

การวัดกำลังไฟฟ้าโดยใช้วงจรรคูณแบบดิจิทัล

A POWER MEASUREMENT BASED ON DIGITAL MULTIPLIER

อุทัย สักโท

UTAI SATTHO

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาคณะหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2546

ISBN 974-924-578-2

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

การวัดกำลังไฟฟ้าโดยใช้วงจรมัลติพลีเยอร์แบบดิจิทัล

A POWER MEASUREMENT BASED ON DIGITAL MULTIPLIER



อุทัย ศัทโท

UTAI SATTHO

เลขหน้.....
เลขทะเบียน 47510
วัน, เดือน, ปี 19 ส.ค. 2546

.b.....
.i.....

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ.2546

ISBN 974-324-578-2

การวัดกำลังไฟฟ้าโดยใช้วงจรรคูณแบบดิจิทัล

A POWER MEASUREMENT BASED ON DIGITAL MULTIPLIER

อุทัย ศัทโท

UTAI SATTHO

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ.2546

ISBN 974-324-578-2

A POWER MEASUREMENT BASED ON DIGITAL MULTIPLIER

UTAI SATHO

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

2003

ISBN 974-324-578-2


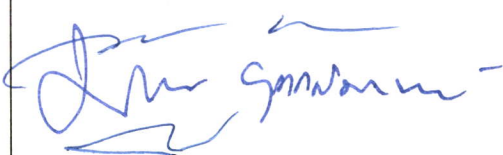


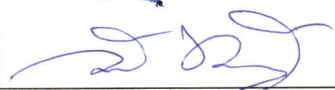
COPYRIGHT 2003

SCHOOL OF GRADUATE STUDIES

KING MONKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

บัณฑิตวิทยาลัย
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ใบรับรองวิทยานิพนธ์

หัวข้อวิทยานิพนธ์ การวัดกำลังไฟฟ้าโดยใช้วงจรคูณแบบดิจิทัล
A POWER MEASUREMENT BASED ON DIGITAL MULTIPLIER
ชื่อนักศึกษา นายอุทัย ศัทโท
รหัสประจำตัว 42061132
ปริญญา วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา วิศวกรรมการวัดคุม
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ รศ.วิทยา ทิพย์สุวรรณพร

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์		ลายมือชื่อ
รศ.ดร.วันชัย	วีรุจา	
รศ.พิพัฒน์	เลาหงคราม	
ผศ.ประภาส	อุคคกิมพันธ์ุ	
รศ.สุพรรณ	กุลพานิชย์	
รศ.วิทยา	ทิพย์สุวรรณพร	

วัน/เดือน/ปี ที่สอบ 22 พฤษภาคม 2546 เวลา 14.00-16.00 น.

สถานที่สอบ ณ อาคาร 12 ชั้น ชั้น 4 (ห้อง E12-404)



วันที่.....30.....เดือน.....พฤษภาคม.....พ.ศ. 2546.....

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การวัดกำลังไฟฟ้าโดยใช้วงจรมัลติเพล็กซ์แบบดิจิทัล
นักศึกษา	นายอุทัย ศัทโท
รหัสประจำตัว	42061132
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
พ.ศ.	2546
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์	รศ. วิทยา ทิพย์สุวรรณพร

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์นี้นำเสนอหลักการวัดกำลังไฟฟ้าโดยใช้หลักการคูณสัญญาณแบบดิจิทัล โดยมีการนำหลักการนี้ไปใช้ในการวัดกำลังเอาต์พุตของเครื่องขยายเสียงและการวัดกำลังของเครื่องใช้ไฟฟ้า การออกแบบจะใช้หลักการคูณสัญญาณแบบไบนารีเรต(Binary rate multiplier, BRM) สัญญาณซึ่งแปรผันตามแรงดันไฟฟ้า จะถูกป้อนเข้าสู่วงจรแปลงผันแรงดันเป็นความถี่(VFC) ในขณะเดียวกันสัญญาณซึ่งแปรผันตามกระแสไฟฟ้า จะถูกป้อนเข้าสู่วงจรแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิทัล(analog to digital converter, ADC) สัญญาณจากวงจรแปลงผันแรงดันเป็นความถี่และวงจรแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิทัล จะถูกป้อนเข้าสู่วงจรมัลติเพล็กซ์แบบ BRM ความถี่ BRM ขาออก จะแปรผันโดยตรงกับค่ากำลังไฟฟ้า นอกจากนี้ในระบบวัดยังสามารถปรับสัญญาณขาเข้าของเครื่องขยายเสียงโดยอัตโนมัติเพื่อการหาค่ากำลังสูงสุดของภาคขยายกำลัง โดยไม่ต้องใช้เครื่องมือที่มีราคาแพง เช่น เครื่องกำเนิดสัญญาณและออสซิลโลสโคป เป็นต้น

Thesis Title	A Power measurement based on digital multiplier
Student	Mr. Utai Sattho
Student ID.	42061132
Degree	Master of Engineering
Programme	Electrical Engineering
Year	2003
Thesis Advisor	Assoc. Prof. Vittaya Tipsuwanporn

ABSTRACT

This thesis proposes a power measurement based on digital multiplier. Application of this technique will be presented in the power output measurement of the audio power amplifier and universal power meter. This design is based on the Binary rate multiplication techniques (BRM) which is a digital multiplier. A signal proportional to the voltage signal is applied to control the voltage to frequency converter(VFC). At the same time, a signal proportional to the current signal is applied to the analog to digital converter(ADC) . The VFC output and ADC output are applied to a binary rate multiplier(BRM). The BRM frequency output is summed over a specified period of time to provide the power reading. In addition, the intelligent power output measurement has implemented in this system. With this implementation, this system capable to adjust the input signal automatically to find the maximum power output of power amplifier without the expensive equipment such as the audio function generator, oscilloscope etc.

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงได้อย่างดีนั้น ด้วยคำแนะนำจาก รศ.วิทยา ทิพย์สุวรรณพร ซึ่งเป็นอาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ ผู้วิจัยรู้สึกประทับใจและซาบซึ้งในการสนับสนุนและให้ความอนุเคราะห์จากท่านอาจารย์เป็นอย่างยิ่ง และขอกราบขอบพระคุณเป็นอย่างสูง

ขอขอบพระคุณ อ.อนุชิต เจริญ และ อ.วิญญู แสงวงสติกิจ ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์ ที่ให้คำแนะนำในการทำวิจัย ซึ่งมีส่วนช่วยให้ผู้วิจัยทำการวิจัยได้โดยราบรื่น

ขอขอบพระคุณทางครอบครัว เพื่อนๆทุกคนที่คอยให้การสนับสนุน และให้กำลังใจมาโดยตลอด

คุณค่าและประโยชน์อันพึงได้จากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ผู้วิจัยขอบอบแด่ คุณพ่อ คุณแม่ รวมทั้งผู้มีพระคุณทุกๆ ท่าน

อุทัย ศัทโท

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	II
กิตติกรรมประกาศ	III
สารบัญ	IV
สารบัญตาราง	VI
สารบัญรูป	VII
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 กล่าวนำ	1
1.2 วัตถุประสงค์ของวิทยานิพนธ์	1
1.3 ขอบเขตของงานวิจัย	2
1.4 วิธีการวิจัย	2
1.5 ประโยชน์ที่ได้จากวิทยานิพนธ์	2
1.6 หลักการใหม่ในวิทยานิพนธ์	3
1.7 รายละเอียดในวิทยานิพนธ์	3
บทที่ 2 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง	5
2.1 กล่าวนำ	5
2.2 ทฤษฎีและหลักการพื้นฐานของกำลังไฟฟ้า	5
2.2.1 วงจรไฟฟ้ากระแสตรง	6
2.2.2 วงจรไฟฟ้ากระแสสลับ	6
2.3 เครื่องมือวัดและการวัดกำลังไฟฟ้า.....	9
2.3.1 การวัดกำลังไฟฟ้าด้วยโวลต์มิเตอร์และแอมมิเตอร์.....	9
2.3.2 การวัดกำลังไฟฟ้าโดยใช้โวลต์มิเตอร์ 3 เครื่อง.....	10
2.3.3 การวัดกำลังไฟฟ้าโดยใช้แอมมิเตอร์ 3 เครื่อง.....	11
2.3.4 การวัดกำลังไฟฟ้าโดยใช้อิเล็กทรอนิกส์ไดนาโมมิเตอร์.....	12
2.3.5 การวัดกำลังไฟฟ้าโดยใช้วัตต์มิเตอร์แบบไฟฟ้าสถิต.....	17
2.3.6 การวัดกำลังไฟฟ้าโดยใช้วัตต์มิเตอร์แบบเทอร์โมคัปเปิล.....	18
2.3.7 เครื่องวัดตัวประกอบกำลัง.....	19

สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
2.3.8 การวัดกำลังไฟฟ้าของเครื่องขยายเสียง.....	21
2.4 หลักการพื้นฐานของการคณสัญญาณแบบ BRM.....	22
บทที่ 3 การออกแบบระบบวัดกำลังไฟฟ้า.....	24
3.1 โครงสร้างของระบบวัดกำลังไฟฟ้าโดยใช้วงจรคณแบบดิจิตอล.....	24
3.2 การวัดกำลังเอาต์พุตของเครื่องขยายเสียงโดยใช้วงจรคณแบบ BRM.....	25
3.3 การวัดกำลังของเครื่องใช้ไฟฟ้าโดยใช้วงจรคณแบบ BRM.....	34
บทที่ 4 ผลการทดลอง	41
4.1 ผลการทดสอบระบบวัดกำลังเอาต์พุตของเครื่องขยายเสียง.....	41
4.2 ผลการทดสอบระบบวัดกำลังของเครื่องใช้ไฟฟ้า.....	50
บทที่ 5 สรุปผลการทดลอง	59
5.1 สรุปผลการทดลอง	59
5.2 ปัญหาและข้อเสนอแนะ	60
บรรณานุกรม.....	61
ภาคผนวก	62
ภาคผนวก ก. ผลงานที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่.....	63
ภาคผนวก ข. DATA SHEET	74
ประวัติผู้เขียน	83

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
4.1 ผลการวัดกำลังเอาต์พุตของเครื่องขยายเสียงด้วยวิธีการต่างๆ	45
4.2 ผลจากการวัดด้วยออสซิลโลสโคปและวงจร BRM	47
4.3 ผลการทดสอบด้วยโหลดแบบตัวต้านทาน	55
4.4 ผลการทดสอบด้วยโหลดแบบตัวเหนี่ยวนำ	56
5.1 เปรียบเทียบเครื่องมือวัดกำลังเอาต์พุตของเครื่องขยายเสียงแบบต่างๆ	59

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 กำลังไฟฟ้ากระแสสลับในโหลดชนิดความต้านทาน	6
2.2 กำลังไฟฟ้ากระแสสลับในโหลดชนิดความเหนี่ยวนำอุดมคติ	7
2.3 กำลังไฟฟ้ากระแสสลับในโหลดชนิดความเหนี่ยวนำโดยทั่วไป	7
2.4 สามเหลี่ยมกำลังแสดงความสัมพันธ์ระหว่างกำลังไฟฟ้าทั้งสามชนิด	9
2.5 การวัดกำลังไฟฟ้าด้วยวัตต์มิเตอร์และแอมมิเตอร์	9
2.6 การวัดกำลังโดยใช้วัตต์มิเตอร์ 3 เครื่อง	10
2.7 การวัดกำลังโดยใช้แอมมิเตอร์ 3 เครื่อง	11
2.8 วัตต์มิเตอร์แบบอิเล็กทรอนิกส์โครโคนาโมมิเตอร์	12
2.9 วงจรภายในของวัตต์มิเตอร์แบบอิเล็กทรอนิกส์โครโคนาโมมิเตอร์	13
2.10 การต่อวงจรวัดกำลังสำหรับโหลดที่มีอิมพีแดนซ์สูง พร้อมทั้งแผนภาพเฟสเซอร์	14
2.11 การต่อวงจรวัดกำลังสำหรับโหลดที่มีอิมพีแดนซ์ต่ำ พร้อมทั้งแผนภาพเฟสเซอร์	15
2.12 วัตต์มิเตอร์แบบมีการชดเชย	17
2.13 วัตต์มิเตอร์แบบไฟฟ้าสถิต	17
2.14 วัตต์มิเตอร์แบบเทอร์โมคัปเปิล	18
2.15 โครงสร้างของเครื่องวัดตัวประกอบกำลัง	19
2.16 วงจรภายในของเครื่องวัดตัวประกอบกำลัง	20
2.17 การวัดกำลังเอาต์พุตของเครื่องขยายเสียง.....	21
2.18 บล็อกไดอะแกรมของ BRM แบบ 4 บิต.....	23
3.1 โครงสร้างของระบบวัดกำลังไฟฟ้าโดยใช้วงจรคูณแบบไบนารีเรด	24
3.2 ระบบวัดกำลังเอาต์พุตของเครื่องขยายเสียงโดยใช้วงจรคูณแบบ BRM	25
3.3 วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์และควบคุมความแรงของสัญญาณ	27
3.4 วงจรตรวจจับสัญญาณฮาร์โมนิกที่	28
3.5 วงจรควบคุมกระบวนการตรวจสอบ	29
3.6 วงจรกำเนิดความถี่สำหรับวงจรควบคุมกระบวนการตรวจสอบ	30
3.7 วงจรตรวจวัดสัญญาณแรงดันไฟฟ้า	30
3.8 วงจรตรวจวัดสัญญาณกระแสไฟฟ้า	31
3.9 วงจรแปลงผันแรงดันเป็นความถี่	31
3.10 วงจรแปลงสัญญาณแอนาล็อกเป็นดิจิตอลและวงจร BRM	32

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.11 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดัน กระแส กำลัง ความถี่ VFC สัญญาณ BBR จาก ADC และสัญญาณเอาต์พุตจากวงจร BRM	33
3.12 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดัน กระแส และกำลังไฟฟ้า	33
3.13 ความสัมพันธ์ระหว่างกำลังไฟฟ้า ความถี่ BRM และค่าที่อ่านได้จากวงจรแสดงผล	33
3.14 ระบบวัดกำลังของเครื่องใช้ไฟฟ้าโดยใช้วงจรคูณแบบ BRM	34
3.15 การต่อโหลดเข้ากับระบบวัดกำลังของเครื่องใช้ไฟฟ้าโดยใช้วงจรคูณแบบ BRM	35
3.16 แผนภาพเวลาของระบบ	37
3.17 วงจรตรวจวัดสัญญาณแรงดันไฟฟ้าและวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น	38
3.18 วงจรตรวจวัดสัญญาณกระแสไฟฟ้า	38
3.19 วงจรชั้กตัวอย่างและคงค่าและตัวมัลติเพลกซ์	39
3.20 วงจรสร้างสัญญาณควบคุม	39
3.21 วงจรแปลงผันแรงดันเป็นความถี่	40
4.1 รูปพัลส์ BRM รูปแบบที่ 1 , 2 , 4 และ 8	41
4.2 รูปพัลส์ BRM รูปแบบที่ 16,32, 64 และ 128	42
4.3 แสดงรูปสัญญาณจากวงจรกำเนิดสัญญาณความถี่เสียง 1 KHZ	42
4.4 แสดงรูปสัญญาณแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าจากการวัด	42
4.5 แสดงการเปรียบเทียบสัญญาณแรงดันไฟฟ้ากับสัญญาณจากวงจรแปลงผันสัญญาณอาร์เอ็มเอสเป็นดิซีซี	43
4.6 แสดงสัญญาณแรงดันไฟฟ้ากับสัญญาณจากวงจร VFC	43
4.7 แสดงสัญญาณแรงดันไฟฟ้าในแกนเวลาและความถี่ เมื่อเครื่องขยายเสียงยังถูกขับไม่ถึงจุดกำลังสูงสุด	43
4.8 แสดงสัญญาณแรงดันไฟฟ้าในแกนเวลาและความถี่ เมื่อเครื่องขยายเสียงยังถูกขับถึงจุดกำลังสูงสุด	44
4.9 แสดงสัญญาณ VFC และ BRM ที่เอาต์พุตของเครื่องขยายเสียงขนาด 2.8 วัตต์	44
4.10 แสดงสัญญาณ VFC และ BRM ที่เอาต์พุตของเครื่องขยายเสียงขนาด 11 วัตต์	44
4.11 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันและกำลังเอาต์พุต จากการวัดด้วยดิจิตอลมัลติมิเตอร์ร่วมกับเครื่องวิเคราะห์สเปกตรัม	45

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.12 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันเอาต์พุตของเครื่องขยายเสียงกับสัญญาณ BRM	46
4.13 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันเอาต์พุตกับผลการวัดที่ได้จากวงจร BRM ผลการวัดจาก ออสซิลโลสโคปและ ผลที่ได้จากการวัดด้วยดิจิตอลมัลติมิเตอร์ร่วมกับเครื่องวิเคราะห์ สเปกตรัมที่ย่านการวัด 50 W	46
4.14 เปรียบเทียบผลการวัดที่ได้จากวงจร BRM ผลการวัดจากออสซิลโลสโคปและผลที่ได้ จากการวัดด้วยดิจิตอลมัลติมิเตอร์ร่วมกับเครื่องวิเคราะห์สเปกตรัมที่ย่านการวัด 50 W	47
4.15 เปรียบเทียบผลการวัดค่าด้วยออสซิลโลสโคป จากผู้วัด 3 คน	48
4.16 เปรียบเทียบผลการวัดค่าด้วยวงจร BRM จากผู้วัด 3 คน	48
4.17 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันเอาต์พุตกับผลการวัดที่ได้จากวงจร BRM ผลการวัดจาก ออสซิลโลสโคปและ ผลที่ได้จากการวัดด้วยดิจิตอลมัลติมิเตอร์ร่วมกับเครื่องวิเคราะห์ สเปกตรัมที่ย่านการวัด 200 W	49
4.18 เปรียบเทียบผลการวัดที่ได้จากวงจร BRM ผลการวัดจากออสซิลโลสโคปและผลที่ได้ จากการวัดด้วยดิจิตอลมัลติมิเตอร์ร่วมกับเครื่องวิเคราะห์สเปกตรัมที่ย่านการวัด 200 W ...	49
4.19 แสดงเครื่องมือที่ใช้ในการทดสอบ	50
4.20 แสดงรูปด้านหน้าของเครื่องต้นแบบ	51
4.21 แสดงรูปด้านบนของเครื่องต้นแบบ	51
4.22 แสดงสัญญาณแรงดันและกระแสไฟฟ้าเมื่อโหลดเป็นความต้านทาน	52
4.23 แสดงสัญญาณแรงดันและกระแสไฟฟ้าที่ผ่านการเรียงกระแสแล้ว เมื่อโหลดเป็น ความต้านทาน	52
4.24 แสดงการเปรียบเทียบสัญญาณแรงดันและสัญญาณแรงดันที่ผ่านการเรียงกระแสแล้ว	53
4.25 แสดงสัญญาณแรงดันและกระแสไฟฟ้าเมื่อโหลดเป็นตัวเหนี่ยวนำ	53
4.26 แสดงสัญญาณแรงดันและกระแสไฟฟ้าที่ผ่านการเรียงกระแสแล้ว เมื่อโหลดเป็น ตัวเหนี่ยวนำ	53
4.27 แสดงสัญญาณแรงดันและสัญญาณ G1	54
4.28 แสดงสัญญาณแรงดันและสัญญาณ G3	54
4.29 เปรียบเทียบกำลังไฟฟ้าที่ได้จากการคำนวณกับกำลังไฟฟ้าที่ได้จากการวัดด้วยเครื่องมือ วัดกำลังไฟฟ้าแบบต่างๆ โดยใช้โหลดแบบตัวต้านทาน	56

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.30	
เปรียบเทียบกำลังปรากฏที่วัดได้จาก โวลต์ – แอมมิเตอร์กับกำลังปรากฏที่วัดได้โดยใช้เทคนิค BRM โดยใช้โหลดแบบตัวเหนี่ยวนำ	57
4.31	
เปรียบเทียบกำลังแอกทีฟที่วัดได้จากอิล็กโตรไดนาโมมิเตอร์ กับกำลังแอกทีฟที่วัดได้โดยใช้เทคนิค BRM โดยใช้โหลดแบบตัวเหนี่ยวนำ	57
4.32	
เปรียบเทียบค่าตัวประกอบกำลังที่วัดได้จาก มาตรวัดตัวประกอบกำลังแบบอิล็กโตรไดนาโมมิเตอร์ กับค่าตัวประกอบกำลังที่วัดได้โดยใช้เทคนิค BRM โดยใช้โหลดแบบตัวเหนี่ยวนำ	57

บทที่ 1

บทนำ

1.1 กล่าวนำ

การวัดกำลังไฟฟ้าเป็นสิ่งสำคัญที่ช่วยในการตรวจสอบ การเฝ้าตรวจและบำรุงรักษา อุปกรณ์ไฟฟ้า อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ ตลอดจนระบบจ่ายพลังงานไฟฟ้าต่างๆ

