวเซ็นเซอร์ จะใช้เป็นไฟไดทรานซิสเตอร์หรือโซล่าเซลล์ เมื่อจานหมุนแต่ละรอบจำนวน N ร่อง (เส้น) จะกวาดผ่านดีเท็คเตอร์ สัญญาณของความถี่เอาท์พุทจะได้เป็น

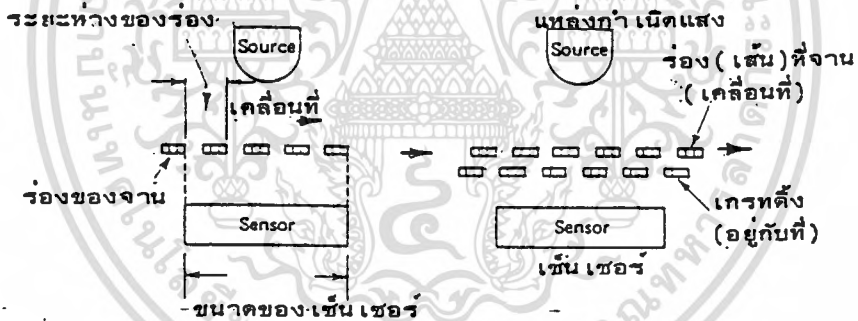
$$f_{tach} = \frac{N \cdot rpm}{60} = \frac{N \cdot \omega}{2\pi} \dots \dots \dots (3.3)$$

- เมื่อ
- f_{tach} = ความถี่เอาท์พุทของทาโคมิเตอร์ (H_Z)
 - N = จำนวนร่อง (เส้น)
 - rpm = รอบต่อนาที ที่แกนหมุนของมอเตอร์
 - ω = ความเร็วเชิงมุมของแกนหมุน (เรเดียน/วินาที)

เกรตติ้ง (grating) เป็นสิ่งจำเป็น ถ้าหากขนาดของเซ็นเซอร์ใหญ่กว่าเมื่อเปรียบเทียบกับระยะห่างของร่อง (line spacing) ของจาน ดังแสดงในรูปที่ 3.10 ก. เมื่อจานหมุนตามเข็มนาฬิกา ร่อง (เส้น) ทางซ้ายมือเริ่มเคลื่อนที่ผ่านเซ็นเซอร์ ขณะที่ร่อง (เส้น) ทางขวามืออยู่เหนือระดับตรงขอบเซ็นเซอร์ การเปลี่ยนแปลงความเข้มของแสงน้อยมาก ถ้าไม่เป็นศูนย์ เพราะว่าความเข้มเฉลี่ยของแสง ไม่เปลี่ยนแปลงเป็นเพียงลำเดี่ยวแทนเส้นอื่น ผลรวมของเกรตติ้งถูกแตกเป็นเส้นตกลงบนผิวของเซ็นเซอร์ การส่องแสงถูกบังหรือสูงสุด เป็นความสัมพันธ์ระหว่างตำแหน่งของจานและเกรตติ้ง ดังแสดงในรูปที่ 3.10 ข) สำหรับร่อง (เส้น) น้อยไป (N ≤ 500) เกรตติ้งอาจจะถูกข้ามไปเพราะขนาดของเซ็นเซอร์เล็กกว่าระยะห่างของเส้นที่จาน



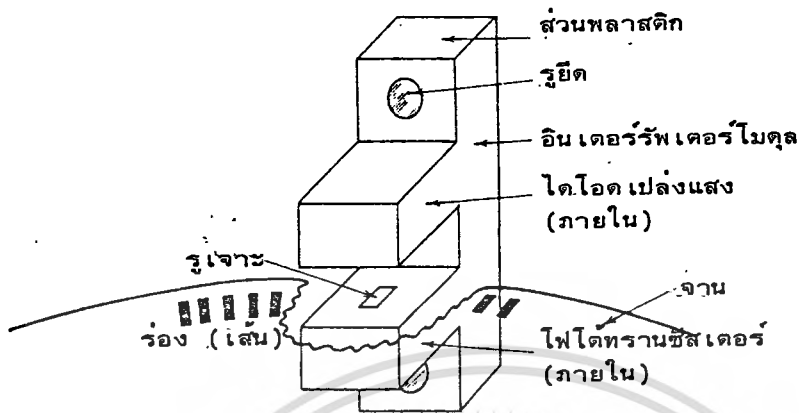
รูปที่ 3.9 ภาพพื้นฐานทาคิมิเตอร์แบบออฟทิกคอล ความยาวของแกนระหว่างมอเตอร์ และจาน เป็นการขยายเพื่อมองดูชัดเจน



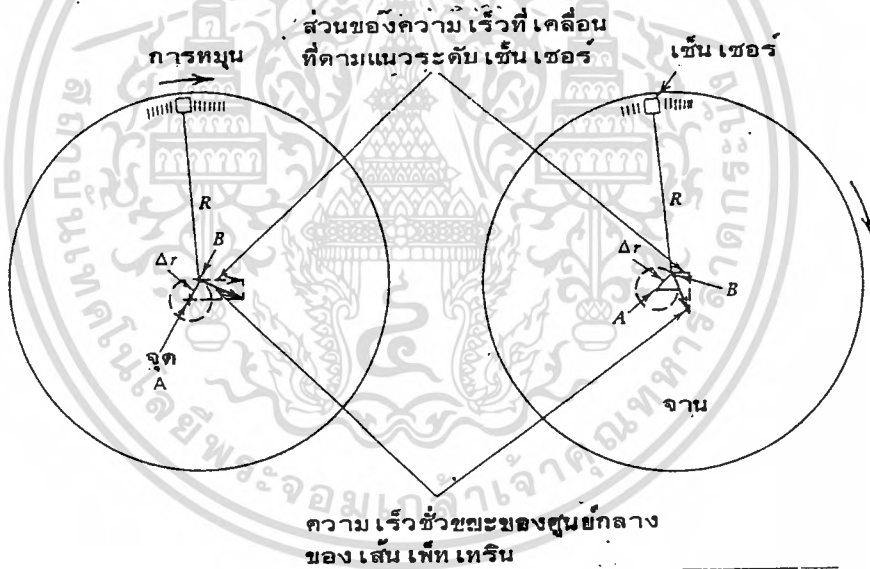
รูปที่ 3.10 ก) ร่องที่หนึ่ง เคลื่อนที่เหนือ เซ็นเซอร์จากทางซ้ายมือ ร่องอื่น เคลื่อนที่ ออกจาก เซ็นเซอร์ทางขวามือ การเปลี่ยนแปลงความเข้มของแสง บน เซ็นเซอร์ เป็นศูนย์

ข) เกรตติ้งของการแบ่งร่องตัดผ่านผิวหน้าของ เซ็นเซอร์

ลักษณะทางการค้าสร้าง เป็นแบบอินเตอร์รัฟเตอร์โมดูล ดังรูปที่ 3.11 ประกอบด้วย ไตโอด เปล่งแสงและโฟโตทรานซิสเตอร์ วางระยะห่างใกล้กัน โฟโตทรานซิสเตอร์มีรูเจาะเป็นร่อง กว้างประมาณ 0.020 นิ้ว เกรตติ้งไม่จำเป็นต้องมี เมื่ออินเตอร์รัฟเตอร์เป็นการใช้ด้วยจานมีจำนวน 200 ถึง 300 ร่อง (เส้น)



รูปที่ 3.11 แบบอินเตอร์เฟอโรมิเตอร์



รูปที่ 3.12 เมื่อจานเป็นการหนีศูนย์กลางการหมุนอยู่ที่จุด A แต่ศูนย์กลางของเส้นเพ็ทเทรินเป็นที่จุด B เป็นผลต่อเนื่องกัน เส้นเพ็ทเทรินเกิดการแปลงสัญญาณและเป็นส่วนการหมุนของความเร็วที่อยู่ตรงข้ามกับคลื่น เซอร์ $R =$ รัศมีของเส้นเพ็ทเทริน $\Delta r =$ ระยะทางระหว่างศูนย์กลางของเส้นเพ็ทเทรินและศูนย์กลางของการหมุน

ความไม่เที่ยงตรงของทาคอไมเคอร์แบบออฟท็อคอล เกิดขึ้นได้จาก

1. แหล่ง กำนัด ผิดพลาด (Error Source)

ความไม่เที่ยงตรงอาจเกิดได้จากการสั่นสะเทือนในระหว่างการหมุนของจาน และ เพ็ทเทรินไมตี้ ซึ่งมีปัญหาเหล่านี้อาจจะหลีกเลี่ยงได้ แต่ก็มีปัญหาอีก 2 อย่าง คือ การได้ศูนย์กลาง และความเรียบของแผ่นจาน ถ้าศูนย์กลางของเส้น เพ็ทเทรินที่จานไม่ได้ศูนย์กลางของแนวการหมุน ความถี่ โมดูลชันของ เออาร์ทพุททำให้เกิดผลคล้ายจำนวนร่อง (เส้น) เปลี่ยนแปลง ดูได้จากรูปที่ 3.12

การหมุนแทนด้วยจุดศูนย์กลางของ เส้น เพ็ทเทรินของจาน จุดศูนย์กลางของแกนแทน ด้วยจุดศูนย์กลางของ เส้น เพ็ทเทรินเป็น Δr ความเร็วของจานที่อยู่เหนือเซ็นเซอร์จะเพิ่ม (หรือลด) และการจุดตัดที่กึ่งสัญญาณรูปคลื่นไซน์ เป็นความเร็วที่เพิ่มขึ้น (หรือช้าลง) สำหรับความถี่เออาร์ทพุท จะเป็น

$$f_{\text{tach}} = \frac{\omega N}{2\pi} \left(1 + 2 \frac{\Delta r}{R} \sin \theta\right) \dots\dots\dots (3.4)$$

เมื่อ $R =$ รัศมีของเพ็ทเทริน

$f_{\text{tach}} =$ ความถี่เออาร์ทพุทของทาคอไมเคอร์

$\omega =$ ความเร็วเชิงมุมของแกน

$\theta =$ มุมของแกน $= \omega t$

$\Delta r =$ ระยะระหว่างจุดศูนย์กลางเพ็ทเทรินของจาน และจุดศูนย์กลางของการหมุน

ถ้า $\Delta r = 0$ (จานได้ศูนย์กลาง) จะไม่ FM ถ้า $\Delta r \neq 0$ ส่วน FM เป็นความถี่ของความถี่เชิงมุมที่โมดูลชันด้วยความถี่ปกติ แสดงในสมการ 3.4 ซึ่งจะได้อธิบายสมการ 3.4 ในหัวข้อต่อไป ดูได้จากรูปที่ 3.13

2. การวิเคราะห์ความผิดพลาดเนื่องจากการหนีศูนย์กลาง (concentricity error analysis)

เวลา สำหรับ 1 ไซเคิล ของความถี่เอ้าท์พุทเป็น

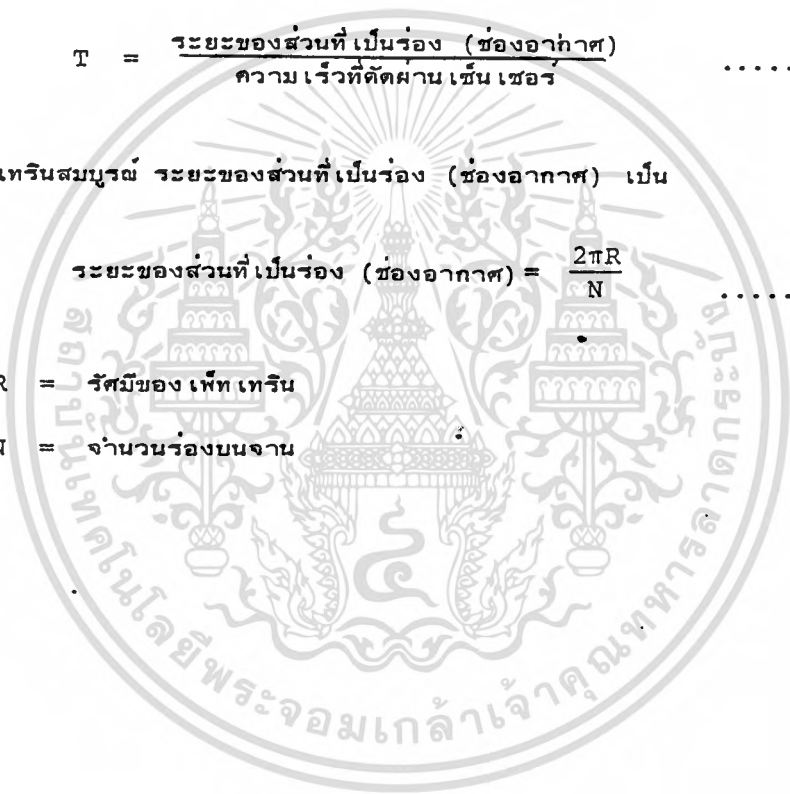
$$T = \frac{\text{ระยะของส่วนที่เป็นร่อง (ช่องอากาศ)}}{\text{ความเร็วที่ตัดผ่านเซ็นเซอร์}} \dots\dots\dots (3.5)$$

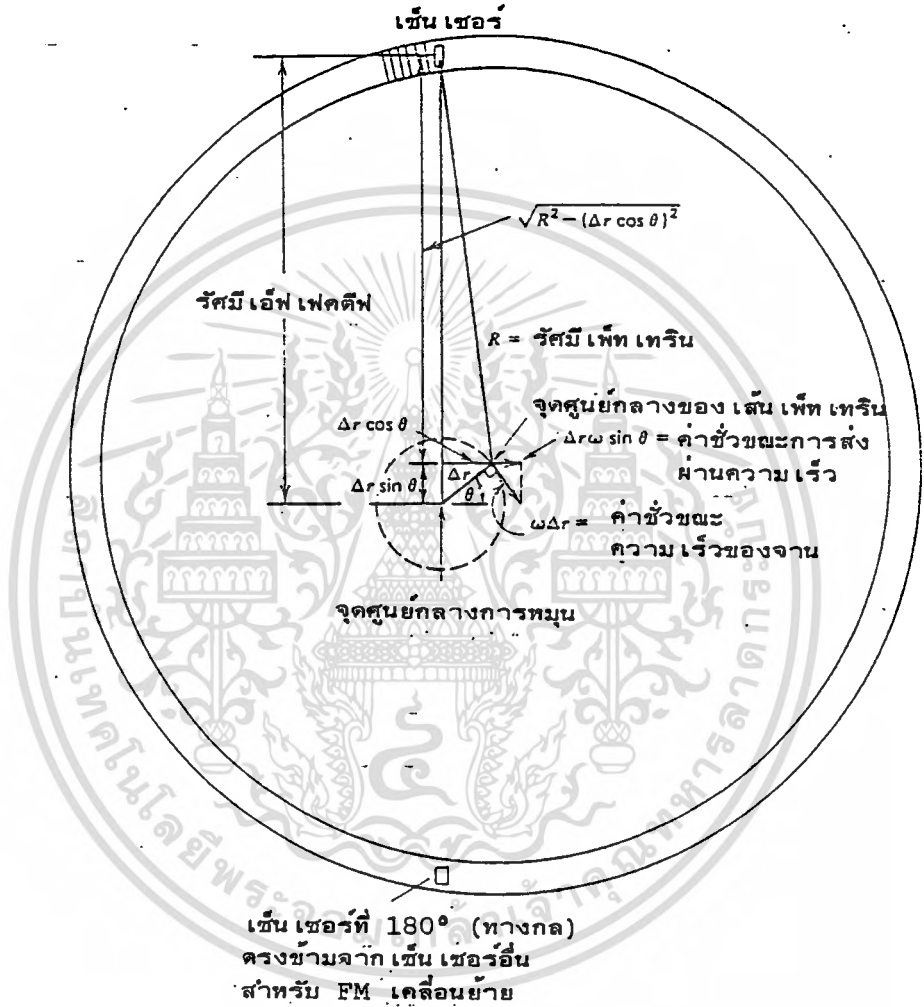
สมมติ เส้น เพ็ท เทรินสมบูรณ์ ระยะของส่วนที่เป็นร่อง (ช่องอากาศ) เป็น

$$\text{ระยะของส่วนที่เป็นร่อง (ช่องอากาศ)} = \frac{2\pi R}{N} \dots\dots\dots (3.6)$$

เมื่อ R = รัศมีของ เพ็ท เทริน

N = จำนวนร่องบนจาน





รูปที่ 3.13 ไดอะแกรมของจานออฟทีกอล สำหรับศูนย์กลางมีดผลาด

Δr = ระยะระหว่างจุดศูนย์กลางของเพ็ท เทริน และจุดศูนย์กลางของการหมุน; ω = ความเร็วเชิงมุม

ความเร็วของเพ็ทเทรินเหนื่อ เซ็นเซอร์ เป็นได้ 2 ส่วน ๆ ที่ 1 เป็นส่วนความเร็วการหมุนของแกนที่ ω เรเดียน/วินาที ส่วนที่ 2 เป็นส่วนที่เคลื่อนที่ตามแนวระดับของเพ็ทเทริน เพราะการจัดแนวไม่ถูกต้อง เพราะจุดศูนย์กลางของเพ็ทเทรินแทนที่จุดศูนย์กลางของแกน ส่วนประกอบความเร็วของการหมุนจะเขียนเป็น

$$\text{ความเร็ว} = \omega \times \text{รัศมีเอ็ฟเฟคตีฟ} \dots\dots\dots (3.7)$$

จากรูปที่ 3.13 ค่ารัศมีเอ็ฟเฟคตีฟ เป็น

$$\text{รัศมีเอ็ฟเฟคตีฟ} = \sqrt{R^2 - (\Delta r \cos \theta)^2} + \Delta r \sin \theta \dots\dots\dots (3.8)$$

แทนสมการ 3.8 ในสมการ 3.7 และเฟ็คเตอร์ R มาจาก

$$\text{ความเร็ว} = \omega \{ R \sqrt{1 - (\frac{\Delta r}{R})^2 \cos^2 \theta} + \Delta r \sin \theta \} \dots\dots\dots (3.9)$$

การแทนที่ส่วนประกอบอันหนึ่ง ด้วยความเร็วของเพ็ทเทรินเหนื่อ เซ็นเซอร์ ผลรวมเป็นส่วนกำหนดถึงการแปลงส่วนเคลื่อนที่ ของจุดศูนย์กลางเพ็ทเทริน เป็นการพิจารณาส่วนของความเร็วที่เคลื่อนตามแนวระดับที่กระทบ เซ็นเซอร์ เป็น

$$\text{ส่วนของความเร็วที่เคลื่อนที่ตามแนวระดับ} = \Delta r \omega \sin \theta \dots\dots\dots (3.10)$$

สมการ 3.5 จะเขียนเป็น

$$T = \frac{2\pi R/N}{\omega [R \sqrt{1 - (\Delta r/R)^2 \cos^2 \theta} + \Delta r \sin \theta] + \Delta r \omega \sin \theta} \dots\dots\dots (3.11)$$

ถ้าเป็น f เขียนใหม่ได้

$$f_{tach} = \frac{1}{T} = \frac{\omega N}{2\pi} \left[\sqrt{1 - (\Delta r/R)^2 \cdot \cos^2 \theta} + \frac{2r}{R} \sin \theta \right] \dots \dots \dots (3.12)$$

ห่างปฏิบัติ $\Delta r/R \ll 1$ ทากว่า $R = 1$ นิ้ว, $\Delta r = 0.001$ นิ้ว และ $(\Delta r/R)^2 = 10^{-6}$
 ค่าสูงสุดของ $\cos^2 \theta$ เป็น 1 ค่าแท้จริงภายในรากประมาณเท่ากับ 1 สมการ 3.12 กลายเป็น

$$f_{tach} = \frac{\omega N}{2\pi} \left(1 + \frac{2\Delta r}{R} \sin \theta \right) \text{ สำหรับ } \frac{\Delta r}{R} \ll 1 \dots \dots \dots (3.13)$$

และ

$$\omega_{tach} = \omega N \left(1 + \frac{2\Delta r}{R} \sin \theta \right) \dots \dots \dots (3.14)$$

เมื่อ

ω_{tach} = ความเร็วเชิงมุม เป็น เรเดียนต่อวินาทีของทาลิเมตร

ω = ความเร็วเชิงมุม เป็น เรเดียนต่อวินาทีของแกนหมุน



สรุปผลการวิเคราะห์สปีดทรานสดิว เซอร์แบบออฟทิกคอล

ข้อดี

1. มีความละเอียดได้สูง
2. ความเที่ยงตรงในการวัดสูง
3. อัตราการวัดความเร็วรอบ 0 - 50,000 รอบ/นาที
4. ไม่ไหลลทางกลต่อการหมุนของ เพลาของมอเตอร์

ข้อเสีย

1. การสิ้นสะ เทียน และขอป เปอรบิตเอียงจะมีผลต่อการวัด
2. อุณหภูมิการใช้งานจำกัดต้องน้อยกว่า 200°C
3. ต้องวางในสถานที่จำกัด ไม่ควรจะมีฝุ่นและความชื้น
4. แหล่งกำเนิดแสงมีอายุการใช้งาน 50,000 ชั่วโมง
5. ต้องปกปิดมิดชิดไม่ให้แสงภายนอกกระทบ
6. ต้องมีแหล่งจ่ายพลังงานภายนอก เช่น แหล่งกำเนิดแสง
7. ผลของการหนีศูนย์กลางของแผ่นจานกับแกนเพลาหมุน จะทำให้เกิดการผิดพลาดในการวัด
8. มีความไวต่ำ

สรุป

จะเห็นว่าระบบนี้มีปัญหาเกี่ยวกับการติดตั้ง แหล่งกำเนิดแสง การส่องแสง รวมทั้งผลกระทบของสภาวะแวดล้อมมันไม่่ง่ายต่อการออกแบบ

บทที่ 4

เครื่องวัดความเร็วรอบของมอเตอร์แบบมีขดลวดอินดักแตนซ์

(Mutual Inductance Speed Transducer)

4.1 บทนำ (Introduction)

ดิจิตอลสปีดทรานสดิวเซอร์แบบมีขดลวดอินดักแตนซ์เป็นดิจิตอลสปีดทรานสดิวเซอร์แบบใหม่ที่ได้พัฒนาในงานวิจัยนี้ เหมาะสำหรับการวัดและการควบคุมความเร็วเชิงมุมได้อย่างเที่ยงตรง

ทรานสดิวเซอร์นี้ได้เสนอถึงวิธีการแบบง่าย ๆ ในการวัดความเร็วรอบของมอเตอร์ เพียงแต่ใช้จานอลูมิเนียมบาง ๆ ลักษณะ เป็นซี่เฟืองต่อเข้ากับแกนหมุนของมอเตอร์ เมื่อซี่จานอลูมิเนียมหมุนอยู่ระหว่างขดลวด 2 ขดในช่องอากาศ (air gap) ของหม้อแปลงแกนอากาศคือเป็นวงจรรزونคอลเล็กเตอร์-ออสซิลเลเตอร์ และผลจากการซีลต์ของซี่จานอลูมิเนียมยังผลให้สัมประสิทธิ์การคัปปลิง (coupling coefficient) ของหม้อแปลงแกนอากาศเปลี่ยนแปลงไป ทำให้เกิดจำนวนพัลส์การป้อนกลับแปรตามไปด้วย และการออสซิลเลทจะหยุดในลักษณะไซคลิก (cyclic) ด้วยอัตราที่เป็นสัดส่วนกับความเร็วเชิงมุมของแกนหมุนมอเตอร์ เอาท์พุทของออสซิลเลเตอร์จะถูกตีโมดูลเลทสัญญาณใกล้เคียงรูปคลื่นไซน์ผ่านวงจรมัลติเพลกซ์และเปลี่ยนรูปคลื่นให้เอาท์พุทพัลส์ที่มีความถี่เป็นสัดส่วนกับความเร็วเชิงมุมของมอเตอร์ วิธีการแบบนี้จะไม่เกิดโหลดต่อตัวมอเตอร์ภายใต้การทดสอบ และเกิดการรบกวนเล็กน้อยเท่านั้น นอกจากนี้ยังเป็นวิธีการที่ง่าย ๆ เชื่อถือได้ และราคาถูกสามารถใช้แทนดิจิตอลทาคอไมเตอร์แบบคาปาซิทีฟ อินดักทีฟพีค-ออฟ และออฟท็อคอล เอ็นโคดเดอร์ ในการควบคุมความเร็วแบบดั้งเดิม เฟสล็อกลูปและการเซ็นเซอร์ก็ได้ วงจรรายละเอียด การออกแบบและผลการทดลอง จะได้กล่าวต่อไป

4.2 ทฤษฎีของสปีดทรานสดิวเซอร์แบบมีขดลวดอินดักแตนซ์ (Theory of the Mutual Inductance Speed Transducer)

4.2.1 มีขดลวดอินดักแตนซ์ (Mutual Inductance)

ใช้หม้อแปลงแกนอากาศมีแกนอากาศเป็นทางผ่านของเส้นแรงแม่เหล็ก เชื่อมโยงระหว่างขดลวดปฐมภูมิ (L_1) กับขดลวดทุติยภูมิ (L_2) ความทฤษฎีแม่เหล็กไฟฟ้าเกี่ยวกับขดลวดตรง

กระบอกแต่ละขดลวดขึ้นอยู่กับความโคขงกระบอกขดลวด ขนาดของเส้นลวด และความยาวของ กระบอกขดลวดที่จะพัน ดังนั้น ค่าอินดักแตนซ์ของขดลวดที่มีลวดพันหลาย ๆ ชั้น ได้จากสมการ

$$L = \frac{0.0315 d^2 N^2}{6d + 9l + 10h} \quad [\mu H] \quad \dots\dots (4.1)$$

L = อินดักแตนซ์ของขดลวด เป็น μH

d = ความโคขงกระบอกขดลวด เป็นมิลลิ เมตร

l = ความยาวของกระบอกขดลวด เป็นมิลลิ เมตร

N = จำนวนรอบของขดลวด

h = ความหนาของขดลวด เป็นมิลลิ เมตร

ในการออกแบบงานวิจัยใช้จำนวนรอบขดลวด $N_1 = 400$ รอบ และ $N_2 = 200$ รอบ

ฉะนั้น turn Ratio 1:0.5

สำหรับค่ามิวขวลอินดักแตนซ์ หาได้จากสมการ

$$M_{12} = K_{12} \sqrt{L_1 L_2} \quad [H] \quad \dots\dots (4.2)$$

4.2.2 สัมประสิทธิ์การคัปปลิง (Coupling Coefficient)

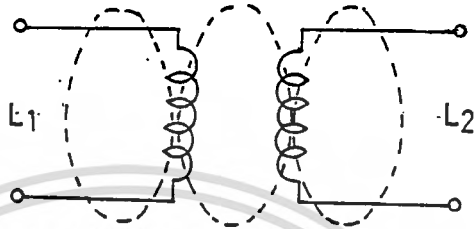
เกิดจากการตัดผ่านของเส้นแรงแม่เหล็กที่ขดลวด L_1 กับ L_2 ถ้าหาก เส้นแรงแม่เหล็กที่เกิดจากขดลวด L_1 ตัดผ่านขดลวด L_2 ได้หมด ค่า K_{12} จะเท่ากับ 1 แต่ในทางปฏิบัติค่า K_{12} ไม่มีโอกาสเท่ากับ 1 เพราะการรั่วของเส้นแรงแม่เหล็ก (leakage flux) ดังนั้น K_{12} จึงน้อยกว่า 1 และหากไม่มีเส้นแรงแม่เหล็กตัดผ่านขดลวด L_1 กับ L_2 ค่า K_{12} จะเท่ากับ 0 ดังสมการ สัมประสิทธิ์การคัปปลิงของหม้อแปลงแกนอากาศได้

$$K_{12} = \frac{M_{12}}{\sqrt{L_1 L_2}} \dots\dots\dots(4.3)$$

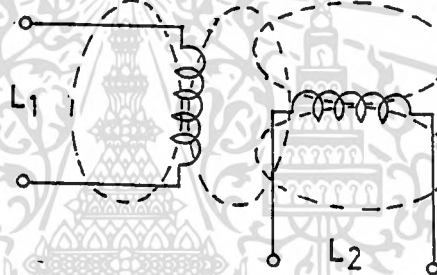
และค่า K_{12} จะมากหรือน้อยขึ้นอยู่กับตำแหน่งและการวางขดลวด L_1, L_2 ด้วย ดังแสดงในรูปที่ 4.1 ก) ข) และ ค) ในงานวิจัยนี้เลือกใช้แบบ 4.1 ค) เพราะขนาดเส้นผ่าศูนย์กลางของขดลวด จะต้องเท่ากับซี่เฟือง

4.2.3 งานอลูมิเนียม (Aluminum Disc)

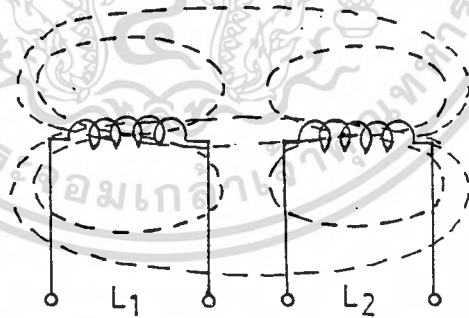
แผ่นงานอลูมิเนียมต้องหนาพอ ใช้ขนาด 1 มม. กับ 2 มม. และขนาดความกว้าง ซี่เฟืองต้องใหญ่กว่าเส้นผ่าศูนย์กลางของขดลวดหรือเท่ากับ งานวิจัยนี้ใช้ขนาด 15 มม. เพื่อผลการชิลด์จะได้ค่าสัมประสิทธิ์การคัปปลิงลดต่ำลง และแต่ละซี่งานต้องเท่า ๆ กัน เพราะผลทางเอ้าท์พุท จะได้รูปคลื่นไซน์ครี๊ดที่สมบูรณ์ จำนวนซี่เฟืองมีผลต่อแมกนิจูดและแรงดันดีโมดูเลทเอ้าท์พุท ซึ่งแบบซี่เฟืองดังแสดงในรูป 4.2 ก. หรือ 4.2 ข. เป็นแบบซี่เฟืองมี 6, 10 และ 16 ซี่เฟือง เป็นการ ออกแบบเพื่อความแข็งแรงและความเที่ยงตรงต่อการวัด