เครื่องมือวัดสำหรับวัดกำลังไฟฟ้าในปัจจุบันมีหลายแบบ ซึ่งมีการใช้งานแตกต่างกันไปตามลักษณะของงานในด้านต่างๆ เช่น การวัดกำลังไฟฟ้าของอุปกรณ์ไฟฟ้ากระแสตรงและกระแสสลับความถี่ต่ำ มักจะใช้เครื่องมือวัดแบบไดนาโมมิเตอร์[1,8,9] ซึ่งจะใช้หลักการของขดลวดเคลื่อนที่ในการวัดค่ากำลังไฟฟ้า การวัดกำลังเอาต์พุตของเครื่องขยายเสียงจะใช้ฮอสซิลโลสโคปพร้อมกับเครื่องกำเนิดสัญญาณย่านความถี่เสียง[2,3] เป็นต้น เครื่องมือวัดเหล่านี้จะมีข้อเสียแตกต่างกันไปตามชนิดของเครื่องมือวัดนั้น เช่น เครื่องมือวัดแบบไดนาโมมิเตอร์ซึ่งแสดงผลด้วยเข็มชี้ค่า ทำให้เกิดความผิดพลาดจากการอ่านค่าของผู้วัดได้ง่ายและหากได้รับอิทธิพลจากสนามแม่เหล็กภายนอก อาจเกิดผลกระทบต่อสนามแม่เหล็กภายในเครื่องมือวัด ทำให้เข็มเบี่ยงเบนคลาดเคลื่อนจากความเป็นจริง ส่วนการวัดกำลังเอาต์พุตของเครื่องขยายเสียงโดยใช้ฮอสซิลโลสโคปพร้อมกับเครื่องกำเนิดสัญญาณย่านความถี่เสียงนั้น ต้องใช้ผู้ที่มีทักษะในการวัด จึงจะมีความเที่ยงตรงที่ยอมรับได้ ใช้เวลาในการวัดมากและเครื่องมือที่ใช้มีราคาแพง วิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอหลักการออกแบบเครื่องมือวัดกำลังไฟฟ้าแบบอิเล็กทรอนิกส์โดยใช้วงจรถูกสัญญาณแบบดิจิตอล ซึ่งสามารถจัดข้อเสียของเครื่องมือวัดแบบเดิมได้ เพื่อประยุกต์ใช้กับการวัดกำลังไฟฟ้าในด้านต่างๆ เช่น การวัดกำลังเอาต์พุตของเครื่องขยายเสียง การวัดกำลังไฟฟ้าของอุปกรณ์ไฟฟ้า เป็นต้น

1.2 วัตถุประสงค์ของวิทยานิพนธ์

1. เพื่อศึกษาวิธีการวัดค่ากำลังไฟฟ้าและเครื่องมือวัดค่ากำลังไฟฟ้าแบบต่างๆ เพื่อทำการเปรียบเทียบข้อดีข้อเสียและนำมาเป็นข้อมูลในการออกแบบ
2. เพื่อค้นคว้าวิจัยวงจรถูกสัญญาณแบบดิจิตอล โดยใช้การคูณแบบไบนารีเรต(Binary Rate Multiplier, BRM) ให้สามารถนำไปใช้งานจริงในทางปฏิบัติได้
3. เพื่อนำหลักการคูณสัญญาณแบบ BRM(Binary Rate Multiplier) มาใช้ในการออกแบบและสร้างเครื่องมือวัดกำลังไฟฟ้าที่ให้ความสะดวกรวดเร็วในการวัด มีความเที่ยงตรง ต้นทุนในการสร้างต่ำและไม่จำเป็นต้องใช้ผู้ที่มีความชำนาญในการวัด

1.3 ขอบเขตของงานวิจัย

1. ทำการวิเคราะห์และออกแบบวงจรควบคุมสัญญาณ โดยใช้เทคนิคการควบคุมสัญญาณแบบ BRM(Binary Rate Multiplier) เพื่อใช้สำหรับการควบคุมสัญญาณแรงดันกับสัญญาณกระแสไฟฟ้าในการวัดค่ากำลังไฟฟ้า
2. ออกแบบและสร้างเครื่องมือวัดกำลังเอาต์พุตของเครื่องขยายเสียง โดยใช้เทคนิคการควบคุมสัญญาณแบบ BRM โดยสามารถวัดค่าได้ตั้งแต่ 0 – 200 วัตต์
3. ออกแบบและสร้างเครื่องมือวัดกำลังไฟฟ้าของเครื่องใช้ไฟฟ้า โดยใช้เทคนิคการควบคุมสัญญาณแบบ BRM โดยสามารถวัดค่าได้ตั้งแต่ 0 – 350 วัตต์

1.4 วิธีการวิจัย

1. ค้นคว้าทฤษฎีจากบทความ วารสาร เอกสารและตำราทางวิชาการที่ให้ข้อมูลเกี่ยวกับการวัดกำลังไฟฟ้าด้วยวิธีการต่างๆ
2. วิเคราะห์และออกแบบระบบวัดกำลังไฟฟ้า
3. ออกแบบวงจรที่ใช้ในระบบวัดกำลังไฟฟ้าแต่ละส่วน
4. ทำการสร้างเครื่องต้นแบบ และทดสอบผลการวัด
5. สรุปผลการทดลองและวิจารณ์

1.5 ประโยชน์ที่ได้จากวิทยานิพนธ์

1. เครื่องมือวัดกำลังเอาต์พุตของเครื่องขยายเสียงที่สร้างขึ้น โดยใช้เทคนิคการควบคุมสัญญาณแบบ BRM สามารถจัดซื้อจัดจ้างของระบบวัดแบบเดิมที่ใช้ฮอสซิลโลสโคปร่วมกับเครื่องกำเนิดสัญญาณย่านความถี่เสียงได้ โดยมีข้อดีคือ ให้ความเที่ยงตรงสูงโดยไม่ต้องใช้ผู้ที่มีความชำนาญในการวัด ใช้เวลาในการวัดน้อย ต้นทุนในการสร้างต่ำและไม่จำเป็นต้องใช้ไมโครโปรเซสเซอร์หรือไมโครคอนโทรลเลอร์ในการควบคุมและแสดงผล
2. เครื่องมือวัดกำลังไฟฟ้าของเครื่องใช้ไฟฟ้าที่สร้างขึ้น สามารถวัดได้ทั้ง กำลังปรากฏ (Apparent Power) กำลังจริง(Active Power) กำลังรีแอกทีฟ(Reactive Power) และค่าตัวประกอบกำลัง(Power Factor)
3. สามารถนำเทคนิคการควบคุมแบบ BRM มาประยุกต์ใช้งานในระบบที่ต้องใช้การควบคุมสัญญาณหรือการหารความถี่ได้

1.6 หลักการใหม่ในวิทยานิพนธ์

สำหรับวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอเครื่องมือวัดกำลังไฟฟ้าแบบอิเล็กทรอนิกส์ที่ใช้หลักการคูณสัญญาณแบบดิจิทัล โดยใช้เทคนิคการคูณแบบไบนารีเรต(Binary rate multiplier, BRM) ซึ่งให้สัญญาณเอาต์พุตเป็นความถี่ที่แปรผันตามกำลังไฟฟ้า วงจร BRM จะมีสัญญาณขาเข้า 2 สัญญาณคือ สัญญาณความถี่ขาเข้าและสัญญาณไบนารีบิตเรต(Binary Bit Rate) ซึ่งอยู่ในรูปเลขฐานสองแบบขนาน(Parallel Binary Number) สัญญาณขาออกจะเป็นพัลส์ซึ่งมีความถี่แปรผันตามผลคูณของสัญญาณความถี่ขาเข้าและสัญญาณไบนารีบิตเรต สามารถส่งให้กับวงจรนับเพื่อการแสดงผลได้เลย หรือสามารถส่งสัญญาณความถี่ไปยังอุปกรณ์แสดงผลที่อยู่ไกลออกไป โดยไม่มีผลกระทบจากสัญญาณรบกวนต่อค่าในการวัดทำให้มีความสะดวกและประยุกต์ในการใช้งานได้อย่างกว้างขวาง

การวัดกำลังไฟฟ้าโดยใช้เทคนิคนี้ สัญญาณซึ่งแปรผันตามแรงดันไฟฟ้า จะถูกป้อนเข้าสู่ตัววงจรแปลงผันแรงดันเป็นความถี่(VFC) ในขณะเดียวกันสัญญาณซึ่งแปรผันตามกระแสไหลจะ ถูกป้อนเข้าสู่ตัววงจรแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิทัล(ADC) สัญญาณจากวงจรแปลงผันแรงดันเป็นความถี่และวงจรแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิทัล จะถูกป้อนเข้าสู่ตัวคูณสัญญาณแบบ BRM ความถี่ BRM ขาออกจะเป็นตัวบอกค่ากำลังไฟฟ้า ในการประยุกต์ใช้กับการวัดกำลังเอาต์พุตของเครื่องขยายเสียงนั้น ระบบวัดยังสามารถปรับสัญญาณขาเข้าของภาคขยายกำลังโดยอัตโนมัติ เพื่อการหาค่ากำลังสูงสุดของภาคขยายกำลัง โดยไม่ต้องใช้เครื่องมือที่มีราคาแพง เช่น เครื่องกำเนิดสัญญาณและออสซิลโลสโคป เป็นต้น

1.7 รายละเอียดในวิทยานิพนธ์

วิทยานิพนธ์นี้ได้ศึกษาวิจัยเพื่อออกแบบเครื่องมือวัดกำลังไฟฟ้า โดยใช้เทคนิคการคูณสัญญาณแบบ BRM ซึ่งรายละเอียดที่กล่าวในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ แบ่งเป็นบทๆ ได้ดังนี้ คือ

บทที่ 1 บทนำได้กล่าวถึงแนวทางต่างๆ ไป ที่นำมาสู่งานวิจัย วัตถุประสงค์ ขอบเขต วิธีการวิจัย ประโยชน์ที่ได้รับจากการวิจัย หลักการใหม่ที่ได้นำเสนอ และรายละเอียดในแต่ละบทโดยสังเขป

บทที่ 2 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง กล่าวถึงทฤษฎีและหลักการพื้นฐานของกำลังไฟฟ้า การวัดกำลังไฟฟ้า และหลักการคูณสัญญาณแบบ BRM

บทที่ 3 การออกแบบระบบวัดกำลังไฟฟ้าโดยใช้วงจรคูณสัญญาณแบบดิจิทัล กล่าวถึงการออกแบบและสร้างระบบวัดกำลังเอาต์พุตของเครื่องขยายเสียง และเครื่องมือวัดกำลังไฟฟ้าของเครื่องใช้ไฟฟ้า โดยใช้เทคนิคการคูณสัญญาณแบบ BRM

บทที่ 4 ผลการทดลอง กล่าวถึงรูปแบบสัญญาณ BRM การทดสอบเครื่องมือวัดที่ออกแบบ และสร้างขึ้น โดยการวัดค่ากำลังเอาต์พุตของเครื่องขยายเสียง การวัดค่ากำลังไฟฟ้าของโหลดแบบ ต่างๆ

บทที่ 5 สรุปผลการทดลอง กล่าวสรุปผลการทดลอง ปัญหาที่เกิดขึ้น และข้อเสนอแนะ

บทที่ 2

ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

2.1 กล่าวนำ

สำหรับบทนี้จะเป็นการกล่าวถึงทฤษฎีต่างๆ ที่เกี่ยวข้องในงานวิจัย ได้แก่ พื้นฐานของกำลังไฟฟ้า เครื่องมือวัดและการวัดกำลังไฟฟ้า ตลอดจนหลักการพื้นฐานของเทคนิคการคูณสัญญาณแบบ BRM

2.2 ทฤษฎีและหลักการพื้นฐานของกำลังไฟฟ้า

กำลัง(Power) เป็นผลมาจากการถ่ายโอนพลังงานหรือการสูญเสียพลังงานไปกับโหลด[1] เป็นตัวแสดงปริมาณของงานที่ทำในช่วงเวลาที่กำหนด ซึ่งสามารถแสดงโดยสมการ

$$\text{กำลัง}(p) = \frac{\text{งาน}}{\text{เวลา}} = \frac{W}{t} \quad (2.1)$$

โดยที่กำลังมีหน่วยเป็นวัตต์(W) งานมีหน่วยเป็นจูล์(J) และเวลามีหน่วยเป็นวินาที(S)

จากนิยามของความต่างศักย์ที่ว่าหากใช้พลังงาน 1 จูล์ในการเคลื่อนประจุ 1 คูลอมบ์จากจุดหนึ่งไปยังอีกจุดหนึ่ง จะทำให้เกิดความต่างศักย์ขึ้น 1 โวลต์ระหว่างสองจุดนั้น ดังนั้นกำลังไฟฟ้าสามารถแสดงในพจน์ของกระแสและแรงดันได้ดังสมการ

$$v = \frac{W}{q} \quad (2.2)$$

หรือ
$$W = vq \quad (2.3)$$

จากนิยามของกระแสไฟฟ้าคือ จำนวนประจุไฟฟ้าที่เคลื่อนที่ผ่านจุดที่กำหนดให้ใน 1 วินาที ซึ่งเขียนเป็นสมการได้คือ

$$i = \frac{q}{t} \quad (2.4)$$

โดยการแทน (2.3) และ (2.4) ลงใน (2.1) จะได้

$$p = \frac{vq}{q/i} = vi \quad (2.5)$$

ดังนั้น กำลังไฟฟ้าในวงจรที่เวลาใดๆ จะมีค่าเท่ากับผลคูณของกระแสที่ไหลในวงจรและแรงดันตกคร่อมโหลดในขณะนั้น การพิจารณากำลังไฟฟ้าในวงจร สามารถทำได้ดังนี้คือ

2.2.1 วงจรไฟฟ้ากระแสตรง (DC Circuits)

ในวงจรไฟฟ้ากระแสตรง หากแรงดันและกระแสไฟฟ้ามีค่าคงที่ กำลังไฟฟ้าที่ใช้ไปโดยโหลดจะมีค่าเท่ากับผลคูณของแรงดันตกคร่อมโหลดและกระแสที่ไหลผ่านโหลด

$$P = V_L I_L \quad (2.6)$$

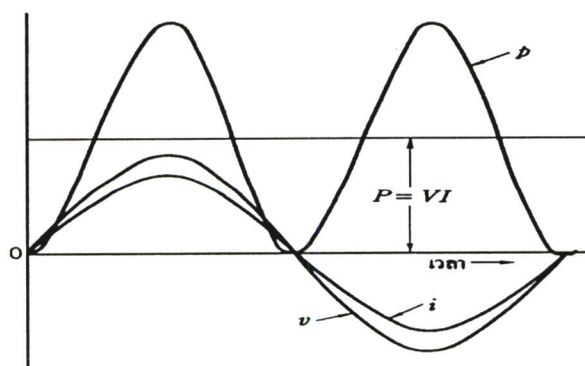
ในกรณีที่รู้ค่าความต้านทานของโหลด สามารถหาค่ากำลังไฟฟ้าได้จาก

$$P = I^2 R = \frac{V^2}{R} \quad (2.7)$$

2.2.2 วงจรไฟฟ้ากระแสสลับ (AC Circuits)

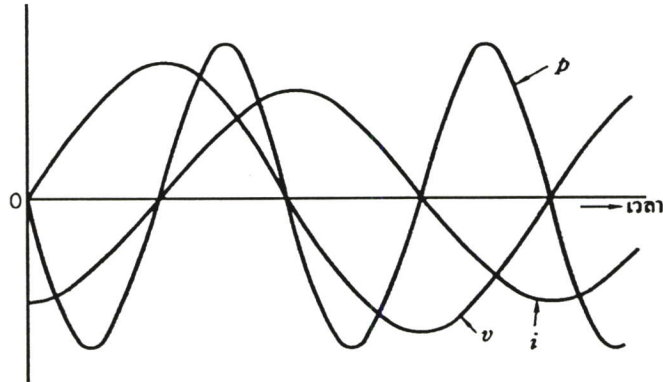
ในวงจรไฟฟ้ากระแสสลับ กำลังชั่วขณะ (instantaneous power) คือผลคูณของแรงดันตกคร่อมโหลดและกระแสที่ไหลผ่านโหลดในขณะนั้น

$$p(t) = v(t)i(t) \quad (2.8)$$

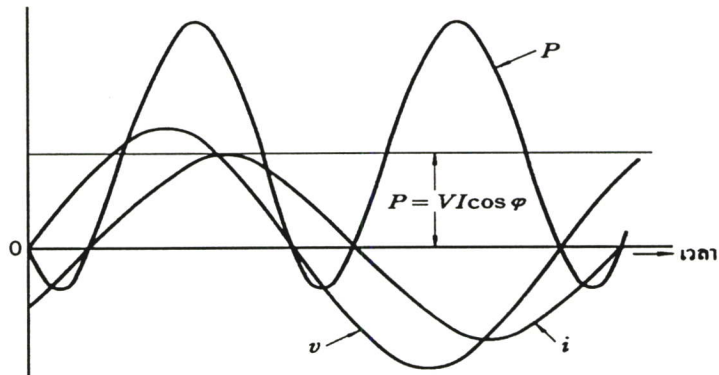


รูปที่ 2.1 กำลังไฟฟ้ากระแสสลับในโหลดชนิดความต้านทาน

ความสัมพันธ์ของแรงดันชั่วขณะ กระแสชั่วขณะและกำลังชั่วขณะของโหลดชนิดต่างๆ สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.1 ถึงรูปที่ 2.3



รูปที่ 2.2 กำลังไฟฟ้ากระแสสลับในโหลดชนิดความเหนี่ยวนำอุดมคติ



รูปที่ 2.3 กำลังไฟฟ้ากระแสสลับในโหลดชนิดความเหนี่ยวนำโดยทั่วไป

กำลังไฟฟ้าในวงจรไฟฟ้ากระแสสลับนั้น มีอยู่ด้วยกัน 3 ชนิด คือ

1. กำลังปรากฏ(Apparent power(S)) คือ กำลังทั้งหมดที่ถูกส่งไปยังโหลดโดยแหล่งจ่าย มีหน่วยเป็น โวลต์-แอมแปร์(VA) โดยที่

$$S = VI \quad (2.9)$$

เมื่อ V คือ แรงดันอาร์เอ็มเอส

I คือ กระแสอาร์เอ็มเอส

2. กำลังแอกทีฟ(Active power(P)) ซึ่งบางครั้งจะเรียกว่ากำลังเฉลี่ย(Average power) หรือกำลังจริง(True power) เป็นกำลังที่ถูกใช้ไปจริงในโหลด มีหน่วยเป็นวัตต์(Watt(W)) โดยที่

ในกรณีแหล่งจ่ายเป็นสัญญาณไซน์

$$P = VI \cos \theta \quad (2.10)$$

ในกรณีแหล่งจ่ายไม่เป็นสัญญาณไซน์

$$P = \frac{1}{T} \int_{t_1}^{t_2} p(t) dt \quad (2.11)$$

3. กำลังรีแอกทีฟ(Reactive power(Q)) เป็นกำลังที่ถูกส่งไปยังอุปกรณ์รีแอกทีฟในวงจรของโหลด มีหน่วยเป็น โวลต์-แอมแปร์-รีแอกทีฟ(var) โดยที่

ในกรณีแหล่งจ่ายเป็นสัญญาณไซน์

$$Q = VI \sin \theta \quad (2.12)$$

ในกรณีแหล่งจ่ายไม่เป็นสัญญาณไซน์

$$Q = \sqrt{S^2 - P^2} \quad (2.13)$$

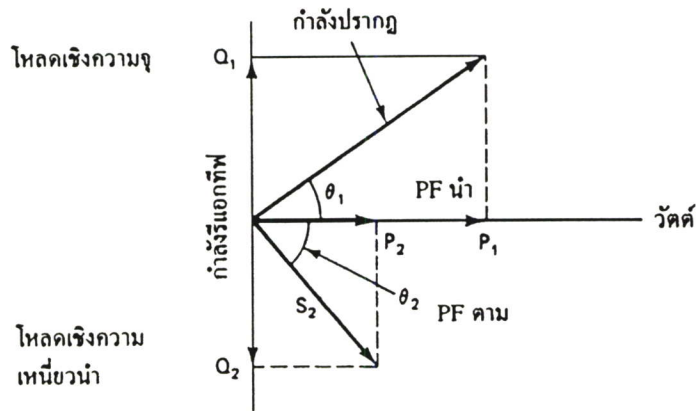
ความสัมพันธ์ของกำลังไฟฟ้าทั้ง 3 ชนิดนี้ สามารถแสดงได้โดยสมการ

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2} \quad (2.14)$$

องค์ประกอบที่สำคัญอีกอย่างหนึ่งในวงจรไฟฟ้ากระแสสลับคือ ตัวประกอบกำลัง(Power Factor) ใช้ตัวย่อว่า PF โดยที่

$$PF = \cos \theta = \frac{P}{S} \quad (2.15)$$

เมื่อ θ คือ มุมเฟส(phase angle) ระหว่างแรงดันกับกระแสไฟฟ้า

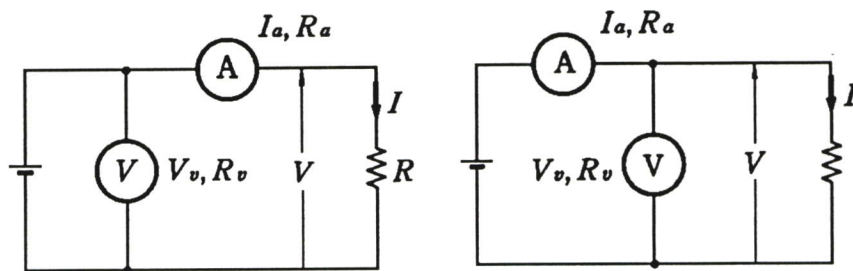


รูปที่ 2.4 สามเหลี่ยมกำลังแสดงความสัมพันธ์ระหว่างกำลังไฟฟ้าทั้งสามชนิด

2.3 เครื่องมือวัดและการวัดกำลังไฟฟ้า

2.3.1 การวัดกำลังไฟฟ้าด้วยโวลต์มิเตอร์และแอมมิเตอร์

กำลังไฟฟ้ากระแสตรงสามารถวัดได้โดยการใช้โวลต์มิเตอร์และแอมมิเตอร์ต่อในวงจรดังแสดงในรูป 2.5 ในกรณีเช่นนี้จำเป็นต้องคำนึงถึงกำลังไฟฟ้าที่สูญเสียไปในเครื่องวัดด้วย สมมติให้ R เป็นความต้านทานของโหลด V เป็นแรงดันคร่อมโหลดและ I เป็นกระแสที่ไหลผ่านโหลด โวลต์มิเตอร์ และแอมมิเตอร์มีความต้านทานในตัว R_v และ R_a อ่านค่า V_v และ I_a ตามลำดับ ตามรูป 2.5 (ก) จะได้ว่า



(ก) การต่อวงจรรูปแบบที่ 1

(ข) การต่อวงจรรูปแบบที่ 2

รูปที่ 2.5 การวัดกำลังไฟฟ้าด้วยโวลต์มิเตอร์และแอมมิเตอร์

$$V_v = IR + I R_a \quad (2.16)$$

เมื่อ $I_a = I$

กำลังไฟฟ้าที่วัดได้ จะเป็น

$$P = I^2 R = V_v I_a - I_a^2 R_a \quad (2.17)$$

ทำนองเดียวกันตามรูป 2.5 (ข) จะได้

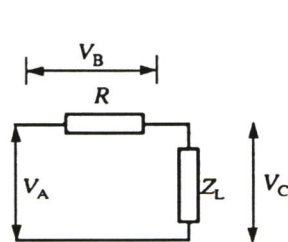
$$P = VI = V_v I_a - \frac{V_v^2}{R_v} \quad (2.18)$$

การพิจารณาว่าควรจะใช้วิธีการต่อวงจรดังในรูป 2.5 (ก) หรือ รูป 2.5 (ข) ให้พิจารณาจากกระแสไหล หากกระแสมีค่าน้อยควรต่อวงจรรูป 2.5 (ก) หากกระแสมีค่ามากควรต่อวงจรรูป 2.5 (ข)

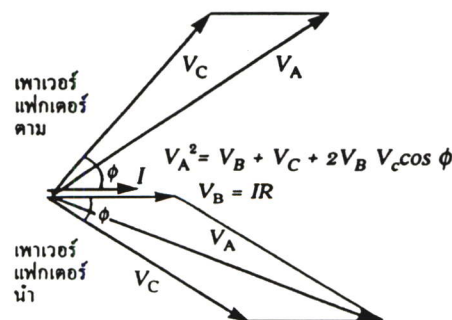
ในกรณีของไฟฟ้ากระแสสลับ ถ้าเราทราบค่าแรงดัน V กระแส I และมุมต่างระหว่างเฟส (ϕ) หรือเพาเวอร์แฟกเตอร์ $\cos \phi$ เราก็สามารถคำนวณหาค่ากำลังไฟฟ้าได้จาก $VI \cos \phi$

2.3.2 การวัดกำลังโดยใช้โวลต์มิเตอร์ 3 เครื่อง

โดยการใช้ตัวต้านทานที่ไม่มีค่าความเหนี่ยวนำและโวลต์มิเตอร์จำนวน 3 เครื่อง วัดแรงดัน 3 ค่า ดังรูปที่ 2.6 (ก) เราสามารถวัดกำลังสูญเสียในโหลด โดยไม่ต้องใช้วัตต์มิเตอร์ รูปที่ 2.6 (ข) แสดงแผนภาพเฟสเซอร์สำหรับตัวประกอบกำลังทั้งแบบนำและแบบตาม



(ก) การวัดกำลังโดยใช้โวลต์มิเตอร์ 3 เครื่อง



(ข) แผนภาพเฟสเซอร์

รูปที่ 2.6 การวัดกำลังโดยใช้โวลต์มิเตอร์ 3 เครื่อง

โดยการใช้ตรีโกณมิติ จะได้

$$V_A^2 = V_B^2 + V_C^2 + 2V_B V_C \cos \phi \quad (2.19)$$

$$V_B = IR \quad (2.20)$$

กำลังเฉลี่ยที่สูญเสียในโหลด ถูกกำหนดโดย

$$P = V_C I \cos \phi \quad (2.21)$$

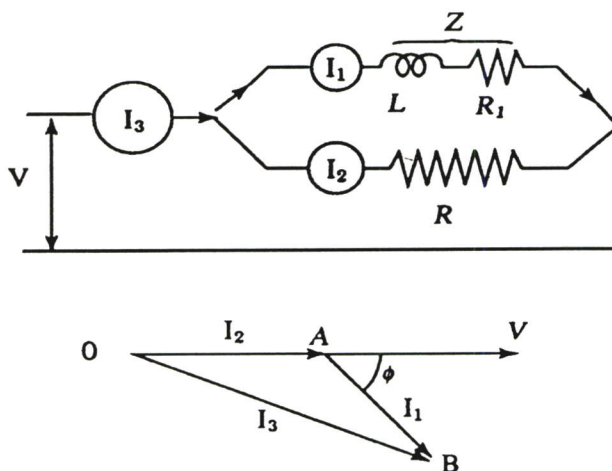
ดังนั้นจึงสามารถหาค่ากำลังเฉลี่ยได้จาก

$$P = \frac{V_A^2 - V_B^2 - V_C^2}{2R} \quad (2.22)$$

ตัวประกอบกำลังสามารถหาได้จาก

$$\cos \phi = \frac{V_A^2 - V_B^2 - V_C^2}{2V_B V_C} \quad (2.23)$$

2.3.3 การวัดกำลังโดยใช้แอมมิเตอร์ 3 เครื่อง



รูปที่ 2.7 การวัดกำลังโดยใช้แอมมิเตอร์ 3 เครื่อง

โดยใช้ตัวต้านทานที่ไม่มีความเหนี่ยวนำและแอมมิเตอร์จำนวน 3 เครื่อง วัดกระแส 3 ค่าดังรูปที่ 2.7 เราสามารถวัดกำลังสูญเสียในโหลด โดยไม่ต้องใช้วัตต์มิเตอร์ได้

จากสามเหลี่ยม OAB

$$I_3^2 = (I_2 + I_1 \cos \phi)^2 + (I_1 \sin \phi)^2 = I_1^2 + I_2^2 + 2I_1I_2 \cos \phi \tag{2.24}$$

เนื่องจากกำลังในโหลด Z ได้มาจาก $P = VI_1 \cos \phi$ โดยการแทน $I_2 = V/R$ ลงในสมการ (2.24) จะได้

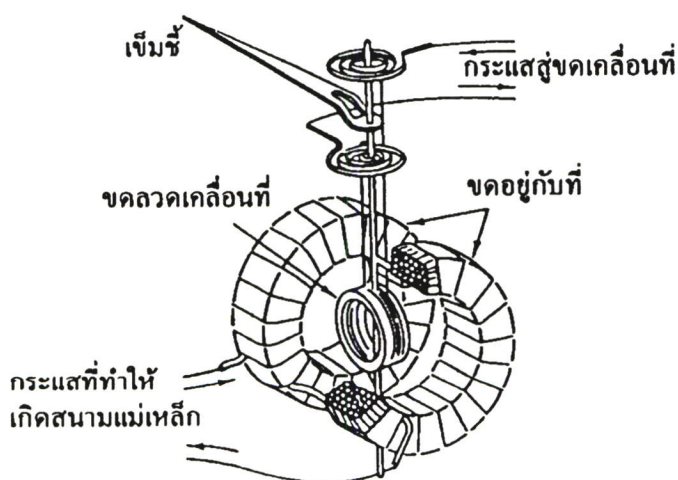
$$I_3^2 = I_1^2 + I_2^2 + 2I_1(V/R) \cos \phi = I_1^2 + I_2^2 + 2P/R \tag{2.25}$$

ดังนั้น

$$P = \frac{R(I_3^2 - I_1^2 - I_2^2)}{2} \tag{2.26}$$

2.3.4 การวัดกำลังโดยใช้วัตต์มิเตอร์แบบอิเล็กทรอนิกส์ไดนาโมมิเตอร์

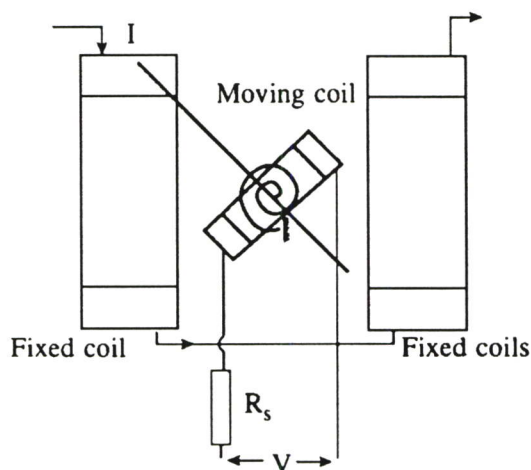
วัตต์มิเตอร์แบบอิเล็กทรอนิกส์ไดนาโมมิเตอร์เป็นเครื่องวัดกำลังไฟฟ้าที่ใช้วัดได้ทั้งไฟฟ้ากระแสตรงและไฟฟ้ากระแสสลับ



รูปที่ 2.8 วัตต์มิเตอร์แบบอิเล็กทรอนิกส์ไดนาโมมิเตอร์

วัตต์มิเตอร์แบบนี้จะประกอบด้วยขดลวดอยู่กับที่ (Fixed coil) 2 ขดต่อกันและขดลวดเคลื่อนที่ (Moving coil) อีก 1 ขด ขดลวดอยู่กับที่ที่ใช้ขดลวดขนาดใหญ่ เพื่อให้เกิดค่าแอมแปร์-รอบ มากพอที่จะเกิดแรงบิดให้เข็มเบี่ยงเบนได้พอเพียง เราเรียกขดลวดนี้ว่าขดกระแส (current coil, ขดลวด C) ส่วนขดลวดที่เคลื่อนที่ได้จะเรียกว่าขดแรงดัน (voltage coil, ขดลวด P)

ผลของสนามแม่เหล็กที่เกิดจากขดลวด P และขดลวด C ที่กระทำต่อกันเมื่อมีกระแสผ่านจะทำให้เกิดแรงบิดขึ้น แรงบิดนี้จะถูกต้านโดยสปริง ซึ่งเป็นทางผ่านของกระแสที่เข้าสู่ขดลวด P เข็มชี้ค่าที่ติดตั้งอยู่กับขดลวดเคลื่อนที่ จะแสดงค่าซึ่งถูกปรับเทียบไว้ให้สัมพันธ์กับค่าของกำลังไฟฟ้า



รูปที่ 2.9 วงจรภายในของวัตต์มิเตอร์แบบอิเล็กทรอนิกส์ไดนาโมมิเตอร์

ขดลวด P จะต่ออนุกรมด้วยตัวต้านทาน R โดยที่ $R \gg R_p$ เมื่อ R_p คือ ความต้านทานของขดลวด P ในการวิเคราะห์การทำงานของวัตต์มิเตอร์แบบนี้ จะต้องกำหนดให้

ก) กระแสที่ผ่านขดลวด C (i_C) เท่ากับกระแสที่ผ่านโหลดที่ต้องการวัดกำลัง (i_L) ถ้าหาก $i_L \gg i_p$

$$i_C = i_L + i_p \approx i_L \quad (2.27)$$

ข) กระแสที่ผ่านขดลวด P (i_p) จะเป็นสัดส่วนกับแรงดันที่คร่อมโหลด

$$i_p = \frac{V_L}{R + R_p} = \frac{V_L}{R} \quad (2.28)$$

การเบี่ยงเบนของเข็มจะเป็นดังสมการ

$$\theta_{av} = \frac{1}{K} \frac{\partial M}{\partial \theta} \frac{1}{T} \int_0^T i_c i_p dt \tag{2.29}$$

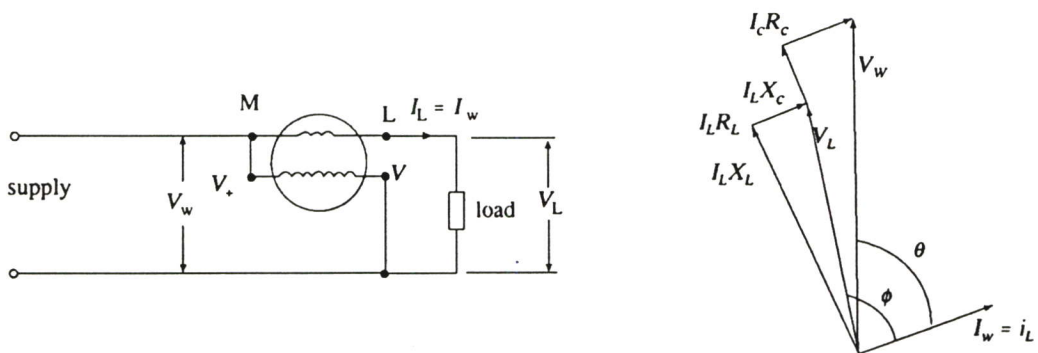
$$\theta_{av} = \frac{1}{KR} \frac{\partial M}{\partial \theta} \frac{1}{T} \int_0^T v_L i_L dt = K^2 P_{av} \tag{2.30}$$

เห็นได้ว่า i_c, i_L, i_p เป็นสัดส่วนกับ v การเบี่ยงเบนเฉลี่ยของเข็ม จะเป็นสัดส่วนกับกำลังเฉลี่ยในโหลด สำหรับรูปคลื่นใดๆ ในกรณีแรงดันและกระแสเป็นคลื่นรูปไซน์จะได้

$$\theta_{av} = K_2 VI \cos \phi \tag{2.31}$$

เมื่อ V, I แทนค่า rms ของแรงดันและกระแส และ ϕ แทนค่ามุมเฟสระหว่าง V และ I

ในทางปฏิบัติ จะไม่สามารถต่อวงจรให้เป็นไปตามสภาวะที่กำหนดได้ ดังนั้นจะเกิดความคลาดเคลื่อนขึ้น เนื่องจากสามารถต่อวงจรเพื่อวัดกำลังที่โหลดได้สองลักษณะ ดังรูปที่ 2.10 และ 2.11



รูปที่ 2.10 การต่อวงจรวัดกำลังสำหรับโหลดที่มีอิมพีแดนซ์สูง พร้อมทั้งแผนภาพเฟสเซอร์

ให้ I_w แทนกระแสที่ผ่านขดลวด C ของวัดคัมมิเตอร์ I_L เป็นกระแสที่ผ่านโหลด V_w แทนแรงดันคร่อมขดลวด P ที่ต่ออนุกรมกับ R ตัวคูณ และ V_L เป็นแรงดันคร่อมโหลด ให้ R_c แทนความต้านทานของขดลวด C ที่ต่ออนุกรมกัน R_L แทนความต้านทานของขดลวด P และของ R ตัวคูณที่ต่ออนุกรม, R_L แทนความต้านทานของโหลด นอกจากนั้นให้ X_c แทนรีแอกแตนซ์เชิงความเหนี่ยวนำของขดลวด C และ X_L แทนรีแอกแตนซ์เชิงความเหนี่ยวนำของโหลด โดยปกติจะไม่คิดรีแอก

แทนซ์เชิงความเหนี่ยวนำของขดลวด P เนื่องจากมี R ตัวคูณต่ออยู่ โดยการต่อวงจรดังรูปที่ 2.10 ขดลวดแรงดันจะอยู่หน้าขดลวด C เมื่อมองจากแหล่งกำเนิด ในกรณีนี้กระแสที่ผ่านขดลวดจะเป็นกระแสที่ผ่านโหลด ขดลวดแรงดันจะรับแรงดันของขดลวด C และแรงดันคร่อมโหลด ดังนั้นจะได้

$$I_L = I_W = \frac{V_W}{R_C + R_L + j(X_C + X_L)} \quad (2.32)$$

คูณตลอดด้วย $I_L = I_W$ และจัดรูปสมการ

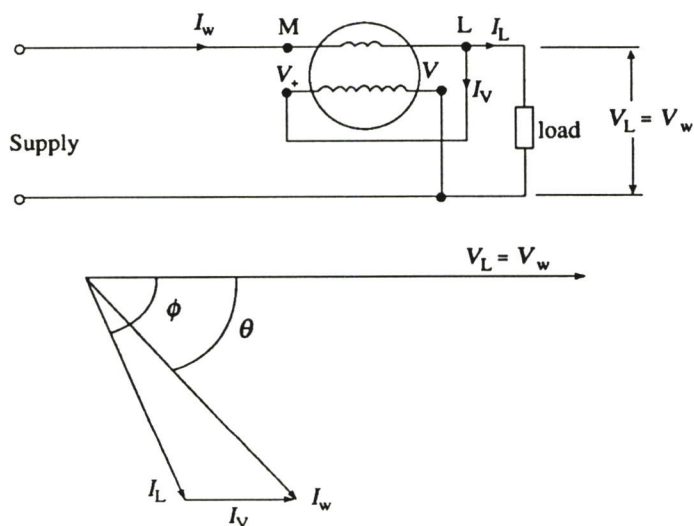
$$I_W V_W = I_L^2 [R_C + R_L + j(X_C + X_L)] \quad (2.33)$$

$$W_R = I_L^2 (R_C + R_L) = I_W V_W \cos \theta \quad (2.34)$$

$$P_L = I_L^2 R_L = W_R - I_L^2 R_C \quad (2.35)$$

$$W_C = I_L^2 R_C = P_C \quad (2.36)$$

เมื่อ W_R คือ ค่าที่อ่านได้จากวัตต์มิเตอร์ และ W_C คือ ค่าแก้ของวัตต์มิเตอร์



รูปที่ 2.11 การต่อวงจรวัดกำลังสำหรับโหลดที่มีอิมพีแดนซ์ต่ำ พร้อมทั้งแผนภาพเฟสเซอร์

โดยการต่อวงจรดังรูปที่ 2.11 ขดลวดแรงดันจะอยู่หลังขดลวด C ในกรณีนี้แรงดันที่คร่อมวัตต์มิเตอร์จะเท่ากับแรงดันคร่อมโวลต์ ในขณะที่กระแสวัตต์มิเตอร์ประกอบด้วย กระแสผ่านขดลวดแรงดันและกระแสผ่านโวลต์ ในกรณีนี้สามารถเขียนเป็นสมการได้ ดังนี้

$$W_R = V_W I_W \cos \theta = V_W (I_L \cos \phi + I_V) \quad (2.37)$$

$$W_R = V_L I_L \cos \phi + V_L I_V = V_L I_L \cos \phi + \frac{V_L^2}{R_V} \quad (2.38)$$

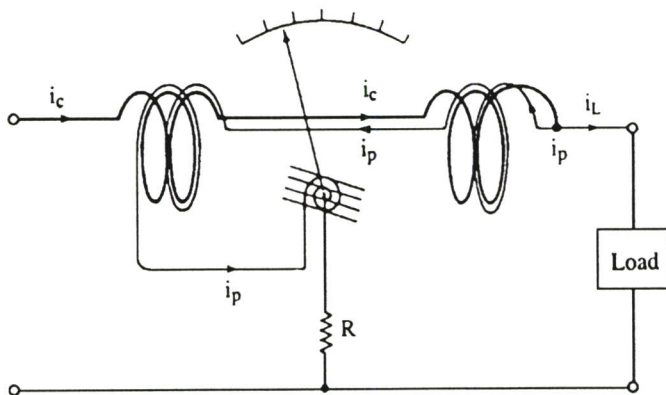
$$W_C = \frac{V_L^2}{R_V} = P_p \quad (2.39)$$

โดยปกติ แม้ว่า P_p จะสูงกว่า P_c แต่เราจะต่อวงจรตามรูปที่ 2.11 ในการต่อวงจรตามรูปที่ 2.10 ค่าแก้มจะมีค่าน้อยกว่า เนื่องจาก R_c มีค่าน้อยกว่า การต่อแบบนี้จะดีกว่า ถ้าไม่มีการแก้และถ้าการวัดกระทำภายใต้แรงดันที่แปรค่า จะเป็นการยากในการใส่ค่าแก้มสำหรับรูปที่ 2.10 เนื่องจาก P_c เป็นฟังก์ชันของกระแสโวลต์ แม้ว่า R_c จะมีค่าต่ำ เนื่องจากใช้ลวดเส้นโต แต่เนื่องจากขดลวด C จะมีกระแสค่าสูงไหลผ่าน ดังนั้นจะเกิดความร้อนทำให้ค่า R_c เปลี่ยนแปลง เป็นผลให้การคำนวณค่าแก้มที่ถูกต้องทำได้ยาก นอกจากนั้นภายใต้เงื่อนไขของแรงดันคงที่ เราไม่สามารถวัดค่า P_c โดยตรงเหมือนการวัด P_p ในรูปที่ 2.11 ได้

การต่อวงจรในรูปที่ 2.11 เนื่องจาก R_c มีค่าน้อย แรงดันที่คร่อมขด C มีค่าน้อยและเกือบจะคงที่ กำลังสูญเสียใน R_p จะคงที่ภายใต้เงื่อนไขที่โวลต์เปลี่ยนแปลง ดังนั้นค่าแก้มจึงมีค่าค่อนข้างคงที่แม้โวลต์จะเปลี่ยนแปลง ค่าแก้มนี้อาจคำนวณจากค่า R_p และแรงดันคร่อมโวลต์ หรืออาจหาได้โดยการปลดโวลต์ออกชั่วคราว และอ่านค่าวัตต์จากรีจิงวัตต์ ค่าที่อ่านได้จะมีค่าประมาณ P_p แม้จะไม่เท่ากันเสียทีเดียวกับค่ากำลังสูญเสียใน R_p เมื่อมีโวลต์ เพราะว่ามีเปลี่ยนแปลงแรงดันตกคร่อม R_c ขณะมีโวลต์เช่นเดียวกับการเปลี่ยนแปลงแรงดันตกคร่อมโวลต์ เนื่องจากแรงดันตกคร่อมอิมพีแดนซ์ภายในของแหล่งกำเนิดเปลี่ยนแปลงไป อย่างไรก็ตามในทางปฏิบัติถือว่าค่าที่อ่านขณะไม่มีโวลต์จะใช้ได้ โดยเฉพาะอย่างยิ่งถ้าค่าแก้มมีค่าน้อย