รูปที่ 4.1 ก) ค่าสัมประสิทธิ์การคัปปลิงสูงสุด



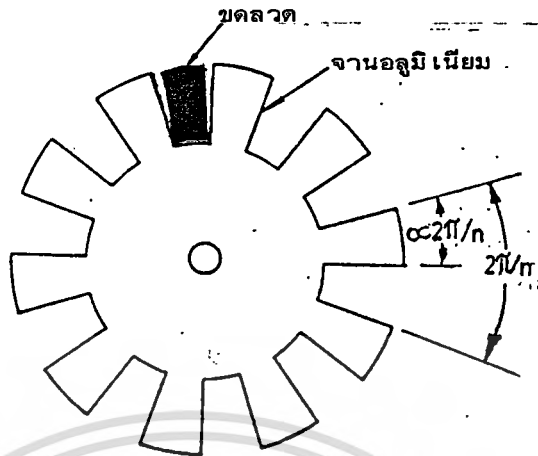
รูปที่ 4.1 ข) ค่าสัมประสิทธิ์การคัปปลิงเป็นศูนย์



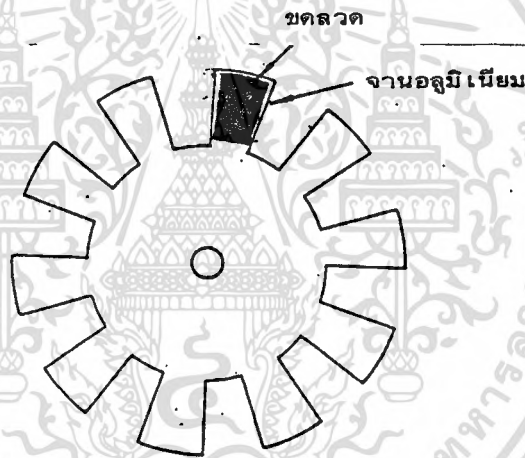
รูปที่ 4.1 ค) ค่าสัมประสิทธิ์การคัปปลิงประมาณ 0.65

4.2.4 ผลของกระแสเอ็ดดี้ (Eddy Action)

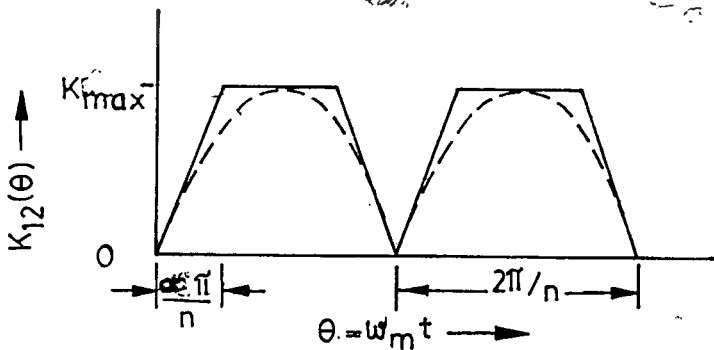
งานอลูมิเนียมไม่เป็นสารแม่เหล็ก ดัดบนแกน หมุนของมอเตอร์ลักษณะเป็นซี่ เพื่อผิวหน้าของแผ่นงานอลูมิเนียมนี้จะต้องวางตั้งฉาก และอยู่ระหว่างขดลวดทั้งสองขดของหม้อแปลงแกนอากาศ เพื่อรักษาความไวของการวัด และต่อเป็น วงจรจูนคอลเล็กเตอร์ออสซิลเลเตอร์ และผลของการซีลต์เกิดเอ็ดดี้บนงานอลูมิเนียม จะทำให้สัมประสิทธิ์การคัปปลิง (K_{12}) ของหม้อแปลงแกนอากาศเปลี่ยนแปลงเป็นช่วง ๆ และค่า K_{12} เป็นการปรับค่าของมิวชวลอินดักแตนซ์ (M_{12}) ด้วยการป้อนกลับรูปคลื่นจะได้ลักษณะสี่เหลี่ยมคางหมู (trapezoidal) ดังแสดงในรูปที่ 4.2 ค. การออกแบบจะต้องให้ Q แท่งค้ำสูง จึงจะได้การเปลี่ยนแปลงของสัมประสิทธิ์การคัปปลิง เป็นรูปคลื่นไซน์ (เส้นประ) และแอมพลิจูดของสัญญาณโมดูละจะเป็นสัดส่วนกับสัมประสิทธิ์การคัปปลิง (K_{12}) นี้ การหมุนของซี่งานขณะซี่ เพื่ออยู่ระหว่างขดลวด ค่า K_{12} จะลดลงทำให้มิวชวลอินดักแตนซ์มีค่าต่ำ เมื่อซี่งานอลูมิเนียมอยู่ตำแหน่งช่องอากาศระหว่างขดลวดทั้งสอง ค่า K_{12} จะเพิ่มขึ้นทำให้มิวชวลอินดักแตนซ์ของขดลวดมีค่าสูงสุด ดังแสดงรูปที่ 4.2 ก และ ข



รูปที่ 4.2 ก) ที่จานอลูมิเนียมขณะที่สัมพันธ์การคัปปลิ่ง (K_{12}) สูงสุด



รูปที่ 4.2 ข) ที่จานอลูมิเนียมขณะที่สัมพันธ์การคัปปลิ่ง (K_{12}) ต่ำสุด

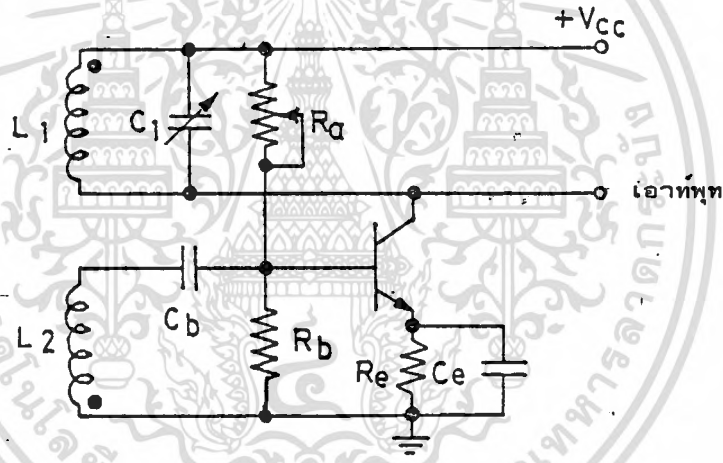


รูปที่ 4.2 ค) การเปลี่ยนแปลงของสัมพันธ์การคัปปลิ่ง (K_{12})

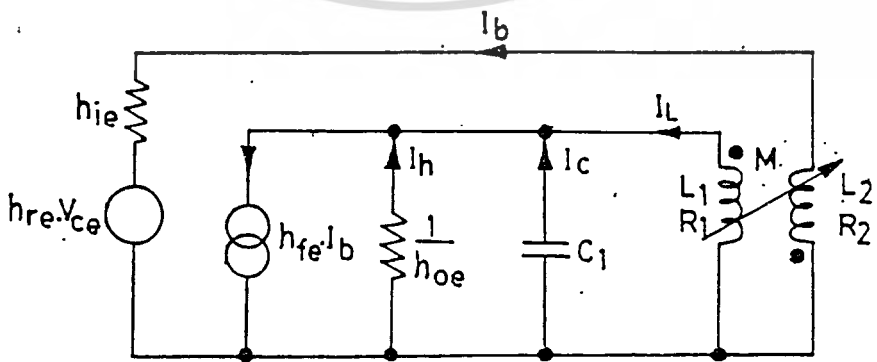
4.3 หลักการของสปีดทรานสดิวเซอร์แบบมีขั้วลอินดักแตนท์ (Principle of the Mutual Inductance Speed Transducer)

ทรานสดิวเซอร์นี้ขอเสนอถึงวิธีการแบบง่าย ๆ โดยพิจารณาวงจรในรูปที่ 4.3 เป็นวงจรจูนคอลลีเนเตอร์ออสซิลเลเตอร์ ซึ่งการสูญเสียในวงจรค่าโดยกำลังไฟฟ้าเอซีเกิดขึ้นที่ขาคอิลเลเตอร์และเหนี่ยวนำเกิดแรงดันเอซี. ในขดลวดตรงข้ามกันที่ขั้วเบส

การป้อนกลับทางบวกผ่านมีขั้วลอินดักแตนท์ระหว่างขดลวดทำให้เกิดกระแสเบส มีค่าแอมพลิจูดเพียงพอทำให้เกิดกำลังไฟฟ้าเอซีที่คอิลเลเตอร์เพื่อลดการสูญเสียในวงจร



รูปที่ 4.3 วงจรจูนคอลลีเนเตอร์ออสซิลเลเตอร์



รูปที่ 4.4 วงจรสมมูลของจูนคอลลีเนเตอร์ออสซิลเลเตอร์

วงจรอนุกรมคอลเลกเตอร์ออสซิลเลเตอร์ สามารถวิเคราะห์โดยใช้วงจรสมมูลย์ แสดงในรูปที่ 4.4

ตามสมการ

$$h_{fe} \cdot I_b = I_h + I_c + I_L \quad \dots\dots (4.5)$$

$$V_{ce} = \frac{I_h}{h_{oe}} = \frac{I_c}{j\omega_0 C_1} = I_L (R_1 + j\omega_0 L_1) + j\omega_0 M_{12} I_b \quad \dots\dots (4.6)$$

$$0 = I_b h_{ie} + h_{re} V_{ce} + I_b (R_2 + j\omega_0 L_2) + j\omega_0 M_{12} I_L \quad \dots\dots (4.7)$$

$$V_{be} = (R_2 + j\omega_0 L_2) I_b + j\omega_0 M_{12} I_L \quad \dots\dots (4.8)$$

จำนวน เทอมที่แสดงค่อนข้างมาก แต่ค่าประมาณจะลดเทอมทางคณิตศาสตร์ได้

1. เมื่อ I_b มีค่าน้อย และ M_{12} ปกติ น้อยกว่า L_1 ดังนั้น เทอม $j\omega_0 M_{12} I_b$ สามารถตัดทิ้งได้
2. h_{re} มีค่าน้อย และค่าประมาณในเทอม $h_{re} V_{ce}$ ตัดทิ้งไปได้
3. R_2 มีน้อยมากตัดทิ้งได้เมื่อเทียบกับ h_{ie}
4. h_{oe} มีค่าน้อยกว่า $j\omega_0 C_1$ หรือ $1/(R_1 + j\omega_0 L_1)$ มาก

เมื่อใช้ค่าประมาณจะทำให้สมการลดลงเป็น

$$h_{fe} I_b = I_c + I_L \quad \dots\dots (4.9)$$

$$V_{ce} = \frac{I_c}{j\omega_0 C_1} = (R_1 + j\omega_0 L_1) I_L \quad \dots\dots (4.10)$$

$$0 = I_b (h_{ie} + j\omega_0 L_2) + j\omega_0 M_{12} I_L \quad \dots\dots (4.11)$$

$$V_{bc} = I_b j\omega_0 L_2 + j\omega_0 M_{12} I_L \quad \dots\dots (4.12)$$

จากสมการ 4.10, 4.11, และ 4.12

$$V_{bc} = \frac{h_{ie}}{(R_1 + j\omega_0 L_1) (h_{ie} + j\omega_0 L_2)} j\omega_0 M_{12} V_{ce} \quad \dots\dots (4.13)$$

ค่า $v_{ce} = V_{ce} \cos \omega_0 t$ เป็นค่าชั่วขณะของแรงดันออสซิลเลต (instantaneous a.c. oscillating Voltage) ที่คอลเลกเตอร์ เป็นความถี่ขณะทำงาน

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}} \quad \dots (4.14)$$

ค่ามีวซวลอินคัตแดนซ์ต่ำสุดของการออสซิลเลเตอร์สามารถหาจากสมการ 4.5, 4.6 และ 4.7

$$M_{\min} = \frac{C_1 R_{L1} h_{ie}}{h_{fe}} \quad \dots (4.15)$$

แรงดัน เบส-อีมีตเตอร์ของวงจรรออสซิลเลเตอร์จะเป็น

$$v_{bc} = \frac{h_{ie}}{(R_1 + j\omega_0 L_1)(h_{ie} + j\omega_0 L_2)} j\omega_0 M_{\min} V_{ce} \cos \omega_0 t \quad \dots (4.16)$$

การป้อนกลับจะถูกควบคุมด้วยมีวซวลอินคัตแดนซ์ระหว่างขดลวด L_1 และ L_2 ค่าสัมประสิทธิ์การคัปปลิง (K_{12}) เป็นการปรับค่าของมีวซวลอินคัตแดนซ์ (M_{12}) ซึ่งการลดค่าสัมประสิทธิ์การคัปปลิง (K_{12}) ต้องลดการป้อนกลับและเป็นผลจากการชิลด์ของจานอลูมิเนียม เป็นที่เพื่องรูปที่ 4.5 ก.ข วางอยู่ในช่องอากาศและตัดผ่านขดลวด L_1 L_2 ของหม้อแปลงแกนอากาศเป็นรูปที่ 4.3 สัมประสิทธิ์การคัปปลิง (K_{12}) จะเปลี่ยนแปลงเป็นช่วง ๆ จากผลของการชิลด์ของจานอลูมิเนียม และรูปคลื่นจะได้ลักษณะสี่เหลี่ยมคางหมู (trapezoidal) ในรูปที่ 4.5 ข.ค. แต่เนื่องจากวงจรมีค่า Q แท้งค์สูง และผลจากขอบของจานอลูมิเนียม ซึ่งลักษณะตามความเป็นจริง การเปลี่ยนแปลงจะเป็นลักษณะรูปคลื่นซายน์ตั้ง เส้นประ แอมพลิจูดของไมโครเลชั่นสามารถที่จะแสดงความถี่เอาท์พุท เป็นแรงดัน เบสอีมีตเตอร์

$$v_{be} = \frac{h_{ie} V_{ce} j\omega_0 M_{12}(t)}{(R_1 + j\omega_0 L_1)(h_{ie} + j\omega_0 L_2)} \cos \omega_0 t \quad \dots (4.17)$$

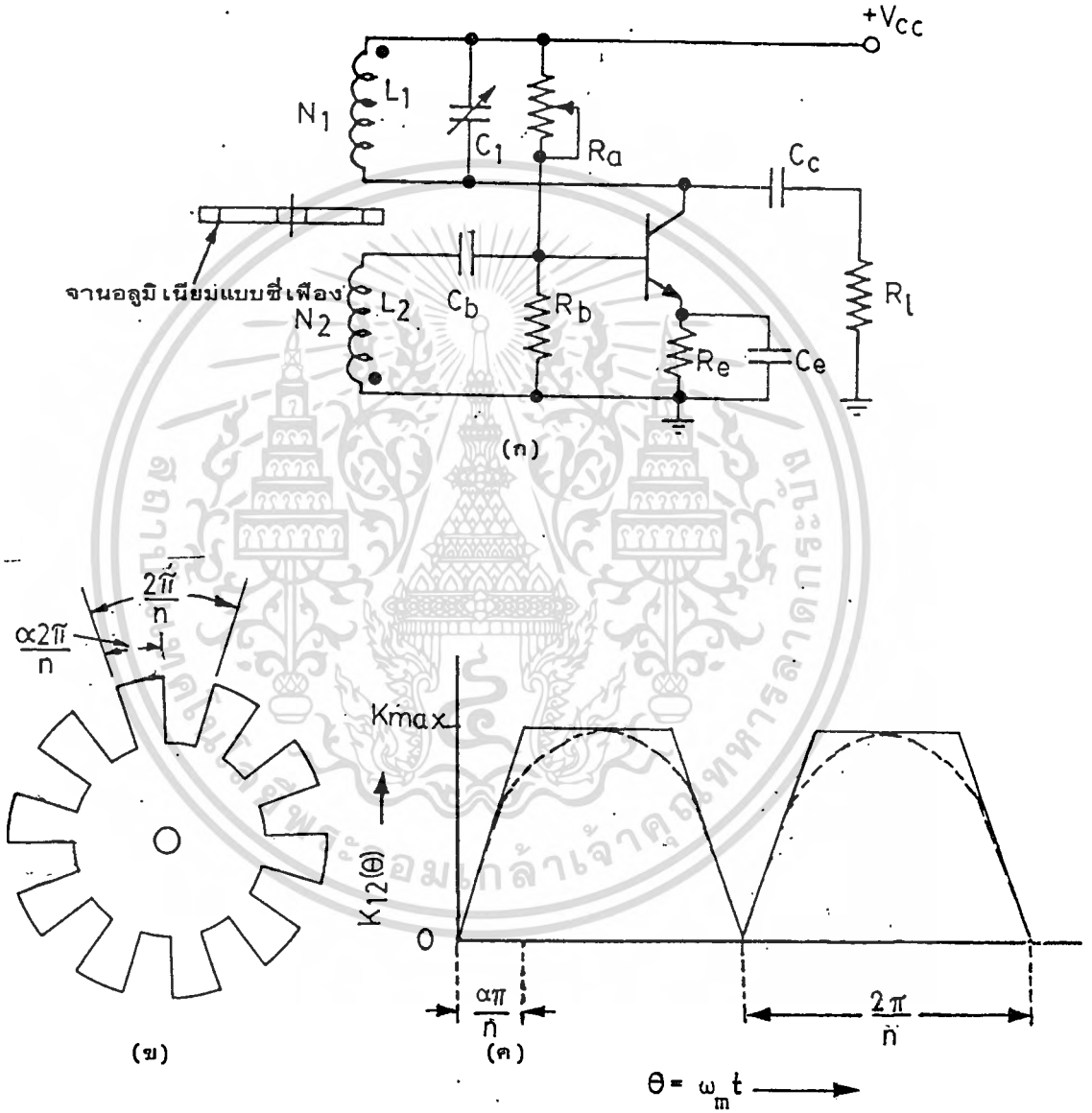
$$\text{และ } \dot{v}_{be} = \frac{h_{ie} V_{ce} j\omega_0 \sqrt{L_1 L_2}}{(R_1 + j\omega_0 L_1)(h_{ie} + j\omega_0 L_2)} K_{12}(\omega_m t) \cos \omega_0 t \quad \dots (4.18)$$

เมื่อ
$$\frac{h_{ie} V_{ce} \omega_0 \sqrt{L_1 L_2}}{(R_1 + \omega_0^2 L_1)^2 (h_{ie} + \omega_0^2 L_2)^2} \} \quad \text{เป็นค่าคงที่}$$

และ
$$M_{12}(t) = \sqrt{L_1 L_2} K_{12}(\omega_m \cdot t) \quad \text{เป็นช่วง เวลา}$$

(periodic function) มีความถี่เป็น $n \omega_m / 2\pi$ เมื่อ ω_m เป็นความถี่เชิงมุม และ n เป็นจำนวนซีเฟื่องของจานออสซิลีเนียม

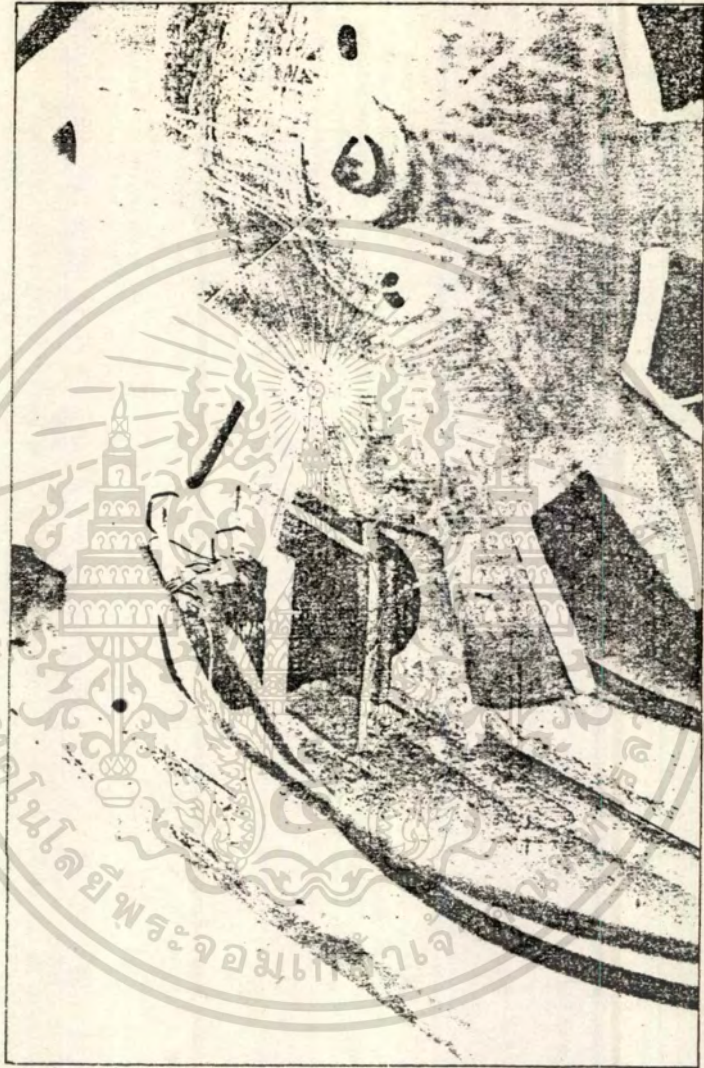
ในสมการ 4.18 แสดงแรงดันเอาต์พุตของออสซิลีเลเตอร์เป็นแอมพลิจูดโมดูลุสเป็นรูปคลื่นไซน์ เมื่อแมกนิจูดของสัญญาณโมดูลุสจะเป็นสัดส่วนกับสัมประสิทธิ์การคัปปลิง $K_{12}(\theta)$ ขณะที่ซีเฟื่องของจานออสซิลีเนียมอยู่ระหว่างขดลวด L_1, L_2 ของหม้อแปลงแกนอากาศ ดังรูปที่ 4.6 ทำให้สัมประสิทธิ์การคัปปลิง $K_{12}(\theta)$ ลดลงและค่าแอมพลิจูดของการออสซิลีเลเตอร์จะลดลงด้วย และจานออสซิลีเนียมหมุนในตำแหน่งช่องว่างของซีเฟื่องอยู่ระหว่างขดลวด L_1, L_2 ของหม้อแปลงแกนอากาศ ดังรูปที่ 4.7 ค่าสัมประสิทธิ์การคัปปลิง $K_{12}(\theta)$ จะเพิ่มขึ้น ทำให้แอมพลิจูดของความถี่ออสซิลีเลเตอร์ที่เอาต์พุตเพิ่มขึ้นด้วย และช่วงแอมพลิจูดของความถี่ที่เอาต์พุตจะหยุดในลักษณะไซคลิก (cyclic) ด้วยอัตราเป็นสัดส่วนกับความเร็วเชิงมุมของจานออสซิลีเนียมติดกับแกนหมุนของมอเตอร์ ดังแสดงในรูปที่ 4.10 ดีโมดูลุสของเอาต์พุตที่ความถี่ต่างกัน n เป็นความเร็วต่อรอบการหมุนที่แกนรูปคลื่นมาจาก $M_{12}(t)$ แต่เมื่อผ่านวงจรแท่งคและคุณลักษณะการกรองความถี่ต่ำจะทำให้ค่าฮาร์โมนิกน้อยลงกว่าเดิม และเอาต์พุตที่เห็นเป็นรูปคลื่นไซน์ที่มีความถี่คงที่



รูปที่ 4.5 ก) วงจรทรานสดิวเซอร์แบบมีวาล์วอินตักแคต

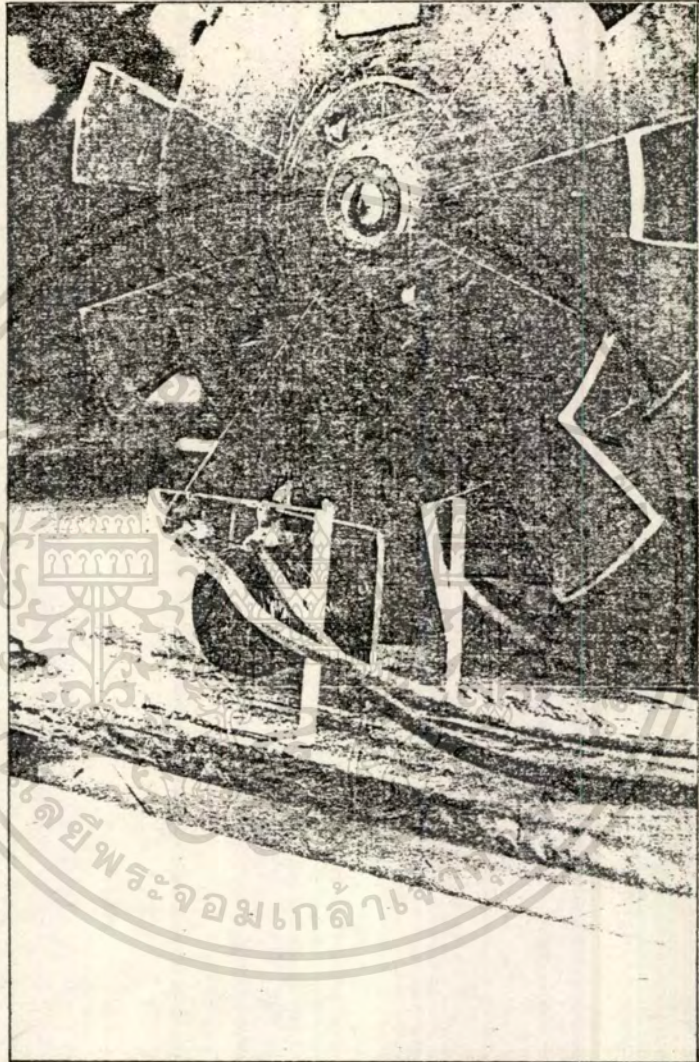
ข) จานอตุมิเนียมแบบซี่เฟือง

ค) การเปลี่ยนแปลงของสัมประสิทธิ์การคัปปลิง



รูปที่ 4.6 ตำแหน่งของซีเฟื่องจานอลูมิเนียมที่มีชาวอินตคเด็นซมีค่าต่ำสุด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า



รูปที่ 4.7 ตำแหน่งของซีเฟืองจานอลูมิเนียมที่มีมวลอินตักแต้นซ์มีค่าสูงสุด

4.4 ทรานสดิวเซอร์และรายละเอียดของวงจร (Transducer and circuit details)

วงจรทรานสดิวเซอร์แสดงในรูปที่ 4.3 และรายละเอียดการออกแบบดังในตาราง

ที่ 4.1

ขนาดและลักษณะ	ขดลวด 1	ขดลวด 2
จำนวนรอบ	$N_1 = 400$	$N_2 = 200$
อินดักแตนซ์ของขดลวด	$L_1 = 0.73 \text{ mH}$	$L_2 = 0.23 \text{ mH}$
รีซิสแตนซ์ของขดลวด	$R_1 = 7.60 \text{ } \Omega$	$R_2 = 3.8 \text{ } \Omega$
ขนาดเส้นผ่าศูนย์กลางของขดลวด	$D_1 = 12 \text{ mm.}$	$D_2 = 12 \text{ mm.}$
ความโตของกระบอกขดลวด	$d_1 = 5 \text{ mm.}$	$d_2 = 5 \text{ mm.}$
ความยาวของกระบอกขดลวด	$l_1 = 8 \text{ mm.}$	$l_2 = 4 \text{ mm.}$
อัตรารอบ	$N_1 : N_2 = 1:0.5$	
ความห่างช่องอากาศ ระหว่างขดลวด L_1 กับ L_2	3 m.m.	

ตารางที่ 4.1 แสดงขนาดและลักษณะของหม้อแปลงแกนอากาศ

การพิจารณาออกแบบ (design consideration)

วงจรจูนคอลเลกเตอร์ออสซิลเลเตอร์ มีค่า Q สูง ทำให้กระแสชาโมนิคต่ำ และ L_1 ทำให้มีค่ามากได้ ซึ่งการออกแบบนี้ค่าอินดักแตนซ์ของขดลวด L_1 ได้ 0.73 mH. และคาปาซิแตนซ์ C_1 ปรับค่าได้ จะต้องเลือกค่าให้มากพอเพื่อให้เกิดผลสเตรรี่คาปาซิแตนซ์ (stary capacitance) น้อยที่สุด แต่ก็ไม่มากจนทำให้ค่า Q ลดลง ซึ่ง C_1 ใช้ค่า 0.01 μF ดังนั้นการทำงานของออสซิลเลเตอร์ได้ความถี่

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}}$$

$$f_0 = \frac{1}{6.28 \sqrt{0.73 \times 10^{-3} \times 0.01 \times 10^{-6}}}$$

$$f_0 = 60 \text{ KHz}$$

การเลือกตัวทรานซิสเตอร์ในวงจรใช้เบอร์ 2N2222A ซึ่งมีค่าพารามิเตอร์

$h_{ie} = 6.8 \text{ K}\Omega$ และ $h_{fe} = 100$ ดังนั้นจะได้ค่าต่ำสุดของมิวชวลอินดักแตนซ์สำหรับการป้อนกลับของออสซิลเลเตอร์เป็น

$$M_{\min} = \frac{C_1 R_1 h_{ie}}{h_{fe}}$$

$$= \frac{0.01 \times 10^{-6} \times 7.60 \times 6.8 \times 10^3}{100}$$

$$= 0.0051 \text{ mH.}$$

เมื่อ $R_1 = 7.60 \Omega$ และค่าต่ำสุดของสัมประสิทธิ์การคัปปลิงเป็น

$$K_{\min} = \frac{M_{\min}}{\sqrt{L_1 L_2}}$$

$$= \frac{0.0051 \times 10^{-3}}{\sqrt{0.73 \times 10^{-3} \times 0.23 \times 10^{-3}}}$$

$$= 0.012$$

มิวชวลอินดักแตนซ์ระหว่างขดลวดของหม้อแปลงแกนอากาศจะถูกป้อนกลับของออสซิลเลเตอร์สามารถที่จะปรับได้โดยการเปลี่ยนแปลงสัมประสิทธิ์การคัปปลิง จุดมุ่งหมายนี้อาจทำได้โดยให้ขดลวด L_2 เลื่อนปรับช่องห่างของอากาศได้ด้วยสกรูปรับและให้ขดลวด L_1 อยู่กับที่ทำให้สามารถปรับเปลี่ยนแปลงความต้องการของมิวชวลอินดักแตนซ์ได้ เมื่อซีเฟืองจานอลูมิเนียมติดตั้งผ่านอยู่ช่องว่างระหว่างขดลวดของหม้อแปลงแกนอากาศ มิวชวลอินดักแตนซ์เป็นค่าสูงสุดและ M_{\max} จะมีค่ามากกว่า M_{\min}

สำหรับช่องอากาศกว้าง 3 มม. (สัมประสิทธิ์การคัปปลิง $K = 0.14$) ด้วยผลของการซีลด์จากซีเฟืองของจานอลูมิเนียม จะทำให้ค่ามิวซวอลอินตคแดนซ์ M_{12} ลดลง ขึ้นกับขนาดความหนาและความกว้างของซีเฟือง ผลที่ออกมาจะได้เอาท์พุทแอมปลิจูดของออสซิลเลเตอร์เป็นโมดูลेटด้วยเปอร์เซนต์ ความแตกต่างกันของจานอลูมิเนียมดังแสดงในตารางที่ 4.2

คุณสมบัติ	ไมซ์ลด์	6 ซีเฟือง		10 ซีเฟือง		16 ซีเฟือง	
		ด้วยความหนา		ด้วยความหนา		ด้วยความหนา	
		1 มม.	2 มม.	1 มม.	2 มม.	1 มม.	2 มม.
มิวซวอลอินตคแดนซ์ (mH)	0.074	0.0057	0.0053	0.0082	0.0079	0.017	0.014
สัมประสิทธิ์การคัปปลิง	0.14	0.011	0.01	0.016	0.015	0.032	0.027
โมดูลेट		≈ 100%		≈ 50%		≈ 15%	

ตารางที่ 4.2 แสดงผลการซีลด์ของจานอลูมิเนียมมีซีเฟืองต่าง ๆ กัน ด้วยอัตราค่าพิคของซีเฟือง 0.5 ที่ความถี่ 60 KHz และช่องอากาศระหว่างขดลวด 3 มม.