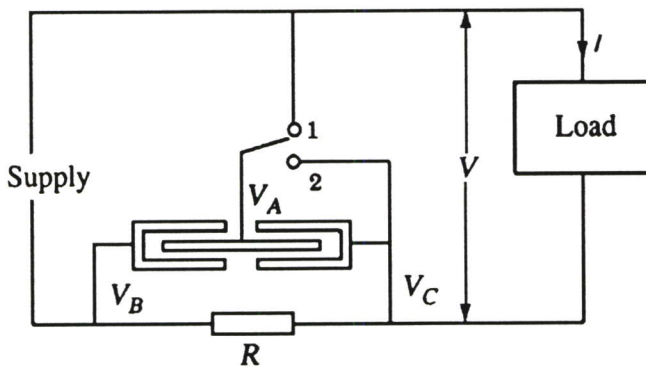
จากรูปที่ 2.11 โดยการต่อขดลวดชดเชย (Compensating Coil) อนุกรมกับขดลวด P และพันอยู่กับขดลวด C ดังรูปที่ 2.12 สนามแม่เหล็กที่เกิดจากขดลวดชดเชยจะตรงกันข้ามกับที่เกิดจากขดลวด C ในขอบเขตที่จำเป็น เพื่อให้การอ่านค่าลดลง (ประมาณเท่ากับ P_p) จะเรียกวัดต์มิเตอร์แบบนี้ว่า วัดต์มิเตอร์แบบมีการชดเชย (Compensated Wattmeter) ค่าที่อ่านได้จากวัดต์มิเตอร์แบบนี้ จะ

เป็นค่ากำลังที่โหลดโดยไม่จำเป็นต้องมีค่าแก้อีก เราสามารถตรวจสอบการชดเชย โดยเปิดวงจรทางด้านโหลดของวัตต์มิเตอร์ถ้าการชดเชยสมบูรณ์ ค่าที่อ่านจากวัตต์มิเตอร์ควรเป็นศูนย์



รูปที่ 2.12 วัตต์มิเตอร์แบบมีการชดเชย

2.3.5 การวัดกำลังโดยใช้วัตต์มิเตอร์แบบไฟฟ้าสถิต



รูปที่ 2.13 วัตต์มิเตอร์แบบไฟฟ้าสถิต

จากรูปที่ 2.13 เมื่อสวิตช์อยู่ตำแหน่งหมายเลข 1 แรงบิดขณะนั้นจะถูกกำหนดโดย

$$T \propto (V_A - V_B)^2 - (V_A - V_C)^2 \tag{2.40}$$

$$T \propto 2R(vi + \frac{i^2 R}{2}) \tag{2.41}$$

เมื่อ v และ i เป็นค่าแรงดันและกระแสโหลดในขณะนั้นๆตามลำดับ ถ้าแรงบิดนี้ถูกต้านโดยสปริง จะเกิดการเบี่ยงเบนเฉลี่ย

$$\theta \propto 2R(VI \cos \phi + \frac{I^2 R}{2}) \quad (2.42)$$

ซึ่งจะเท่ากับกำลังเฉลี่ยที่สูญเสียในโหลด บวกด้วยครึ่งหนึ่งของกำลังที่สูญเสียใน R เมื่อสวิตช์อยู่ที่ตำแหน่งหมายเลข 2 แรงบิดที่ขณะนั้นถูกกำหนดโดย

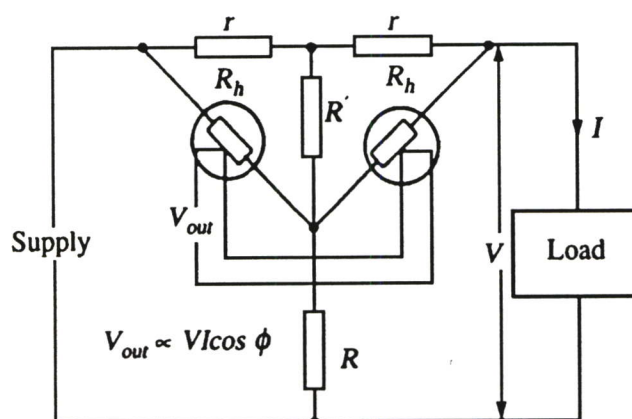
$$T \propto (V_A - V_B)^2 \quad (2.43)$$

การเบี่ยงเบนเฉลี่ยจะถูกกำหนดโดย

$$\theta \propto R(I^2 R) \quad (2.44)$$

นั่นคือ สามารถคำนวณกำลังในโหลดได้จาก กำลังสูญเสียใน R จากการวัดทั้งสองครั้ง

2.3.6 วัดคีมิตอร์แบบเทอร์โมคัปเปิล



รูปที่ 2.14 วัดคีมิตอร์แบบเทอร์โมคัปเปิล

โดยการใช้เทอร์โมคัปเปิลที่เหมือนกัน ดังรูปที่ 2.14 จะเลือกค่าความต้านทาน R' ในลักษณะที่

$$R' = \frac{(R_h + r)R}{r} \quad (2.45)$$

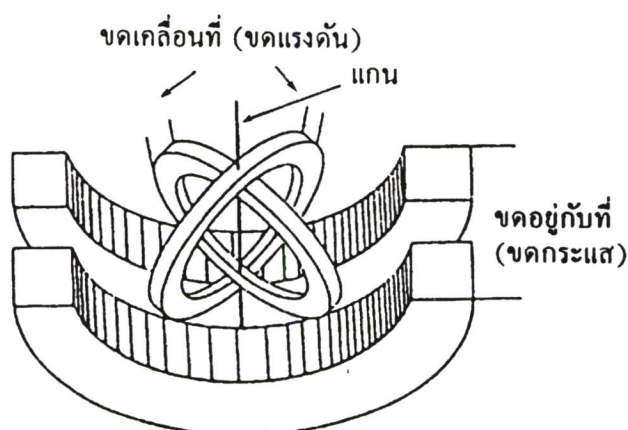
สามารถแสดงได้ว่า เอาต์พุตของวัตต์มิเตอร์คือ

$$V_{out} = \left[\frac{kr}{(r + R_h)(r + R)} \right] VI \cos \theta \quad (2.46)$$

เมื่อ k เป็นค่าคงที่ของเทอร์โมคัปเปิล

2.3.7 เครื่องวัดตัวประกอบกำลัง

จากการคิดแปลงส่วนเคลื่อนที่แบบอิเล็กทรอนิกส์ไดนาโมมิเตอร์ โดยติดตั้งขดลวดเคลื่อนที่ 2 ชุด ไขว้คร่อมตั้งฉากซึ่งกันและกัน อยู่ในขดลวดที่อยู่กับที่ ตามรูปที่ 2.15 โดยที่ไม่ได้ใช้สปริงควบคุม ดังนั้นเมื่อขดลวดส่วนเคลื่อนที่อยู่ในตำแหน่งสมดุล แรงบิดที่เกิดขึ้นที่ขดลวดเคลื่อนที่แต่ละชุดจะต้องเท่ากัน แต่มีทิศตรงข้ามกัน

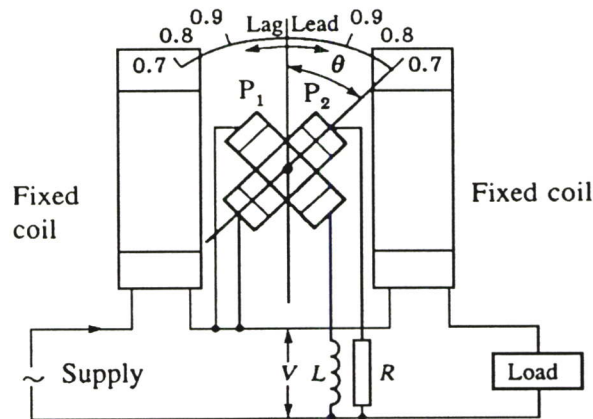


รูปที่ 2.15 โครงสร้างของเครื่องวัดตัวประกอบกำลัง

การจัดเรียงในลักษณะนี้ จะเป็นพื้นฐานของเครื่องวัดค่าตัวประกอบกำลัง ตามรูปที่ 2.16 ขดลวดเคลื่อนที่ที่ตั้งฉากซึ่งกันและกัน ขดหนึ่ง (P_2) ต่ออนุกรมกับ R ชนิดไม่มีความเหนี่ยวนำ อีกขดหนึ่ง (P_1) ต่ออนุกรมกับ L ดังนั้นกระแสในขดลวดเคลื่อนที่ทั้งสองจะมีความต่างเฟสกัน 90 องศา

ชุดขดลวดกระแส (Current Coil) จะต่ออนุกรมกับสาย ดังนั้นกระแสจะมีเฟสเดียวกันกับกระแสสาย ถ้าหากตัวประกอบกำลังเท่ากับ 1 กระแสในขดลวดเคลื่อนที่ที่ต่ออนุกรมกับ R (P_2) จะมี

เฟสเดียวกันกับกระแสในขดลวดกระแส แรงบิดที่เกิดขึ้นเนื่องจากแรงระหว่างขดลวดทั้งสอง (P_2 กับ C) จะทำให้ส่วนเคลื่อนที่หมุนไปจนกระทั่งระนาบของขดลวดทั้งสอง (P_2, C) ขนานกัน ที่ตำแหน่งนี้ ระนาบของ P_2 จะตั้งฉากกับสนามเนื่องจากขดกระแส และทำให้เข็มชี้ค่าตัวประกอบกำลังเป็น 1.0 เพราะกระแสที่เข้าสู่ขดลวดอีกขดหนึ่งจะต่างเฟสไป 90 องศา ดังนั้นจะไม่มีแรงบิดเกิดที่ขดลวดนี้



รูปที่ 2.16 วงจรภายในของเครื่องวัดตัวประกอบกำลัง

ที่ค่าตัวประกอบกำลังเป็นศูนย์ กระแสในขดลวดเคลื่อนที่ที่ต่ออนุกรมกับ L (P_1) จะมีเฟสเดียวกันกับกระแสในขดลวดกระแส ทำให้ขดลวดเคลื่อนที่หมุนจนระนาบของขดลวดทั้งสอง (P_1, C) ขนานกัน กระแสในขดลวดเคลื่อนที่ที่ต่ออนุกรมกับ R (P_2) จะต่างเฟสไป 90 องศากับกระแสที่ผ่านขดลวดกระแส ดังนั้นขดลวดนี้จะไม่เกิดแรงบิด

ที่ค่าตัวประกอบกำลังกลาง ๆ การเบี่ยงเบนของเข็มจะขึ้นอยู่กับเฟสค่ามุม ϕ เนื่องจากไม่มีแรงบิดต้าน ดังนั้น ระบบส่วนเคลื่อนที่ที่จะต้องวางแนวตัวเองเพื่อจะไม่ให้มีแรงบิดลัพธ์ ดังนั้น

$$VI \cos \phi \frac{dM_1}{d\phi} + VI \cos(\phi - 90^\circ) \frac{dM_2}{d\phi} = 0 \quad (2.47)$$

ถ้ากำหนดให้ความเหนี่ยวนำร่วมระหว่างขดลวดกระแสกับขด P_1 เป็น

$$M_1 = k_1 \cos \theta \quad (2.48)$$

และถ้ากำหนดให้ความเหนี่ยวนำร่วมระหว่างขดลวดกระแสกับขด P_2 เป็น

$$M_2 = k_1 \sin \theta \quad (2.49)$$

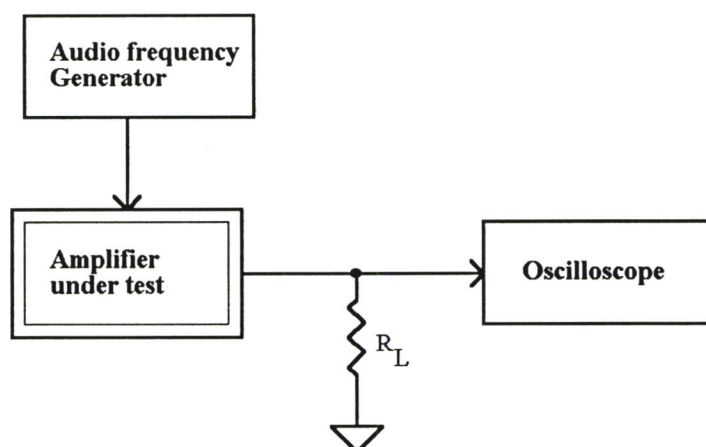
ดังนั้นตำแหน่งหุคของเครื่องวัดนี้ เกิดขึ้นเมื่อ

$$\theta = \phi \quad (2.50)$$

2.3.8 การวัดกำลังไฟฟ้าของเครื่องขยายเสียง (Power measurement of Audio amplifier)

โดยทั่วไปการวัดกำลังเอาต์พุตของเครื่องขยายเสียง จะใช้เครื่องกำเนิดสัญญาณย่านความถี่เสียง ร่วมกับออสซิลโลสโคป โดยการป้อนสัญญาณคลื่นไซน์ความถี่ประมาณ 1 KHz จากเครื่องกำเนิดสัญญาณย่านความถี่เสียงให้กับส่วนอินพุตของเครื่องขยายเสียง จากนั้นจึงทำการวัดสัญญาณเอาต์พุตโดยใช้ออสซิลโลสโคป ซึ่งผู้วัดจะต้องทำการปรับสัญญาณอินพุตจนกระทั่งสัญญาณที่ปรากฏบนจอออสซิลโลสโคปเกิดการบิดเบี้ยวทางแอมพลิจูด(amplitude distortion) ซึ่งเป็นจุดที่เครื่องขยายเสียงถูกขับจนถึงระดับกำลังสูงสุด กำลังเอาต์พุตจะคำนวณได้จากแรงดันอาร์เอ็มเอสและความต้านทานโหลด

$$P = \frac{V^2}{R_L} = \frac{\left[\left(\frac{1}{\sqrt{2}} \right) V_m \right]^2}{R_L} \quad (2.51)$$



รูปที่ 2.17 การวัดกำลังเอาต์พุตของเครื่องขยายเสียง

การวัดกำลังเอาต์พุตของเครื่องขยายเสียงโดยวิธีการนี้ จะต้องใช้ผู้วัดที่มีทักษะในการวัด เนื่องจากต้องมีการปรับสัญญาณอินพุตของเครื่องขยายเสียงด้วยมือและสังเกตสัญญาณเอาต์พุตที่ออสซิลโลสโคป

2.4 หลักการพื้นฐานของการคูณสัญญาณแบบ BRM

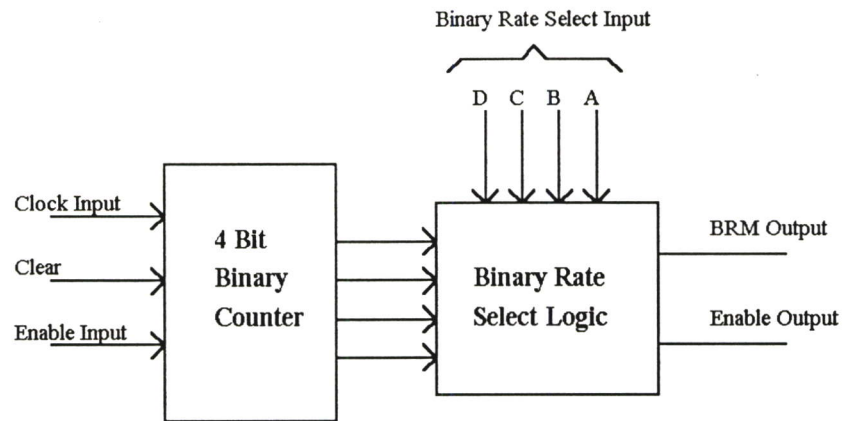
วิทยานิพนธ์นี้มีการนำเสนอเทคนิคการคูณสัญญาณแบบไบนารีเรต(binary rate multiplier, BRM) เพื่อประยุกต์ใช้ในการวัดค่ากำลังไฟฟ้า วงจร BRM จะมีสัญญาณขาเข้า 2 สัญญาณคือ สัญญาณความถี่ขาเข้าและสัญญาณไบนารีบิตเรต(Binary Bit Rate, BBR)[4,5] ซึ่งอยู่ในรูปเลขฐานสองแบบขนาน(Parallel Binary Number) สัญญาณขาออกจะเป็นพัลส์ซึ่งมีความถี่แปรผันตามผลคูณของสัญญาณความถี่ขาเข้าและสัญญาณไบนารีบิตเรตดังกล่าว

$$f_o = \frac{f_i}{2^p} \sum_{r=0}^{p-1} C_r 2^r = \left(\frac{BBR}{BMR} \right) f_i \quad (2.52)$$

เมื่อ

- f_i คือ ความถี่ของสัญญาณขาเข้า
- C คือ $(C_{p-1} C_{p-2} \dots C_1 C_0)$ เป็นสัญญาณไบนารีบิตเรต(Binary Bit Rate, BBR)
- p คือ จำนวนของบิตใน C
- C_r คือ 0 หรือ 1
- BMR คือ ค่าสูงสุดของสัญญาณไบนารี(binary maximum rate) หากเป็น BRM แบบ 4 บิต 6 บิต และ 8 บิต ก็จะมีค่าเป็น 16, 64 และ 256 ตามลำดับ

วงจร BRM พื้นฐานจะประกอบด้วย วงจรนับแบบจุดชนวนด้วยขอบขาาลงต่อแบบอนุกรมกัน สัญญาณขาออกของวงจรมันจะถูกตรวจจับและได้ผลลัพธ์ออกมาเป็นชุดของสัญญาณพัลส์ โดยพัลส์แต่ละชุดจะมีช่วงเวลาที่เกิดขึ้นไม่พร้อมกัน ดังรูปที่ 1 (f)-(j) จากนั้นจะทำการแอนด์ (AND) กับบิตของสัญญาณควบคุม จะได้เอาต์พุตของแต่ละบิตออกมา จากนั้นจึงป้อนสัญญาณแต่ละบิตเข้าสู่วงจรรอ (OR) เพื่อสร้างสัญญาณพัลส์ f_o สำหรับวงจร BRM แบบ 4 bit สัญญาณขาออกเมื่อ $C = 0111$ และ $C = 1111$ ได้แสดงไว้ในรูปที่ 1 (k) และ (l) ตามลำดับ ซึ่งจะได้ความถี่ขาออก $f_o = (7/16)f$ และ $f_o = (15/16)f$ ตามลำดับ

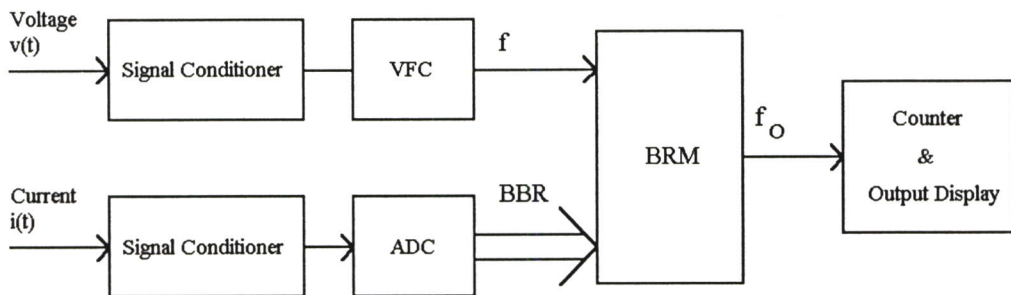


รูปที่ 2.18 ปล็อกไออะแกรมของ BRM แบบ 4 บิต

บทที่ 3

การออกแบบระบบวัดกำลังไฟฟ้า

3.1 โครงสร้างของระบบวัดกำลังไฟฟ้าโดยใช้วงจรถ่ายสัญญาณแบบดิจิทัล



รูปที่ 3.1 โครงสร้างของระบบวัดกำลังไฟฟ้าโดยใช้วงจรถ่ายสัญญาณแบบไบนารีเรต (BRM)

เมื่อพิจารณาเกี่ยวกับการวัดกำลังไฟฟ้า สมการซึ่งเป็นที่รู้จักกันดีคือ

$$p = vi = i^2 R = \frac{V^2}{R} \quad (3.1)$$

เนื่องจากกำลังคือผลคูณของแรงดันและกระแสไฟฟ้า ดังนั้นจึงสามารถใช่วงจรถ่ายสัญญาณแบบ BRM ในการวัดค่ากำลังไฟฟ้าได้

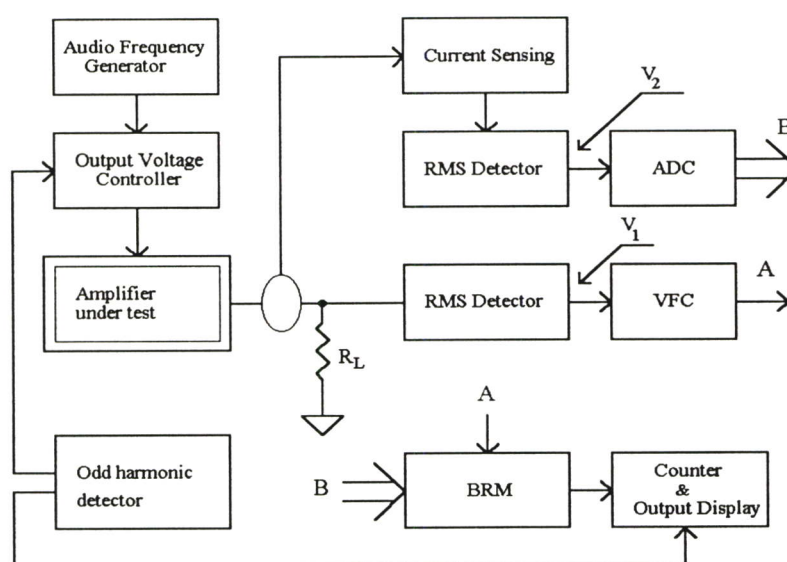
การออกแบบระบบวัดกำลังไฟฟ้าโดยใช้วงจรถ่ายสัญญาณแบบดิจิทัลโดยใช่วงจรถ่ายสัญญาณแบบ BRM ดังรูปที่ 3.1 สัญญาณซึ่งแปรผันตามแรงดันไฟฟ้า จะถูกป้อนเข้าสู่วงจรแปลงผันแรงดันเป็นความถี่ (VFC) ในขณะที่เดียวกันสัญญาณซึ่งแปรผันตามกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านโหลด จะถูกป้อนเข้าสู่วงจรแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิทัล (ADC) สัญญาณจากวงจรแปลงผันแรงดันเป็นความถี่และวงจรแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิทัล จะถูกป้อนเข้าสู่วงจรถ่ายสัญญาณแบบ BRM โดยความถี่ BRM ขาออกจะแปรผันโดยตรงกับค่ากำลังไฟฟ้า ดังสมการ

$$f_o = K_b p = K_1 K_2 \left(\frac{BBR}{BMR} \right) f_i = K_1 K_2 \left(\frac{K_{ADC} i}{BMR} \right) K_{VFC} V \quad (3.2)$$

เมื่อ	K_b	คือ อัตราส่วนของความถี่ BRM กับกำลังไฟฟ้า
	K_1	คือ อัตราขยายของวงจรปรับสภาพสัญญาณแรงดันไฟฟ้า
	K_2	คือ อัตราขยายของวงจรปรับสภาพสัญญาณกระแสไฟฟ้า
	K_{VFC}	คือ อัตราส่วนในการแปลงผันสัญญาณแรงดันไฟฟ้าเป็นความถี่ VFC
	K_{ADC}	คือ อัตราส่วนในการแปลงผันสัญญาณกระแสไฟฟ้าเป็นสัญญาณ BBR

3.2 การวัดกำลังเอาต์พุตของเครื่องขยายเสียงโดยใช้วงจรคุณสมบัติแบบ BRM

3.2.1 โครงสร้างและหลักการทำงานของระบบ



รูปที่ 3.2 ระบบวัดกำลังเอาต์พุตของเครื่องขยายเสียงโดยใช้วงจรมูลค่าแบบ BRM

จากรูปที่ 3.2 ระบบวัดกำลังเอาต์พุตของเครื่องขยายเสียงโดยใช้วงจรมูลค่าแบบ BRM จะประกอบไปด้วยส่วนต่างๆ ดังนี้คือ

3.2.1.1 วงจรกำเนิดสัญญาณย่านความถี่เสียง(Audio frequency generator) ทำหน้าที่สร้างสัญญาณไซน์ที่มีความถี่ 1 KHz เพื่อป้อนให้กับเครื่องขยายเสียงที่ต้องการตรวจสอบกำลังเอาต์พุต

3.2.1.2 วงจรควบคุมความแรงของสัญญาณ(Output voltage controller) ทำหน้าที่ควบคุมความแรงของสัญญาณที่ป้อนเข้าสู่เครื่องขยายเสียง

3.2.1.3 วงจรตรวจจับสัญญาณฮาร์โมนิกคือ(Odd harmonic detector) ทำหน้าที่ตรวจจับสัญญาณฮาร์โมนิกที่เอาต์พุตของเครื่องขยายเสียง เมื่อเครื่องขยายเสียงถูกขับจนถึงกำลังสูงสุด จะมีสัญญาณฮาร์โมนิกเพิ่มขึ้นอย่างมาก ทำให้สามารถใช้จุดที่เกิดสัญญาณฮาร์โมนิกในการบอกกำลังสูงสุดของเครื่องขยายเสียงได้

3.2.1.4 วงจรตรวจจับกระแส(Current sensing) ทำหน้าที่ตรวจจับกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านโหลด และเปลี่ยนเป็นสัญญาณแรงดันเพื่อป้อนให้แก่วงจรแปลงผันสัญญาณอาร์เอ็มเอสเป็นสัญญาณดีซี

3.2.1.5 วงจรแปลงผันสัญญาณอาร์เอ็มเอสเป็นสัญญาณดีซี(RMS detector) ทำหน้าที่แปลงสัญญาณเอซีจากเอาต์พุตของเครื่องขยายเสียงให้เป็นสัญญาณดีซีซึ่งมีค่าเท่ากับค่าอาร์เอ็มเอสของสัญญาณเอซีของสัญญาณเอาต์พุตจากเครื่องขยายเสียง

3.2.1.6 วงจรแปลงผันแรงดันเป็นความถี่(VFC) ทำหน้าที่สร้างความถี่ที่แปรผันตามแรงดันอินพุต

3.2.1.7 วงจรแปลงสัญญาณแอนาล็อกเป็นดิจิตอล(ADC) ทำหน้าที่สร้างสัญญาณไบนารีบิตเรต (Binary bit rate, BBR) ที่แปรผันโดยตรงกับกระแสทางด้านขาออกของเครื่องขยายเสียง

3.2.1.8 วงจร BRM ทำหน้าที่คูณสัญญาณจากวงจรแปลงผันแรงดันเป็นความถี่และวงจรแปลงสัญญาณแอนาล็อกเป็นดิจิตอลเข้าด้วยกันเพื่อสร้างความถี่ทางด้านขาออกที่มีความสัมพันธ์กับกำลังเอาต์พุตของเครื่องขยายเสียง

3.2.1.9 วงจรนับและแสดงผล ทำหน้าที่นับความถี่จากวงจร BRM และแสดงผลเป็นตัวเลข

3.2.1.10 วงจรควบคุม ทำหน้าที่ควบคุมกระบวนการตรวจวัดของระบบ

จากรูปที่ 3.2 สัญญาณดีซี V_1 ซึ่งแปรผันตามแรงดันขาออกของภาคขยายกำลัง สามารถวัดได้จากวงจรแปลงผันสัญญาณอาร์เอ็มเอสเป็นดีซี ซึ่งสัญญาณดีซี V_1 สามารถแสดงได้โดยสมการ

$$V_1 = K_d \left(\frac{1}{\sqrt{2}} \right) V_m \quad (3.3)$$

เมื่อ K_d คือ อัตราขยายทางด้านดีซีของวงจรแปลงผันสัญญาณอาร์เอ็มเอสเป็นดีซี

สัญญาณดีซี V_2 ซึ่งแปรผันตามกระแสขาออกของภาคขยายกำลังสามารถวัดได้จากหม้อแปลงแปลงกระแสเป็นแรงดัน(current transformer) และวงจรแปลงผันสัญญาณอาร์เอ็มเอสเป็นดีซี สัญญาณดีซี V_2 สามารถแสดงได้ดังสมการ

$$V_2 = K_t K_d \left(\frac{1}{\sqrt{2}} \right) I_m \quad (3.4)$$

เมื่อ K_t คืออัตราส่วนจำนวนรอบระหว่างขดขาออกและขดขาเข้าของหม้อแปลงกระแส

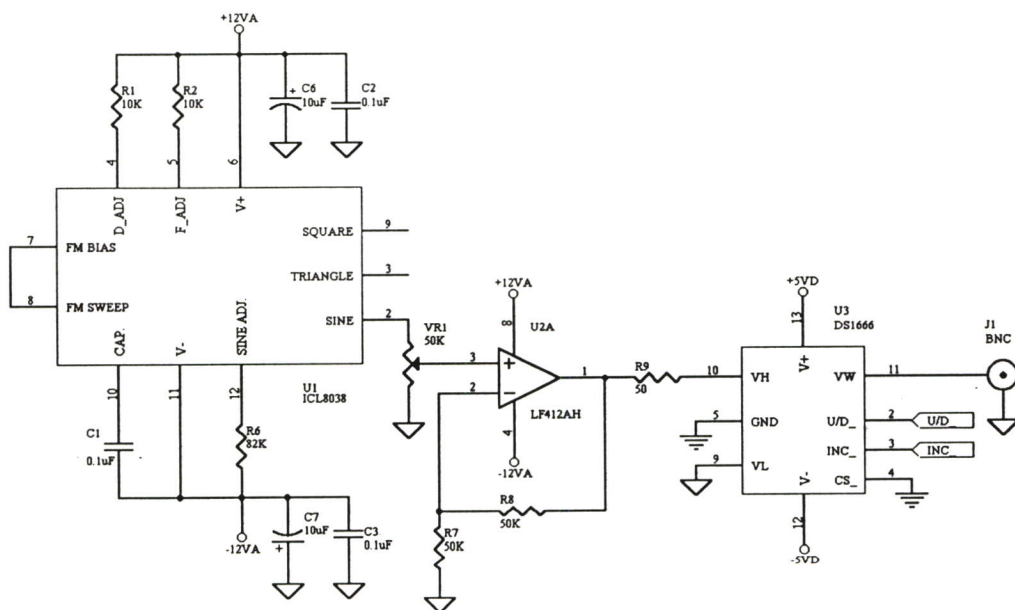
K_d คืออัตราขยายทางด้านถี่ของวงจรแปลงผันสัญญาณอาร์เอ็มเอสเป็นดิจิทัล

สัญญาณดิจิทัล V_1 จะถูกป้อนเข้าสู่วงจรแปลงผันแรงดันเป็นความถี่ (VFC) เพื่อสร้างความถี่ที่แปรผันตามแรงดันขาออกของภาคขยายกำลัง ส่วนสัญญาณดิจิทัล V_2 จะถูกป้อนเข้าสู่วงจรแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิทัล (analog to digital converter) เพื่อสร้างสัญญาณ binary bit rate [2] ที่แปรผันโดยตรงกับกระแสทางด้านขาออกของภาคขยายกำลัง ซึ่งทั้งสัญญาณออกจากวงจรแปลงแรงดันเป็นความถี่และวงจรแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิทัลจะถูกป้อนเข้าสู่วงจร BRM เพื่อสร้างความถี่ทางด้านขาออกที่มีความสัมพันธ์กับกำลังเอาต์พุตของภาคขยายกำลัง

ในส่วนของการปรับสัญญาณขาเข้าโดยอัตโนมัติ เพื่อหาค่ากำลังสูงสุดของภาคขยายกำลังนั้น ระบบนี้มีการใส่วงจรควบคุมเพื่อปรับสัญญาณอินพุตโดยอัตโนมัติ สัญญาณอินพุตจะถูกเพิ่มขึ้นเรื่อยๆจนกระทั่งมีการพบการเพี้ยนทางแอมพลิจูดขึ้นที่ขาออกของภาคขยายกำลัง ซึ่งการเพี้ยนนี้สามารถตรวจจับได้โดยการใช้วงจรตรวจจับสัญญาณฮาร์มอนิกที่ ซึ่งจะเพิ่มขึ้นเป็นอย่างมากเมื่อเกิดการผิดเพี้ยนทางแอมพลิจูดของสัญญาณ

3.2.2 วงจรและหลักการทำงาน

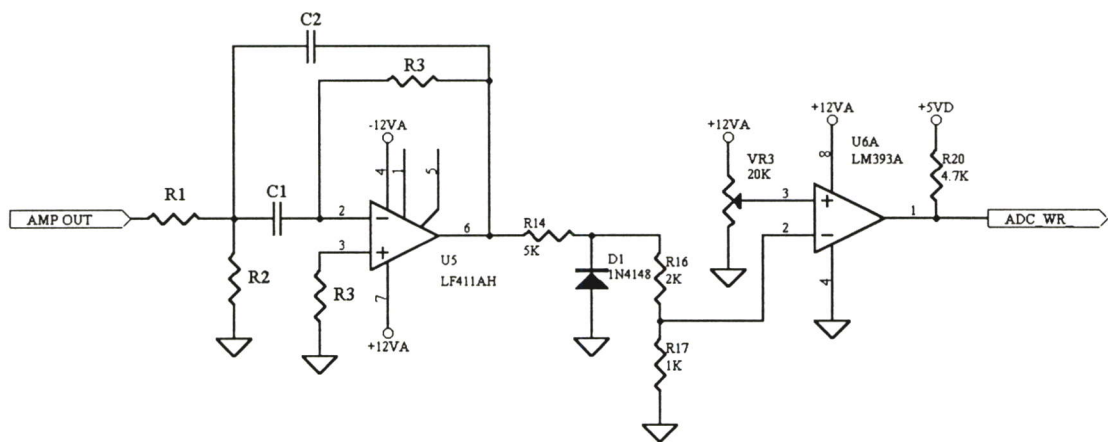
3.2.2.1 วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์และวงจรควบคุมความแรงของสัญญาณ



รูปที่ 3.3 วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์และควบคุมความแรงของสัญญาณ

จากรูปที่ 3.3 จะเป็นส่วนของการกำเนิดสัญญาณไซน์ความถี่ 1 KHz โดยมี IC#ICL8038 ทำหน้าที่เป็นตัวกำเนิดสัญญาณ IC#LF412 ทำหน้าที่ในการขยายสัญญาณให้แรงขึ้นและ IC#DS1666 ทำหน้าที่เป็นโพเทนชิโอมิเตอร์ ซึ่งสามารถปรับค่าได้โดยอัตโนมัติโดยใช้สัญญาณควบคุมที่ขา U/D_ และ INC_ สัญญาณที่ได้จากส่วนนี้จะถูกนำไปป้อนให้กับอินพุตของภาคขยายกำลังที่ต้องการวัดค่ากำลังเอาต์พุตต่อไป

3.2.2.2 วงจรตรวจจับสัญญาณฮาร์มอนิกที่



รูปที่ 3.4 วงจรตรวจจับสัญญาณฮาร์มอนิกที่

วงจรตรวจจับสัญญาณฮาร์มอนิกที่ประกอบด้ววงจรกรองผ่านแถบความถี่[7] ซึ่งออกแบบไว้ที่ 5 KHz เพื่อทำการตรวจจับสัญญาณฮาร์มอนิกที่ ซึ่งจะเกิดขึ้นเมื่อเกิดการผิดเพี้ยนทางแอมพลิจูดหรือเกิดการขลิบยอดสัญญาณ ส่วน IC#LM393A จะทำหน้าที่เป็นวงจรเปรียบเทียบสัญญาณเพื่อสร้างสัญญาณพัลส์ควบคุมให้กับวงจร ADC และวงจรปรับสัญญาณอินพุตของเครื่องขยายเสียงค่าของอุปกรณ์ที่ใช้ สามารถหาได้จากสมการ

$$R_1 = \frac{Q}{2\pi f_c C A_F} \quad (3.5)$$

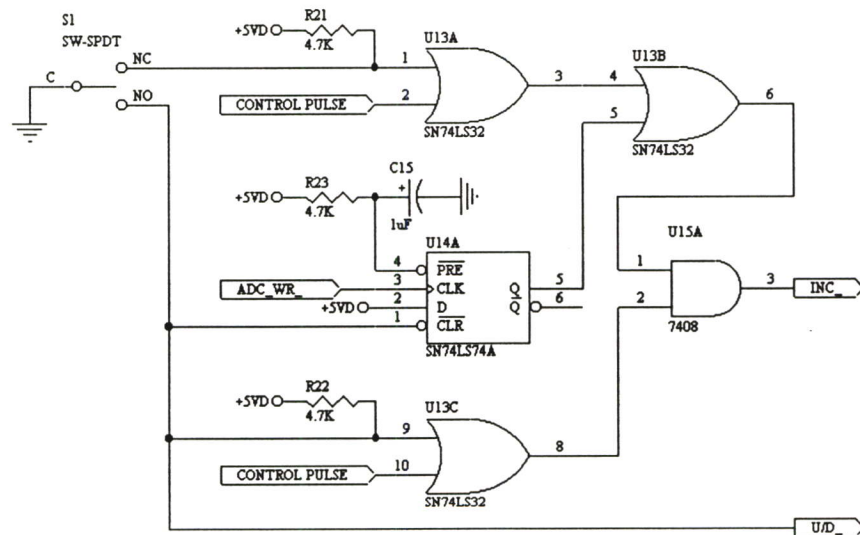
$$R_2 = \frac{Q}{2\pi f_c C (2Q^2 - A_F)} \quad (3.6)$$

$$R_3 = \frac{Q}{\pi f_c C} \quad (3.7)$$

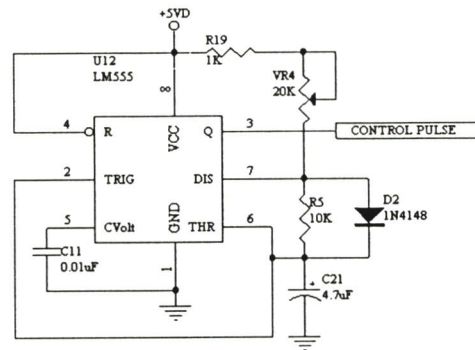
- เมื่อ Q คือ ตัวประกอบคุณภาพ(Quality factor)
 f_c คือ ความถี่ศูนย์กลาง(Center frequency)
 A_F คือ อัตราขยายแรงดันที่ความถี่ศูนย์กลาง

3.2.2.3 วงจรควบคุม

รูปที่ 3.5 จะเป็นส่วนของวงจรควบคุมกระบวนการตรวจสอบ การทำงานของวงจรจะเริ่มขึ้นเมื่อมีการกดสวิทช์มาที่ตำแหน่ง NO ทำให้สัญญาณ U/D_ เป็นลอจิก 0 และมีสัญญาณพัลส์ INC ออกไปที่ขา 3 ของ IC#74LS08 เพื่อควบคุมขา INC ของ IC#DS1666 เพื่อให้โพเทนชิโอเมเตอร์ปรับค่าของสัญญาณอินพุตของเครื่องขยายเสียงที่ต้องการตรวจสอบมาอยู่ที่ตำแหน่งต่ำสุดก่อน เมื่อทำการปล่อยสวิทช์ หน้าสัมผัสของสวิทช์ก็จะมาอยู่ที่ตำแหน่ง NC ซึ่งจะทำให้สัญญาณ U/D_ เป็นลอจิก 1 และมีสัญญาณพัลส์ INC ออกจากขา 3 ของ IC#74LS08 เพื่อควบคุมขา INC ของ IC#DS1666 เพื่อให้โพเทนชิโอเมเตอร์ทำการเพิ่มค่าสัญญาณอินพุตของเครื่องขยายเสียงขึ้นเรื่อยๆ จนกระทั่งเกิดการเพี้ยนทางแอมพลิจูดของสัญญาณเอาต์พุต ก็จะมีสัญญาณ ควบคุมจาก IC#LM393A ซึ่งเป็นวงจรเปรียบเทียบแรงดันที่อยู่ในส่วนของวงจรตรวจจับสัญญาณฮาร์โมนิกก็มาควบคุมวงจรโพเทนชิโอเมเตอร์เพื่อให้หยุดการเพิ่มระดับสัญญาณและส่งสัญญาณควบคุมให้กับวงจร ADC เพื่ออ่านค่าที่ได้ส่งให้กับวงจร BRM ต่อไป



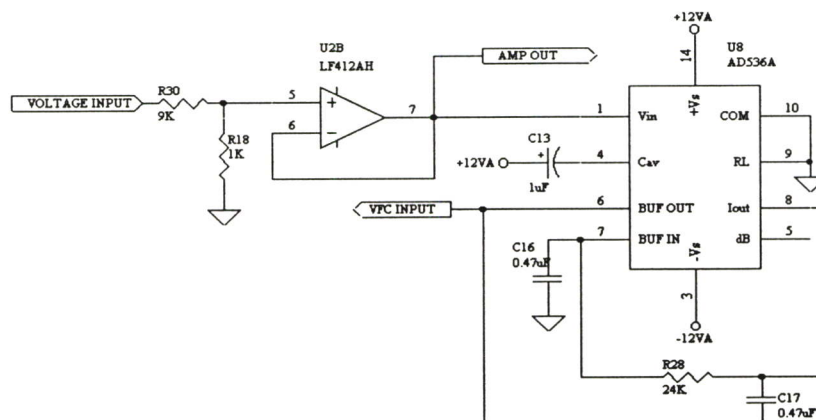
รูปที่ 3.5 วงจรควบคุมกระบวนการตรวจสอบ



รูปที่ 3.6 วงจรกำเนิดความถี่สำหรับวงจรควบคุมกระบวนการตรวจสอบ

3.2.2.4 วงจรตรวจวัดสัญญาณแรงดันไฟฟ้า

รูปที่ 3.7 เป็นส่วนของวงจรตรวจวัดสัญญาณแรงดันไฟฟ้าจากเอาต์พุตของเครื่องขยายเสียง โดยมีตัวต้านทาน R18 และ R30 ต่อเป็นวงจรแบ่งแรงดันเพื่อลดความแรงของสัญญาณ ไอซีเบอร์ LF412 เป็นวงจรบัฟเฟอร์ สัญญาณที่ได้จะถูกแปลงให้เป็นสัญญาณดิจิตอลซึ่งมีค่าเท่ากับค่าอาร์เอ็มเอสของสัญญาณเอซีจากสัญญาณเอาต์พุตจากเครื่องขยายเสียงโดยไอซี AD536A เพื่อส่งให้กับวงจรแปลงผันแรงดันเป็นความถี่ต่อไป

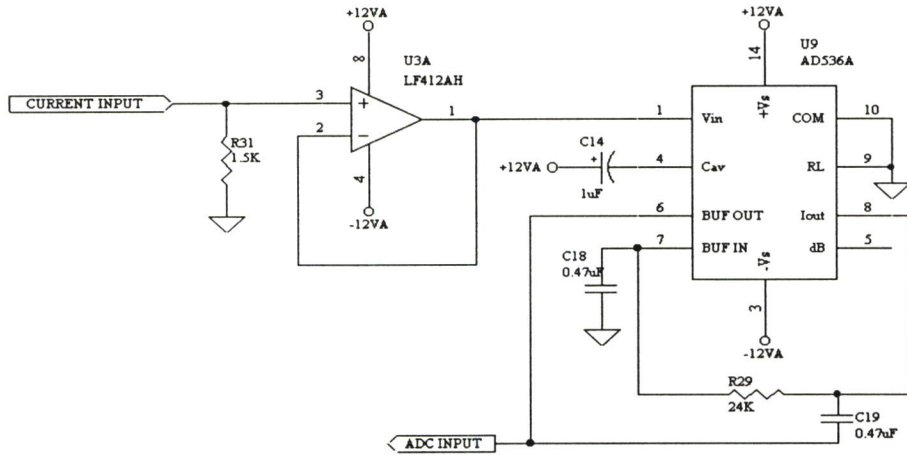


รูปที่ 3.7 วงจรตรวจวัดสัญญาณแรงดันไฟฟ้า

3.2.2.5 วงจรตรวจวัดสัญญาณกระแสไฟฟ้า

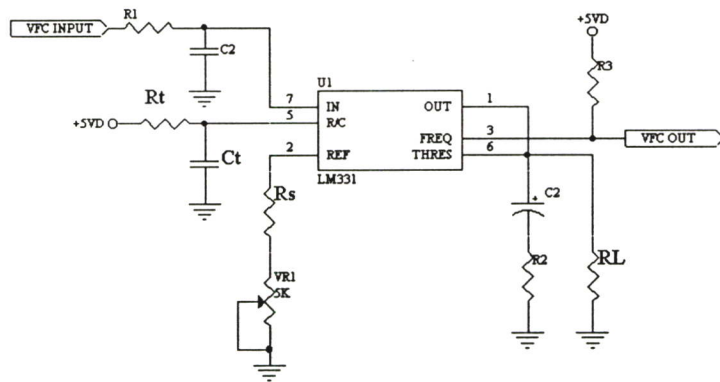
รูปที่ 3.8 จะเป็นส่วนของวงจรตรวจวัดสัญญาณกระแสไฟฟ้าจากเอาต์พุตของเครื่องขยายเสียง โดยมีหม้อแปลงแปลงกระแสเป็นแรงดันและตัวต้านทาน R31 ทำหน้าที่ในการเปลี่ยนกระแสไฟฟ้าให้เป็นแรงดันไฟฟ้า ไอซีเบอร์ LF412 เป็นวงจรบัฟเฟอร์ สัญญาณที่ได้จะถูกแปลงให้เป็นสัญญาณ