ผลจากการซีลด์ของจานอลูมิเนียมไม่จำเป็นต้องสมบูรณ์เพียงแต่ให้ค่าโมดูลेटขึ้น เป็นที่น่าพอใจ จานอลูมิเนียมติดกับแกนหมุน เป็นซีเฟืองขนาดเส้นผ่าศูนย์กลาง 100 มม. และความหนา 1.0 - 2.0 มม. ซึ่งขนาดความหนาจะมีผลต่อโหลดทางกล เพราะถ้าเลือกหนาจะมีผลต่อน้ำหนักและเส้นแรงแม่เหล็กไฟฟ้าเล็กน้อย ผลที่ได้ของมิวซวอลอินตคแดนซ์จะเปลี่ยนแปลงและสวิงมาก แม้แต่ในกรณีแกนไม่ได้ศูนย์กลางและการจัดซีเฟืองกับขดลวดไม่ดีพอ ดังนั้นขนาดซีเฟืองของจานอลูมิเนียมต้องมีขนาดเส้นผ่าศูนย์กลางใหญ่กว่าขดลวดโหมาร์ L_1 ของหม้อแปลงแกนอากาศ แต่ถ้าขณะแกนหมุนเข้าซีเฟืองจานอลูมิเนียมมีผลต่อมิวซวอลอินตคแดนซ์น้อยมาก เมื่อความเร็วค่า ๆ เราจึงใช้ขนาดซีเฟืองมีอัตราความกว้างของซีเฟืองต่อความลึกของร่องซีเฟือง พอกับขนาดเส้นผ่าศูนย์กลางของขดลวด

โพมาลี L_1 และมีอัตราส่วนของซี่เฟืองถึงร่องเฟือง (tooth to slot) เท่ากับ 1 (หรืออัตราส่วนความกว้างของซี่เฟืองถึงเฟืองพิค α เท่ากับ 0.5) และเหมือนกันทุกซี่เฟือง ดังนั้นเอาท์พุทจะได้อุปสรรคเมื่อความเร็วหมุนคงที่

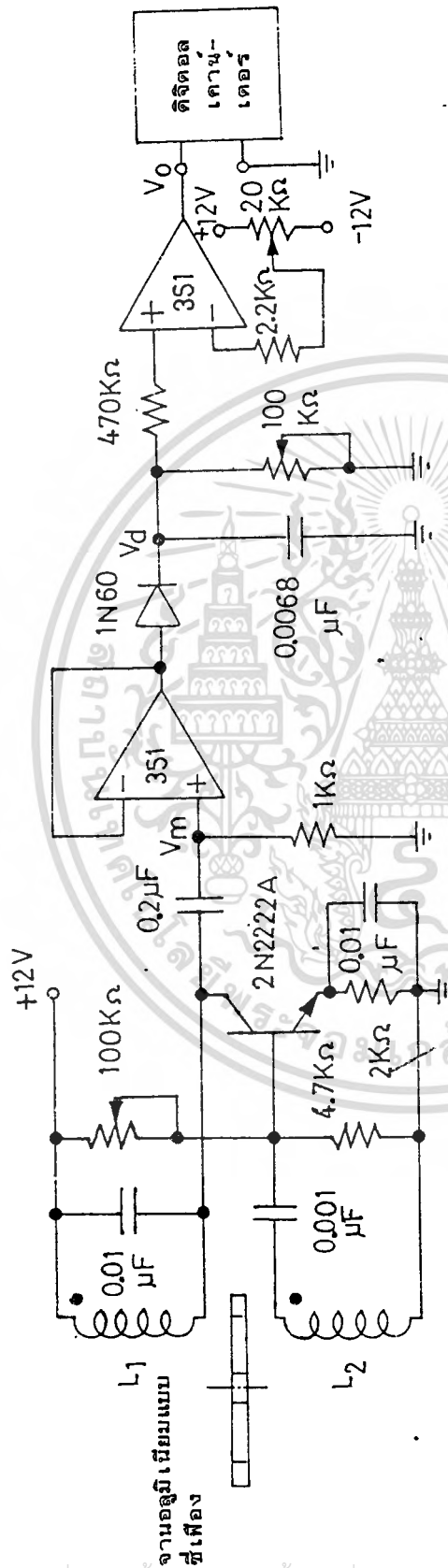
ตารางที่ 4.2 แสดงผลของโมดูลเพิ่มขึ้น ถ้ามากจะต้องลดจำนวนซี่เฟืองของจานออลูมิเนียม และทำให้เส้นผ่าศูนย์กลางของจานหมุนและความลึกของร่องซี่เฟืองน้อยแรงดันดีเท็คเตอร์ (V_d) จะเพิ่มขึ้น การเพิ่มแรงดันดีเท็คเตอร์เป็นสิ่งเกี่ยวข้องที่เกิดขึ้นจากการลดความถี่ของเอาท์พุท เป็นผลมาจากความเร็วหมุนของมอเตอร์ การทดลองใช้จานออลูมิเนียม 3 แบบ มีขนาดเส้นผ่าศูนย์กลาง 100 มม. มี 6, 10 และ 16 ซี่เฟือง แต่ละซี่เฟืองมีขนาดเท่ากับเส้นผ่าศูนย์กลางของขดลวด อัตราส่วนความกว้างของซี่เฟืองกับความลึกของร่องเฟืองเป็น 1.66, 1 และ 0.66 ซึ่งผลที่ได้ทำให้ทราบค่าแรงดันเอาท์พุทและรูปคลื่นได้

4.5 ผลการทดลอง (Experimental Results)

การทดลองผู้แต่งทำการทดลองวัดแมกนิจูด, ความถี่และรูปคลื่นของสัญญาณเอาท์พุทที่ความเร็วแตกต่างกันของดีซีมอเตอร์ สำหรับจุดมุ่งหมายนี้มีจานออลูมิเนียมซี่เฟืองคอกับแกนของมอเตอร์ เพื่อการเปลี่ยนแปลงความเร็วของมอเตอร์ และขดลวด L_1 เท่ากับ 0.73 mH และ $L_2=0.23$ mH ของหม้อแปลงแกนอากาศมีอัตราส่วนรอบ 1:0.5 วางอยู่ระหว่างจานออลูมิเนียมหนา 1 มม. และ 2 มม. ช่องอากาศน้อยที่สุด 3 มม. คือเป็นวงจรจูนคอลเลกเตอร์ออสซิลเลเตอร์ใช้ทรานซิสเตอร์ 2N2222A ได้ความถี่ 60 KHz แสดงในรูปที่ 4.8 ได้เอาท์พุทเป็นแรงดันโมดูล (V_m) คอกับบัฟเฟอร์แอมพลิไฟเออร์ (buffer amplifier) ก่อนป้อนให้วงจรดีโมดูลเลเตอร์ได้สัญญาณใกล้เคียงรูปคลื่นซายน์ และเปลี่ยนรูปคลื่น (wave shaped) ทำให้แรงดันเอาท์พุทเป็นพัลส์ ความถี่ของสัญญาณเอาท์พุท เป็นการวัดด้วยเครื่องวัดความถี่แบบดิจิทัล (digital counter) และรูปคลื่นได้จากสโคปเรจจอสซิลโลสโคป (storage oscilloscope)

ในตารางที่ 4.3 และรูปที่ 4.9 แสดงการเปลี่ยนแปลงแรงดันของดีโมดูลเอาท์พุท (V_d) ด้วยความเร็วการหมุนต่างกันโดยใช้ทรานซิสเตอร์ 3 ลักษณะมี 6, 10 และ 16 ซี่เฟืองการเปลี่ยนแปลง

แมกนีจูดของแรงดันดีโมดูเลทด้วยความเร็วสูงถึง 1,500 รอบต่อนาที ในช่วงระยะ 11% สำหรับ 6 ซีเฟือง และ 0.4% สำหรับ 16 ซีเฟือง จะเห็นว่าแมบ 6 ซีเฟือง (ผลการซีลด์สูง) ให้ค่าแมกนีจูดการเปลี่ยนแปลงสูงกว่าแมบ 10 ซีเฟือง และ 16 ซีเฟือง (ผลการซีลด์ต่ำ) ให้การเปลี่ยนแปลงของแมกนีจูดน้อยกว่า แต่ความไวมากเมื่อแกนหมุนต่ำ แต่แมบ 10 ซีเฟืองให้ผลดีกว่าเพราะผลการเปลี่ยนแปลงแมกนีจูดต่ำและความไวจะต่ำเมื่อแกนหมุนต่ำ ๆ ซึ่งมีขนาดพอดีกับ เส้นผ่าศูนย์กลางของขดลวดไพมารี เป็นส่วนอยู่กับที่ของหม้อแปลงแกนอากาศจึงได้รูปคลื่นของดีโมดูเลทเอาท์พุทใกล้เคียงรูปคลื่นไซน์มาก สำหรับการแสดงรูปคลื่นที่ความเร็วต่าง ๆ ด้วยทรานสดิวเซอร์จานอลูมิเนียม 10 ซีเฟือง เป็นการแสดงในรูปที่ 4.10 ก-จ. ผลแสดงดีโมดูเลทเอาท์พุทจะไม่มีการรบกวน และแมกนีจูดคงที่ 0.9% ที่ความเร็วสูงถึง 1,500 รอบ/นาที และจะลดลงเล็กน้อยเมื่อความเร็วรอบสูงขึ้นกว่านี้ แต่อย่างไรก็ตามรูปคลื่นสามารถทำให้พัลส์เอาท์พุท V_0 มีค่าแอมพลิจูดคงที่ตลอดย่านของการวัดความเร็วรอบ รูปที่ 4.11 แสดงพัลส์รูปคลื่นสี่เหลี่ยมของสัญญาณเอาท์พุทที่ความเร็ว 1,200 รอบ/นาที



เวฟเฟรมเปอร์

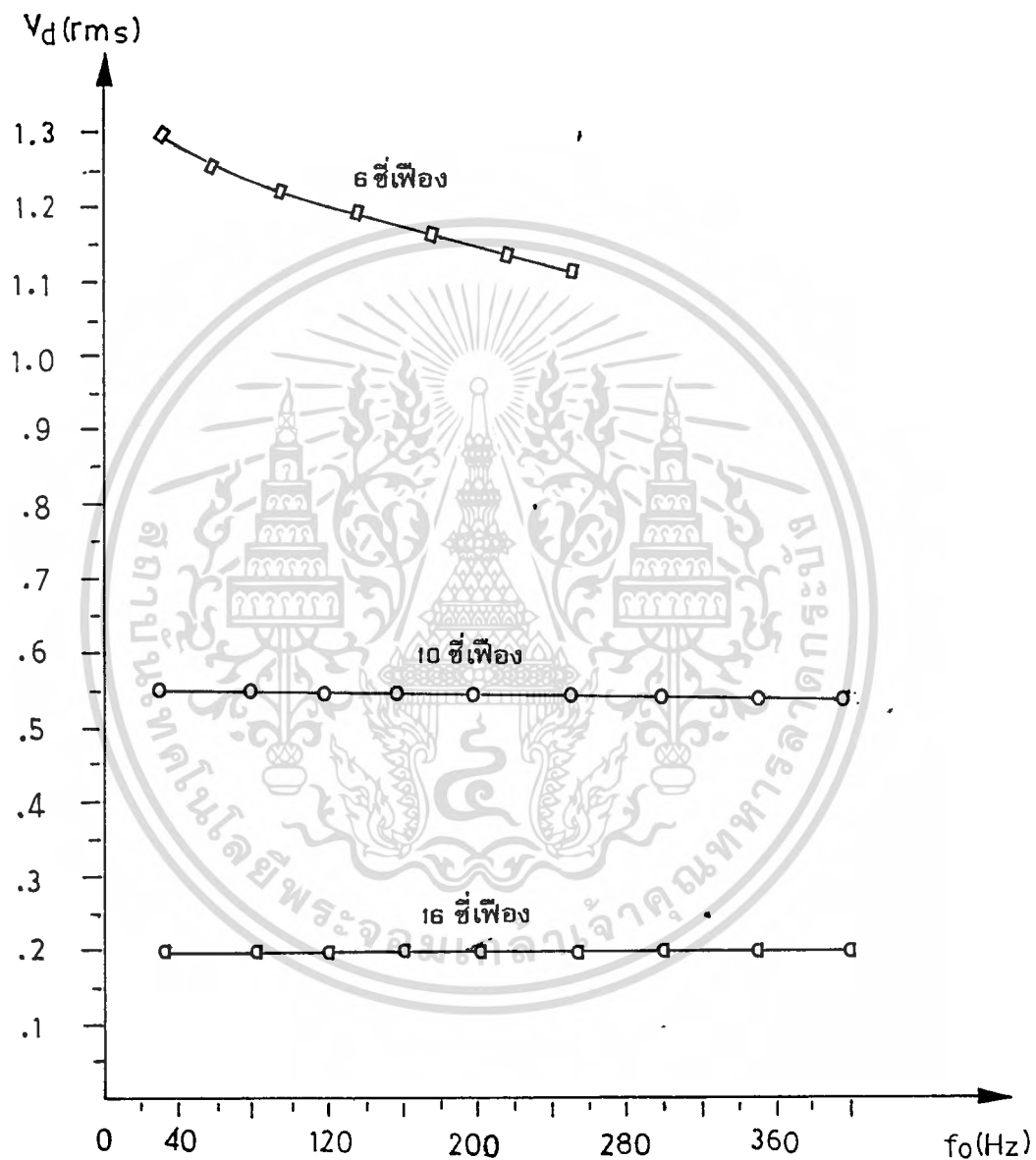
บัพเฟออร์

ออกสทิเลเตอร์แบบจูนคอลลอเลทเตอร์

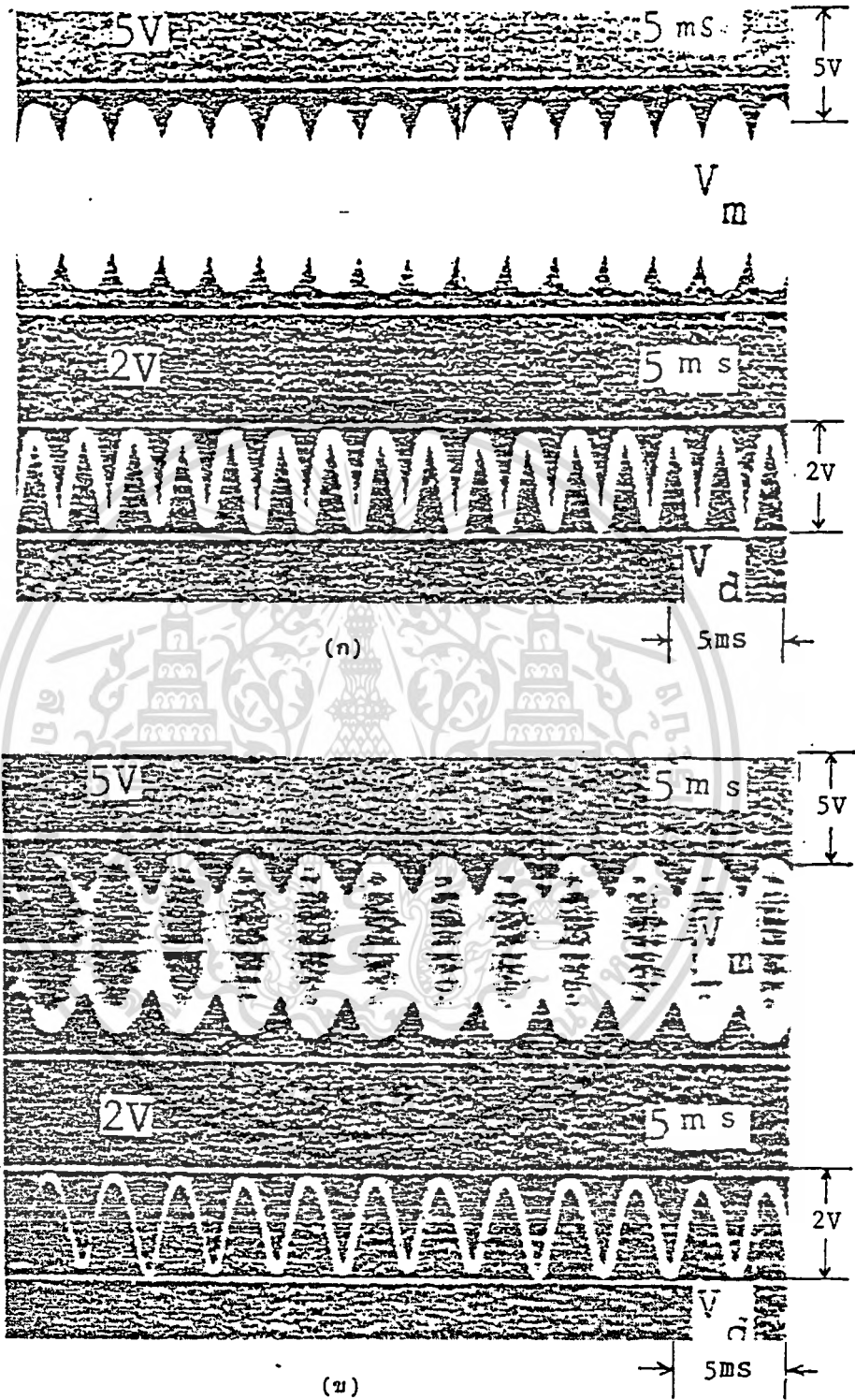
รูปที่ 4.8 วงจรเครื่องวัดความเร็วรอบของมอเตอร์แบบมีขาลออินตักแต่นซ์

Frequency output (Hz)	$V_d (V_{rms})$ 6 slot, m=100%	$V_d (V_{rms})$ 10 slot, m=50%	$V_d (V_{rms})$ 16 slot, m=15%
30	1.299	0.555	0.202
50	1.259	0.555	0.202
60	1.253	0.555	0.202
70	1.242	0.555	0.202
80	1.236	0.555	0.201
90	1.223	0.554	0.201
100	1.218	0.554	0.200
120	1.203	0.553	0.200
140	1.189	0.553	0.200
150	1.180	0.552	0.200
160	1.175	0.551	0.200
180	1.163	0.551	0.200
200	1.150	0.550	0.200
230	1.129	0.548	0.200
250		0.546	0.200
280		0.544	0.199
300		0.542	0.199
330		0.539	0.199
350		0.538	0.198
380		0.535	0.198
400		0.533	0.198

ตารางที่ 4.3 การเปลี่ยนแปลงแมกนิจูดของแรงดันดีโอดูเลทเลทเอาท์พุท (V_d) ด้วยความเร็วของทรานส์ดีวเซอร์ : 8 ซีเฟือง, 10 ซีเฟือง และ 16 ซีเฟือง ขนาดของขดลวด L_1 และ L_2 เท่ากัน

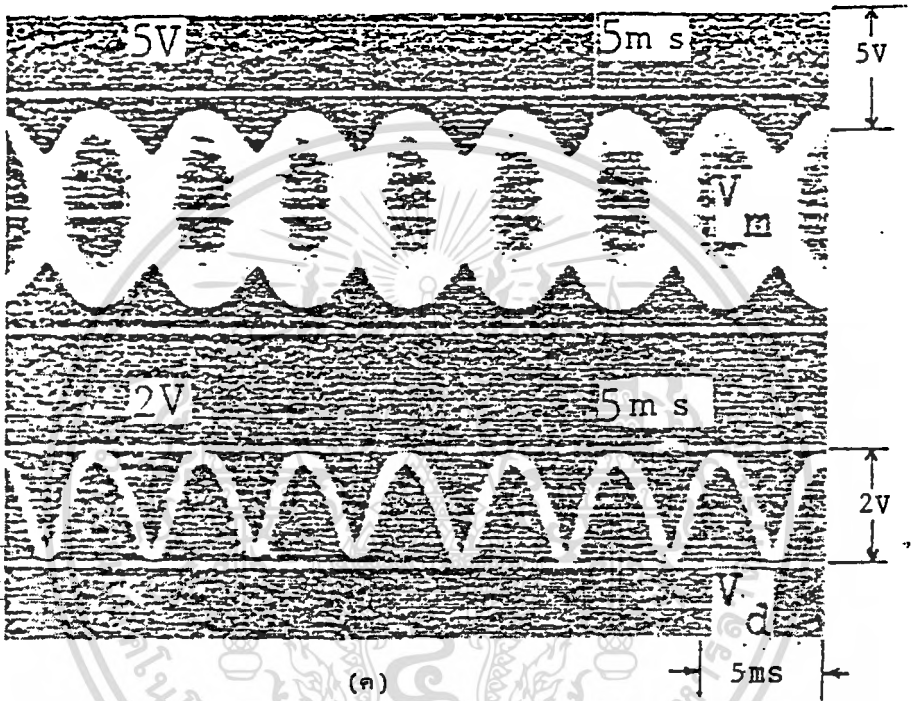


รูปที่ 4.9 กราฟการเปลี่ยนแปลงแรงดันเอาต์พุตต่อความถี่ของเอาต์พุต



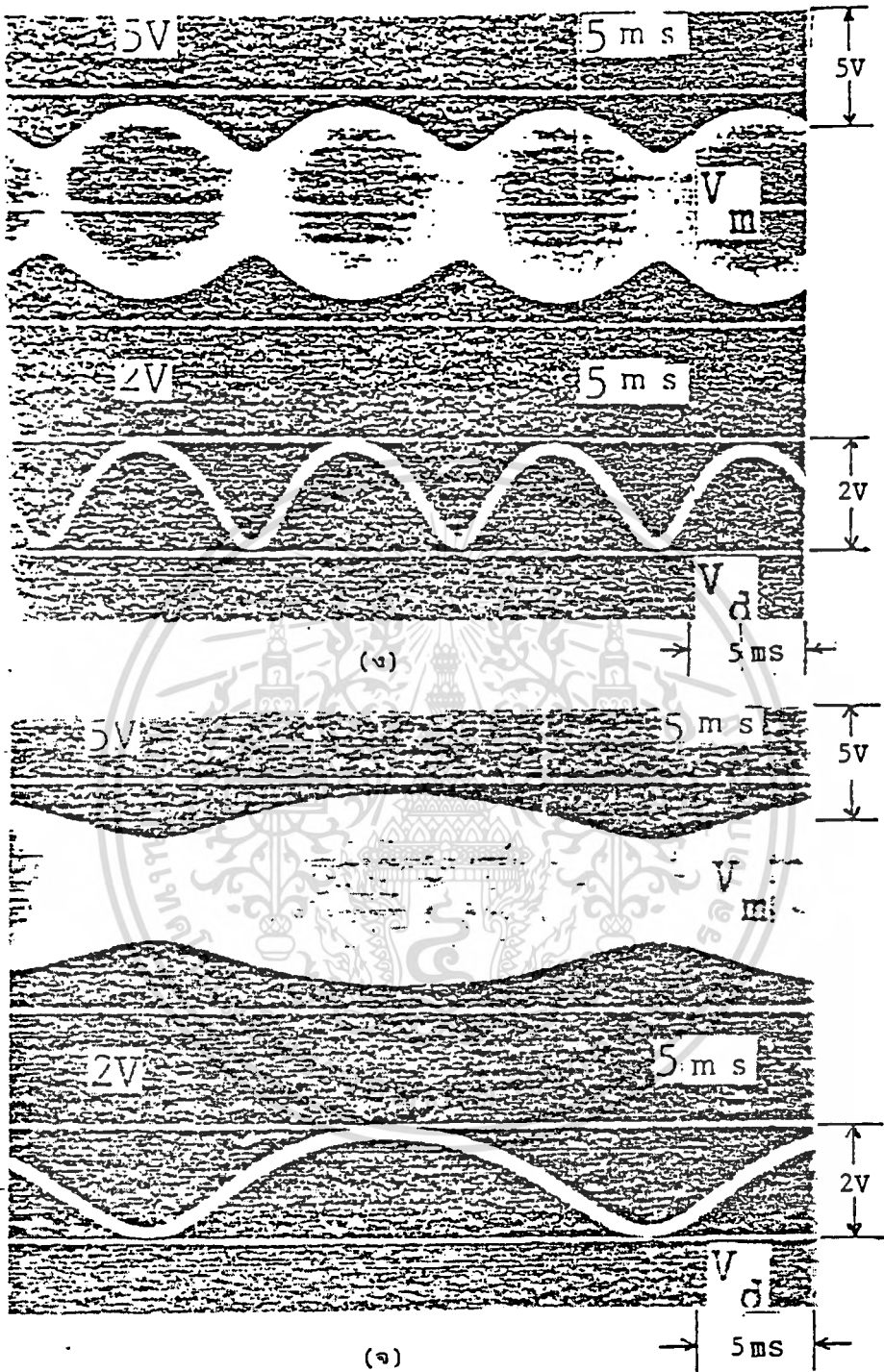
รูปที่ 4.10 แรงดันเอาท์พุทไมดูลเลท (V_m) กับแรงดันเอาท์พุทไดไมดูลเลท (V_d)

- | | | |
|----|------------------------|-----------------|
| ก) | 400 Hz (2400 รอบ/นาที) | $0.533 V_{rms}$ |
| ข) | 300 Hz (1800 รอบ/นาที) | $0.542 V_{rms}$ |



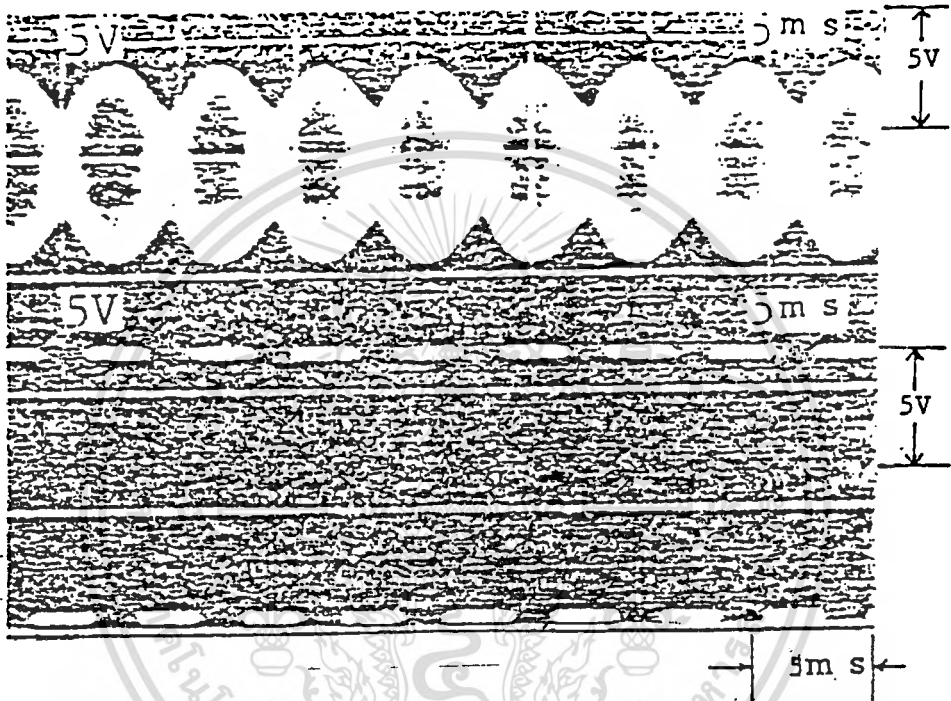
รูปที่ 4.10 แรงดันเอาต์พุตโมดูล (V_m) และแรงดันเอาต์พุตโมดูล (V_d)

ค) 200 Hz (1200 รอบ/นาที) 0.550 V_{rms}



รูปที่ 4.10 แรงดันเอาต์พุตไมดูลเลท (V_m) และแรงดันเอาต์พุตคิไมดูลเลท (V_d)

- ง) 100 Hz (600 รอบ/นาที) 0.554 V_{rms}
- จ) 40 Hz (240 รอบ/นาที) 0.555 V_{rms}



รูปที่ 4.11 แรงดันเอาต์พุตโมดูลเลข (V_m) และแรงดันเอาต์พุต (V_o) ที่ความ
เร็วรอบ 1200 รอบ/นาที ของจานอลูมิเนียม 10 ซีพียู

บทที่ 5.