คิซีซึ่งมีค่าเท่ากับค่าอาร์เอ็มเอสของสัญญาณเอซีจากสัญญาณเอาต์พุตจากเครื่องขยายเสียงโดยไอซี AD536A เพื่อส่งให้กับวงจรแปลงสัญญาณแอนาลอกเป็นดิจิทัล ทำหน้าที่สร้างสัญญาณไบนารีบิตเรต (Binary bit rate, BBR) ที่แปรผันโดยตรงกับกระแสทางค่านาออกของเครื่องขยายเสียงต่อไป



รูปที่ 3.8 วงจรตรวจวัดสัญญาณกระแสไฟฟ้า

3.2.2.6 วงจรแปลงผันแรงดันเป็นความถี่



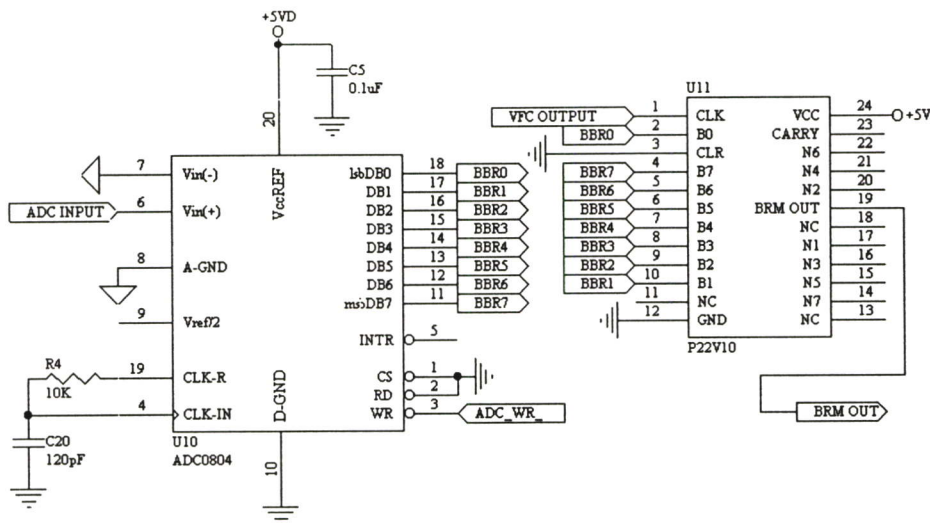
รูปที่ 3.9 วงจรแปลงผันแรงดันเป็นความถี่

รูปที่ 3.9 จะเป็นส่วนของวงจรแปลงผันแรงดันเป็นความถี่(VFC) ทำหน้าที่สร้างความถี่ที่แปรผันตามแรงดันอินพุต โดยความถี่เอาต์พุตสามารถหาได้โดยสมการ

$$f_o = \frac{0.478 R_s}{R_t C_t R_L} V_{in} \tag{3.8}$$

สัญญาณเอาต์พุตจากวงจรแปลงผันแรงดันเป็นความถี่ จะถูกส่งไปยังวงจร BRM ต่อไป เพื่อทำการคูณสัญญาณจากวงจรแปลงผันแรงดันเป็นความถี่และวงจรแปลงสัญญาณแอนาลอกเป็นดิจิตอลเข้าด้วยกัน

3.2.2.7 วงจรแปลงสัญญาณแอนาลอกเป็นดิจิตอลและวงจร BRM

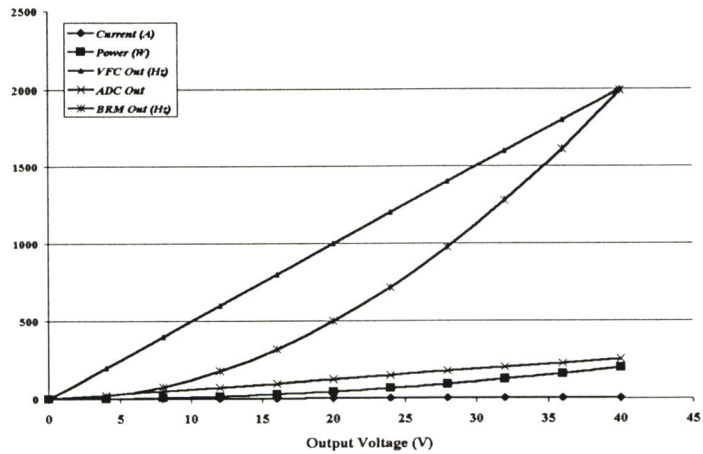


รูปที่ 3.10 วงจรแปลงสัญญาณแอนาลอกเป็นดิจิตอลและวงจร BRM

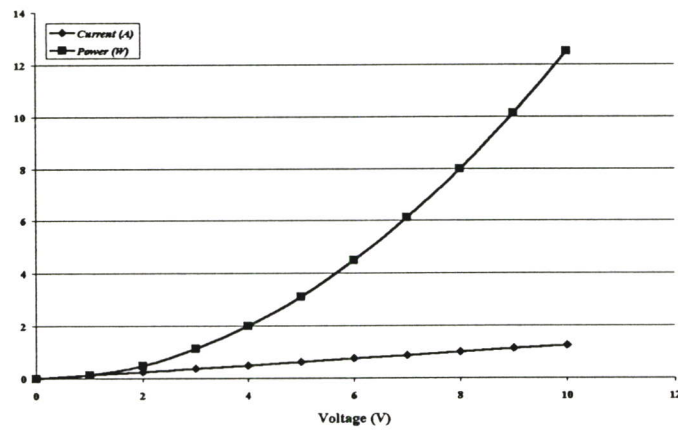
วงจรแปลงสัญญาณแอนาลอกเป็นดิจิตอล ทำหน้าที่สร้างสัญญาณไบนารีบิตเรต(Binary bit rate, BBR) ที่แปรผันโดยตรงกับกระแสทางด้านขาออกของเครื่องขยายเสียง ส่วนวงจร BRM จะทำหน้าที่คูณสัญญาณจากวงจรแปลงผันแรงดันเป็นความถี่และวงจรแปลงสัญญาณแอนาลอกเป็นดิจิตอลเข้าด้วยกันเพื่อสร้างความถี่ทางด้านขาออกที่มีความสัมพันธ์กับกำลังเอาต์พุตของเครื่องขยายเสียง โดยที่

$$f_o = \left(\frac{K_1 K_{VFC} K_2 K_{ADC} V_i}{BMR} \right) \tag{3.9}$$

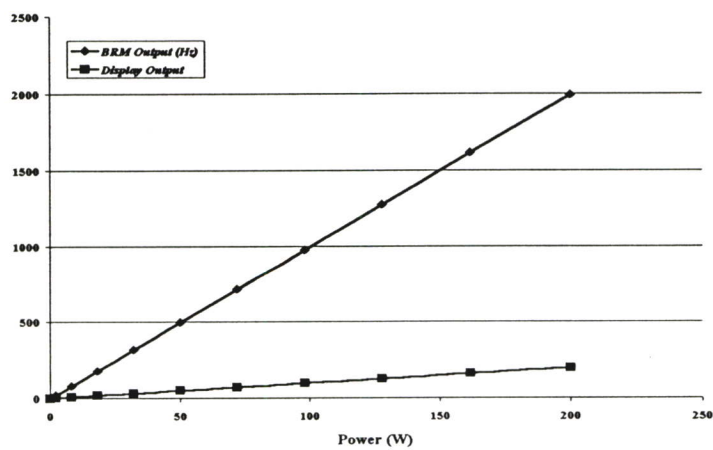
- เมื่อ K_1 คือ อัตราขยายของวงจรปรับสภาพสัญญาณแรงดันไฟฟ้า
- K_2 คือ อัตราขยายของวงจรปรับสภาพสัญญาณกระแสไฟฟ้า
- K_{VFC} คือ อัตราส่วนในการแปลงผันสัญญาณแรงดันไฟฟ้าเป็นความถี่ VFC
- K_{ADC} คือ อัตราส่วนในการแปลงผันสัญญาณกระแสไฟฟ้าเป็นสัญญาณ BBR



รูปที่ 3.11 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดัน กระแส กำลัง ความถี่ VFC สัญญาณ BBR จาก ADC และสัญญาณเอาต์พุตจากวงจร BRM



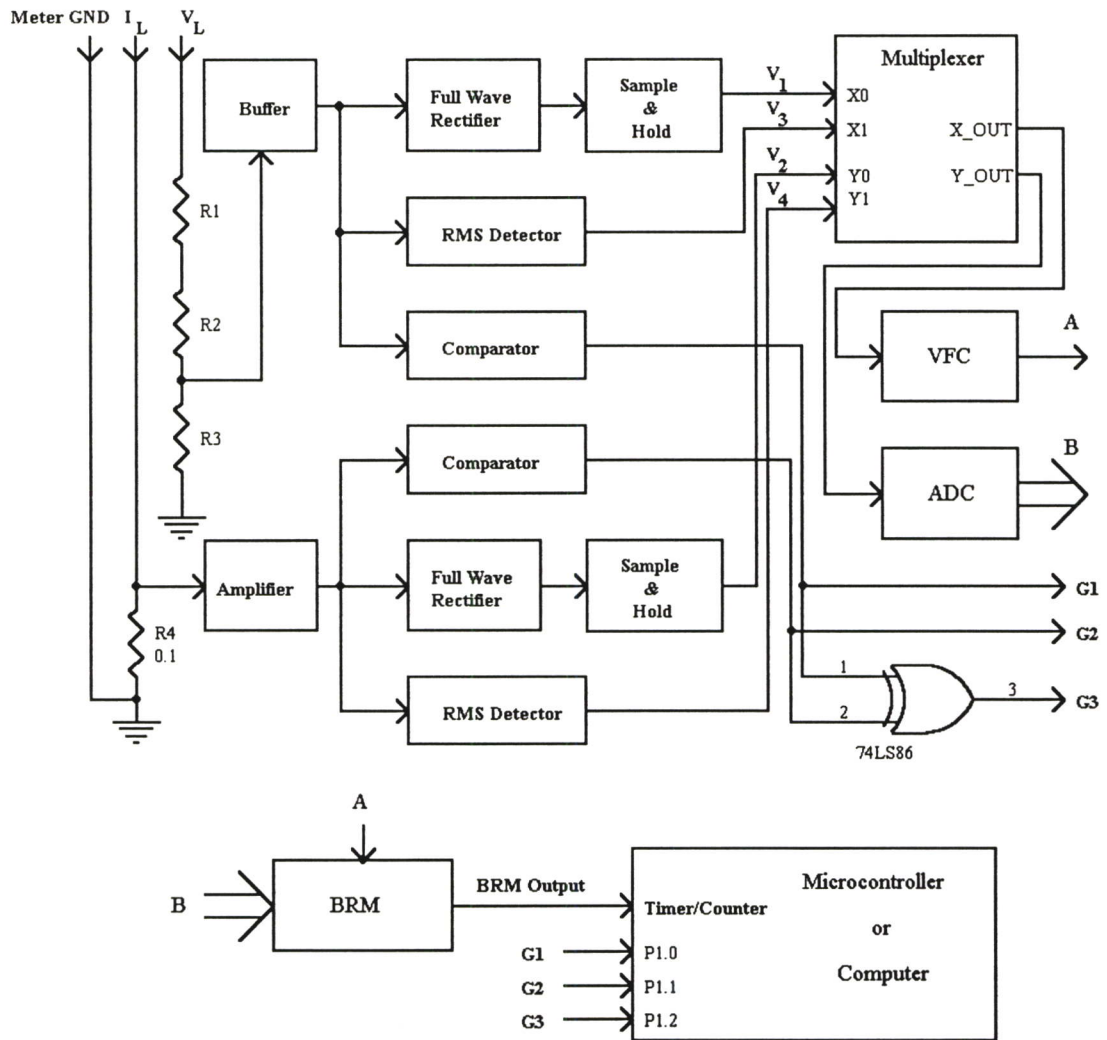
รูปที่ 3.12 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดัน กระแส และกำลังไฟฟ้า



รูปที่ 3.13 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างกำลังไฟฟ้า ความถี่ BRM และค่าที่อ่านได้จากวงจรแสดงผล

3.3 การวัดกำลังของเครื่องใช้ไฟฟ้าโดยใช้วงจรรkundสัญญาณแบบ BRM

3.3.1 โครงสร้างและหลักการทำงานของระบบ



รูปที่ 3.14 ระบบวัดกำลังของเครื่องใช้ไฟฟ้าโดยใช้วงจรรkundสัญญาณแบบ BRM



รูปที่ 3.15 การต่อโหลดเข้ากับระบบวัดกำลังของเครื่องใช้ไฟฟ้าโดยใช้วงจรแบบ BRM

จากรูปที่ 3.11 ซึ่งเป็นโครงสร้างทางฮาร์ดแวร์ของระบบ สามารถอธิบายการทำงานได้ดังนี้ คือ

3.3.1.1 การวัดค่ากำลังปรากฏ จากรูปที่ 3.11 แรงดันตกคร่อมโหลดจะผ่านเข้ามายังวงจรลดทอนสัญญาณ ซึ่งประกอบด้วย R_1, R_2 และ R_3 เพื่อปรับขนาดความแรงของสัญญาณให้เหมาะกับระบบวัด จากนั้นจะส่งสัญญาณนี้ไปยังวงจรบัฟเฟอร์และวงจรแปลงผันสัญญาณอาร์เอ็มเอสเป็นสัญญาณคิซี ได้เป็นสัญญาณคิซี V_3 สัญญาณที่ได้จะถูกส่งไปยังตัวมัลติเพลกซ์และวงจรแปลงผันแรงดันเป็นความถี่ต่อไป ส่วนกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านโหลดนั้นจะถูกตรวจจับโดย R_4 ได้เป็นแรงดันตกคร่อมค่าหนึ่งซึ่งจะถูกขยายโดยวงจรขยายสัญญาณและส่งต่อไปยังวงจรแปลงผันสัญญาณอาร์เอ็มเอสเป็นคิซี ได้เป็นสัญญาณคิซี V_4 สัญญาณที่ได้จะถูกส่งไปยังตัวมัลติเพลกซ์และวงจรแปลงสัญญาณแอนาลอกเป็นดิจิทัลต่อไป การหาค่าอาร์เอ็มเอสของสัญญาณ V_3 และ V_4 สามารถแสดงได้ดังสมการ

$$V_3 = K_d \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T [v(t)^2] dt} = K_d \sqrt{\text{Avg}[v(t)^2]} \quad (3.10)$$

$$V_4 = K_d \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T [i(t)^2] dt} = K_d \sqrt{\text{Avg}[i(t)^2]} \quad (3.11)$$

เมื่อ K_d คือ อัตราขยายทางด้านคิซีของวงจรแปลงผันสัญญาณอาร์เอ็มเอสเป็นสัญญาณคิซี

สัญญาณจากวงจรแปลงผันแรงดันเป็นความถี่และวงจรแปลงสัญญาณแอนาลอกเป็นดิจิตอลจะถูกส่งไปยังวงจร BRM เพื่อสร้างความถี่ที่แปรผันตามค่ากำลังปรากฏ และสัญญาณที่ได้จะถูกส่งต่อไปยังไมโครคอนโทรลเลอร์หรือคอมพิวเตอร์เพื่อแสดงผลพริ้อออกมา

3.3.1.2 การวัดค่ากำลังจริง จะใช้หลักการวัดกำลังชั่วขณะในหลายๆจุดของคลื่นสัญญาณ จากนั้นจะทำการหาค่าเฉลี่ยโดยสัญญาณแรงดันจะถูกส่งเข้าไปยังวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น จากนั้นจะถูกส่งไปยังวงจรซัคตัวอย่างและคงค่าเพื่อซัคตัวอย่างของสัญญาณแรงดันในแต่ละช่วงเวลาของรูปคลื่นได้เป็นสัญญาณ V_1 สัญญาณที่ได้จะถูกส่งต่อไปยังตัวมัลติเพลกซ์และวงจรแปลงผันแรงดันเป็นความถี่ต่อไป ส่วนสัญญาณกระแสไฟฟ้านั้นจะถูกส่งไปยังวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น และวงจรซัคตัวอย่างและคงค่าเพื่อซัคตัวอย่างของสัญญาณกระแสในแต่ละช่วงเวลาของรูปคลื่น ได้เป็น V_2 สัญญาณที่ได้จะถูกส่งต่อไปยังตัวมัลติเพลกซ์ และวงจรแปลงสัญญาณแอนาลอกเป็นดิจิตอล สัญญาณจากวงจรแปลงสัญญาณแอนาลอกเป็นดิจิตอลและวงจรแปลงผันแรงดันเป็นความถี่จะส่งไปยังวงจร BRM เพื่อทำการคูณสัญญาณทั้งสองเข้าด้วยกัน ได้ผลลัพธ์เป็นความถี่เอาต์พุตที่แปรผันโดยตรงกับค่ากำลังไฟฟ้าในแต่ละจุด สัญญาณที่ได้จะถูกส่งไปยังไมโครคอนโทรลเลอร์หรือคอมพิวเตอร์เพื่อทำการคำนวณและแสดงผลพริ้อออกมาเป็นค่ากำลังจริงของโหลดต่อไป การคำนวณค่ากำลังจริงของโหลดสามารถแสดงได้โดยสมการ

$$P = \frac{1}{T} \int_1^2 p(t) dt \quad (3.12)$$

จากสมการ 3.10 ค่ากำลังจริงสามารถหาได้โดยการหาค่ากำลังชั่วขณะในแต่ละจุดของรูปคลื่นสัญญาณ แล้วนำค่าทั้งหมดมาหาค่าเฉลี่ยสำหรับการคำนวณโดยใช้คอมพิวเตอร์หรือไมโครคอนโทรลเลอร์ สามารถคำนวณได้โดย

$$P = \frac{\sum_{k=1}^n [p(t)]_k}{n} \quad (3.13)$$

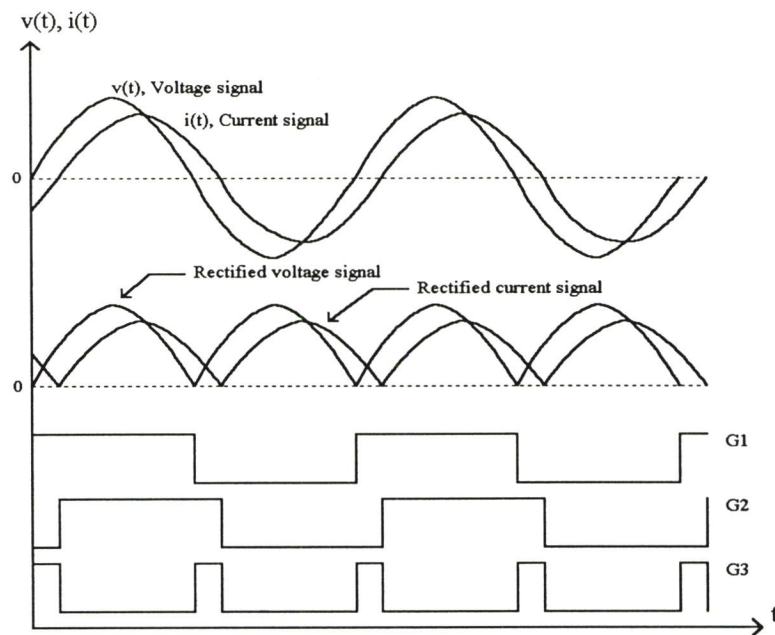
โดยการใช้วงจร BRM สัญญาณเอาต์พุตของวงจรในแต่ละจุดของรูปคลื่น จะแปรผันโดยตรงกับค่ากำลังชั่วขณะ ความถี่เฉลี่ยของวงจร BRM จะแปรผันโดยตรงกับกำลังจริงซึ่งสามารถแสดงได้โดยสมการ

$$P = \frac{\sum_{k=1}^n [P_Q(t)]_k - [N_Q(t)]_k}{n} \quad (3.14)$$

เมื่อ $P_Q(t)$ คือ ความถี่ของพัลส์ในช่วงที่กำลังไฟฟ้าเป็นบวก

$N_Q(t)$ คือ ความถี่ของพัลส์ในช่วงที่กำลังไฟฟ้าเป็นลบ

โดยแผนภาพเวลาของระบบสามารถแสดงได้โดยรูปที่ 3.13



รูปที่ 3.16 แผนภาพเวลาของระบบ

3.3.1.3 การวัดค่ากำลังรีแอกทีฟและตัวประกอบกำลัง

เมื่อทราบค่ากำลังปรากฏและกำลังจริง ค่ากำลังรีแอกทีฟสามารถหาได้โดย

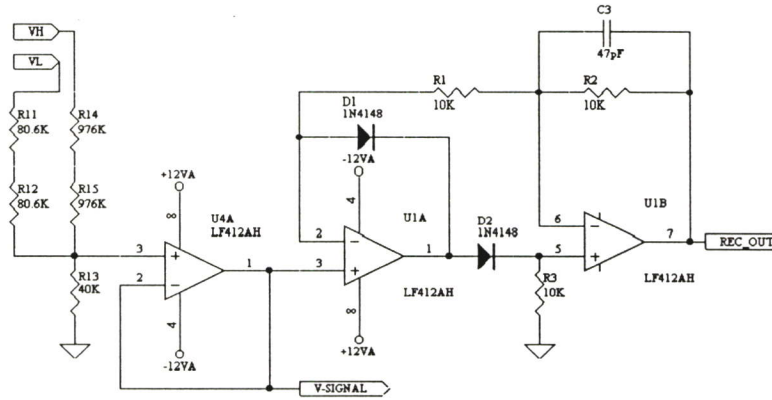
$$Q = \sqrt{S^2 - P^2} \quad (3.15)$$

ส่วนค่าตัวประกอบกำลังสามารถหาได้โดย

$$PF = \frac{P}{S} \quad (3.16)$$

3.3.2 วงจรและหลักการทํางาน

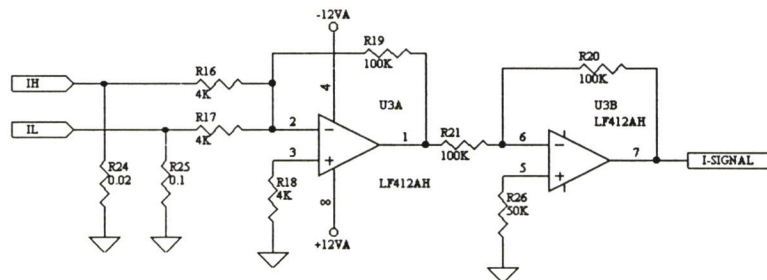
3.3.2.1 วงจรตรวจวัดสัญญาณแรงดันไฟฟ้าและวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น



รูปที่ 3.17 วงจรตรวจวัดสัญญาณแรงดันไฟฟ้าและวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น

วงจรตรวจวัดสัญญาณแรงดันไฟฟ้าประกอบไปด้วยวงจรแบ่งแรงดันและวงจรบัฟเฟอร์ส่วนวง
 จรเรียงกระแสจะใช้โอปแอมป์คือเป็นวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น สัญญาณเอาต์พุตที่ได้จะถูกส่ง
 ไปยังวงจรชั้คตัวอย่างและคงค่า

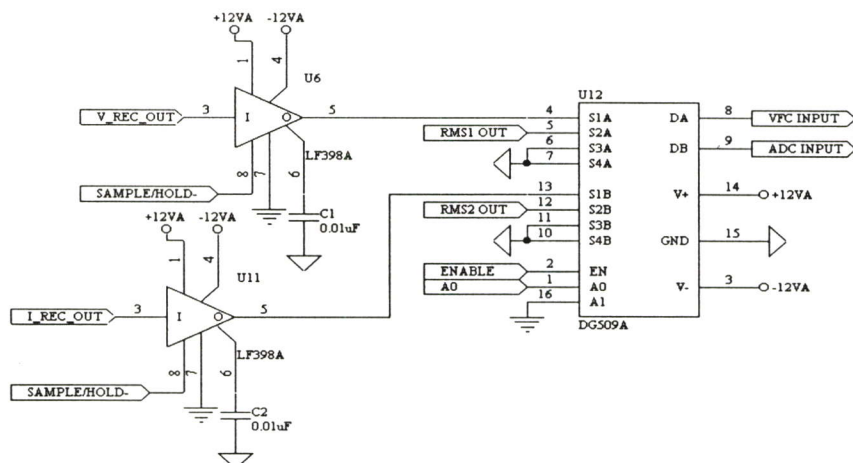
3.3.2.2 วงจรตรวจวัดสัญญาณกระแสไฟฟ้า



รูปที่ 3.18 วงจรตรวจวัดสัญญาณกระแสไฟฟ้า

วงจรตรวจวัดสัญญาณกระแสไฟฟ้าประกอบด้วย ตัวต้านทาน R24 และ R25 ซึ่งทำหน้าที่ใน
 การเปลี่ยนกระแสที่ไหลผ่านให้เป็นแรงดันไฟฟ้าจากนั้นจะส่งสัญญาณนี้ไปยังวงจรถ่ายซึ่งสร้าง
 ขึ้นจากออปแอมป์โดยจะออกแบบอัตราขยายแรงดันไว้ที่ 25 เท่า สัญญาณที่ได้จะถูกส่งไปยังวงจร
 เรียงกระแสและวงจรเปรียบเทียบแรงดันต่อไป

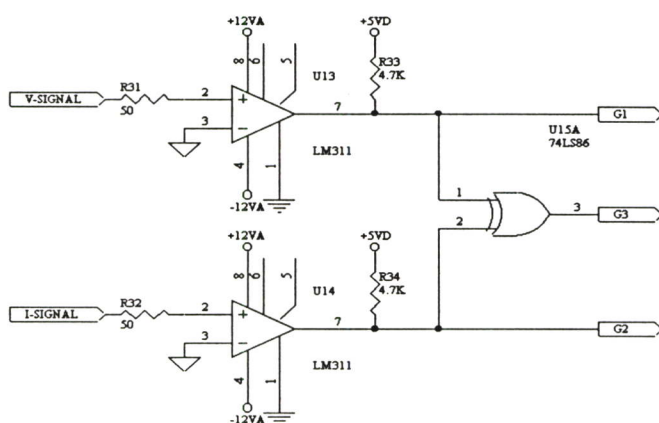
3.3.2.3 วงจรซั๊กตัวอย่างและคงค่าและตัวมัลติเพลกซ์



รูปที่ 3.19 วงจรซั๊กตัวอย่างและคงค่าและตัวมัลติเพลกซ์

รูปที่ 3.16 จะเป็นส่วนของวงจรซั๊กตัวอย่างและคงค่าซึ่งใช้ไอซีเบอร์ LF398A ในการทำหน้าที่นี้ ส่วนไอซีเบอร์ DG509A จะทำหน้าที่เป็นตัวมัลติเพลกซ์เพื่อเลือกสัญญาณสำหรับการวัดค่ากำลังปรากฏและกำลังจริง สัญญาณที่ได้จะถูกส่งไปยังวงจรแปลงผันแรงดันเป็นความถี่และวงจรแปลงสัญญาณแอนาลอกเป็นดิจิทัลต่อไป

3.3.2.4 วงจรสร้างสัญญาณควบคุม



รูปที่ 3.20 วงจรสร้างสัญญาณควบคุม

วงจรสร้างสัญญาณควบคุมจะใช้ไอซีเบอร์ LM311 ซึ่งทำหน้าที่ในการเปรียบเทียบแรงดันและไอซีเบอร์ 74LS86 ในการสร้างสัญญาณควบคุม G3 ส่งให้กับไมโครคอนโทรลเลอร์หรือคอมพิวเตอร์ โดยในช่วงที่กำลังไฟเป็นบวก สัญญาณ G3 จะเป็นลอจิก “0” และในช่วงที่กำลังไฟเป็นลบ สัญญาณ G3 จะเป็นลอจิก “1”

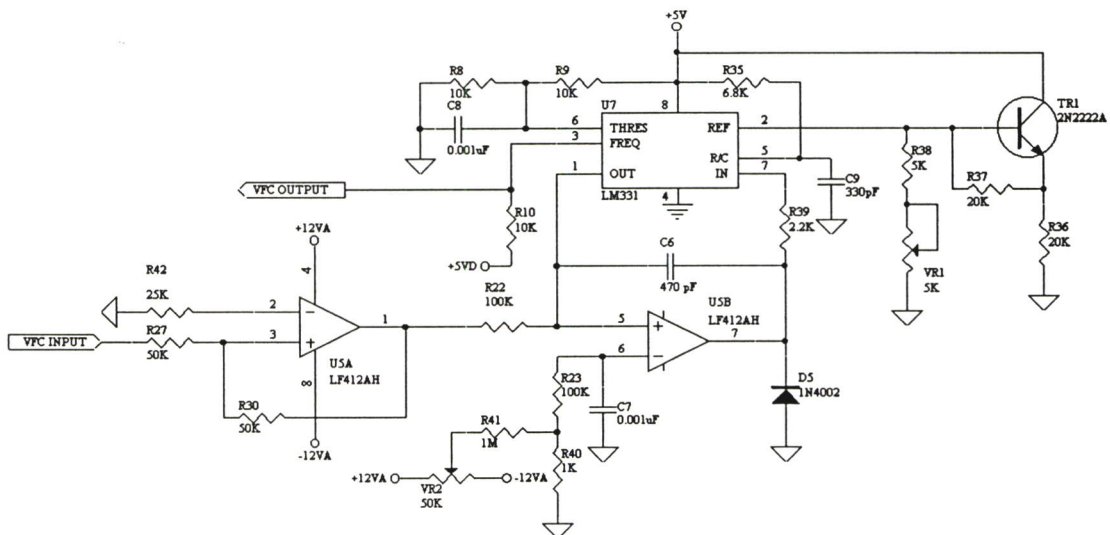
3.3.2.6 วงจรแปลงผันสัญญาณอาร์เอ็มเอสเป็นดีซี วงจร ADC และวงจร BRM

วงจรเหล่านี้จะใช้รูปแบบของวงจรเหมือนกับวงจรในระบบวัดกำลังเอาต์พุตของเครื่องขยายเสียง โดยใช้วงจรควบคุมแบบ BRM

3.3.2.5 วงจรแปลงผันแรงดันเป็นความถี่

รูปที่ 3.18 จะเป็นส่วนของวงจรแปลงผันแรงดันเป็นความถี่ซึ่งใช้ไอซี LM331 พร้อมกับออปแอมป์เบอร์ LF412AH เพื่อเพิ่มเสถียรภาพและความเที่ยงตรงให้แก่วงจร โดยที่

$$f_{OUT} = V_{IN} \frac{R_{38} + R_1}{R_{22}} \frac{0.478}{R_{35} C_9} \tag{3.17}$$



รูปที่ 3.21 วงจรแปลงผันแรงดันเป็นความถี่

บทที่ 4

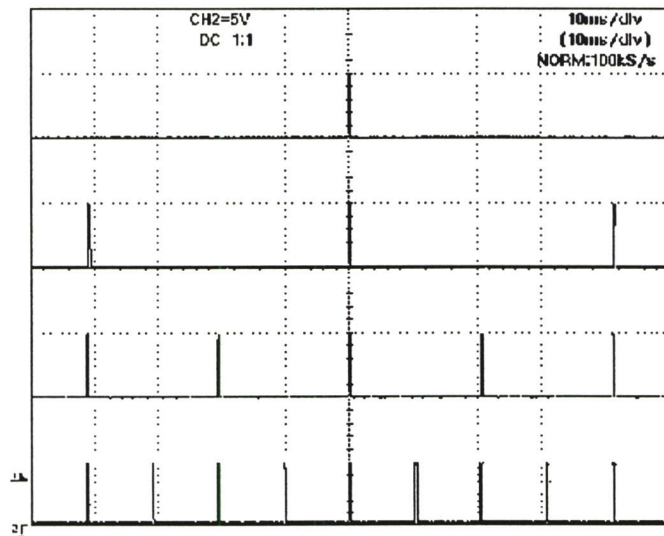
ผลการทดลอง

สำหรับวิทยานิพนธ์นี้ได้ทำการทดสอบเครื่องมือวัดกำลังไฟฟ้าที่สร้างขึ้น โดยใช้หลักการคูณสัญญาณแบบ BRM กับเครื่องขยายเสียงและเครื่องใช้ไฟฟ้าที่มีกำลังต่างกันหลายขนาดเพื่อทดสอบความเป็นเชิงเส้นของระบบวัด และได้ทำการเปรียบเทียบผลการวัดกับเครื่องมือวัดแบบมาตรฐานที่นิยมใช้กันอยู่ในปัจจุบันเพื่อตรวจสอบความถูกต้องของค่าที่ได้จากเครื่องมือวัดที่สร้างขึ้น

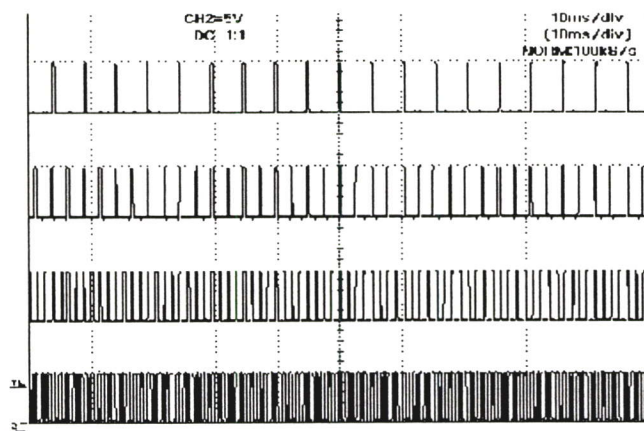
4.1 ผลการทดสอบระบบวัดกำลังเอาต์พุตของเครื่องขยายเสียง

4.1.1 ลักษณะสัญญาณต่างๆของระบบวัด

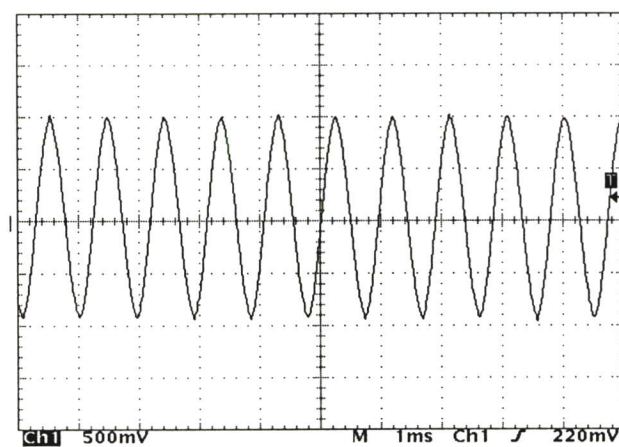
ผลการทดสอบในส่วนนี้จะเป็นการแสดงสัญญาณต่างๆที่สำคัญต่อระบบวัด ซึ่งได้แก่ สัญญาณ BRM สัญญาณจากวงจรแปลงผันสัญญาณ สัญญาณฮาร์โมนิก ตลอดจนสัญญาณที่ได้จากการทดสอบกับเครื่องขยายเสียงขนาดต่างๆ



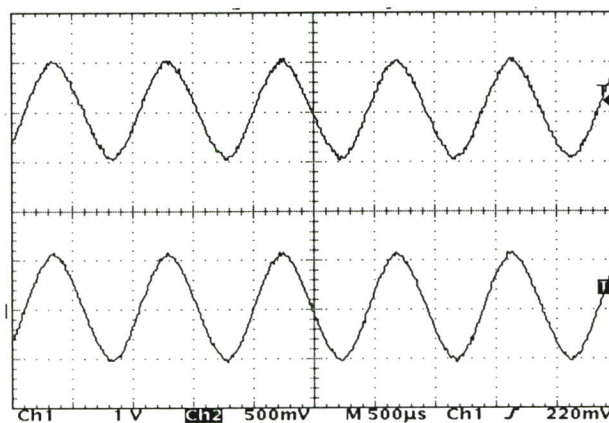
รูปที่ 4.1 รูปพัลส์ BRM รูปแบบที่ 1 , 2 , 4 และ 8



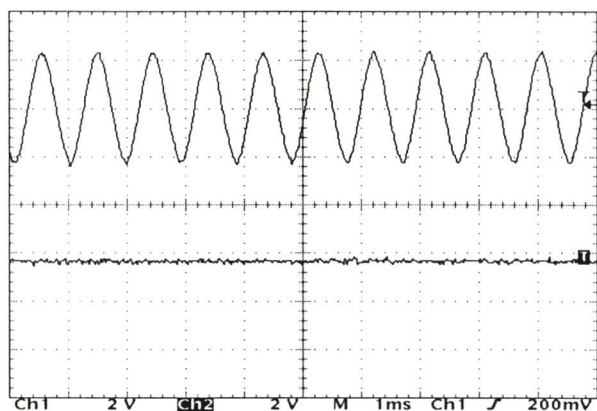
รูปที่ 4.2 รูปพัลส์ BRM รูปแบบที่ 16,32, 64 และ 128



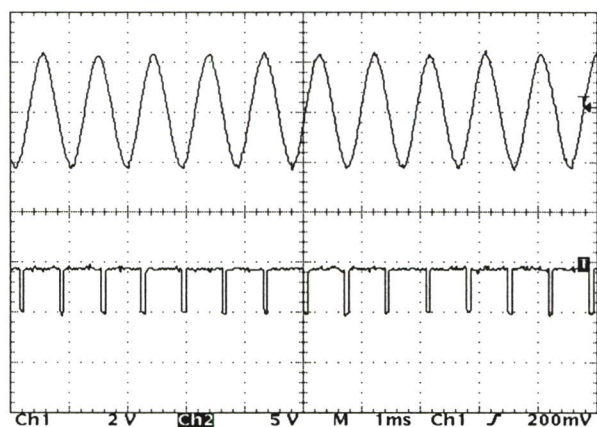
รูปที่ 4.3 แสดงรูปสัญญาณจากวงจรกำเนิดสัญญาณความถี่เสียง 1 KHZ



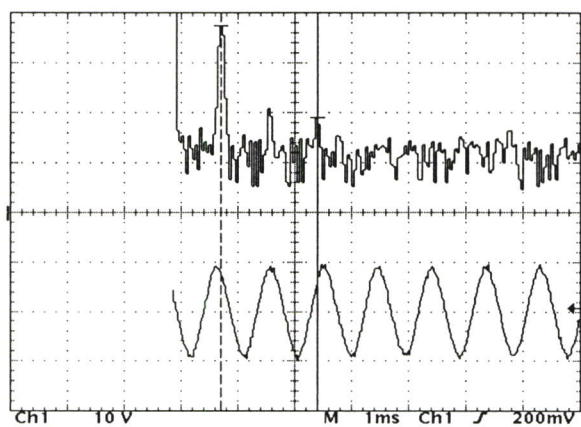
รูปที่ 4.4 แสดงรูปสัญญาณแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าจากการวัด



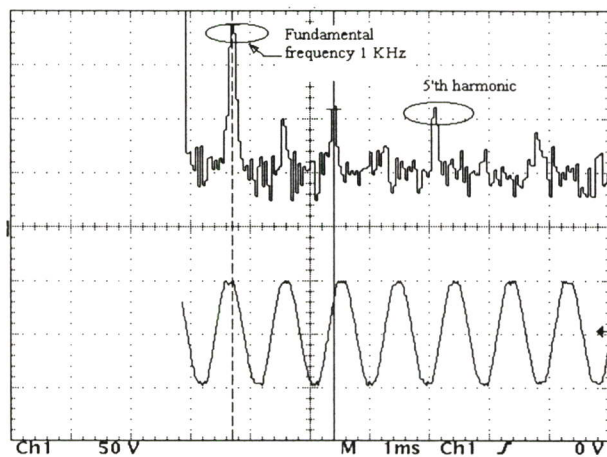
รูปที่ 4.5 แสดงการเปรียบเทียบสัญญาณแรงดันไฟฟ้ากับสัญญาณจากวงจรแปลงผันสัญญาณอาร์เอ็มเอสเป็นดีซี



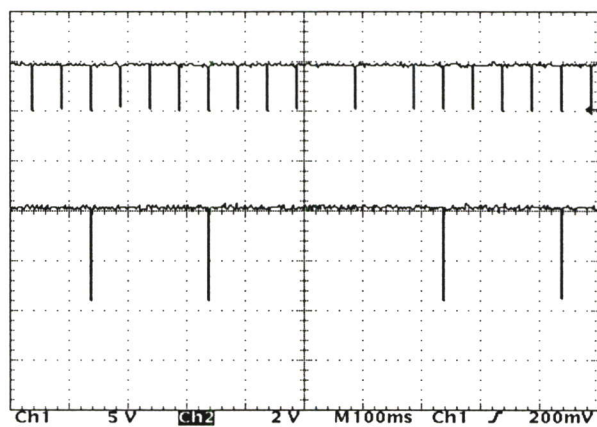
รูปที่ 4.6 แสดงสัญญาณแรงดันไฟฟ้ากับสัญญาณจากวงจร VFC



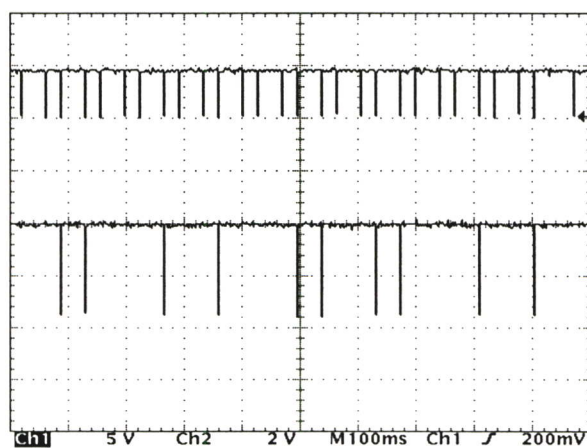
รูปที่ 4.7 แสดงสัญญาณแรงดันไฟฟ้าในแกนเวลาและความถี่ เมื่อเครื่องขยายเสียงยังถูกขับไม่ถึงจุดกำลังสูงสุด ซึ่งจะไม่มีการเพี้ยนของสัญญาณ



รูปที่ 4.8 แสดงสัญญาณแรงดันไฟฟ้าในแกนเวลาและความถี่ เมื่อเครื่องขยายเสียงยังถูกขับถึงจุดกำลังสูงสุด ซึ่งจะเกิดการเพิ่มขึ้นของสัญญาณและสัญญาณฮาร์มอนิกขึ้น