ระบบการควบคุมความเร็วของมอเตอร์แบบเฟสล็อกคูล

(Phase-locked Loop DC Motor Speed Control)

5.1 บทนำ (Introduction)

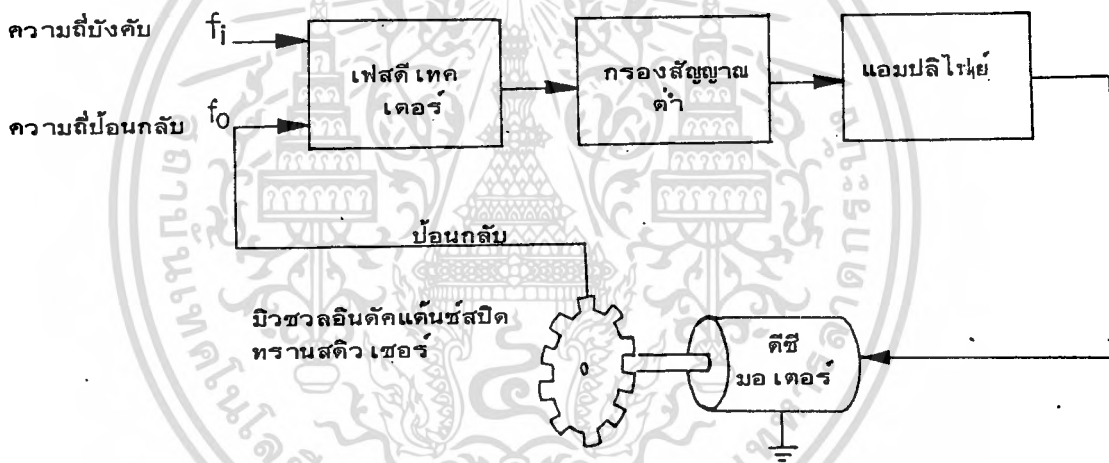
การใช้งานในระบบควบคุม และในงานอุตสาหกรรมของเฟสล็อกคูลในคอนระยะต้น ๆ จะใช้ชิ้นส่วนที่แยกประกอบ [14] ในการออกแบบระบบต่าง ๆ ดังนั้นคุณสมบัติการทำงานของระบบ เหล่านั้นจะถูกจำกัด และขึ้นอยู่กับราคาของวงจรรีเล็คทรอนิกส์ที่จะต้องแยกประกอบอย่างยุ่งยาก ต่อ มาเฟสล็อกคูลสามารถประกอบได้ เป็นชิพของวงจรรวม ไอซี และราคาก็ถูกลง ซึ่งทำให้เป็นการประหยัด อย่างพอเพียงที่จะนำไปประยุกต์ใช้ควบคุมความเร็วของมอเตอร์ เมื่อเร็ว ๆ นี้ Moore [15] ได้ แนะนำถึงพื้นฐานการนำเอาวงจรรีเล็คทรอนิกส์เฟสล็อกคูลใช้ควบคุมดีซีมอเตอร์ การควบคุมความเร็วของ มอเตอร์แบบ เฟสล็อกคูล ความแม่นยำของระบบขึ้นอยู่กับความถี่ของคริสตัลลอออสซิลเลเตอร์ และคุณภาพ ของดีจิจิตอลทาคไมเตอร์ ซึ่ง เป็นส่วนบ่อนกลับของลูป

ในงานวิจัยนี้ ผู้เขียนได้พัฒนาดีจิจิตอลทาคไมเตอร์แบบมีซวาลอินตักแต้นซ์ขึ้นเอง เพื่อ ทดสอบใช้ในระบบควบคุมความเร็วของมอเตอร์แบบ เฟสล็อกคูล เพื่อเป็นการประหยัดที่จะต้องสั่งซื้อ ดีจิจิตอลทาคไมเตอร์จากต่างประเทศ ซึ่งต้องใช้เวลารอคอยนาน เป็นแรมปี และราคาตัวหนึ่งประมาณ 5,000 บาท ส่วนดีจิจิตอลทาคไมเตอร์แบบมีซวาลอินตักแต้นซ์ ที่ผู้เขียนพัฒนาขึ้นเองนี้ราคาประมาณ 50 บาท ซึ่งสามารถสร้างขึ้นเองได้ง่ายด้วยวัสดุที่หาได้ทั่ว ๆ ไป เมื่อนำมาทดสอบใช้ในระบบควบ- คุมความเร็วของมอเตอร์แบบ เฟสล็อกคูลแล้ว ก็สามารถทำงานได้ดีให้ความเที่ยงตรงได้ถึง $\pm 0.13\%$ ที่ความเร็ว 4500 รอบ/นาที แม้ว่าความละเอียดในการวัดจะค่อนข้างต่ำ เนื่องจาก เป็นการเริ่มต้นของ การพัฒนา ถ้าเราเพิ่มจำนวนซีเฟืองของจานอสมิเนียม ก็จะทำให้เกิดความละเอียดในการวัดดีขึ้น

5.2 ทฤษฎีของระบบควบคุมความเร็วของมอเตอร์แบบเฟสล็อกคูล (Theory of Phase-locked Loop DC. Motor Speed Control)

ระบบควบคุมความเร็วของมอเตอร์แบบ เฟสล็อกคูล มีคุณสมบัติการเร็คกูเลทความเร็ว เนื้อแบบอื่น เนื่องจากเมื่อระบบอยู่ที่ภาวะเฟสล็อก ความถี่ของสัญญาณอ้างอิงจะเท่ากับสัญญาณอื่น-

กลับ ถ้าความถี่ของสัญญาณบังคับมีค่าคงที่ระบบก็จะมี ความเร็วของมอเตอร์คงที่ด้วย และสัญญาณย้อนกลับได้จาก เครื่องวัดความเร็วรอบของมอเตอร์แบบมิวฮาลอินคแตนซ์ เป็นดิจิตอลหาโคมิเตอร์แบบหนึ่ง ระบบพื้นฐานการควบคุมของมอเตอร์แบบ เฟสล็อกคูลด้วยสัญญาณย้อนกลับจากมิวฮาลอินคแตนซ์ สปีดทรานสดิวเซอร์ ดังรูปที่ 5.1 ดีไซน์มอเตอร์มีจ่านอลูมิเนียมของเครื่องวัดความเร็วรอบแบบมิวฮาลอินคแตนซ์เป็น 10 ซึ่งเฟือง ดิตบนแกนมอเตอร์ ซึ่งจะให้ความถี่เอาท์พุทเป็นสัดส่วน กับความเร็วเชิงมุมของมอเตอร์ ดังนั้นความถี่ $f_0 = (n \cdot \omega_m) / 60$ เมื่อ n เป็นจำนวนซี่เฟืองของจ่านอลูมิเนียม และ ω_m เป็นความเร็วรอบของมอเตอร์



รูปที่ 5.1 ระบบพื้นฐานการควบคุมความเร็วของมอเตอร์แบบ เฟสล็อกคูล

พิจารณาบล็อกไดอะแกรมทรานเฟอร์ฟังก์ชันของเฟสล็อกคูล ดังรูปที่ 5.2 เฟสดีเทคเตอร์ทำหน้าที่วัดความแตกต่างของเฟสระหว่างแรงดันอินพุท $V_i(t)$ กับแรงดันเอาท์พุท $V_0(t)$ ได้แรงดัน - ดีเทคเตอร์ เป็น

$$V_d(t) = K_d [\theta_i(t) - \theta_0(t)] \dots\dots\dots (5.1)$$

เมื่อ $\theta_i(t)$ คือเฟสชั่วขณะ (Instantaneous Phase) ของ $V_i(t)$ $\theta_0(t)$ คือเฟสชั่วขณะของ $V_0(t)$ และ K_d คือค่าความไวของวงจรเปรียบเทียบเฟส เท่ากับ $\frac{K_m V_i V_0}{2}$ (โวลต์/เรเดียน) แรงดันแตกต่าง (Error Voltage) นี้จะผ่านวงจรกรองสัญญาณต่ำ (Low pass Filter) เพื่อตัดทอนสัญญาณรบกวน และส่วนของความถี่สูงที่ไม่พึงประสงค์ แรงดันที่ได้จากวงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำ $V_f(t)$ จะไปยังคัมโวลต์เด็จคอนโทรลลออสซิลเลเตอร์ (VCO) และแปลงความถี่ของ VCO ไปในทิศทาง เพื่อลดความแตกต่างของเฟส (Phase Error) มีค่าน้อยที่สุด การเปลี่ยนแปลงของเอาท์พุท VCO จะสัมพันธ์กับอินพุทของ $V_f(t)$ ด้วยสมการเชิงเส้น

$$\Delta\omega_0(t) = K_0 V_f(t) \dots\dots\dots (5.2)$$

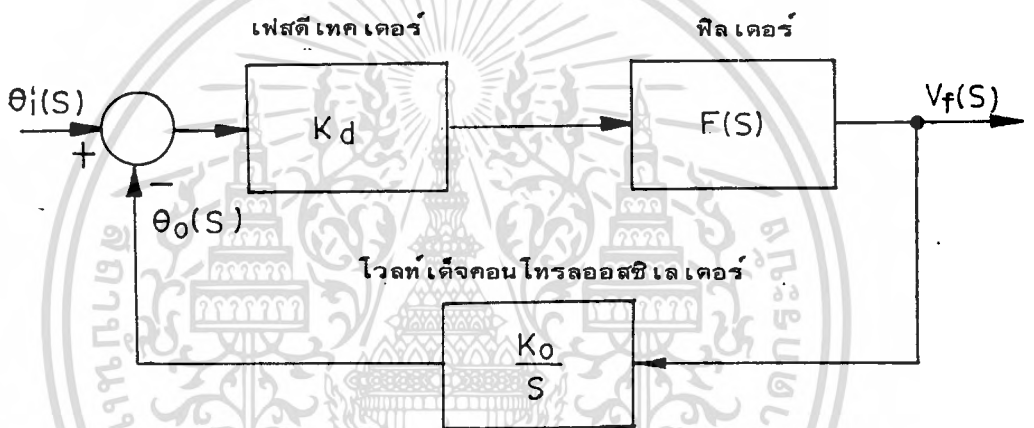
เนื่องจากความถี่เท่ากับดิริเวทิฟ (Derivative) เฟส ในสมการ 4.2 ถ้าอินทิเกรตจะได้

$$\theta_0(t) = \theta_0(0) + \int_0^t K_0 V_f(t) dt \dots\dots\dots (5.3)$$

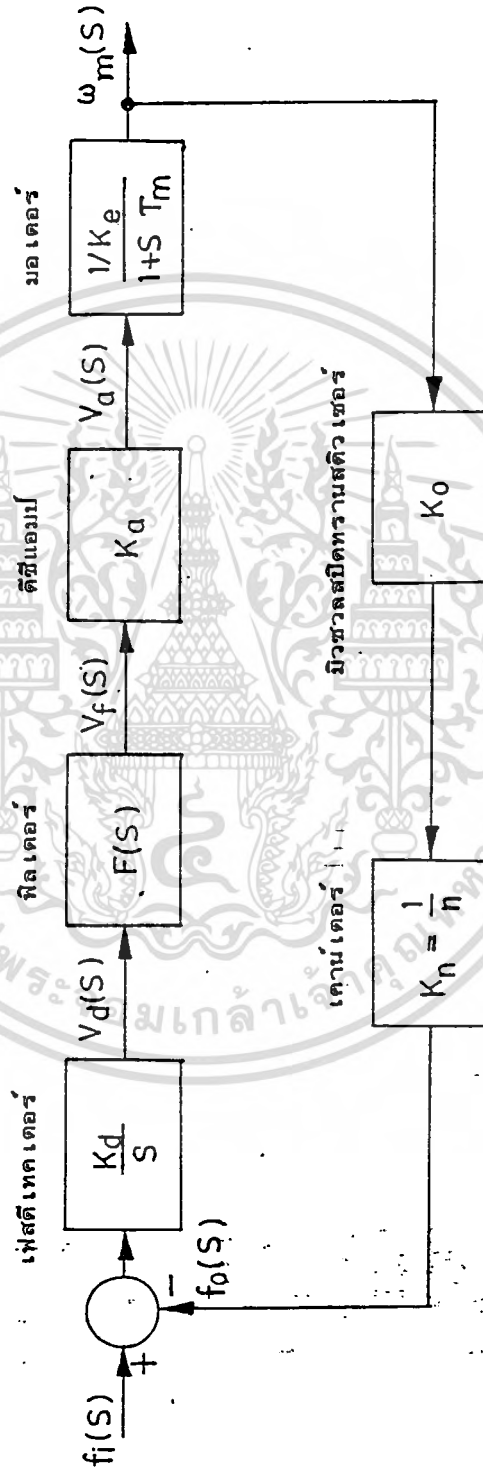
ลูฟจะล๊อคเมื่อความแตกต่างของแรงดัน (Error Voltage) เข้าสู่ภาวะคงที่ และความถี่ $V_0(t)$ จะเท่ากับ $V_i(t)$ อย่างแน่นอน

บล็อกไดอะแกรมของการควบคุมความเร็วมอเตอร์ในระบบนี้ ดังแสดงในรูปที่ 5.3

โวลต์เด็จคอนโทรลลออสซิลเลเตอร์ (VCO) แทนได้ด้วยมิวชวลอินดักแตนซ์สปีดทรานสดิวเซอร์ (Mutual Inductance Speed Transducer) และเอาท์พุทของมิวชวลอินดักแตนซ์สปีดทรานสดิวเซอร์เท่ากับการอินทิเกรตความเร็ว ซึ่งเทียบได้เท่ากับเฟสอินพุทอ้างอิงอยู่ในลักษณะรูปคลื่นสี่เหลี่ยมที่เป็นคาบ เวลาซึ่งจะมีความถี่เป็นสัดส่วนกับความเร็วที่ต้องการ



รูปที่ 5.2 บล็อกไดอะแกรมทรานสเฟอร์ฟังก์ชันของเฟสล็อกคูล



รูปที่ 5.3 มัลติโอดอะแทรมระบบการควบคุมความเร็วของมอเตอร์แบบ เฟสดีคัลฟ

ทรานสเฟอริงฟังก์ชันของรูปกำหนดได้โดย

$$\frac{\Theta_m(s)}{\Theta_i(s)} = \frac{N K' F(s)}{N S (1+s\tau_m) + K' K_0 F(s)} \dots\dots\dots (5.4)$$

หรือ

$$\frac{\omega_m(s)}{\omega_i(s)} = \frac{N K' F(s)}{N S (1+s\tau_m) + K' K_0 F(s)} \dots\dots\dots (5.5)$$

เมื่อ $K' = K_d K_a K_m =$ อัตราขยายสัญญาณส่วนหน้า

$N =$ เกาเตอร์มอดูโล

$K = K K_0 K_n =$ อัตราขยายรูป

เราจะเห็นได้ว่า คุณสมบัติการทำงานของรูปจะขึ้นอยู่กับทรานสเฟอริงฟังก์ชันของฟิลเตอร์ $F(s)$ เป็นสำคัญ ดังนั้นเราอาจใช้วิธีการต่าง ๆ ของการออกแบบระบบควบคุม เช่น วิธีของรูทโลกัส ไรต์-พอลท นีโคลซาร์ท หรือเทคนิคของระบบควบคุมลิเนียร์อื่น ๆ เพื่อให้แน่ใจว่ารูปนี้มีเสถียรภาพ

5.3 การพิจารณาออกแบบของระบบ (System Design Considerations)

ในการออกแบบสร้างเฟสล็อคลูปควบคุมความเร็วของมอเตอร์ให้ได้ผลดี คือ การออกแบบตัวเซ็นเซอร์ความเร็ว เพื่อการป้อนกลับ เป็นมิวชวลอินคัตแดนซ์สปีดทรานสดิวเซอร์ จะให้เอาท์พุท เช่นเดียวกับการใช้สปีด เอ็นโคดเดอร์ แต่มีข้อดีกว่าดังได้กล่าวมาแล้ว ดังนั้นเอาท์พุทจะเป็นพัลส์ในลักษณะเป็นคาบ เวลาที่สัมพันธ์กับความเร็วโดยเป็นสัดส่วนกัน มิวชวลอินคัตแดนซ์สปีดทรานสดิวเซอร์ ออกแบบโดยมีแผ่นจานซีเฟืองอลูมิเนียมติดบนเพลลาของมอเตอร์ จานมี 10 ซีเฟือง ดังนั้นมิวชวลอินคัตแดนซ์สปีดทรานสดิวเซอร์จะทำให้เกิด 10 พัลส์/รอบ เปลี่ยนแปลงเป็น $10/2\pi=1.59$ พัลส์/เรเดียน

เมื่อความเร็วของมอเตอร์ $= \omega_m$ (เรเดียน/วินาที)

เอาท์พุทพัลส์ของมิวชวลอินคัตแดนซ์สปีดทรานสดิวเซอร์ $= 1.59 \omega_m$ (พัลส์/วินาที)

ความถี่ป้อนกลับ $f_0 = \frac{1.59 \omega_m}{N}$ (พัลส์/วินาที) $\dots\dots\dots (5.6)$

พิจารณาความเร็วของมอเตอร์ในรูปของ รอบ/นาที

$$\omega_m = \frac{N}{1.59} \cdot f_0 \frac{60}{2\pi} \quad (\text{รอบ/นาที})$$

$$\omega_m = 6 N f_0 \quad (\text{รอบ/นาที}) \quad \dots\dots\dots (5.7)$$

ถ้ากำหนดความถี่บังคับ $f_i = 250 \text{ Hz}$ เราสามารถปรับความเร็วของมอเตอร์ในย่านความเร็ว
 ดังนี้ เมื่อภาวะเฟสล็อก $f_i = f_0$ ได้

เมื่อ $N = 2, \omega_m = 3,000 \text{ (รอบ/นาที)}$

$N = 3, \omega_m = 4,500 \text{ (รอบ/นาที)}$

วงจรควบคุมใช้ เฟสดีเท็คเตอร์ MC4044 วงจรนี้สามารถนำไปใช้ควบคุมมอเตอร์ขนาดใดก็ได้
 ซึ่งจะแตกต่างกันก็เฉพาะขนาดของดีซีแอมป์เท่านั้น ในที่นี้มอเตอร์ที่ใช้สำหรับการทดลอง เป็นดีซี-
 เซอร์โวมอเตอร์ รุ่น M603T แบบ 001 มีขนาด 35 วัตต์ (ดูรายละเอียดภาคผนวก ข.)

ทรานสเฟอร์ฟังก์ชันของวงจรกรองสัญญาณต่ำ (low-pass filter) แบบแอคทีฟ

$$F(s) = \frac{T_2 s + 1}{T_1 s} \quad \text{เมื่อ } T_1 = R_1 C, T_2 = R_2 C \quad \text{ดังนั้น}$$

$$F(s) = \frac{R_2 C s + 1}{R_1 C s} = \frac{R_2}{R_1} + \frac{1}{R_1 C s} \quad \dots\dots\dots (5.8)$$

จากสมการที่ (5.8) พิจารณาได้เป็นอินทิเกรเตอร์กับความต้านทานป้อนกลับ ซึ่งเป็นคุณสมบัติของ
 วงจรกรองสัญญาณต่ำ แต่แสดงถึงการลดทอนคงที่ของ R_2/R_1 ต่อความถี่สูงกว่า passband ซึ่งใช้
 เป็นการกรองความถี่สูง ๆ ได้อย่างมีประสิทธิภาพ ในเมื่อ R_2 จะต้องมีค่าน้อยกว่า R_1 โดอะแกรม
 ของวงจรที่สมบูรณ์ สำหรับการสร้างฮาร์ดแวร์ของระบบจะให้ผลดี เมื่ออัตราส่วน $R_2/R_1 = \frac{1}{10}$,

$$\frac{1}{R_2 C} = 4 \quad \text{แทนที่แอคทีฟฟิลเตอร์ และค่า} \quad \frac{1}{(R_1/10)C} = 4 \quad \text{หรือ} \quad \frac{1}{R_1 C} = 0.4 \quad \text{ดังนั้น}$$

ทรานสเฟอร์ฟังก์ชันของแอคทีฟฟิลเตอร์

$$F(s) = \frac{1+s/4}{s/0.4} \dots\dots\dots(5.9)$$

เมื่อ $C = 50 \mu F$, $R_1 = 50 K\Omega$, $R_2 = 5 K\Omega$

รายละเอียดของ Specification ที่ใช้ในการออกแบบวงจร จากตัวตัดซี-

เซอร์ไวโมเตอร์

$$K_e = 0.047 \text{ V/rad/sec}$$

$$\tau_m = 18 \text{ mSec}$$

จากรูปที่ 5.3 เราสามารถหาทรานสเฟอร์ฟังก์ชันได้เป็น ;

$$GH = \frac{K_d K_a K_0 K_n}{K_e} \frac{F(s)}{s(1+s\tau_m)} \dots\dots\dots(5.10)$$

$$GH = 0.4K \frac{(1+0.25s)}{s^2(1+0.018s)} \dots\dots\dots(5.11)$$

เมื่อ $K = \frac{K_d K_a K_0 K_n}{K_e}$

และ $F(s) = \frac{(1+s/4)}{s/0.4}$

จากสมการ (5.11) เราสามารถหาสมการคุณสมบัติของระบบได้เป็น

$$1+GH = s^3 + 55.55s^2 + 5.55Ks + 22.22K = 0 \dots\dots\dots(5.12)$$

เราสามารถจะเขียนรูปของทางเดินโลกัสได้จากสมการ (5.11) และ (5.12) ลงบน S-plane ดังแสดงในรูปที่ 5.4

บนเส้นทางเดินโลกซ์ของรูปที่ 5.4 แสดงให้เห็นว่าคอมเพล็กซ์โพลจะเคลื่อนที่เข้าหาเส้นแอสซิมโทค (asymptote) เมื่ออัตราขยายลูป (K) เพิ่มขึ้น นั่นคือ เส้นทางเดินโลกซ์จะเดินไปทางซ้ายมือของ s-plane

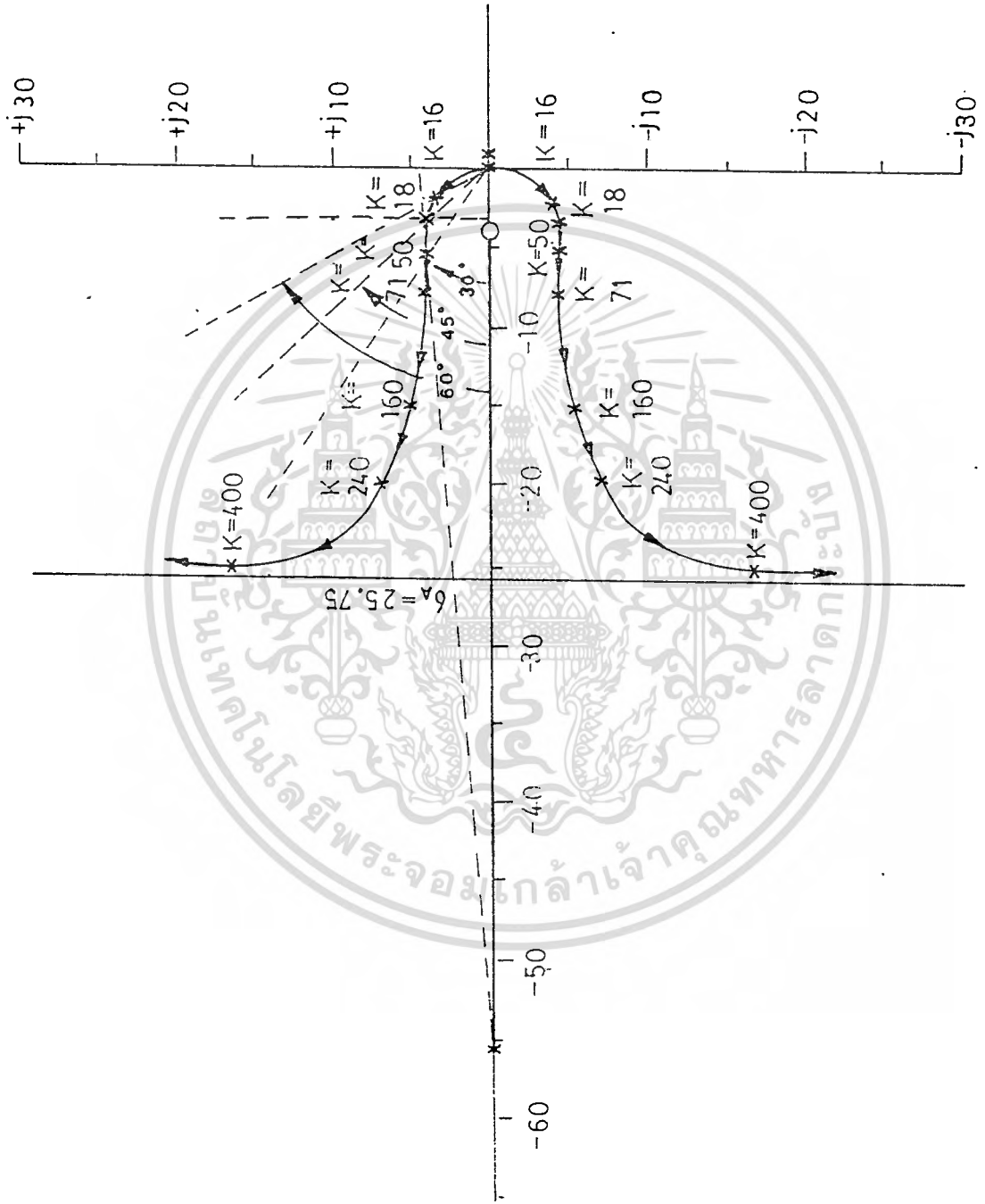
ดังนั้นเราสามารถปรับค่าอัตราขยายลูป (K) เพื่อให้ได้ผลตอบสนองของระบบที่มีการแดมป์ที่เหมาะสมได้ โดยกำหนดให้ค่าอัตราการแดมป์ (ζ) เท่ากับ 0.7 ซึ่งระบบจะมีผลตอบสนองเป็นลักษณะอันเดอร์แดมป์ (under damped) จากสูตร $\theta = \cos^{-1}\zeta$ เราจะหาค่า $\theta = \cos^{-1}0.7 = 45^\circ$ ดังนั้นเราจึงสามารถหาค่าอัตราขยายลูป (K) ของระบบได้เท่ากับ 18 ดังแสดงในรูปที่ 5.4 จากนั้นเราก็สามารถกำหนดค่าอัตราขยายโวลต์เค็จ (K_a) ของภาคขับเคลื่อนเค็จได้ดังนี้

$$K_a = \frac{18 \times K_e \times N}{K_d \times K_0} \dots\dots\dots (5.13)$$

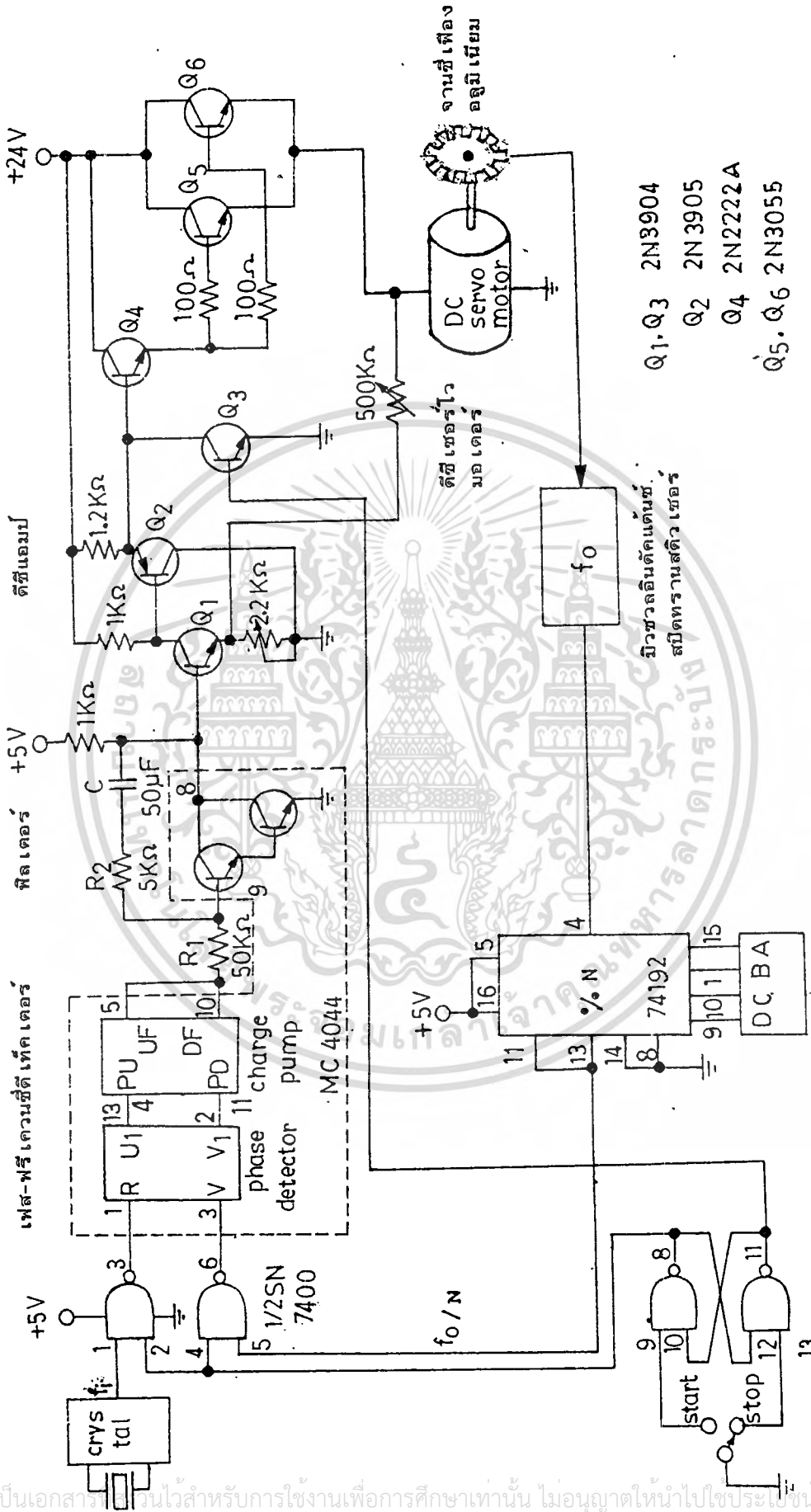
$$K_a = \frac{18 \times 0.047 \times 2}{0.119 \times 1.59} = 9 \dots\dots\dots (5.14)$$

- เมื่อ $K_d = 0.119 \text{ V/rad}$
- $K_e = 0.047 \text{ V/rad/sec}$
- $K_0 = 1.59 \text{ pulse/rad}$
- $K = 18$
- $N = 2$

ดังนั้นถ้าเราปรับให้อัตราขยายโวลต์เค็จ (K_a) ของภาคขับเคลื่อนเค็จเท่ากับ 9 ก็จะทำให้อัตราขยายลูป (K) เท่ากับ 18 ซึ่งระบบก็จะให้ผลตอบสนองเป็นลักษณะอันเดอร์แดมป์ (under damped) ตามที่เราต้องการ



รูปที่ 5.4 S-plane แสดงเส้นทางเดินโพลัส เมื่ออัตราขยายรูป (K) เปลี่ยนแปลง

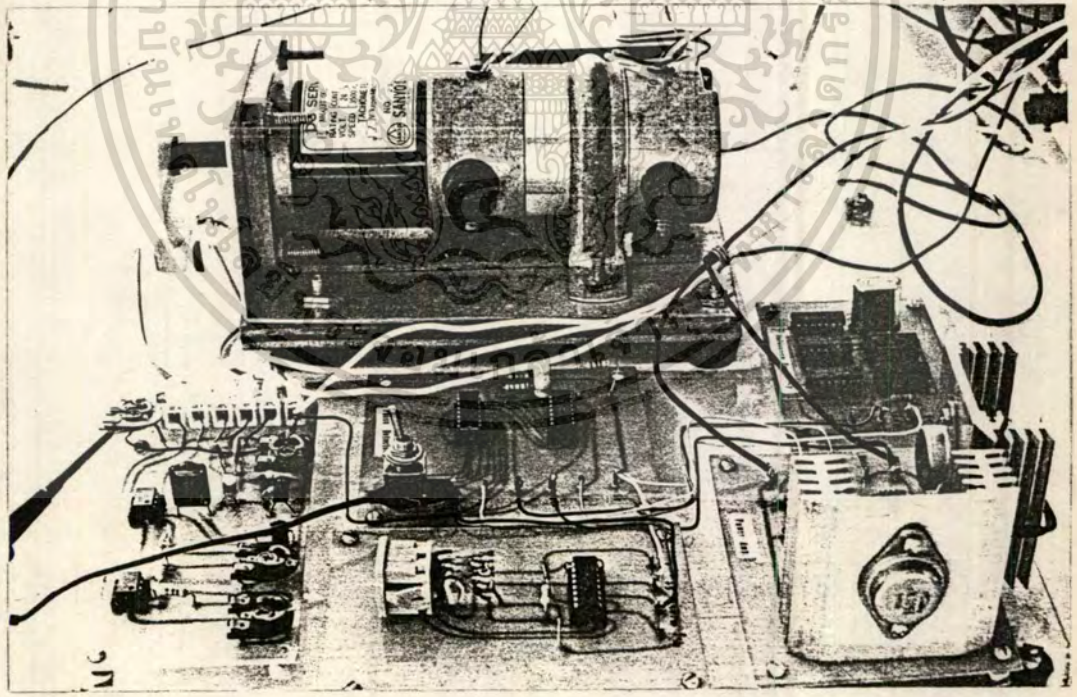
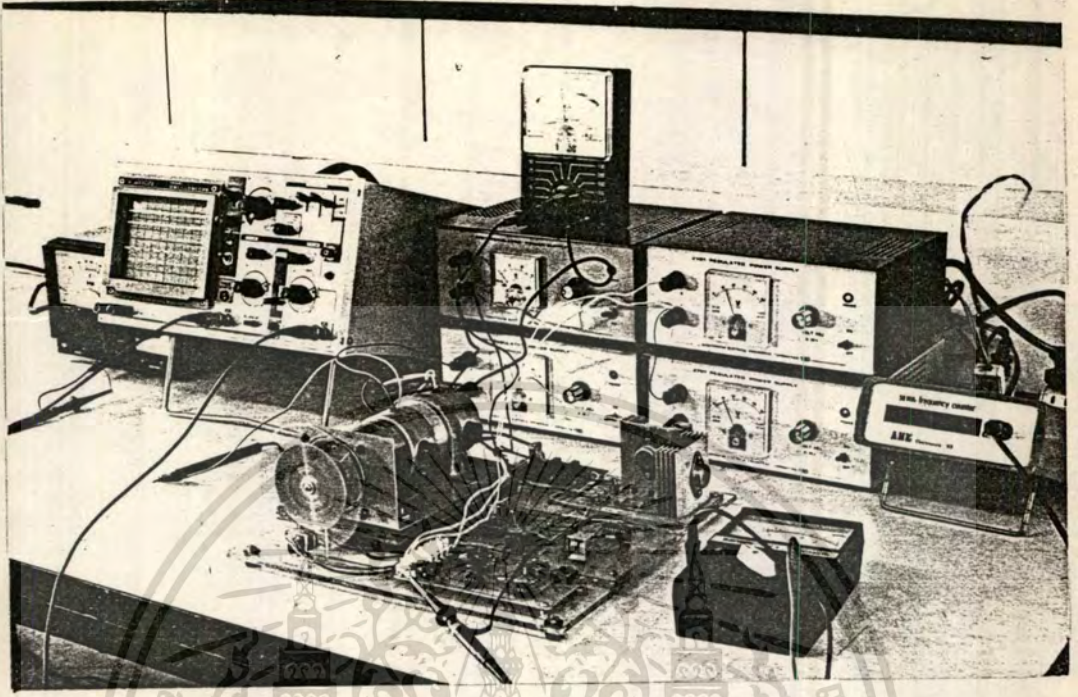


รูปที่ 5.5 วงจรระบบการควบคุมความเร็วของดีซีมอเตอร์แบบ เฟสล็อกคูล

มีส่วนป้อนกลับจากดิจิตอลทำไดมีเตอร์แบบมีวาลวอินดิคแตนต์

สวิตช์ควบคุม

โปรแกรมนำเข้า



รูปที่ 5.6 ชุดต้นแบบวงจรระบบการควบคุมความเร็วของดีซีมอเตอร์แบบ เฟสล็อคลูป
มีส่วนป้อนกลับจากดิจิตอลทาคาโอมิเตอร์แบบมีวาล์วอินตักแตนท์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่าจะในรูปแบบใดก็ตามโดยไม่ได้รับอนุญาตจากผู้นิพนธ์

5.4 ผลการทดลอง (Experimental Results)

ผลการทดลองของระบบควบคุมความเร็วของดีซีมอเตอร์ แบบเฟสลอคลูป ซึ่งมีส่วนป้อนกลับ ดิจิตอลทาคอไมเตอร์เป็นแบบมีขั้วอินพุตคั่นขั้นสปีดทรานสดิวเซอร์ได้ผล ดังนี้

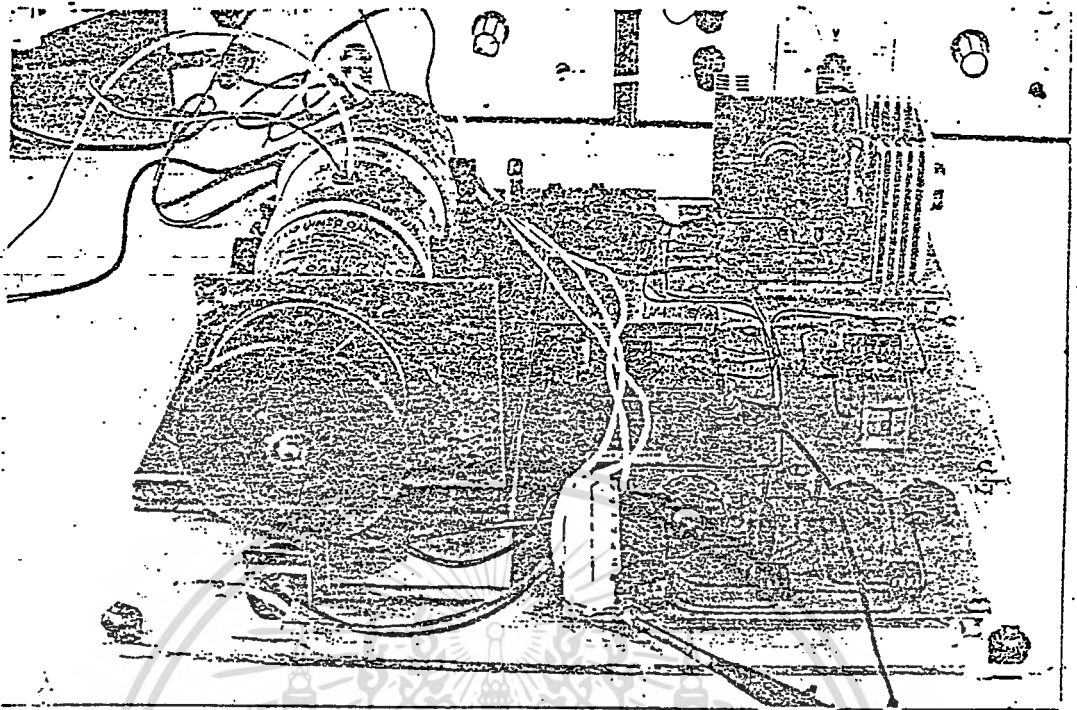
5.4.1 ทดสอบภาวะลอคของระบบ

เมื่อกำหนดให้ความถี่อินพุตของระบบ $f_i = 250$ Hz ขณะที่โปรแกรมเคอร์เตอร์ตั้งไว้ที่ $N = 2$ ถ้าอัตราขยายคิซีโวลต์แดงของภาคเพาเวอร์เอ๊าท์พุท (K_a) เท่ากับ 9 ซึ่งก็จะได้อัตราขยายของลูฟเท่ากับ 18 และความเร็วรอบของมอเตอร์ รอบ/นาทีคำนวณได้เป็น

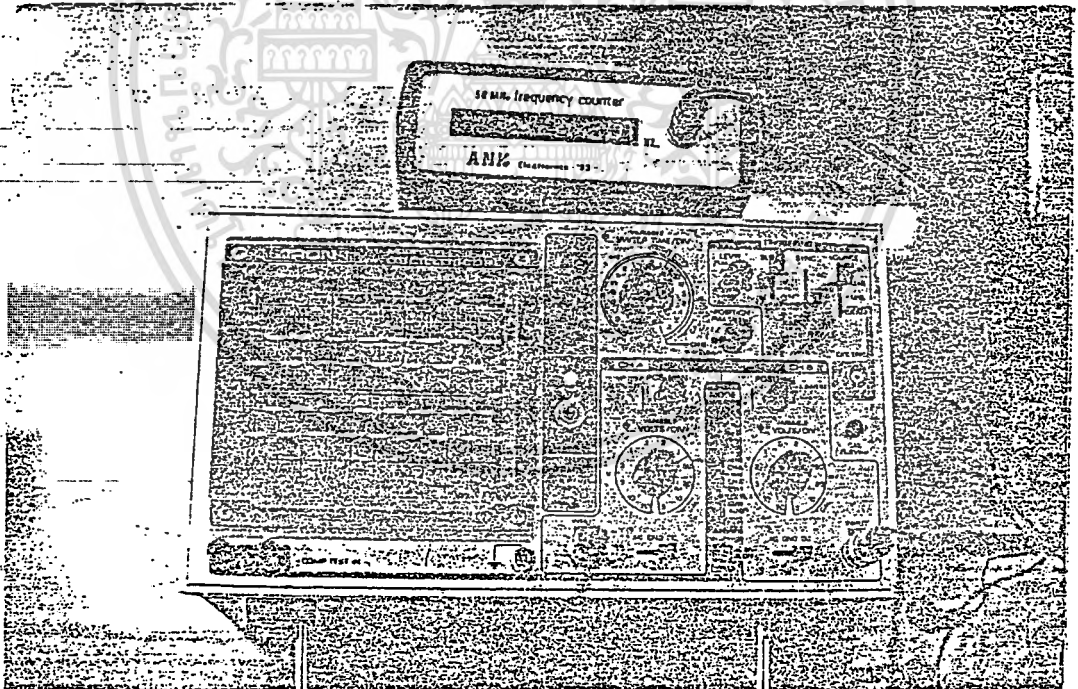
$$\omega_m = f_0 \times 6 \times N = 250 \times 6 \times 2 = 3000 \text{ รอบ/นาที}$$

เมื่อ $f_0 =$ ความถี่ป้อนกลับที่ได้จากดิจิตอลทาคอไมเตอร์แบบมีขั้วอินพุตคั่นขั้น และ $N = 2$

ดังนั้นที่สภาวะลอค (steady state condition) มอเตอร์จะหมุนด้วยความเร็วคงที่ 3000 รอบต่อนาที และดิจิตอลทาคอไมเตอร์ที่เป็นแบบมีขั้วอินพุตคั่นขั้นสปีดทรานสดิวเซอร์ อยู่ใน ส่วนป้อนกลับของลูฟจะสร้างสัญญาณเอ๊าท์พุทที่มีความถี่เท่ากับ 500 Hz และหารด้วยจำนวนของโปรแกรมเคอร์เตอร์ที่ตั้งไว้ $N = 2$ ดังนั้นความถี่ป้อนกลับ (f_0) จะเท่ากับ 250 Hz ซึ่งเราสามารถตรวจสอบได้ โดยใช้ออสซิลอสโคปวัดความถี่ของสัญญาณ f_0 ซึ่งจะได้ลูกคลื่นพัลส์ที่มีความยาวเท่ากับ 4 ms. ซึ่งแสดงว่าการทำงานของลูฟอยู่ที่ภาวะลอค คือ $f_i = f_0$ เท่ากับ 250 Hz ดังแสดงในรูปที่ 5.7 (หรืออาจจะตรวจสอบความเร็วรอบของมอเตอร์ว่าอยู่ที่ 3000 รอบต่อนาที หรือไม่พร้อมกันไปด้วยก็ได้)

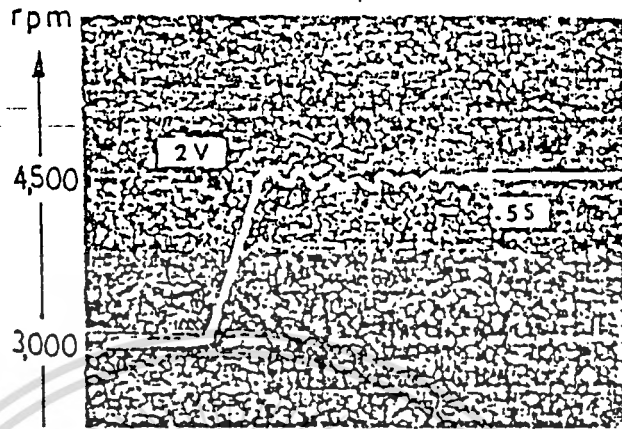


(ก)

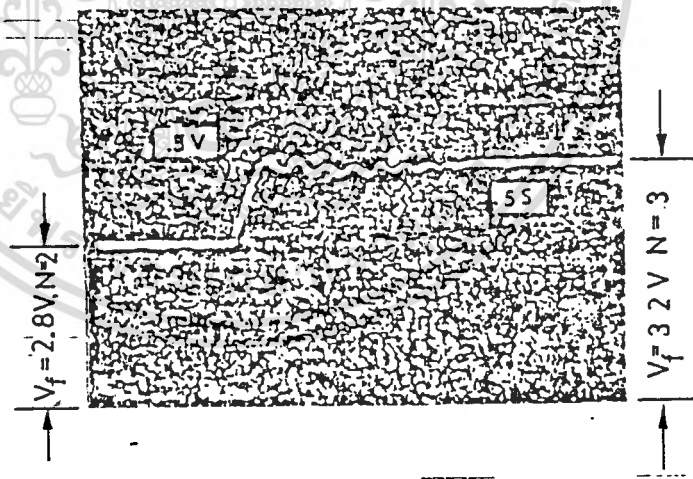


(ข)

- รูปที่ 5.7 แสดงการทดสอบภาวะ เฟสล็อก เมื่อป้อนความถี่อินพุทของระบบ $f_1 = 250$ Hz
- ก) ขณะที่โปรแกรม เคอร์เซอร์อยู่ที่ $N=2$
 - ข) การทำงานของลูฟอย์ในภาวะ เฟสล็อก $f_1 = f_0$ เท่ากับ 250 Hz



รูปที่ 5.8 ผลตอบสนองของความเร็วของมอเตอร์ เมื่อ N เปลี่ยนค่าจาก 2 ไป เป็น 3 เวลาถือเท่ากับ 2 วินาที



รูปที่ 5.9 แสดงแรงดันเอาต์พุตของโลว์พาสฟิลเตอร์ เวลาแคพเจอร์เท่ากับ 0.4 วินาที

5.4.2 ทดสอบผลตอบสนองชั่วขณะของลูป

เมื่อความถี่อินพุทของระบบ $f_i = 250$ Hz คงเดิม การทดสอบผลตอบสนองชั่วขณะ (transient response) ของลูปกระทำได้ โดยให้โปรแกรมเคอร์เวเตอร์เปลี่ยนสแต็ปจาก 2 ไปยัง 3 เพื่อดูผลตอบสนองความเร็วของมอเตอร์ ซึ่งมอเตอร์จะเปลี่ยนความเร็วจาก 3000 รอบ/นาที ไปเป็นความเร็ว 4500 รอบ/นาที หรือผลตอบสนองชั่วขณะของลูป เมื่อความถี่เอาต์พุทของดิจิตอลโคมิเตอร์แบบมีวาล์วอินดักต์ดันซ์สปีดทรานสดิวเซอร์ จะแปรจาก 500 Hz ไปเป็น 750 Hz เราสามารถตรวจสอบผลตอบสนองดังกล่าวได้ โดยใช้สตอร์เรทออสซิลอสโคปวัดดูการเปลี่ยนแปลงที่เอาต์พุทของดิจิตอลโคมิเตอร์ ซึ่งประกอบอยู่กับแกนหมุนเดียวกับมอเตอร์ ได้ดังรูปที่ 5.8 ซึ่งจะเห็นได้ว่าเกิดโอเวอร์ชูทในลักษณะ under damped และสามารถล๊อคได้กับความถี่อินพุท (f_i) ใช้เวลาเพียง 2 วินาที นั่นคือ lock-up time เท่ากับ 2 วินาที ส่วนรูปที่ 5.9 แสดงถึงเอาต์พุทโวลต์เตจของลูปฟิลเตอร์ ซึ่งมีความสัมพันธ์โดยตรงกับความเร็วของมอเตอร์ จะเห็นได้ว่ามี capture time เท่ากับ 0.4 วินาที

บทที่ 6

สรุปและวิจารณ์

(Conclusion and Discussion)

การใช้มิวซอลอินตักแดนซ์สปิดทรานสตีว เซอร์เป็นส่วนวัดความเร็ว และป้อนกลับในรูปของการควบคุมความเร็วของดีซีมอเตอร์แบบเฟสลอคจากผลการทดลอง มอเตอร์มีความเร็วที่เที่ยงตรง และมีการเร่คกูเลทได้ดี การทำงานของลูฟมอเตอร์มีช่วงความเร็วต่ำสุดจาก 1500 รอบต่อนาที ถึง 4500 รอบต่อนาที เมื่อใช้แผ่นจานของมิวซอลอินตักแดนซ์สปิดทรานสตีว เซอร์ มีจำนวนซี่เฟืองเท่ากับ 10 ซี่ ขณะที่มอเตอร์ทำงานที่ 1500 รอบต่อนาที ความเร็วของมอเตอร์มีความเที่ยงตรงประมาณ ± 0.4 % และขณะที่มอเตอร์วิ่งด้วยความเร็ว 4500 รอบต่อนาที จะมีความเที่ยงตรงประมาณ ± 0.13 % นับว่าอยู่ในกำหนดที่ยอมรับได้

มิวซอลอินตักแดนซ์สปิดทรานสตีว เซอร์ แม้ว่าจะมีความไวสูงช่วยแก้ปัญหาเกี่ยวกับการรบกวน เนื่องจากคาร์สันสะท้อน การหมุนสาย หรือแกว่งของแผ่นจาน แต่ในสถานะภาพที่เป็นอยู่ (ขนาดของคอยล์อากาศที่ใช้ยูนับได้ว่าความละเอียดสูงที่สุดแล้ว) แผ่นจานมีซี่เฟืองเพียง 10 ซี่ จึงเห็นได้ว่าจะมีความละเอียด (resolution) ค่อนข้างต่ำ ถ้าหากเราเพิ่มความละเอียดให้สูงขึ้น โดยไม่ให้ความไวเปลี่ยนแปลง กระทำได้ด้วยการลดขนาดของคอยล์อากาศลง เพิ่มขนาดของแผ่นจานและจำนวนซี่ฟันให้มากขึ้น ก็จะทำให้มอเตอร์ทำงานที่ความเร็วต่ำลงได้ speed range กว้างขึ้น และมีความเที่ยงตรงดีขึ้นด้วย เช่น ถ้าเราให้แผ่นจานมีจำนวนซี่เฟืองเพิ่มขึ้นเป็นสองเท่า มอเตอร์ก็จะสามารถทำงานได้จากความเร็วต่ำสุด 750 รอบต่อนาที ถึง 4500 รอบต่อนาที และความเที่ยงตรงก็จะดีขึ้นด้วย

สำหรับการใช้งานของมิวซอลอินตักแดนซ์สปิดทรานสตีว เซอร์นี้ นอกจากจะใช้ได้กับระบบควบคุมความเร็วของดีซีมอเตอร์แบบเฟสลอคแล้ว ได้ดีตามผลการทดลองในบทที่ 5 แล้ว ยังสามารถใช้เป็นดิจิตอลสปิดทรานสตีว เซอร์ในระบบการวัด และควบคุมความเร็วแบบดิจิตอลต่าง ๆ ได้ด้วย เนื่องจากมิวซอลอินตักแดนซ์สปิดทรานสตีว เซอร์ได้รับการพัฒนาให้มีโครงสร้างที่ง่าย การรบกวนในระบบต่ำ

มีความไวสูง และข้อสำคัญไม่เป็นการไหลตต่อการหมุนของมอเตอร์ภายใต้การทดสอบ นอกจากนี้ยังสามารถปรับปรุงให้วัดความเร็วรอบในระยะทางไกลได้ด้วย



กิติกรรมประกาศ

ผู้แต่งและวิจัยขอขอบคุณ รศ.ดร.โยธิน เปรมปราณีรัตน์ อาจารย์ที่ปรึกษาได้ให้คำแนะนำจัดหาตำราเอกสารประกอบการวิจัย และช่วยแก้ปัญหาอุปสรรคต่าง ๆ ในการวิจัย จนประสบผลสำเร็จด้วยดี และ ขอขอบคุณ ดร.ตาเนียงล บริน ที่ได้ให้คำแนะนำด้านทฤษฎีในการวิจัยครั้งนี้ด้วย

อีกทั้งขอขอบคุณ คุณบุญช่วย เมืองศรี ที่ได้ช่วยพิมพ์วิทยานิพนธ์นี้ จนผลงานได้บรรลุวัตถุประสงค์



เอกสารอ้างอิง

1. STEPHENSION, J.M. : "New low noise tachogenerator", Proc. IEE; 116, (11), PP.1981-1983, 1969.
2. LAJOIE, P.A. : "The incremental, encoder an optoelectronic commutator", Proceedings of the 2nd annual symposium on incremental motion control systems and devices, University of Illinois, PP.61-63, 1973.
3. STREATFIELD, C.G. : "A digital tachometer using commercial counter", Int. J. Electr. Eng. Educ., PP.217-220, 1971.
4. OLIVER, F.J. : "Practical Instrumentation transducer" (Hayden) PP.101-102, 1971.
5. JANI, M.A., and AHMAD, W. : "A digital technique for the measurement of angular speed", IEEE Trans., IECI-23, PP.102-103, 1976.
6. PONSTINGL, J.C. : "Digital tachometer generator systems", Ibid., IGA-2, PP.65-76, 1966.
7. "Magnetic pickups (transducers) at work". Airpax Controls Division, Ft. Lauderdale, Florida, bulletin, PP.510-674
8. REHMAN, M. and MURIT, V.G. : "A New Capacitive speed transducer" J. Pyys. E : Sci. Instrum., Vol.13, PP.655-657, 1980.
9. PREMPRANEERACH, Y. et al, "New Inductive speed transducer" IEE Proc., Vol.129, Pt.D, No 1, PP.30-34, 1982.
10. SAWHENY, A.K. : "Electrical and Electronic Measurements and Instrumentation", PP.718-806 and PP.998, 1981.
11. PRIDHAM, GJ. (ENfield college of advanced Technology) : "Analysis of feedback oseillators", Electronic Engineering, PP.285-287, 1968.
12. VISKANTA, V.Z. : "A Study of Rotary Speed Measuring Techniques" ARMOUR RESEARCH FOUNDATION REPORT, Feb. 1960.

13. The Radio Amature's Hand Book PP.25-37, 1966.
14. GARDNER, F.M. : "Phase-lock Techniques" New York : John Wiley and Sons, Inc; 1966.
15. MOORE, A.W. : "Phase-locked loops for motor-speed Control" IEEE spectrum, Vol.10, PP.61-67, 1973.
16. NASH, G. : "Phase-locked loop design fundamentals" Appl. Note AN-535 Motorola Semiconductor Products Inc. Phoenix Ariz 1970.
17. DANA, F. GEIGER, : "Phase-lock loops for DC. Motor Speed Contorl" John Wiley and Son, 1981.
18. BOSE, K. and JENTZEN, J. : "Digital Speed Control of a DC. motor with phase-locked loop Regulation" IEEE Trans. Ind electron & Contr. instrum, Feb. 1978.
19. SINHA, N.K. and BAILEY, N.H. : "Speed control of a DC. servomotor using phase-locked loop" : Some test results of a Practical design IEEE Trans. Ind. electron & Contr. instrum, Feb. 1976.

ภาคผนวก

สัญลักษณ์

- A_i = current gain
- A_v = voltage gain
- C_d = capacitance of the detector
- d = diameter of the coil
- $F(s)$ = transfer function of low-pass filter circuit
- f_i = input frequency
- f_o = feed back frequency
- f_{tach} = frequency of the tachometer
- GH = loop of transfer function
- h = thick of the coil
- h_{fe} = common-emitter forward current transfer ratio with output short-circuited to a.c.
- h_{ie} = common-emitter input impedance with output short-circuited to a.c.
- h_{oe} = common-emitter output impedance with input open-circuited to a.c.
- h_{re} = common-emitter reverse voltage transfer ratio with input open circuited to a.c.
- I_p = signal current through L_1
- K = loop gain
- K = forward path gain
- K_a = amplifier gain
- K_d = phase detector gain
- K_e = motor back emf constant

- K_{max} = coupling coefficient when the tooth of the slotted disc is clear of the air-gap between the coils of the air core transformer
- K_n = division factor of divider in feedback loop
- K_{12} = coupling coefficient of air core transformer
- L_1 = self inductance of L_1
- L_2 = self inductance of L_2
- l = length of the coil
- m = modulation index
- M_{max} = mutual inductance when the tooth of the slotted disc is clear of the air-gap between the coils of the air core transformer
- M_{12} = mutual inductance between L_1 and L_2
- N = counter modulus
- n = number of teeth in disc
- R_a = resistance of L_1
- R_b = resistance of L_2
- R_i = input resistance of the oscillator
- r_b = base spreading resistance
- V_{be} = base-emitter junction voltage
- V_{ce} = collector-emitter junction voltage
- V_d = detected output
- V_i = rms. base-emitter junction voltage
- V_m = modulated output
- V_o = output voltage of transducer circuit
- V_{out} = oscillator output voltage
- v_{be} = instantaneous value of the base-emitter voltage
- Z_{in} = primary impedance of air core transformer

α = ratio of the tooth width to tooth pitch

θ_1 = instantaneous phase of input

θ_0 = instantaneous phase of output

ω_m = angular velocity of the motor shaft

ω_0 = angular oscillation frequency

ω_{tach} = angular velocity of the tachometer

τ_m = mechanical time constant of dc motor



ข) รายละเอียดอุปกรณ์ที่ใช้ในวงจรแต่ละส่วน

PHASE-FREQUENCY
DETECTOR

MTTL Complex Functions

MC4344 • MC4044

The MC4344/4044 consists of two digital phase detectors, a charge pump, and an amplifier. In combination with a voltage controlled multivibrator (such as the MC4324/4024 or MC1648), it is useful in a broad range of phase-locked loop applications. The circuit accepts MTTL waveforms at the R and V inputs and generates an error voltage that is proportional to the frequency and/or phase difference of the input signals. Phase detector #1 is intended for use in systems requiring zero frequency and phase difference at lock. Phase detector #2 is used if quadrature lock is desired. Phase detector #2 can also be used to indicate that the main loop, utilizing phase detector #1, is out of lock.



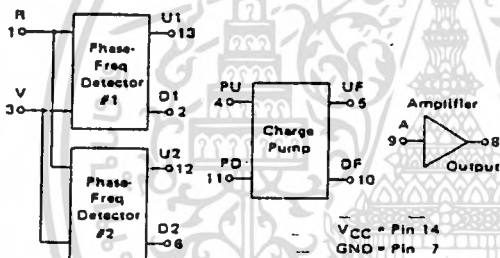
F SUFFIX
CERAMIC PACKAGE
CASE 607



L SUFFIX
CERAMIC PACKAGE
CASE 632
(TO-116)

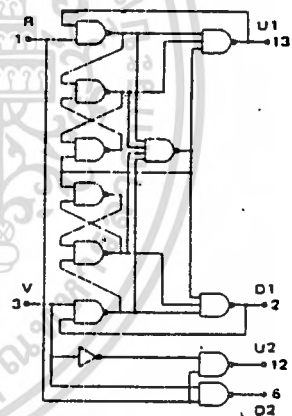


P SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 646
MC4044 only

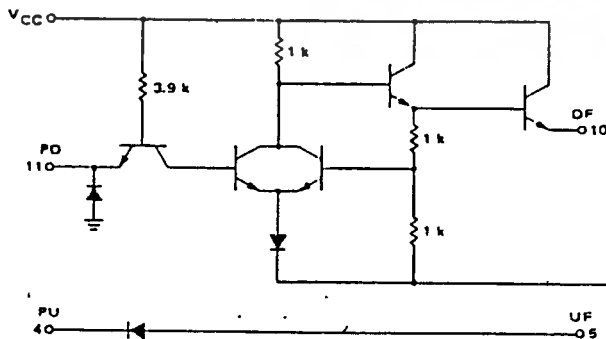


Input Loading Factor: R, V = 3
Output Loading Factor (Pin 8) = 10
Total Power Dissipation = 85 mW typ/pkg
Propagation Delay Time = 9.0 ns typ
(thru phase detector)

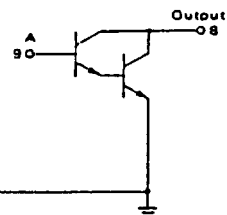
PHASE DETECTOR



CHARGE PUMP



AMPLIFIER



MC4344, MC4044 (continued)

MAXIMUM RATINGS

Rating		Value	Unit
Supply Operating Voltage Range	MC4344	4.5 to 5.5	Vdc
	MC4044	4.75 to 5.25	
Supply Voltage		7.0	Vdc
Input Voltage		5.5	Vdc
Output Voltage		5.5	Vdc
Operating Temperature Range	MC4344	-55 to +125	°C
	MC4044	0 to +75	
Storage Temperature Range	Ceramic Package	-65 to +150	°C
	Plastic Package	-55 to +125	
Maximum Junction Temperature	MC4344	+175	°C
	MC4044	+150	
Thermal Resistance - Junction To Case (θ_{JC})	Flat Ceramic Package	0.06	°C/mW
	Dual In-Line Ceramic Package	0.05	
	Plastic Package	0.07	
Thermal Resistance - Junction To Ambient (θ_{JA})	Flat Ceramic Package	0.21	°C/mW
	Dual In-Line Ceramic Package	0.15	
	Plastic Package	0.15	

CONTENTS

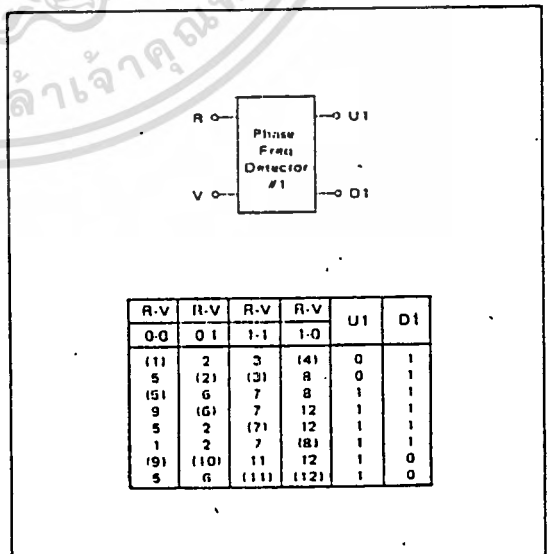
	Page		Page
Operating Characteristics	3	Spurious Outputs	10
Phase-Locked Loop Components	6	Additional Loop Filtering	11
	6	Applications Information	14
General	6	Frequency Synthesizers	14
Loop Filter	7	Clock Recovery from Phase Encoded Data	16
Design Problems and Their Solutions	9	Package Dimensions	20
Dynamic Range	9		

OPERATING CHARACTERISTICS

Operation of the MC4344/4044 is best explained by initially considering each section separately. If phase detector #1 is used, loop lockup occurs when both outputs U1 and D1 remain high. This occurs only when all the negative transitions on R, the reference input, and V, the variable or feedback input, coincide. The circuit responds only to transitions, hence phase error is independent of input waveform, duty cycle or amplitude variation. Phase detector #1 consists of sequential logic circuitry, therefore operation prior to lockup is determined by initial conditions.

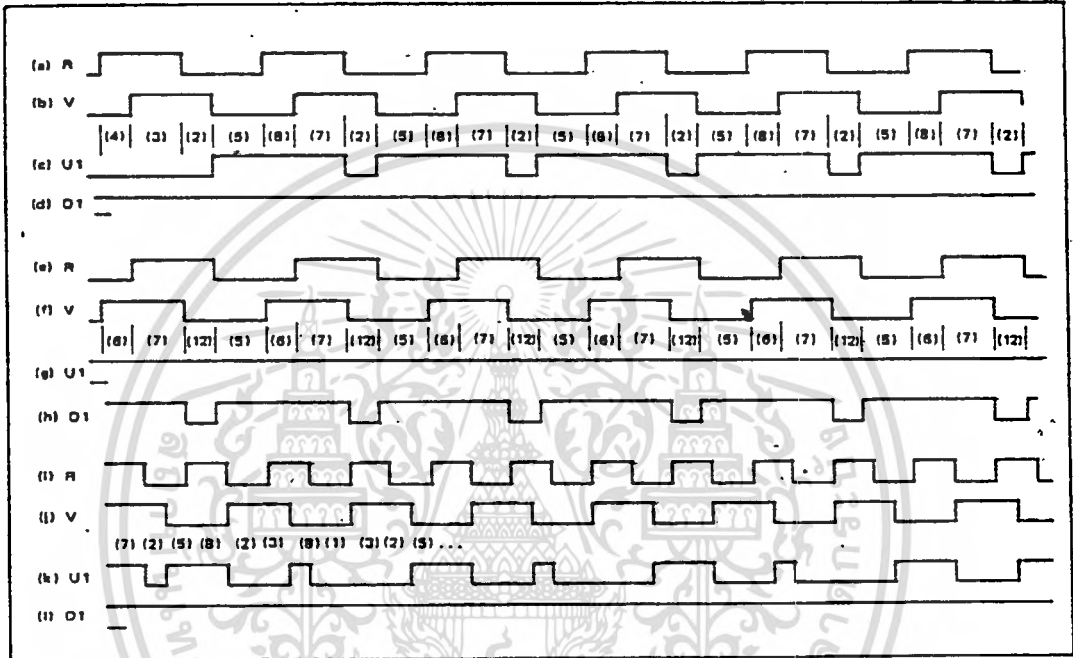
When operation is initiated, by either applying power to the circuit or active input signals to R and V, the circuitry can be in one of several states. Given any particular starting conditions, the flow table of Figure 1 can be used to determine subsequent operation. The flow table indicates the status of U1 and D1 as the R and V inputs are varied. The numbers in the table which are in parentheses are arbitrarily assigned labels that correspond to stable states that can result for each input combination. The numbers without parentheses refer to unstable conditions. Input changes are traced by horizontal movement in the table; after each input change, circuit operation will settle in the numbered state indicated by moving horizontally to the appropriate R-V column. If the number at that

FIGURE 1 - PHASE DETECTOR #1 FLOW TABLE.



MC4344, MC4044 (continued)

FIGURE 2 - PHASE DETECTOR #1 TIMING DIAGRAM



location is not in parentheses, move vertically to the number of the same value that is in parentheses. For a given input pair, any one of three stable states can exist. As an example, if $R = 1$ and $V = 0$, the circuit will be in one of the stable states (4), (8), or (12).

Use of the table in determining circuit operation is illustrated in Figure 2. In the timing diagram, the input to R is the reference frequency; the input to V is the same frequency but lags in phase. Stable state (4) is arbitrarily assumed as the initial condition. From the timing diagram and flow table, when the circuit is in stable state (4), outputs U1 and D1 are "0" and "1" respectively. The next input state is $R-V = 1-1$; moving horizontally from stable state (4) under $R-V = 1-0$ to the $R-V = 1-1$ column, state 3 is indicated. However, this is an unstable condition and the circuit will assume the state indicated by moving vertically in the $R-V = 1-1$ column to stable state (3). In this instance, outputs U1 and D1 remain unchanged. The input states next become $R-V = 0-1$; moving horizontally to the $R-V = 0-1$ column, stable state (2) is indicated. At this point there is still no change in U1 or D1. The next input change shifts operation to the $R-V = 0-0$ column where unstable state 5 is indicated. Moving vertically to stable state (5), the outputs now change state to U1-D1 = 1-1. The next input change, $R-V = 1-0$, drives the circuitry to stable state (8), with no change in U1 or D1. The next input, $R-V = 1-1$, leads to stable state (7) with no change in the outputs. The next two input state changes cause U1 to go low between the negative transitions of R

and V. As the inputs continue to change, the circuitry moves repeatedly through stable states (2), (5), (8), (7), (2), etc. as shown, and a periodic waveform is obtained on the U1 terminal while D1 remains high.

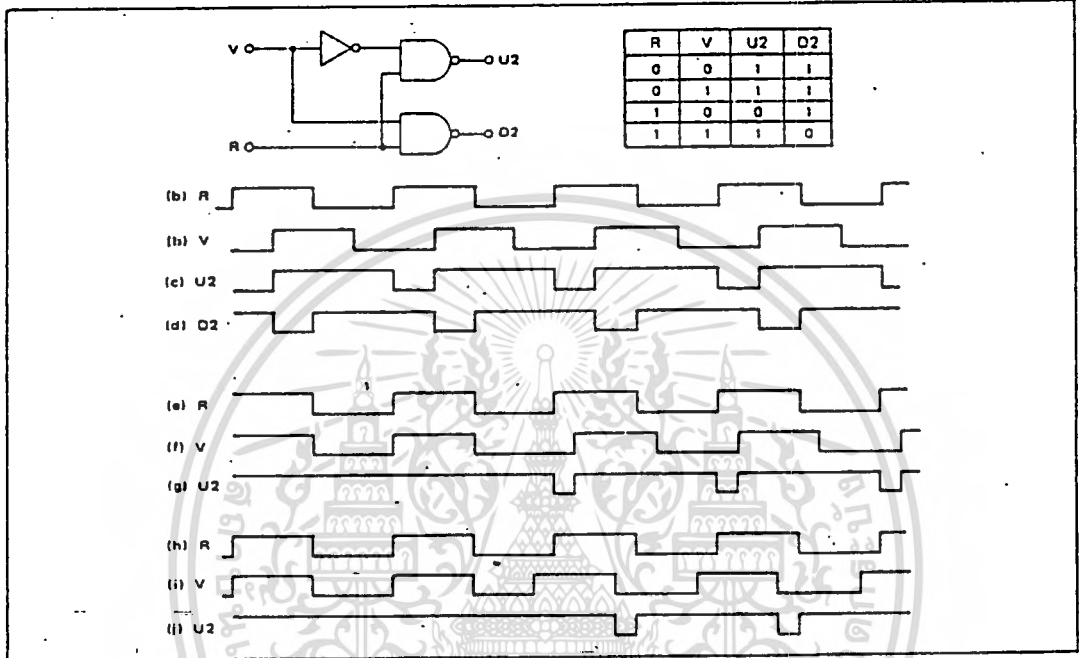
A similar result is obtained if V is leading with respect to R, except that the periodic waveform now appears on D1 as shown in rows e-h of the timing diagram of Figure 2. In each case, the average value of the resulting waveform is proportional to the phase difference between the two inputs. In a closed loop application, the error signal for controlling the VCO is derived by translating and filtering these waveforms.

The results obtained when R and V are separated by a fixed frequency difference are indicated in rows i-l of the timing system. For this case, the U1 output goes low when R goes low and stays in that state until a negative transition on V occurs. The resulting waveform is similar to the fixed phase difference case, but now the duty cycle of the U1 waveform varies at a rate proportional to the difference frequency of the two inputs, R and V. It is this characteristic that permits the MC4344/4044 to be used as a frequency discriminator; if the signal on R has been frequency modulated and if the loop bandwidth is selected to pass the deviation frequency but reject R and V, the resulting error voltage applied to the VCO will be the recovered modulation signal.

Phase detector #2 consists only of combinatorial logic, therefore its characteristics can be determined from the

MC4344, MC4044 (continued)

FIGURE 3 - PHASE DETECTOR #2 OPERATION

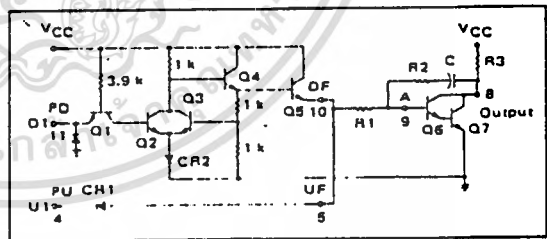


simple truth table of Figure 3. Since circuit operation requires that both inputs to the charge pump either be high or have the same duty cycle when lock occurs, using this phase detector leads to a quadrature relationship between R and V. This is illustrated in rows d-d of the timing diagram of Figure 3. Note that any deviation from a fifty percent duty cycle on the inputs would appear as phase error.

Waveforms showing the operation of phase detector #2 when phase detector #1 is being used in a closed loop are indicated in rows e-j. When the main loop is locked, U2 remains high. If the loop drifts out of lock in either direction a negative pulse whose width is proportional to the amount of drift appears on U2. This can be used to generate a simple type of lock indicator.

Operation of the charge pump is best explained by considering it in conjunction with the Darlington amplifier included in the package (see Figure 4). There will be a pulsed waveform on either PD or PU, depending on the phase-frequency relationship of R and V. The charge pump serves to invert one of the input waveforms (D 1) and translates the voltage levels before they are applied to the loop filter. When PD is low and PU is high, Q1 will be conducting in the normal direction and Q2 will be off. Current will be flowing through Q3 and CR2; the base of Q3 will be two V_{BE} drops above ground or approximately 1.5 volts. Since both of the resistors connected to the base of Q3 are equal, the emitter of Q4 (base of Q5) will be

FIGURE 4 - CHARGE PUMP OPERATION



approximately 3.0 volts. For this condition, the emitter of Q5 (DF) will be one V_{BE} below this voltage, or about 2.25 volts. The PU input to the charge pump is high (> 2.4 volts) and CR 1 will be reverse biased. Therefore Q5 will be supplying current to Q6. This will tend to lower the voltage at the collector of Q7, resulting in an error signal that lowers the VCO frequency as required by a "pump down" signal.

54/74192 54LS/74LS192

UP/DOWN DECADE COUNTER (With Separate Up/Down Clocks)

DESCRIPTION — The 192 is an up/down BCD decade (8421) counter. Separate Count Up and Count Down Clocks are used and in either counting mode the circuits operate synchronously. The outputs change state synchronous with the LOW-to-HIGH transitions on the clock inputs.

Separate Terminal Count Up and Terminal Count Down outputs are provided which are used as the clocks for a subsequent stage without extra logic, thus simplifying multistage counter designs. Individual preset inputs allow the circuits to be used as programmable counters. Both the Parallel Load (PL) and the Master Reset (MR) inputs asynchronously override the clocks.

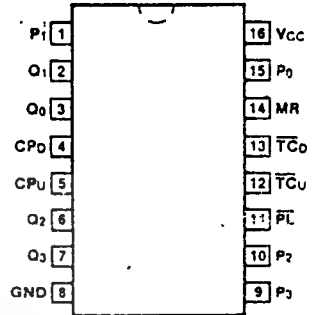
ORDERING CODE: See Section 9

PKGS	PIN OUT	COMMERCIAL GRADE	MILITARY GRADE	PKG TYPE
		V _{CC} = +5.0 V ±5%, T _A = 0°C to +70°C	V _{CC} = +5.0 V ±10%, T _A = -55°C to +125°C	
Plastic DIP (P)	A	74192PC, 74LS192PC		9B
Ceramic DIP (D)	A	74192DC, 74LS192DC	54192DM, 54LS192DM	6B
Flatpak (F)	A	74192FC, 74LS192FC	54192FM, 54LS192FM	4L

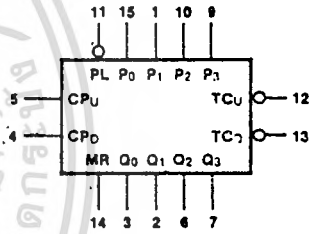
INPUT LOADING/FAN-OUT: See Section 3 for U.L. definitions

PIN NAMES	DESCRIPTION	54/74 (U.L.) HIGH/LOW	54/74LS (U.L.) HIGH/LOW
CP _U	Count Up Clock Input (Active Rising Edge)	1.0/1.0	0.5/0.25
CP _D	Count Down Clock Input (Active Rising Edge)	1.0/1.0	0.5/0.25
MR	Asynchronous Master Reset Input (Active HIGH)	1.0/1.0	0.5/0.25
\overline{PL}	Asynchronous Parallel Load Input (Active LOW)	1.0/1.0	0.5/0.25
P ₀ — P ₃	Parallel Data Inputs	1.0/1.0	0.5/0.25
Q ₀ — Q ₃	Flip-flop Outputs	20/10	10/5.0 (2.5)
\overline{TC}_D	Terminal Count Down (Borrow) Output (Active LOW)	20/10	10/5.0 (2.5)
\overline{TC}_U	Terminal Count Up (Carry) Output (Active LOW)	20/10	10/5.0 (2.5)

CONNECTION DIAGRAM PINCUT A



LOGIC SYMBOL



V_{CC} = Pin 16
GND = Pin 8

FUNCTIONAL DESCRIPTION — The '192 and '193 are asynchronously presettable decade and 4-bit binary synchronous up/down (reversible) counters. The operating modes of the '192 decade counter and the '193 binary counter are identical, with the only difference being the count sequences as noted in the State Diagram. Each circuit contains four master/slave flip-flops, with internal gating and steering logic to provide master reset, individual preset, count up and count down operations.

Each flip-flop contains JK feedback from slave to master such that a LOW-to-HIGH transition on its T input causes the slave, and thus the Q output to change state. Synchronous switching, as opposed to ripple counting, is achieved by driving the steering gates of all stages from a common Count Up line and a common Count Down line, thereby causing all state changes to be initiated simultaneously. A LOW-to-HIGH transition on the Count Up input will advance the count by one; a similar transition on the Count Down input will decrease the count by one. While counting with one clock input, the other should be held HIGH. Otherwise, the circuit will either count by twos or not at all, depending on the state of the first flip-flop, which cannot toggle as long as either Clock input is LOW.

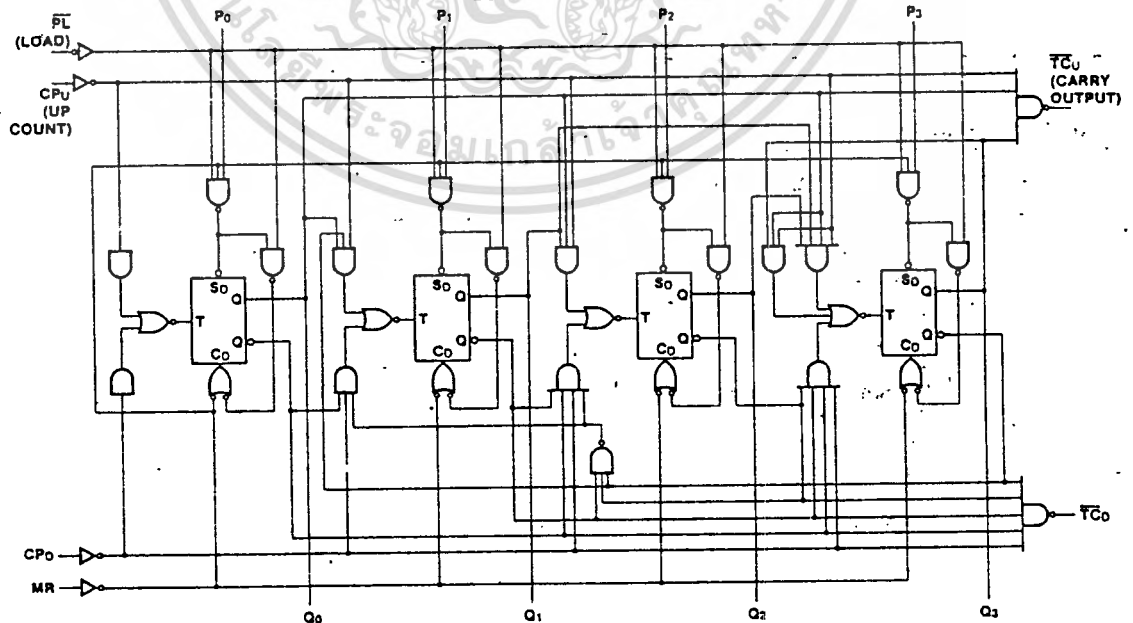
The Terminal Count Up (\overline{TC}_U) and Terminal Count Down (\overline{TC}_D) outputs are normally HIGH. When a circuit has reached the maximum count state (9 for the '192, 15 for the '193), the next HIGH-to-LOW transition of the Count Up Clock will cause \overline{TC}_U to go LOW. \overline{TC}_U will stay LOW until CPU goes HIGH again, thus effectively repeating the Count Up Clock, but delayed by two gate delays. Similarly, the \overline{TC}_D output will go LOW when the circuit is in the zero state and the Count Down Clock goes LOW. Since the TC outputs repeat the clock waveforms, they can be used as the clock input signals to the next higher order circuit in a multistage counter.

$$\overline{TC}_U = Q_0 \cdot Q_3 \cdot \overline{CP}_U$$

$$\overline{TC}_D = \overline{Q}_0 \cdot \overline{Q}_1 \cdot \overline{Q}_2 \cdot \overline{Q}_3 \cdot \overline{CP}_D$$

Each circuit has an asynchronous parallel load capability permitting the counter to be preset. When the Parallel Load (\overline{PL}) and the Master Reset (MR) inputs are LOW, information present on the Parallel Data inputs ($P_0 - P_3$) is loaded into the counter and appears on the outputs regardless of the conditions of the clock inputs. A HIGH signal on the Master Reset input will disable the preset gates, override both Clock inputs, and latch each Q output in the LOW state. If one of the Clock inputs is LOW during and after a reset or load operation, the next LOW-to-HIGH transition of that Clock will be interpreted as a legitimate signal and will be counted.

LOGIC DIAGRAM

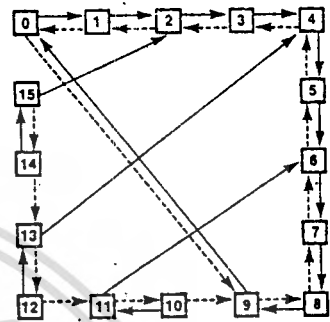


MODE SELECT TABLE

MR	\overline{PL}	CP _U	CP _D	MODE
H	X	X	X	Reset (Asyn.)
L	L	X	X	Preset (Asyn.)
L	H	H	H	No Change
L	H	\lceil	H	Count Up
L	H	H	\lrcorner	Count Down

H = HIGH Voltage Level
L = LOW Voltage Level
X = Immaterial

STATE DIAGRAM



DC CHARACTERISTICS OVER OPERATING TEMPERATURE RANGE (unless otherwise specified)

SYMBOL	PARAMETER	54/74		54/74LS		UNITS	CONDITIONS	
		Min	Max	Min	Max			
I _{OS}	Output Short Circuit Current	XM	-20	-65	-20	-100	mA	V _{CC} = Max
		XC	-18	-65	-20	-100		
I _{CC}	Power Supply Current	XM	89		34		mA	V _{CC} = Max; MR, \overline{PL} = Gnd Other Inputs = 4.5 V
		XC	102		34			

AC CHARACTERISTICS: V_{CC} = +5.0 V, T_A = +25°C (See Section 3 for waveforms and load configurations)

SYMBOL	PARAMETER	54/74		54/74LS		UNITS	CONDITIONS
		C _L = 15 pF R _L = 400 Ω		C _L = 15 pF			
		Min	Max	Min	Max		
f _{max}	Maximum Count Frequency	25		30		MHz	Figs. 3-1, 3-8
t _{PLH} t _{PHL}	Propagation Delay CP _U or CP _D to Q _n	38 47		31 28		ns	
t _{PLH} t _{PHL}	Propagation Delay CP _U to \overline{TCU}	26 24		16 21		ns	Figs. 3-1, 3-5
t _{PLH} t _{PHL}	Propagation Delay CP _D to \overline{TCO}	24 24		16 24			
t _{PLH} t _{PHL}	Propagation Delay P _n to Q _n			20 30		ns	Figs. 3-1, 3-5
t _{PLH} t _{PHL}	Propagation Delay \overline{PL} to Q _n	40 40		32 30		ns	Figs. 3-1, 3-16
t _{PHL}	Propagation Delay, MR to Q _n	35		25			

AC OPERATING REQUIREMENTS: $V_{CC} = +5.0 \text{ V}$, $T_A = +25^\circ \text{C}$

SYMBOL	PARAMETER	54/74		54/74LS		UNITS	CONDITIONS
		Min	Max	Min	Max		
t_s (H) t_s (L)	Setup Time HIGH or LOW P_n to \overline{PL}	20		20		ns	Fig. 3-13 $CP_U = CP_D = \text{LOW}$
t_h (H) t_h (L)	Hold Time HIGH or LOW P_n to \overline{PL}	0		3.0			
t_w (L)	CP Pulse Width LOW	20		17		ns	Fig. 3-8
t_w (L)	\overline{PL} Pulse Width LOW	20		20		ns	Fig. 3-16
t_w (H)	MR Pulse Width HIGH	20		15			
t_{rec}	Recovery Time, MR to CP	6.0		3.0			
t_{rec}	Recovery Time, \overline{PL} to CP	6.0		10			



M series

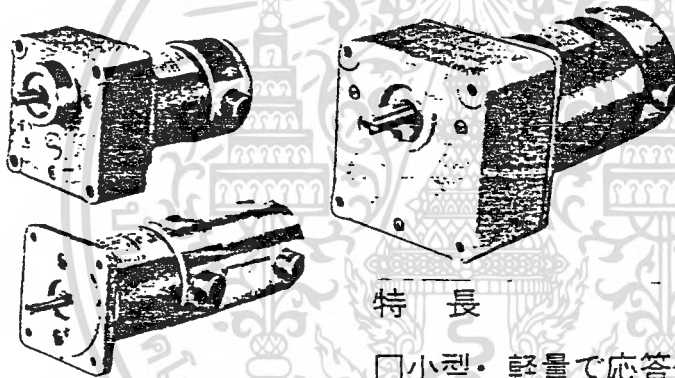
直流サーボモータ

“改良された直流サーボモータ”

益々多様化するニーズに応じて、改良に改善を加え更に機種を増やして、充実したシリーズと成りました。

電子計算機から産業機械の省力化等、あらゆる業種に至る迄最適なモータが選び易くなりました。

今や国際的に通用する仕様が要求条件の一つです。Mシリーズは諸外国品との共通化を基本に考え設計されています。



特長

□ 小型・軽量で応答性が良い

小型高出力を狙った設計により、低イナーシャで機械的時定数が小さく、優れたサーボ特性が得られます。

□ 高いピークトルクが得られます

高性能マグネットの使用により減磁に強く、瞬時にも高いトルクが得られます。

□ なめらかな回転を得るための改良を加えました

独特の設計と製造技術の改善により、コギングトルクが更に小さくなり、低回転時でもスムーズな制御が可能です。

□ 幅広い用途に最適なモータが選び易くなりました

モータ出力35W～450W迄、夫々最適な電圧とタコジェネレータの有・無、更にギヤの種類を増やしました。

用途

電算機周辺装置、端末装置、工作機械、産業機械、事務機、各種自動制御装置、その他一般ギヤードモータ

要目	型式番号	M6				M8				M10				条件		
		M603(T)		M605(T)		M809(T)		M818(T)		M1018(T)		M1033(T)			M1045(T)	
		001	002	001	002	001	002	001	002	001	002	001	002		001	002
定格出力	W	35		50		90		180		002		002		002		
定格電機子電圧	V	24	75	24	75	24	75	48	75	80		70		70		
定格トルク	kg-cm	1.0		1.6		2.9		6.0		10		18.5		25		
定格電機子電流	A	2.5	0.8	3.4	1.1	5.4	1.7	5.3	3.4	3.4		6.1		7.5		
定格回転速度	rpm	3500		3000		3000		3000		1750		1750		1750		
連続ストールトルク	kg-cmf	1.1		1.7		3.0		6.3		13		25		32		
瞬時最大トルク	kg-cmf	9.5		15		27		48		95		195		290		
電機子電流(ストール)	A	2.5	0.8	3.4	1.1	5.4	1.7	5.3	3.4	4		7.5		9		
瞬時最大電機子電流	A	22	7	28	9	48	15	40	25	26		54		75		
最大回転速度	rpm	6000		5000		5000		5000		2600		2600		2600		
静止摩擦トルク	kg-cm	0.12		0.16		0.38		0.44		0.8		1.2		1.5		
パワーレイト	KW/sec	0.49		0.76		0.63		1.53		1.4		2.9		3.4		
瞬時最大加速度	gms	39×10 ³		45×10 ³		17×10 ³		21×10 ³		13.6×10 ³		15×10 ³		16×10 ³		
トルクリップル	%	5		5		5		5		5		5		5		
トルク変動数	kg-cm/A	0.48	1.54	0.61	1.91	0.62	2.0	1.38	2.2	3.84		3.8		4.0		
誘起電圧定数	V/Krpm	4.96	15.8	6.38	20.3	6.38	20.6	14.2	22.7	39.4		38.8		41		
速度変動定数	rpm/kg-cm	740		330		150		53		28		10		6.5		
ロータイナーシヤ	kg-cm-sec ²	0.24×10 ⁻³		0.33×10 ⁻³		1.6×10 ⁻³		2.3×10 ⁻³		7×10 ⁻³		13×10 ⁻³		18×10 ⁻³		
電機子抵抗	Ω	1.68	17.9	1.26	13.2	0.59	5.7	0.9	2.4	3.2		1.06		0.65		
電機子インダクタンス	mH	2.6	27	1.9	19	2.3	23	3	8	8.7		2.8		2.5		
機械的時定数	ms	18		12		24		12		16		9.5		8		
電氣的時定数	ms	1.55	1.5	1.5	1.44	3.9	4	3.2	3.2	2.9		2.8		3.8		
熱時定数	min	20		25		20		30		45		60		60		
熱抵抗	°C/W	3.8		3.3		2.3		1.4		1.8		1.1		1.1		
電機子巻線温度上昇限度	deg															
重量	kg	0.9		1.1		2		2.9		4.3		6.4		8.3		

ค) ผลงานวิจัยในระหว่างการศึกษาปริญญาโท ที่ได้รับการเผยแพร่การสัมมนาทางวิชาการ

การประชุมทางวิชาการวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 4

ของ

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า 8 สถาบันอุดมศึกษา

เล่ม 3

ณ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า

วิทยาเขตเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

27-28 สิงหาคม 2524

A NEW DIGITAL SPEED TRANSDUCER

นายพิสิษฐ์ ภูษินภูษร

นักศึกษาปริญญาโท คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า

วิทยาเขตเจ้าคุณทหาร ลาดกระบัง

ผศ.โยธิน เปรมปราณีรัชต์

ภาควิชาวิศวกรรมระบบควบคุม

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า

วิทยาเขตเจ้าคุณทหาร ลาดกระบัง

บทคัดย่อ

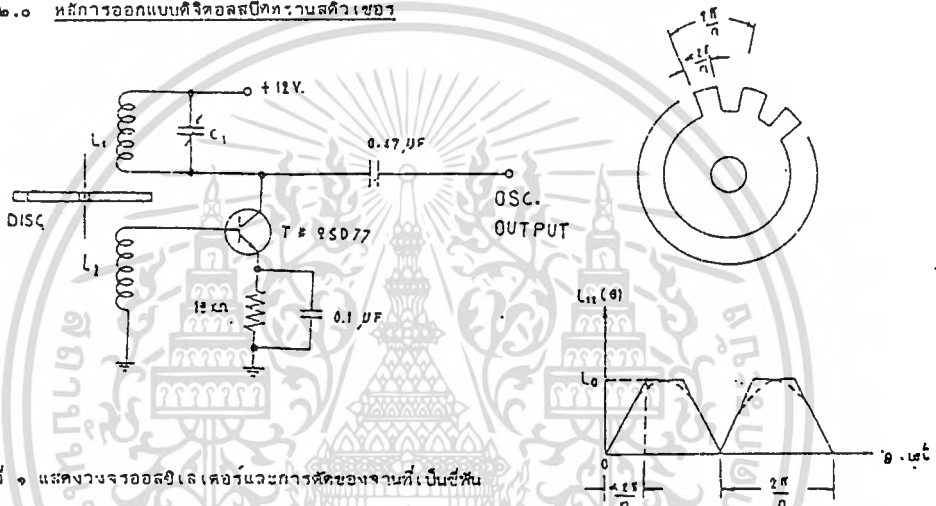
บทความนี้อธิบายถึง ศักยภาพของทรานสดิวเซอร์ความเร็ว (digital speed transducer) แบบใหม่เพื่อใช้วัดและควบคุมความเร็วเชิงมุม (angular speed) ได้อย่างเที่ยงตรง ทรานสดิวเซอร์นี้เสนอถึงวิธีการต่างๆ ในการวัดความเร็วของของมอเตอร์เพียงแต่ใช้ขานโลหะที่มีลักษณะเป็นซี่ค่อเข้ากับแกนของมอเตอร์ที่หมุน เมื่อขานโลหะนั้นหมุนอยู่ใน air-gap ของ air core transformer ของจูนคอลลีแคเตอร์ออธซีเลเตอร์และตัวผลการชิลด์ (shielding) ของขานโลหะจะทำให้ coupling coefficient ของ air core transformer เปลี่ยนแปลงซึ่งยังผลให้จำนวนการป้อนกลับแปรตามไปด้วยและการออซซีเลทจะหยุดในลักษณะเป็นไซคลิก (cyclic) ด้วยอัตราที่เป็นสัดส่วนกับความเร็วเชิงมุมของแกนมอเตอร์ที่หมุน เอาท์พุทของออซซีเลทเตอร์จะถูกดีโมดูเลทและฟิลเตอร์ให้เอาท์พุทพัลซ์ที่มีความถี่เท่ากับเป็นการวัดความเร็วเชิงมุมของมอเตอร์ วิธีการวัดนี้ไม่ไหลดข้อห้ามมอเตอร์ภายใต้การทดสอบ นอกจากนั้นยังเป็นวิธีที่ง่าย เชื่อถือได้ราคาถูกสามารถใช้แทนดิจิทัลคาปาซิเตอร์ (Capacitive และ inductive pick up หรือ optical encoder) ในระบบควบคุมแบบหึ่งเดิมหรือเฟสล็อกคัลหรือใช้สำหรับกา sensing ก็ได้ รายละเอียดการออกแบบและผลการทดลองของทรานสดิวเซอร์นี้ได้ให้ไว้ด้วยแล้ว

๑.๑ บทนำ

ปกติการวัดความเร็วเชิงมุมจะใช้ทาคอไมเตอร์ซึ่งภายในประกอบด้วยแม่เหล็กถาวรเป็นโรตอรีบนเรเตอร์ค่อกับโวลท์มิเตอร์ เป็นการวัดในหน่วยรอบต่ออนาที โดยการวัดนี้จะเป็นไหลดกับเครื่องกลนั้น โดยเฉพาะอย่างยิ่งกับเครื่องกลหัวเล็กๆ มีผลมากซึ่งทำให้เกิดผลเสียอย่างมากทำให้การวัดไม่แน่นอน

ฉะนั้นจึงแก้ปัญหาโดยการใช้ทรานซิสเตอร์นี้ ด้วยวิธีใช้ขั้วหนึ่งของจานอสมิเนียมหมุนติดบนแกนตัวหมุน และจัดให้เหมาะสมต่อกองอากาศระหว่างขลาคอยล์อากาศซึ่งต่อกับทรานซิสเตอร์เป็นวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ได้ปรับแต่งให้ได้รูปไซน์เข้าพุทเพอร์กับแอมป์สตีฟลายด้วยออปแอมป์แล้วขยายสัญญาณความถี่ผ่านไดโอดดีเฟ็คเตอร์เป็นจำนวนพัลส์ที่เป็นสัดส่วนกับความเร็วมอเตอร์ซึ่งจะเกิดไหลตกับมอเตอร์ที่ตรวจสอบเพียงเล็กน้อยมากเกือบไม่มีเลย และอีกอย่างสัญญาณเอาท์พุทที่ได้เกือบเป็นลูกคลื่นไซน์และมีค่าแอมป์ริจูดที่คงที่ไม่ว่าอัตราความเร็วจะเป็นอย่างไร ฉะนั้นจึงเหมาะใช้กับการวัดความเร็วหรือควบคุม หากเพิลลอคอยู่จะทำให้สามารถควบคุมความเร็วได้ดีมาก

๒.๐ หลักการออกแบบดีจิตอลสปีดทรานซิสเตอร์



รูปที่ ๑ แสดงวงจรรออสซิลเลเตอร์และการสวิตซ์ของจานที่เป็นขั้ว

รูปที่ ๒ แสดงงานฟันเฟือง Slot และการเปลี่ยนแปลงของอินทิกรัลคั่นซี่

ขลาคอยล์อากาศ ๒ ขด ดังวงจรรูปที่ ๑. โทไขว้ความหนาของแกน ขนาด ๐.๒๔ มม. หรือเบอร์ ๓๓ หักจำนวน ๔๐๐ รอบ เมื่อหันเร็วจะมีพื้นที่หน้าตัดเท่ากับช่องซี่ฟันเฟือง Slot ซึ่งเท่ากับ ๔๔.๒ มม. และความยาว ๓๐ มม. โดยแต่ละขดมีค่า เท่ากับ 0.028H และจะต้องวางขลาคอยล์ในตำแหน่ง polarity ตามกันแล้วจะมีแผ่นจานฟองอสมิเนียมบาง ทำเป็นจำนวน n ซี่ (Slot) เช่น 10 Slot และ 6 slot ซึ่งสวิตช์บนเพลามอเตอร์หมุนหัดสนามแม่เหล็กของขลาคอยล์ลักษณะเป็นการสวิตช์ ผลการเปลี่ยนแปลงของอินทิกรัลคั่นซี่ที่ Slot ผลการปรับค่าอินทิกรัลคั่นซี่ จะทำให้เกิดเป็นคลื่น Trapezoidal ดังแสดงในรูปที่ ๒ และจะได้เป็นรูปไซน์ ดังแสดงในรูปที่ ๒ และจะได้เป็นรูปไซน์ หักเส้นปะก็หือเมื่อคอยล์อากาศทั้งสองขด ค่อยบออสซิลเลเตอร์แล้ว

สำหรับขนาดแอมป์ลิจูดของรูปคลื่นไซน์ มีลักษณะเหมือนกับความแตกต่างของอินทิกรัลคั่นซี่ที่ขลาคอยล์ และช่อง Slot จะต้องเท่าๆ กันด้วย เพื่อจะได้ขนาดแอมป์ลิจูดสูงเท่ากับด้วยและเพื่อจะได้รูปคลื่นไซน์และการออสซิลเลเตอร์ให้มีเสถียรภาพยิ่งขึ้น เราควรจะให้ทรานซิสเตอร์มี $h_{fe} > \frac{N_1}{QN_2}$ ซึ่งมีสูตรการคำนวณดังนี้

$$\text{เมื่อ } \beta = \frac{N2}{N1}$$

$$i_t = Q i_c$$

$$Q = \omega L_1, \omega_0 = 2\pi f_0$$

$$= \sqrt{\frac{L1}{C1}}$$

$$\text{ดังนั้น } i_t = \frac{N1}{N2} i_B$$

$$Q \cdot i_c = \frac{N1}{N2} i_B$$

$$\frac{i_c}{i_B} = \frac{N1}{Q \cdot N2}$$

แต่เนื่องจาก $\frac{i_c}{i_B} = h_{fe}$ เราจะได้

$$h_{fe} = \frac{N1}{Q \cdot N2}$$

ฉะนั้นเพื่อให้แน่ใจว่าการออสซิลเลเตอร์จะมีเสถียรภาพ ทรานซิสเตอร์จะต้องมี

$$h_{fe} > \frac{N1}{Q \cdot N2}$$

และสูตรคำนวณหาความถี่ของวงจรออสซิลเลเตอร์ได้ดังนี้

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L1C1}}$$

จากวงจรวัดความถี่ออสซิลเลเตอร์ได้ 224.56 KHZ

$$L1 = 0.028 \text{ H}$$

หาค่า C1 ที่จะต้องปรับที่ค่า

$$224.56 = \frac{1}{6.28\sqrt{L1C1}}$$

$$C1 = \frac{1}{6,28 \times 224.56 \times 0.167}$$

$$C1 = 200 \text{ } \mu\text{F.}$$

ค่า C1 ต้องปรับให้ได้ ๒๐๐ ไมโครฟารัด เพื่อจะได้การออสซิลเลเตอร์ที่ความถี่ ๒๒๔.๕๖ กิโลเฮิรท์ สำหรับการหาควีนต์คเอนซ์ L หามาได้จาก

สูตรขดลวดพันหลายชั้น $L = \frac{8a^2n^2}{6a+9b+10h} \mu H.$

- L = อินдукแตนซ์ของขดลวด
- a = เส้นผ่าศูนย์กลางของขดลวดเป็นนิ้ว
- b = ความยาวเป็นนิ้ว
- n = จำนวนรอบ
- h = ความหนาของขดลวดเป็นนิ้ว

การชักนำของขดลวดสัมพันธ์กับความโต ขนาดเส้นลวดและความยาวของขดลวดที่พันกันดังนี้

$$L = \frac{8 \times 0.6^2 \times 800^2}{6 \times 0.6 + 9(1.2) + 10(0.2)}$$

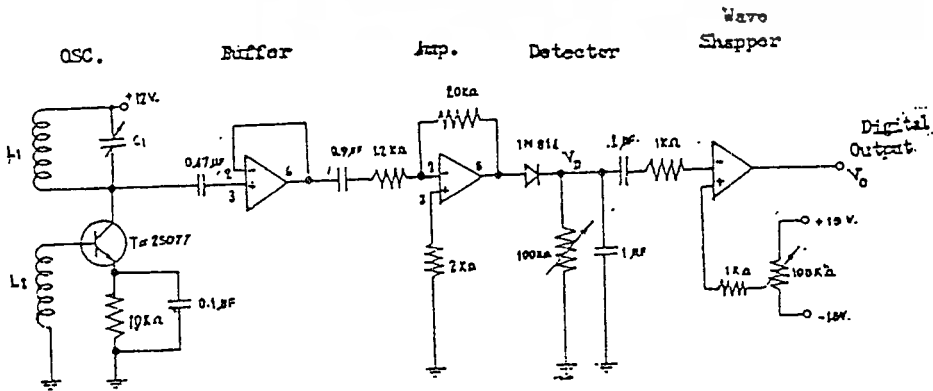
$$= \frac{8 \times 0.36 \times 160000}{3.6 + 10.8 + 2}$$

$$= \frac{460800}{16.4}$$

$$= 0.028 \text{ h.}$$

ก.๐ การทำงานของวงจร

เมื่อเราหมุนจาน Disc อลูมิเนียมบาง มีจำนวน N Slot โดยอลูมิเนียมเป็น Non Dielectric หมุนตัดผ่านขดลวดอากาศ ๒ ขหว่างขนานกัน ทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงของค่าอินдукแตนซ์ เพราะสื่ออลูมิเนียมเป็นตัวสื่อ เกิดเป็นพัลส์สัญญาณคล้ายรูป trapezoidal ตามจำนวนคู่ Slot และความถี่การหมุนของมอเตอร์ โดยสัญญาณนี้จะทำให้ความถี่ของออสซิลเลเตอร์เปลี่ยนแปลงไปบ้าง ฉะนั้นจึงได้ความถี่ใกล้เคียงรูปไข่มุก ตามความเร็วมอเตอร์และซี่ของ Slot ด้วย แต่สัญญาณบอกคลื่นค่า จึงนำผ่านวงจรปรับเพื่อ Modulator กับวงจรแอมป์หลายสัญญาณความถี่จึงเป็นแบบ A.M. Modulator ที่ความถี่โคไซน์แอมป์ดีจิท แล้วผ่านวงจร Detector เป็นไดโอด และ RC เพื่อกรองสัญญาณความถี่สูงลงจนราคาเหลือแค่สัญญาณความถี่ต่ำ ผ่านยัง C 0.2 ไมโครฟาร์ด เป็นตัวสัญญาณไฟคีย์ไว้ แล้วนำผ่านวงจร Wave shapper เพื่อเปลี่ยนรูปคลื่นเป็นสแควร์เวฟ การวัดความถี่ออกมาเป็นดิจิตอล ตามตารางค่าที่วัดได้



รูปที่ ๓ วงจรของ A New Digital speed transducer

๔.๑ ผลการทดลอง

ทรานสดิวเซอร์ของการทดลองนี้ใช้ปรับความเร็วของ ทัชชี คอมแพคต์มอเตอร์ทำให้การวัดค่าขนาดแมกนิจูด และเวฟฟอร์มจากสัญญาณเอาท์พุทที่ความเร็วมอเตอร์ต่างๆ กันโดยการปรับแรงดันของอาร์เมเจอร์ V_a (d.c) ซึ่งมีจำนวนขั้วเครื่องขดลวดเหนี่ยวนำ 6 และ 10 Slot เพื่อเกิดรูปคลื่นเคียวฟันใบขึ้น ในการหมุนโดยต่อกับเพลาอาร์เมเจอร์ และมีขลวดคอดลิ่งอากาศ 0.028 H. สองคอดลิ่งวางอยู่ระหว่างแกนพันเคียวให้ช่วงอากาศน้อยที่สุด แล้วต่อกับทรานซิสเตอร์แบบ เอ็น.พี.เอ็น เป็นออสซิลเลเตอร์ที่มีความถี่ 224.56 KHZ เอาท์พุทเฟเดอร์และแอมพลิฟายด์บ็อกซ์เข้าวงจรที่เก็คเตอร์โดยมีไดโอดและ R.C. เป็นฟิลเตอร์ ดังแสดงในรูปวงจรที่ ๓ ซึ่งสัญญาณความถี่ที่ออกมาเราได้เป็นดิจิตอลเคียวเตอร์ และเวฟฟอร์ม จะแสดงจากออสซิลโลสโคป พร้อมทั้งค่าต่างๆ จากการวัดได้ดังต่อไปนี้

การเปรียบเทียบ Curve ของความถี่เอาท์พุทกับแรงดันที่จ่ายเข้ามา จะเห็นได้ว่า เมื่อปรับแรงดันเข้ามาจะทำให้ความถี่เอาท์พุทที่เกิดขึ้น มีลักษณะเป็นสัดส่วนโดยตรง จะเป็นเส้นตรง ที่ช่วงสุดโค้งเล็กน้อยเพราะเป็นคุณสมบัติ ของมอเตอร์ที่ใช้จำนวนมาก ทำให้ประสิทธิภาพทดลองและจะเห็นว่า นอกจากความถี่เอาท์พุทจะขึ้นอยู่กับแรงดันที่จ่ายเข้ามา ยังขึ้นอยู่กับจำนวน Slot ของแกนเคียวด้วย คือ 10 Slot จะมีความถี่เอาท์พุท 594 ไซเคิล และ 6 Slot จะมีความถี่เอาท์พุท 395 ไซเคิล เมื่อแรงดันเข้ามาเท่ากับ 7.60 โวลต์ จะเห็นว่าความถี่เอาท์พุทและจำนวนซี่ Slot เป็นสัดส่วนโดยตรง กันแรงดันที่จ่ายเข้ามา

$$V_a \propto f_o \text{ และ } V_a \propto \frac{2\pi}{n} \text{ เมื่อ } n = \text{จำนวน Slot ของแกน}$$

ผลของแรงดัน Tacho กับแรงดันที่จ่ายเข้ามา ซึ่งแรงดัน Tacho ก็คือเป็นสัดส่วนกับความเร็ว เพราะ Tacho meter คือการวัด RPM. ฉะนั้น แรงดัน Tacho เป็นสัดส่วนกับความเร็ว จาก Curve จะเห็นว่า Tacho vltage จะค่อนข้างเป็นเส้นตรง ที่ไม่เป็นเส้นตรง เพราะมอเตอร์ใช้จำนวนมากไป ทำให้ประสิทธิภาพความเร็วมอเตอร์ลดลง เมื่อดึงจุดความเร็วสูง ๆ

ตารางแสดงการเปลี่ยนแปลงของแรงดันเอาท์พุท และความถี่เอาท์พุทด้วยการปรับความเร็ว

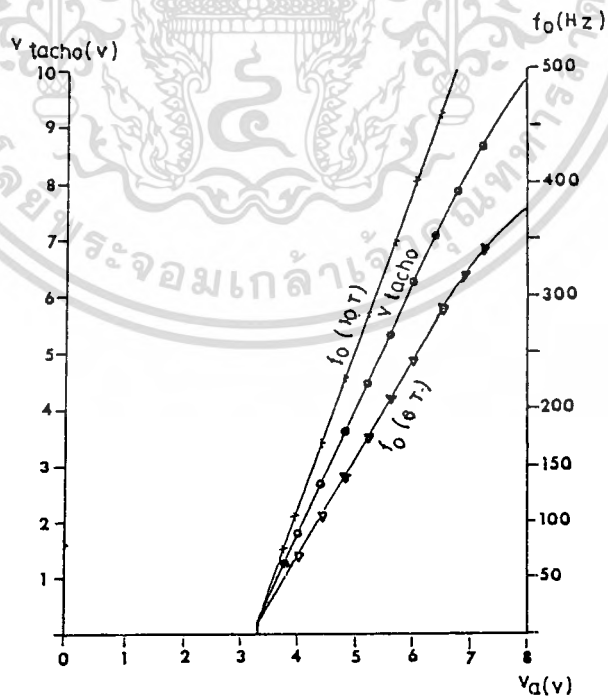
V_a (d.c.) (V)	Speed Rotor (RPM)	V_t tacho (V)	DISC = 10 TOOTHs		DISC = 6 TOOTHs	
			V_o . (V_{RMS})	f_o (HZ)	V_o (V_{RMS})	f_o (HZ)
3.40	170	0.45	14.2	28	14.2	17
3.50	320	0.83	14.2	53	14.2	32
3.80	520	1.32	14.2	85	14.2	52
4.00	680	1.78	14.2	114	14.3	58
4.20	880	2.25	14.2	146	14.3	88
4.40	1040	2.70	14.1	175	14.3	104
4.60	1210	3.12	14.1	202	14.2	121
4.80	1380	3.50	14.1	232	14.2	138
5.00	1550	4.06	14.1	262	14.1	155

5.20	1740	4.51	14.1	291	14.1	174
5.40	1930	5.02	14.1	324	14.1	193
5.60	2100	5.45	14.1	351	14.1	210
5.80	2280	5.94	14.1	383	14.1	228
6.00	2420	6.29	14.1	406	14.1	242
6.20	2600	6.75	13.9	435	14.1	260
6.40	2780	7.16	13.9	463	14.1	278
6.60	2890	7.48	13.9	484	14.1	289
6.80	3020	7.83	13.9	506	14.1	302
7.00	3200	8.30	13.9	536	14.1	320
7.20	3380	8.65	13.9	555	14.1	338
7.40	3470	8.98	13.9	578	14.0	347
7.60	3590	9.22	13.9	594	14.0	359

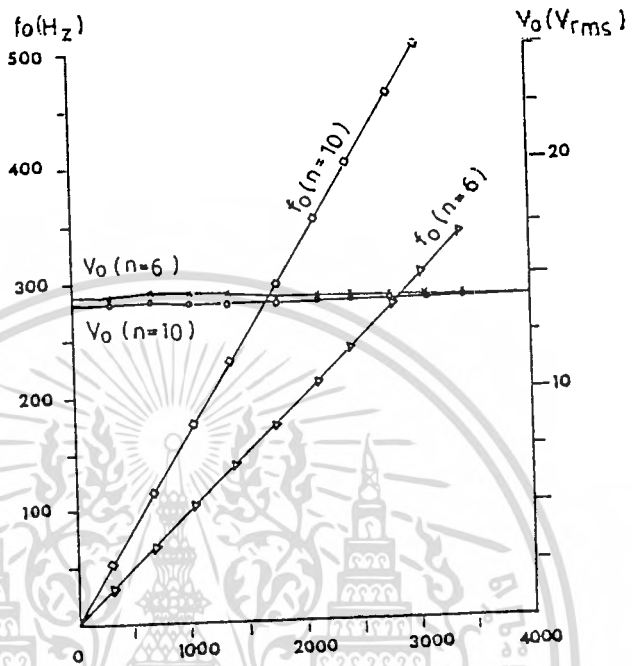
ตารางแสดงการปรับเปลี่ยนแรงดันเอาต์พุตและความถี่เอาต์พุตด้วยความเร็วสำหรับ

๒ ทรานซิสเตอร์ คือ 10 Slot กับ 6 Slot

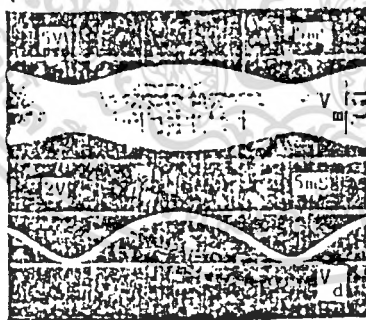
๔. ผลการทดลองเปรียบเทียบความถี่เอาต์พุตกับแรงดันที่จ่ายเป็นค่าแรงดันของแรงดัน Tacho กับแรงดันที่จ่ายเข้า



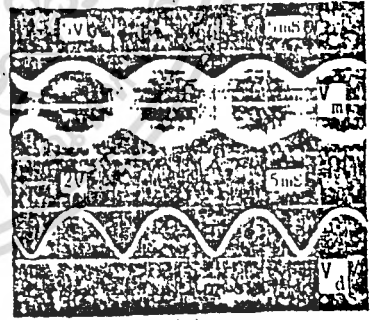
๒. ผลของการเพิ่มของค่า n ที่ใช้ศึกษาถึงค่า f_0 และ V_0 ของทุกความถี่ของเครื่อง



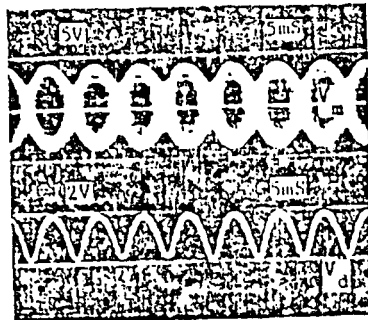
๓. ลักษณะของพัลส์ที่ได้จากขอสยโกลโคบ



(a)

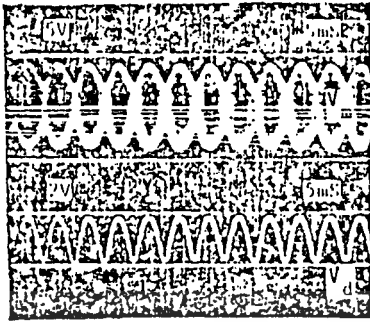


(b)

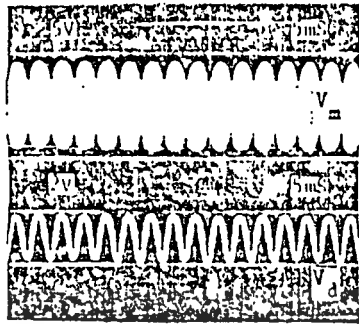


(c)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า



(d)



(e)

สำหรับ Curve ความถี่เข้าทุกกับความเร็วมอเตอร์ ที่มีลักษณะเช่นเดียวกับความเร็วเข้าทุกกับแรงดันที่จ่ายเข้ามา เพราะหาความเร็วของคัสโคมเป่าวิคมอเตอร์ เป็นสัดส่วนโดยตรงกับแรงดันที่จ่ายเข้ามา

$$f_o \propto \omega_m \text{ และ } \omega_m \propto V_a$$

และแรงดันเข้าทุกกับความเร็วมอเตอร์นั้น จะเห็นได้จาก Curve ว่าถึงแม้ความเร็วมอเตอร์จะเปลี่ยนแปลงเล็กน้อยแต่ไหน แรงดันเข้าทุกก็ค่อนข้างจะคงที่ถึงแม้ว่าฮี Slot จะเปลี่ยนจาก 10 Slot กับ 6 Slot เช่น 10 Slot ความเร็วที่ 3470 รอบต่อนาที แรงดันเข้าทุก ๑๓.๔ โวลต์ ถ้า 6 Slot ได้ ๑๔.๐ โวลต์ จะเห็นว่าแตกต่างกันเพียง ๐.๖ โวลต์ ซึ่งน้อยมาก และถ้าความเร็วเปลี่ยนเป็น ๓๒๐ รอบต่อนาที ถ้า 10 Slot ได้ ๑๔.๒ โวลต์ ๖ Slot ได้ ๑๔.๒ โวลต์ จะเห็นว่าไม่เปลี่ยนแปลงเลย

จะนับสรุปได้ว่า ถ้าความเร็วเปลี่ยนแปลงแรงดันเข้าทุกจะเปลี่ยนแปลงไม่มาก ประมาณเพียง ๐.๓ โวลต์ และถ้าเปลี่ยนฮี Slot แรงดันเข้าทุกจะเปลี่ยนแปลงเพียง ๐.๑ โวลต์เท่านั้น ดังนั้นถือได้ว่า แรงดันเข้าทุกไม่เปลี่ยนแปลง จะคงที่ไม่ว่าความเร็วมอเตอร์จะเปลี่ยนแปลงอย่างไรก็ตาม

จากรูปเวฟฟอร์มที่ค่าต่าง ๆ

Fig. No	Frequency output fo (HZ)	Speed Rotor (RPM)	Voltage output (V)
1	53	240	14.2
2	175	516	14.2
3	232	1212	14.1
4	351	1572	14.0
5	435	1800	14.0

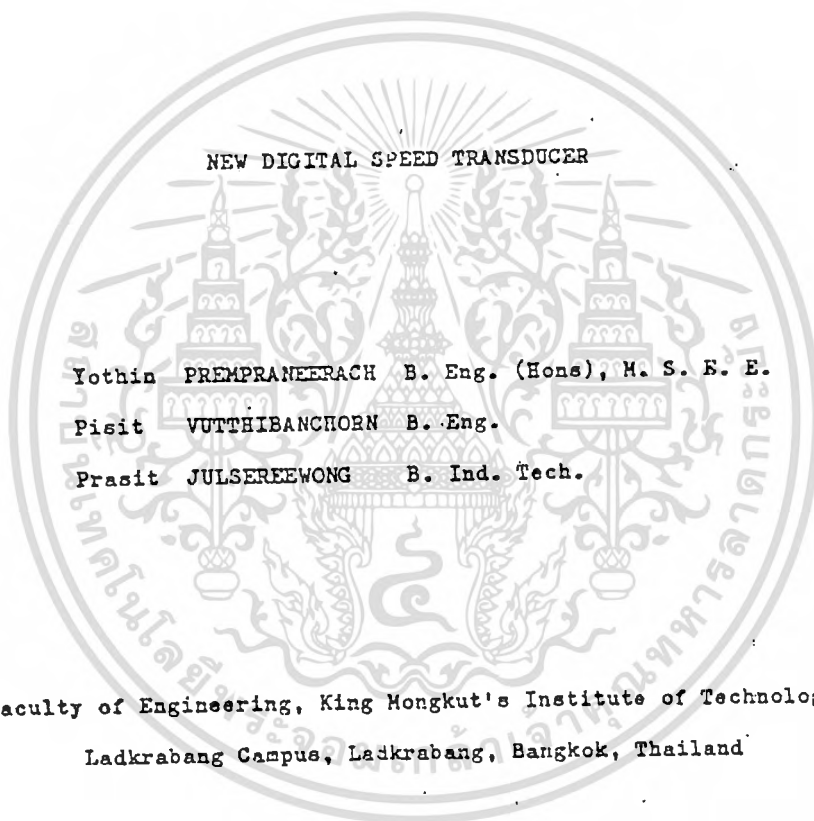
๔.๐ บทสรุป

จากการทดลองและการออกแบบให้วงจรประกอบด้วยอุปกรณ์ที่ดีที่สุดเพื่อให้งานนำไปใช้งานอย่างมีประสิทธิภาพ จะเห็นได้ว่า การทดลองความถี่เอาพุทจะเปลี่ยนแปลงตามแรงดันที่จ่ายเข้ามา และจำนวนซี่ Slot ของ Disc และความเร็วมอเตอร์ก็จะเป็นสัดส่วนกับความถี่เอาพุทด้วย อีกทั้งแรงดันเอาพุทจะใกล้เคียงคงที่มาก ตกไม่ถึงเพียง ๐.๑ % เท่านั้น ฉะนั้นเราจึงได้รูปโพลาร์ และความถี่ต่างๆ ได้ตามที่ต้องการ จึงคิดว่าเราสามารถนำผลการทดลองนี้ไปใช้ในงานด้านควบคุมความเร็วมอเตอร์ การวัดความเร็วมอเตอร์โดยเป็นดิจิทัล การควบคุมในเฟสอินเวอร์เตอร์ และนำความถี่ที่จัดอลไปใช้งานอื่นๆ อีกมากมาย

๖.๐ เอกสารอ้างอิง

1. M.A. JANI and W.AHMED "A Digital technique for the Measurement of Angular Speed" IEEE. Trans. Indus Electr. and Cont. Instr. Feb, pp.102-103 1976.
2. C.G. STREATFIELD " A Digital tachometer using commercial counter" International J.E.E.S., Vol 9, pp. 217-220, 1971
3. M.Rehman and V GK Murti " A New Capacitive Speed transducer" J. Phys,E Sci Instr Vol.13 pp.655-657, 1980.

ง) บทความส่งตีพิมพ์วารสารต่างประเทศ IEE



Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology,
Ladkrabang Campus, Ladkrabang, Bangkok, Thailand

ABSTRACT

A new digital speed transducer suitable for accurate measurement and control of angular speed is described. This transducer provides a simple method of speed measurement, using a thin slotted aluminium disc coupled to the rotating shaft. The slotted disc rotates in the air-gap of a separate winding of two coils which constitute an air core transformer of a tuned collector oscillator, altering the coupling coefficient of mutual inductance of the air core transformer by its shielding action. This results in a variation of feedback, causing the oscillation amplitude to be modulated in a cyclic manner at a rate proportional to the angular speed of the rotating shaft. The output of the oscillator is demodulated, filtered and shaped, giving a pulse signal whose frequency is a measure of the angular speed. The importance of this measuring method lies in the negligible load imposed on the rotating body under test and the very wide speed range measurable. Besides, it offers a reliable, low cost, and compact device, which can be used as a digital tachometer for the accurate control of speed in conventional schemes, in phase-locked loop or sensing applications. Circuit details and experimental results of this transducer are presented.

LIST OF SYMBOLS

C_1	= capacitance in a collector tuned circuit
h_{ic}	= common-emitter input impedance with output short-circuited to a.c.
h_{re}	= common-emitter reverse voltage transfer ratio with input open-circuited to a.c.
h_{fe}	= common-emitter forward current transfer ratio with output short-circuited to a.c.
h_{oe}	= common-emitter output impedance with input open-circuited to a.c.
k	= coupling coefficient of the air-core transformer
L_1	= primary coil of the air-core transformer
L_2	= secondary coil of the air-core transformer
M	= mutual inductance of the air-core transformer
m	= modulation index
n	= number of teeth in the disc
R_1	= resistance of the primary coil of the air-core transformer
R_2	= resistance of the secondary coil of the air-core transformer
V_{ce}	= collector-emitter junction voltage
v_{ce}	= instantaneous a.c. oscillating voltage
V_{be}	= base-emitter junction voltage
v_{be}	= instantaneous value of the base-emitter voltage
V_d	= detected output
V_o	= output voltage of the transducer circuit
V_m	= modulated output
ω_o	= angular oscillation frequency
ω_m	= angular velocity of the motor shaft
α	= ratio of the tooth width to tooth pitch

1. INTRODUCTION

In industrial control systems, the accurate measurement of angular speed in digital form is required in many instrumentation and control applications. The digital methods, proximate sensor is used for detection magnetic or electrostatic field or light, and many transducers (sensors), the magnetic sensor [1-2] capacitive sensor [3-5] and optical sensor [6-8] have been developed. Optical sensors, in particular can measure motor speed without contacting the rotating shaft and are very useful for the speed measurement of small servomotors, very low speed measurement, and for rotation analysis. Y. Prempraneerach has recently developed a new inductive speed transducer [9] that derives an amplitude modulated output from the rotating shaft to which is attached a slotted aluminium disc. Its output is demodulated and filtered, giving a voltage signal whose frequency is proportional to angular speed of the rotating shaft. This technique requires no mechanical coupling or contact between the motor shaft and transducer and imposes a negligible load on the rotating shaft under test. The resulting advantages are similar to those of an optical transducer. However, there are some disadvantages in the new inductive speed transducer since it includes an iron core, there is core loss when external frequency excitation is over 20 KHz. As a result the measuring speed range is limited. Because of the iron core, transducer size and weight cannot be small.

The proposed technique is a new digital speed transducer which overcomes the above difficulties. This transducer consists of an air-core transformer of a tuned collector oscillator requiring no external input frequency excitation and can operate at a frequency more than 50 KHz. without core loss. Thus its measuring speed range can be increased and it offers a simple, low cost, light weight and compact device. It also has the advantage of imposing less load on the test object because the rotating disc is not attached to the transducer and it is hardly affected by electromagnetic forces or eddy current damping.

This system comprises a simple air core transformer and a slotted aluminium disc which is positioned in the air-gap of the separate windings of two coils of the transformer, acting as the positive feedback path of a tuned collector oscillator: The slotted disc attached to the rotating shaft has its teeth moving in and out of the air-gap of the air core transformer, thereby causing the oscillation amplitude to be modulated in a cyclic manner. The modulated output of the oscillator circuit is demodulated, filtered and shaped, giving rise to a pulse signal, whose frequency is proportional to the angular speed. Such a transducer makes a highly simplified transducer system. It can be used for a typical incremental motion control or in phase-locked loop speed control. Moreover the output of the tuned collector oscillator is amplitude modulated at high frequency which may be advantageous in case of remote measurement.

2. PRINCIPLE OF THE TRANSDUCER

The arrangement of the transducer as a tuned collector oscillator is shown in Fig. 1. The operation of a tuned collector oscillator is based on the inductive effect of the collector tank circuit and magnetic coupling of the collector and base coils. The positive feedback via the mutual inductance between the coils develops an alternating base current of sufficient magnitude to produce enough a.c. power in the collector to overcome the loss in the tuned circuit.

The tuned collector oscillator may be analysed by using the equivalent circuit shown in Fig. 2. From the diagram

$$h_{fe} I_b = I_h + I_c + I_L \quad \dots\dots(1)$$

$$V_{ce} = \frac{I_h}{h_{oe}} = \frac{I_c}{j\omega_o C_1} = I_L (R_1 + j\omega_o L_1) + j\omega_o M I_b \quad \dots\dots(2)$$

$$0 = I_b h_{ie} + h_{re} V_{ce} + I_b (R_2 + j\omega_o L_2) + j\omega_o M I_L \quad \dots\dots(3)$$

$$V_{be} = (R_2 + j\omega_o L_2) I_b + j\omega_o M I_L \quad \dots\dots(4)$$

The number of terms in these equations is rather large but certain approximations can be made to simplify the algebra.

(1) Since I_b is small and M is usually much less than L_1 the term $j\omega_0 M I_b$ may be ignored.

(2) h_{re} is small and to a first approximation the term $h_{re} V_{ce}$ may be omitted.

(3) R_2 is usually negligible compared to h_{ie}

(4) h_{oe} is much less than $j\omega_0 C_1$ or $1/(R_1 + j\omega_0 L_1)$

Using these approximations the above equations may be simplified

to :

$$h_{fe} I_b = I_c + I_L \quad \dots\dots\dots(5)$$

$$V_{ce} = \frac{I_c}{j\omega_0 C_1} = (R_1 + j\omega_0 L_1) I_L \quad \dots\dots\dots(6)$$

$$0 = I_b (h_{ie} + j\omega_0 L_2) + j\omega_0 M I_L \quad \dots\dots\dots(7)$$

$$V_{be} = I_b j\omega_0 L_2 + j\omega_0 M I_L \quad \dots\dots\dots(8)$$

From equation (6), (7) and (8)

$$V_{be} = \frac{h_{ie}}{(R_1 + j\omega_0 L_1)(h_{ie} + j\omega_0 L_2)} j\omega_0 M V_{ce} \quad \dots\dots\dots(9)$$

The $v_{ce} = V_{ce} \cos \omega_0 t$ is the instantaneous a.c. oscillating voltage developed at the collector which has operating frequency

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}} \quad \dots\dots\dots(10)$$

The minimum mutual inductance for oscillation can be solved from equation

(5), (6) and (7)

$$M_{min} = \frac{C_1 R_1 h_{ie}}{h_{fe}} \quad \dots\dots\dots(11)$$

Thus the alternating base-emitter voltage required to sustain the oscillation condition is

$$v_{be} = \frac{h_{ie}}{(R_1 + j\omega_0 L_1)(h_{ie} + j\omega_0 L_2)} j\omega_0 M_{min} V_{ce} \cos \omega_0 t \quad \dots\dots\dots(12)$$

The amount of feedback is controlled by the mutual inductance between L_1 and L_2 . The coupling coefficient is adjusted to give the required mutual inductance. A decrease in the coefficient of coupling decreases the feedback and is caused by the shielding action of the slotted aluminium disc positioned in the air-gap of the air-core transformer. The slotted disc with n teeth as in Fig. 3 (a) has its teeth moving in and out of the air-gap. As a result the effective coupling coefficient of the air-core transformer varies periodically due to the shielding action of the slotted disc.

The effective coupling coefficient variation expected may be represented by the trapezoidal waveform shown in Fig.3 (b) but due to high Q tank circuit and fringing effect, the actual variation obtained is shown by broken lines. Then the amplitude modulation can be expressed in the form of the base-emitter voltage as

$$v_{be} = \frac{h_{ie} V_{ce} j \omega_o M(t)}{(R_1 + j \omega_o L_1)(h_{ie} + j \omega_o L_2)} \cos \omega_o t \dots\dots(13)$$

and
$$v_{be} = \frac{h_{ie} V_{ce} j \omega_o \sqrt{L_1 L_2}}{(R_1 + j \omega_o L_1)(h_{ie} + j \omega_o L_2)} k(\omega_m t) \cos \omega_o t \dots\dots(14)$$

where
$$\frac{h_{ie} V_{ce} \omega_o \sqrt{L_1 L_2}}{(R_1^2 + \omega_o^2 L_1^2)^{1/2} (h_{ie}^2 + \omega_o^2 L_2^2)^{1/2}}$$
 is a constant and $M(t) = \sqrt{L_1 L_2} k(\omega_m t)$

is a periodic function having a frequency $n \omega_m / 2\pi$, where ω_m is the angular speed.

Thus equation (14) indicates that the base-emitter voltage of the oscillator is an amplitude modulated sine wave, where the magnitude of modulating signal is proportional to the coupling coefficient, $k(\theta)$. The presence of a disc tooth in the air-gap reduces the coupling $k(\theta)$ causing decreased base drive and thus a decreased amplitude of oscillation frequency output. Consequently, the amplitude of oscillation frequency

output is modulated in a cyclic manner at a rate proportional to the angular speed of the rotating disc as shown in Fig. 5.. The demodulated output has a frequency n times the shaft speed per revolution.. Its wave form should be that of M (t) but due to the tank circuit and the low pass filters characteristic, the harmonics are attenuated by a higher amount than the fundamental and the detected output (V_D) tends towards a sinusoid for constant speed.

3. TRANSDUCER AND CIRCUIT DETAILS

The transducer circuit shown in Fig. 1 has details given in Table 1. The tuned circuit should have a high Q to minimize the harmonic current, and accordingly L_1 is made large. The measured inductance of L_1 is 0.77 mH and the capacitance, C_1 , should be chosen sufficiently large to minimize the effects of stray capacitance, but not so large as to reduce the effective Q of the system, with $C_1 = 0.01 \mu F$ so that the oscillator operates at frequency of 60 KHz.

The transistor selected is a 2N 2222A, which has the parameters, $h_{ie} = 6.8 K\Omega$ and $h_{fe} = 100$. Then, the minimum value of mutual inductance for feedback to maintain the oscillation is;

$$M_{\min} = \frac{C_1 R_1 h_{ie}}{h_{fe}} = \frac{0.01 \times 10^{-6} \times 7.65 \times 6.8 \times 10^3}{100} = 0.0052 \text{ mH}$$

where $R_1 = 7.65\Omega$ and the minimum value of coupling coefficient is ;

$$k_{\min} = \frac{M_{\min}}{\sqrt{L_1 L_2}} = \frac{0.0052 \times 10^{-3}}{\sqrt{0.77 \times 10^{-3} \times 0.36 \times 10^{-3}}} = 0.009$$

The mutual inductance between the feedback coils of the oscillator can be varied by variation of the coupling coefficient. For this purpose the secondary coil L_2 is placed on a screw so that its distance with respect to the stationary primary coil L_1 may be varied

to set the required mutual inductance. When the tooth of the slotted disc is clear of the air-gap between the coils of the air core transformer, the mutual inductance is a maximum and M_{max} is much larger than M_{min} for an air-gap of 3 mm. (coupling coefficient = 0.14). With shielding action caused by the presence of a disc tooth the mutual inductance is decreased according to the size and thickness of the tooth width with the result that the amplitude of oscillator output is modulated by different percentages as shown in Table. 2.

The shielding action of the slotted disc need not be complete but serves to give an appropriate modulation index. The slotted disc coupled to the shaft is made of thin aluminium sheet (1.0 mm. thickness and 100 mm. diameter) to avoid significant mechanical loading and to reduce fringing effects. Such a thin disc does not significantly add to the inertia or mechanical power requirement of the rotating shaft because of its negligible weight and the extremely small electromagnetic forces involved. In order to obtain the largest possible swing of mutual inductance variation, even in the presence of eccentricity and slightly improper alignment, the teeth of the disc must be made larger than the diameter of the primary coil of the air core transformer. Small axial movements of the slotted disc have only a very minor effect on the mutual inductance when the shaft is rotating steadily at any speed. Therefore, we should use a slotted disc having the ratio of slot width to slot depth appropriate to the diameter of the primary coil of the air core transformer, and having a ratio of tooth to slot which should be taken as 1 (or the ratio of tooth width to tooth pitch, α , being equal to 0.5) for symmetrical action, so that the output tends toward a sinusoid for constant speed.

Table 2 indicates that to obtain a larger modulation index, the number of slots, n should be decreased. For a given disc diameter and slot depth, the detected voltage, V_d may be increased by having fewer slots. This increase in detected voltage is, however, offset by a decrease in resolution, consequent to the reduction of output frequency

for a given speed. To study these effects, three separate 100 mm. diameter discs, having six, ten and sixteen slots, respectively, were made along with the same diameter of air core transformer. The ratio of slot width to slot depth was taken as 1.66, 1 and 0.66 in the three cases, respectively, to study its effect on the output voltage and waveforms.

4. EXPERIMENTAL RESULTS

Experiments were conducted to measure the magnitude, frequency and wave form of output signal at different speeds. For this purpose, the slotted disc was coupled to the shaft of an adjustable speed motor. The tuned collector oscillator arrangement for oscillation at 60 KHz is shown in Fig. 4. Its output is connected to a buffer amplifier before being fed to a simple demodulator circuit. The demodulated signal is nearly sinusoidal and shaped by a wave shaper providing the output pulse signal. The frequency of output signal is measured with the help of a digital counter and wave forms are displayed on a storage oscilloscope.

Table 3 shows the variation of the demodulated voltage with speed for the three transducers. The magnitude variation of the demodulated voltage with speeds up to 1500 rpm is within 11% for the 6 slot disc, 0.9% for the 10 slot disc and 0.4% for the 16 slot disc. It is seen, that the 6 slot disc (higher effective shielding) gives larger magnitude variation than the 10 slot disc, and that the 16 slot disc (lower effective shielding) gives the smallest magnitude variation but is very sensitive to small axial movements of the slotted disc. Thus the 10 slot disc gives the best result because it results in small magnitude variation and is less sensitive to small axial movements of its teeth which have a dimension appropriate to the diameter of the primary coil of air core transformer. The demodulated output wave form is nearly sinusoidal only in the 10 slots case. For the purpose of illustration, the waveforms at five speeds obtained with the transducer having 10 slots are shown in Fig.5. Results show that the demodulated

output signal is appreciably free of noise and its magnitude remains constant within 0.9% up to 1500 rpm, falling slightly at higher speed. However, the wave shaper can help to give an output pulse train (V_o) having a constant amplitude over a wider range of measuring speed. Fig.6 shows the rectangular pulse train of the output signal at a speed of 1200 rpm.

5. CONCLUSION

The use of an air core transformer-tuned collector oscillator in evolving a precision type digital speed transducer is presented. Transducers having six, ten and sixteen slots on a 100 mm. diameter disc have been made and tested. Results show that a 10 slot transducer behaves satisfactorily. The frequency of output pulse is accurately proportional to motor speed and its magnitude is also constant over a range of measuring speed. Resolution of this transducer for speed measurement could be increased by increasing the number of slots, with a corresponding increase in the output frequency. The motor speed is $\omega_m = 60 f_{out} / n$ (rev/min) where f_{out} is the frequency output. For $n = 10$ slots and $f_{out} \leq \omega_o / 4\pi$ speed measurement can be made up to 180 Krev/min. which is much higher than measurement speed of the inductive speed transducer [9]. However with increasing oscillation frequency, ω_o with out core loss effect high speed measurement can be increased. The proposed method is simple, low cost, reliable, high speed measurement system, and imposes negligible load on the rotating member under test. This method is well suited to digital speed measurement especially in small motors since it requires no detectable mechanical power from the motor, speed measurement can be made from zero, and control applications involving incremental motion control and phase-locked loop are possible.

6. ACKNOWLEDGEMENTS

The authors would like to thank Dr. Daniel Breen of King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang Campus Bangkok for his review of the manuscript. Prof. Shegeru Yamamoto and Prof. Yasuo Watanabe of the Science and Technology College of Nihon University, Tokyo, Japan, for their keen interest, encourage-

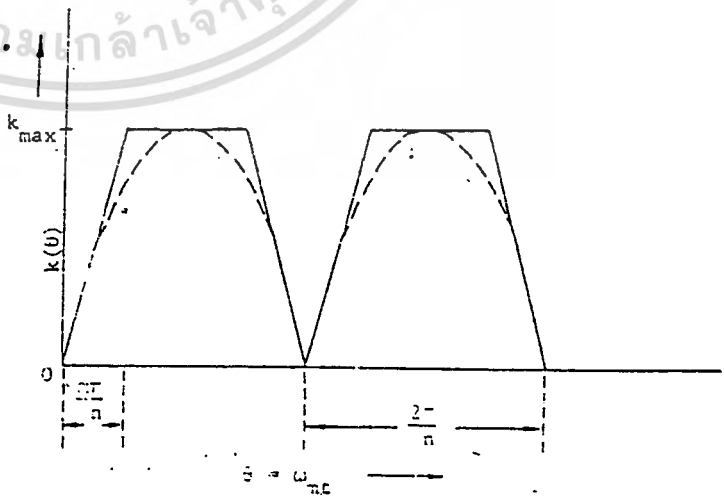
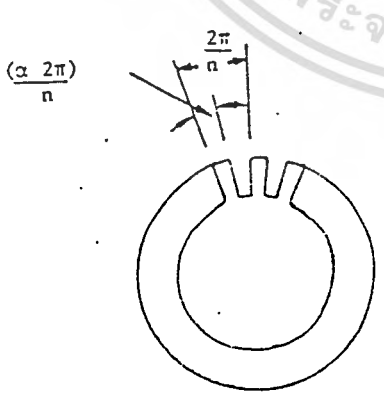
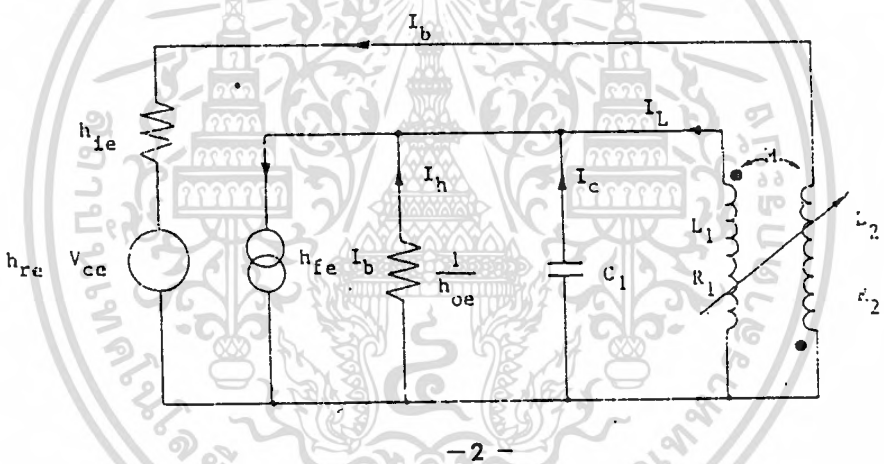
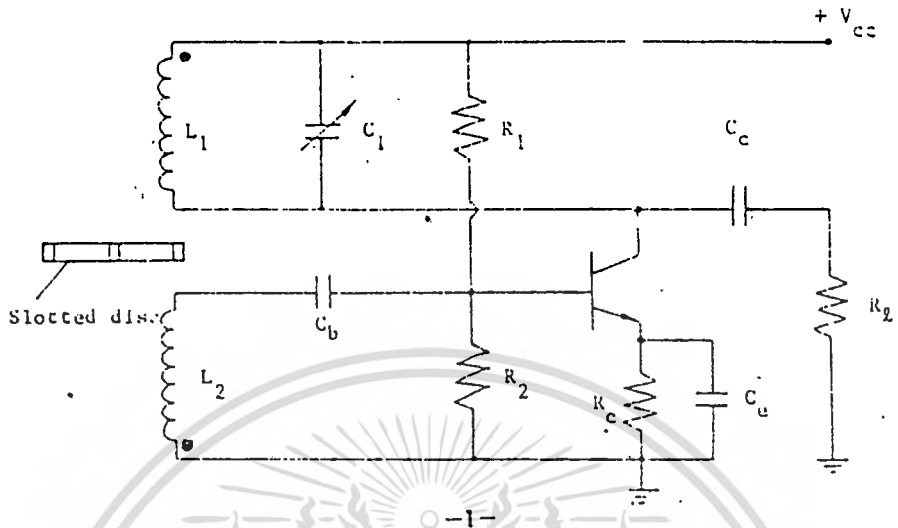
ment and help during the course of this work. One of the authors, Yothin Prempraneerach, wishes to acknowledge the Japan Society for the Promotion of Science (JSPS) and the National Research Council of Thailand (NRCT) for the JSPS scholarship support during his stay in Japan at the Nihon University.

7. REFERENCE

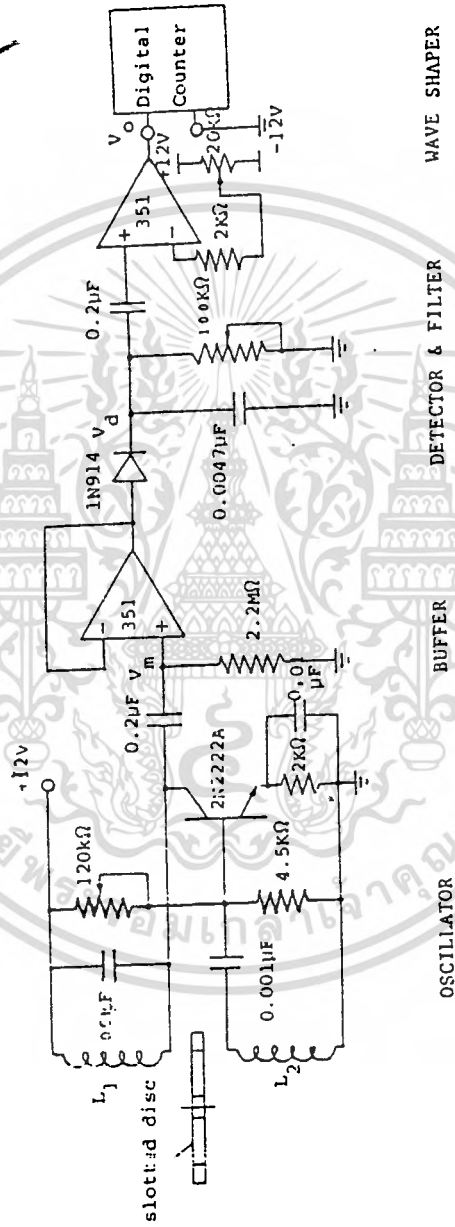
- [1] J. C. Ponstingl, "Digital Tachometer generator system" IEEE Trans. Ind. Gen. Appl., Vol. IGA-2, pp. 65-67, Jan./Feb. 1966.
- [2] "Magnetic pickups (transducers) at work" Airpax Controls Division, Ft. Lauderdale, Florida, buletin 8510-674.
- [3] F. J. Oliver, "Practical Instrumentation transducers" London : Hayden 1971 pp. 101-102.
- [4] M. A. Jani and W. Ahmad, "A digital technique for the measurement of angular speed" IEEE Trans. Ind. Electron. and Control Instru. pp. 102-103, Feb. 1976.
- [5] M. Rehman and V. G Murti, "A new capacitive speed transducer" J. Phys. E: Sci Instrum., Vol 13, pp. 655-657, 1980.
- [6] J. M. Stephenson, "New low noise tachogenerator" Proc. IEE., Vol. 116, pp. 1981-1983, Nov. 1969.
- [7] C. G. Streatfield, "A digital Tachometer using commercial counter" International Journal of Electrical Engineering Education, Vol. 9, pp. 217-220, 1971.
- [8] P. A. Jajoie, "The incremental encoder - An ontoelectronic commutator" Proc. 2nd Annu. Symp. Incremental Motion Control Systems and Devices Univ. Illinois, pp. 61-63, Apr. 1973.
- [9] Y. Prempraneerach, L. Vijnwatana and P. Julsereewong. "New inductive speed transducer" IEE PROC., Vol. 129, pt. D, No. 1, pp. 30-34, 1982.

CAPTIONS FOR THE FIGURES AND TABLES

- Figure 1 The tuned-collector oscillator
- Figure 2 The equivalent circuit
- Figure 3 (a) Slotted disc
(b) Coupling coefficient variation
- Figure 4 Circuit diagram for angular speed measurement
- Figure 5 Modulated output (V_m) and demodulated output (V_d) at various speed with the transducer having 10 slots.
- (a) 400 Hz (2400 rev/min.) 0.533 V_{rms}
- (b) 300 Hz (1800 rev/min.) 0.542 V_{rms}
- (c) 200 Hz (1200 rev/min.) 0.550 V_{rms}
- (d) 100 Hz (600 rev/min.) 0.554 V_{rms}
- (e) 40 Hz (240 rev/min.) 0.555 V_{rms}
- Figure 6 Modulated output (V_m) and wave shaper output (V_o) at speed 1200 rpm. with the transducer having 10 slots
- Table 1 Physical dimension of air core transformer
- Table 2 Shielding action of different slotted aluminium disc which have the same tooth width tooth pitch ratio equal 0.5 at oscillator frequency 60 KHz and air-gap between separate coils is 3 mm.
- Table 3 Variation of magnitude of demodulated output (V_d) with speed for transducers :- 6 slot, 10 slot and 16 slot disc respectively with the same diameter of coil L_1 and L_2



(b)

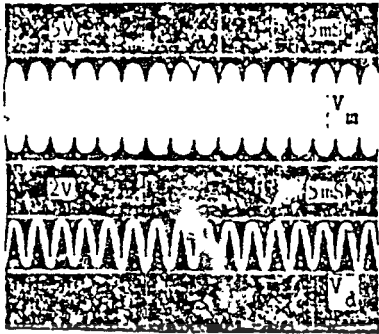


WAVE SHAPER

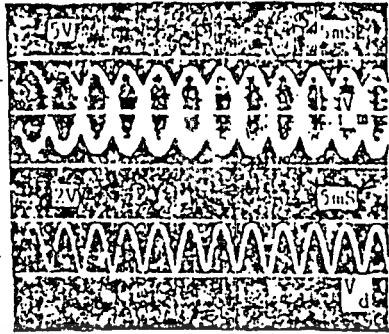
DETECTOR & FILTER

BUFFER

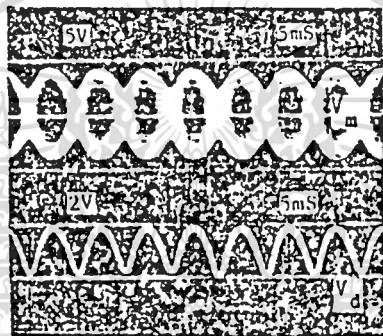
OSCILLATOR



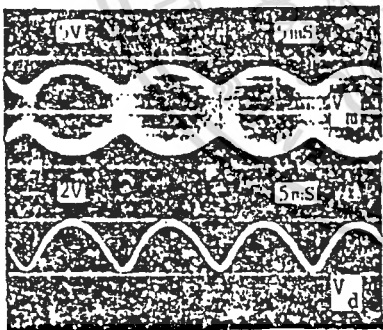
(a)



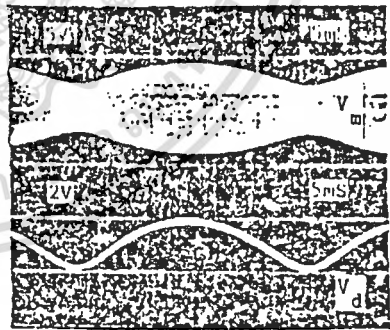
(b)



(c)



(d)



(e)

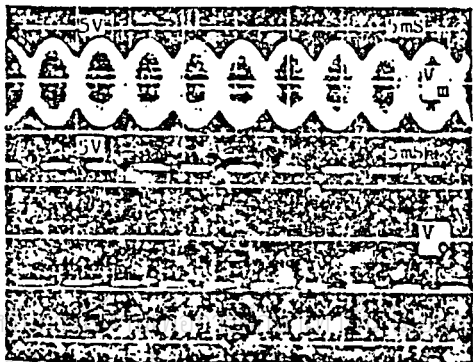


Table. 1

Physical dimension	coil-1	coil-2
Number of turn	$n_1 = 200$	$n_2 = 100$
Inductance of coil	$L_1 = 0.77 \text{ mH}$	$L_2 = 0.36 \text{ mH}$
Resistance of coil	$R_1 = 7.65 \Omega$	$R_2 = 3.8 \Omega$
Diameter of coil	$D_1 = 12.5 \text{ mm.}$	$D_2 = 12 \text{ mm.}$
Length of coil	$l_1 = 8 \text{ mm.}$	$l_2 = 4 \text{ mm.}$
Turn-ratio	$n_1 : n_2 = 1 : 0.5$	
Air gap between separate coil L_1 and coil L_2	3 mm.	

Table. 2

Description	No. shielding	6 slot disc with thickness		10 slot disc with thickness		16 slot disc with thickness	
		1 mm.	2 mm.	1 mm.	2 mm.	1 mm.	2 mm.
Mutual inductance in (m H.)	0.074	0.0057	0.0053	0.0082	0.0079	0.017	0.014
Coupling coefficient	0.14	0.011	0.01	0.016	0.015	0.032	0.027
Modulation index		= 100%		= 50%		= 15%	

Table. 3

Frequency output (Hz)	V_d (volt)	V_d (volt)	V_d (volt)
	6 slot, m=100%	10 slot, m=50%	16 slot, m=15%
30	1.299	0.555	0.202
50	1.259	0.555	0.202
60	1.253	0.555	0.202
70	1.242	0.555	0.202
80	1.236	0.555	0.201
90	1.223	0.554	0.201
100	1.218	0.554	0.206
120	1.203	0.553	0.206
140	1.189	0.553	0.200
150	1.180	0.552	0.200
160	1.175	0.551	0.200
180	1.163	0.551	0.200
200	1.150	0.550	0.200
230	1.129	0.548	0.200
250	-	0.546	0.200
280	-	0.544	0.199
300	-	0.542	0.199
330	-	0.539	0.199
350	-	0.538	0.198
380	-	0.535	0.198
400	-	0.533	0.198