รูปที่ 4.9 แสดงสัญญาณ VFC และ BRM ที่เอาต์พุตของเครื่องขยายเสียงขนาด 2.8 วัตต์



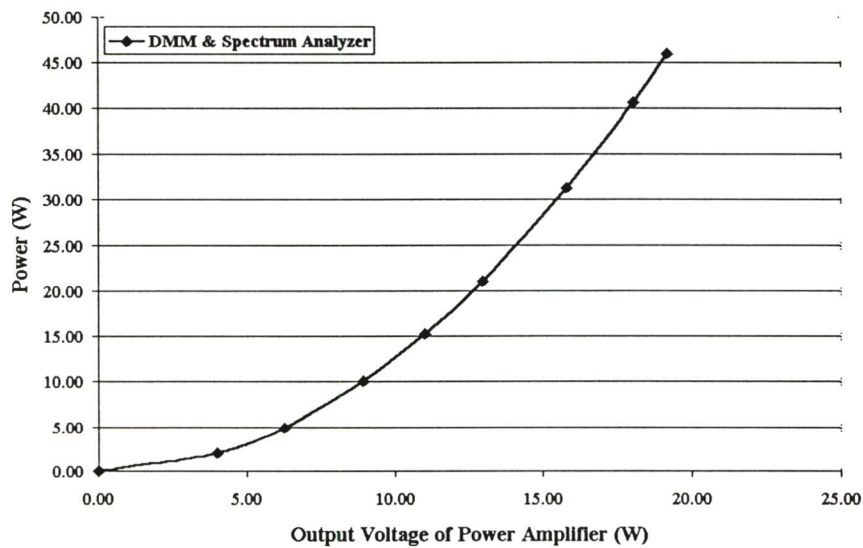
รูปที่ 4.10 แสดงสัญญาณ VFC และ BRM ที่เอาต์พุตของเครื่องขยายเสียงขนาด 11 วัตต์

4.1.2 ผลจากการทดสอบกับเครื่องขยายเสียง

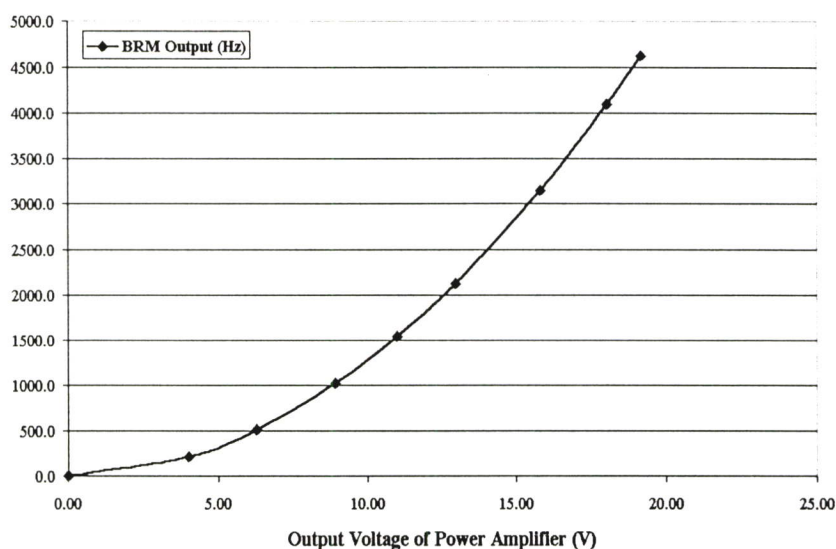
ในส่วนนี้จะเป็นการแสดงผลการทดสอบระบบวัดกับเครื่องขยายเสียงหลายๆขนาด โดยใช้โหลดที่มีความต้านทาน 8 โอห์ม และเปรียบเทียบผลการวัดที่ได้จากการวัดโดยใช้วงจร BRM ผลการวัดจากออสซิลโลสโคปและผลที่ได้จากการวัดด้วยดิจิตอลมัลติมิเตอร์ร่วมกับเครื่องวิเคราะห์สเปกตรัมผลที่ได้สามารถแสดงได้ดังตารางและรูปข้างล่าง

ตารางที่ 4.1 แสดงผลการวัดกำลังเอาต์พุตของเครื่องขยายเสียงด้วยวิธีการต่างๆ

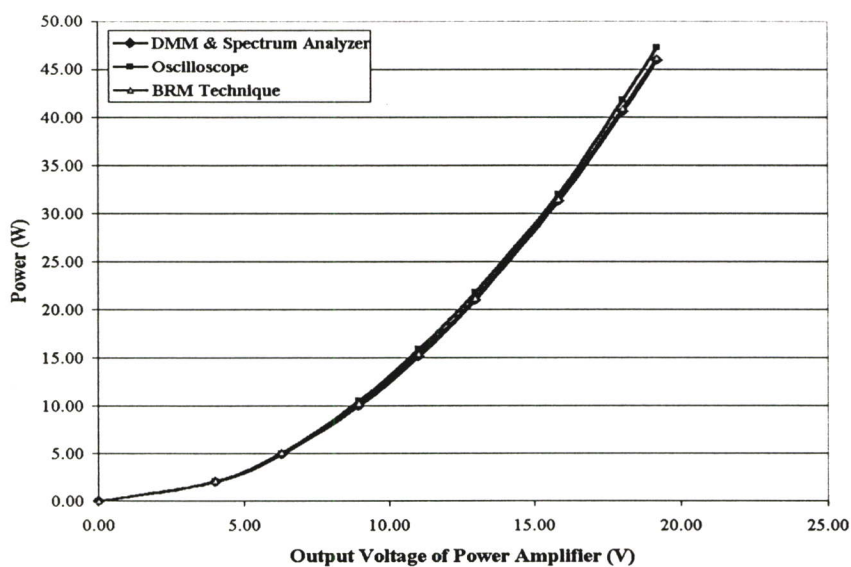
DMM & Spectrum Analyzer		Oscilloscope	BRM Technique	
Voltage (V)	Power (W)	Power (W)	BRM Output	Power (W)
4.00	2.00	2.10	206.2	2.06
6.28	4.93	5.04	506.1	5.06
8.94	9.99	10.58	1022.3	10.22
11.01	15.15	15.96	1538.2	15.38
12.96	21.00	21.78	2122.4	21.22
15.81	31.24	32.00	3145.2	31.45
18.03	40.64	41.86	4090.6	40.90
19.18	45.98	47.29	4622.4	46.22



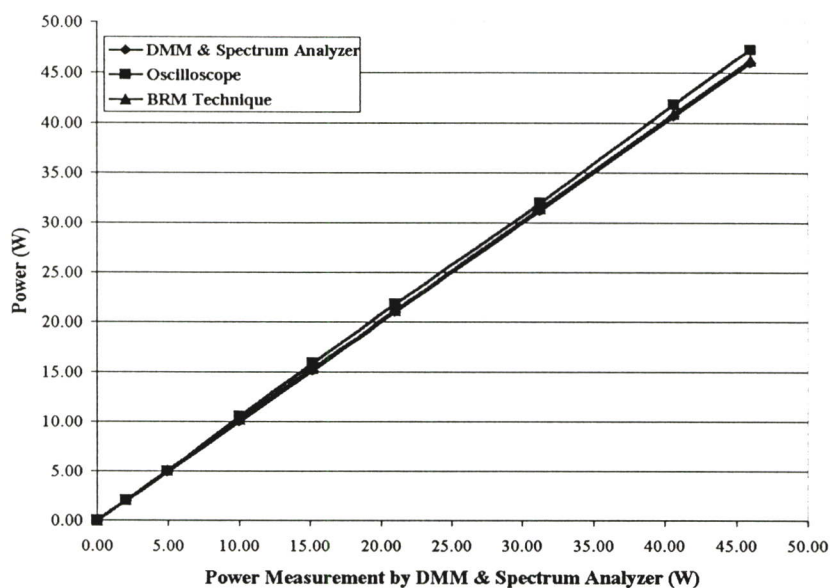
รูปที่ 4.11 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันและกำลังเอาต์พุต จากการวัดด้วยดิจิตอลมัลติมิเตอร์ร่วมกับเครื่องวิเคราะห์สเปกตรัม



รูปที่ 4.12 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันเอาต์พุตของเครื่องขยายเสียงกับสัญญาณ BRM



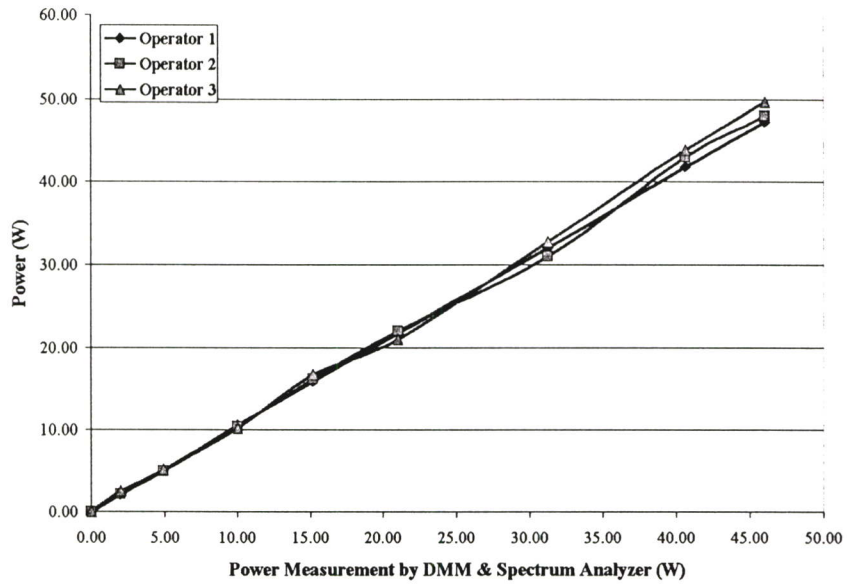
รูปที่ 4.13 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันเอาต์พุตกับผลการวัดที่ได้จากวงจร BRM ผลการวัดจากออสซิลโลสโคปและ ผลที่ได้จากการวัดด้วยดิจิตอลมัลติมิเตอร์ร่วมกับเครื่องวิเคราะห์สเปกตรัมที่ย่านการวัด 50 W



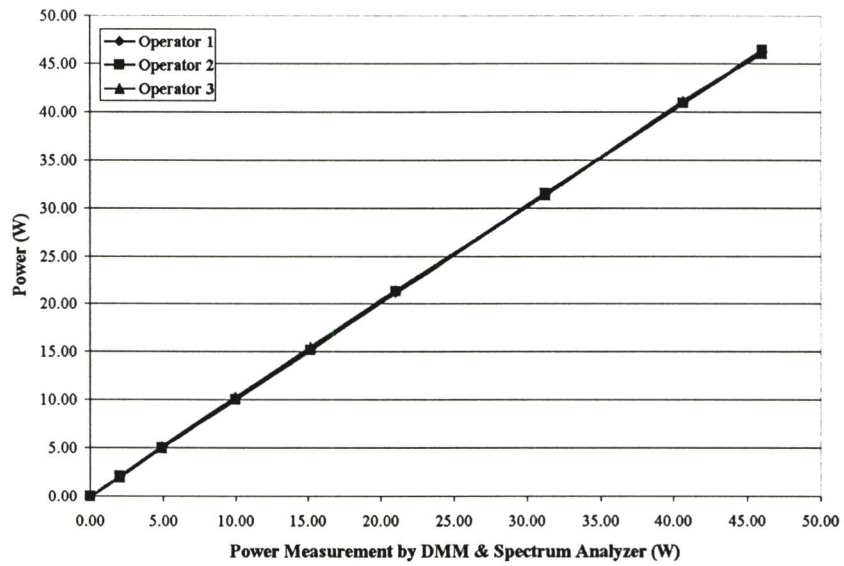
รูปที่ 4.14 เปรียบเทียบผลการวัดที่ได้จากวงจร BRM ผลการวัดจากออสซิลโลสโคปและผลที่ได้จากการวัดด้วยดิจิตอลมัลติมิเตอร์ร่วมกับเครื่องวิเคราะห์สเปกตรัมที่ย่านการวัด 50 W

ตารางที่ 4.2 แสดงผลจากการวัดด้วยออสซิลโลสโคปและวงจร BRM โดยมีการเปรียบเทียบผลที่ได้เมื่อมีการเปลี่ยนตัวผู้ทำการวัด โดยผู้วัดคนที่ 1 จะมีทักษะในการวัดดีที่สุด คนที่ 2 มีทักษะรองลงมา ส่วนคนที่ 3 มีทักษะในการวัดน้อยที่สุด

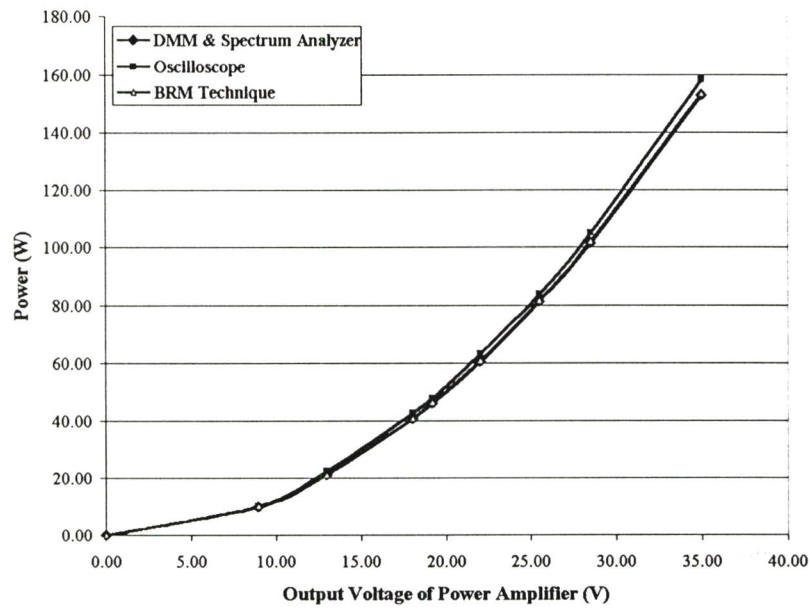
ผลการวัดจากออสซิลโลสโคป (W)			ผลการวัดโดยใช้วงจร BRM (W)		
ผู้วัดคนที่ 1	ผู้วัดคนที่ 2	ผู้วัดคนที่ 3	ผู้วัดคนที่ 1	ผู้วัดคนที่ 2	ผู้วัดคนที่ 3
2.10	2.20	2.50	2.06	2.08	2.04
5.04	5.50	5.20	5.06	5.02	4.98
10.58	10.40	10.20	10.22	10.02	10.22
15.96	16.20	16.72	15.38	15.18	15.48
21.78	22.00	21.00	21.22	21.32	21.38
32.00	31.00	32.80	31.45	31.48	31.35
41.86	43.00	43.85	40.90	40.90	41.12
47.29	48.00	49.75	46.22	46.42	46.08



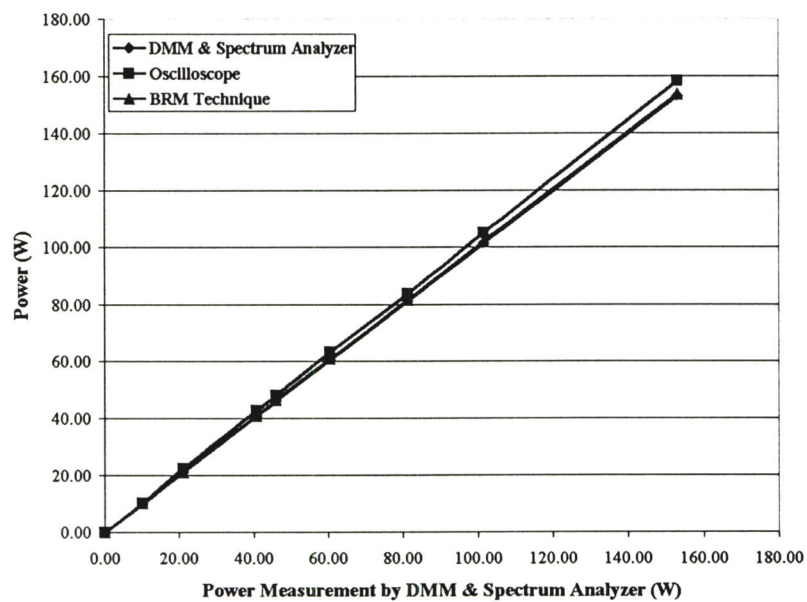
รูปที่ 4.15 เปรียบเทียบผลการวัดค่าด้วยออสซิลโลสโคป จากผู้วัด 3 คน



รูปที่ 4.16 เปรียบเทียบผลการวัดค่าด้วยวงจร BRM จากผู้วัด 3 คน



รูปที่ 4.17 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันเอาต์พุตกับผลการวัดที่ได้จากวงจร BRM ผลการวัดจากออสซิลโลสโคปและผลที่ได้จากการวัดด้วยดิจิตอลมัลติมิเตอร์ร่วมกับเครื่องวิเคราะห์สเปกตรัมที่ย่านการวัด 200 W



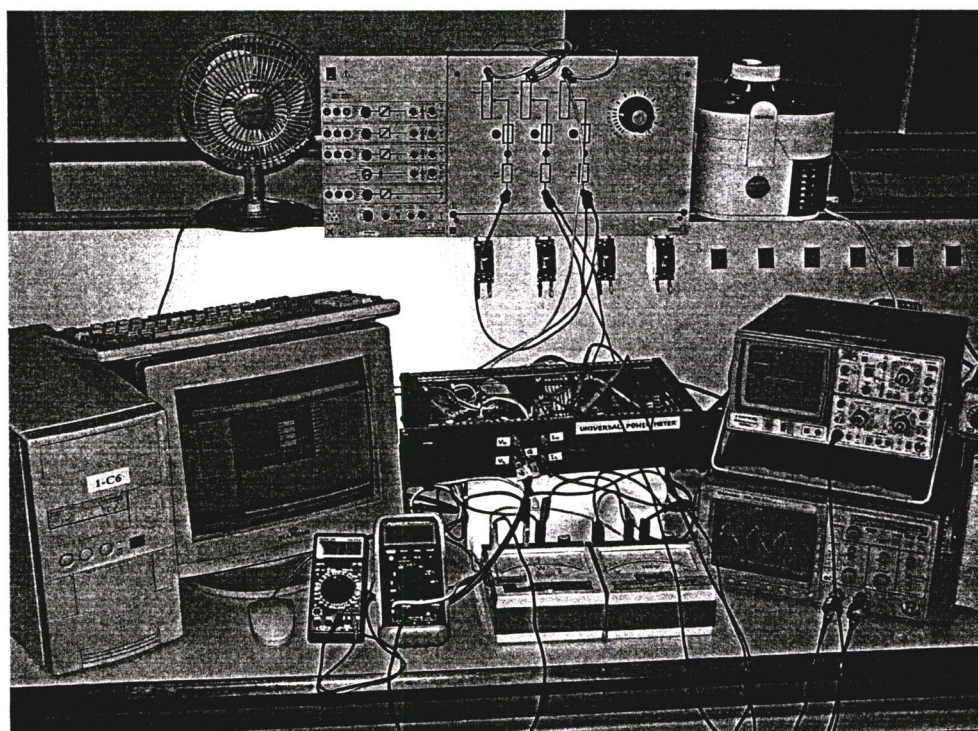
รูปที่ 4.18 เปรียบเทียบผลการวัดที่ได้จากวงจร BRM ผลการวัดจากออสซิลโลสโคปและผลที่ได้จากการวัดด้วยดิจิตอลมัลติมิเตอร์ร่วมกับเครื่องวิเคราะห์สเปกตรัมที่ย่านการวัด 200 W

4.2 ผลการทดสอบระบบวัดกำลังของเครื่องใช้ไฟฟ้า

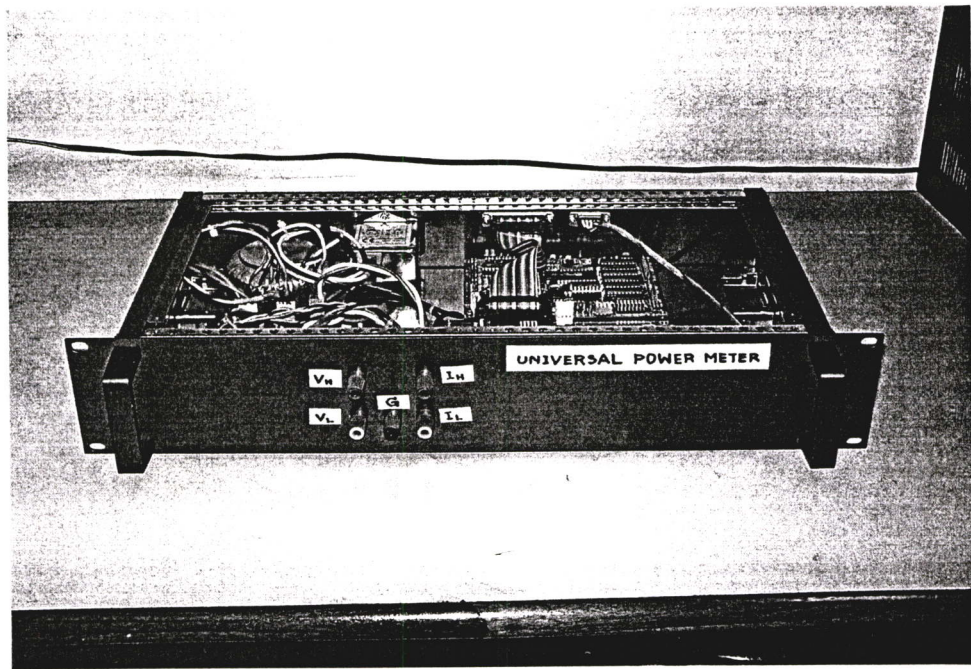
สำหรับส่วนนี้จะเป็นการแสดงผลการทดสอบระบบวัดกำลังของเครื่องใช้ไฟฟ้า โดยจะแสดงให้เห็นสัญญาณที่จุดต่างๆของระบบวัด ผลการวัดด้วยโวลต์ค่าต่างๆ ตลอดจนเปรียบเทียบค่าที่ได้กับเครื่องมือวัดที่นิยมใช้กันในปัจจุบัน

รูปที่ 4.13 ถึง 4.15 จะแสดงให้เห็นถึงเครื่องมือและอุปกรณ์ที่ใช้ในการทดสอบและตัวเครื่องต้นแบบ ซึ่งเครื่องมือวัดหลัก ที่ใช้ทดสอบระบบมีดังนี้คือ

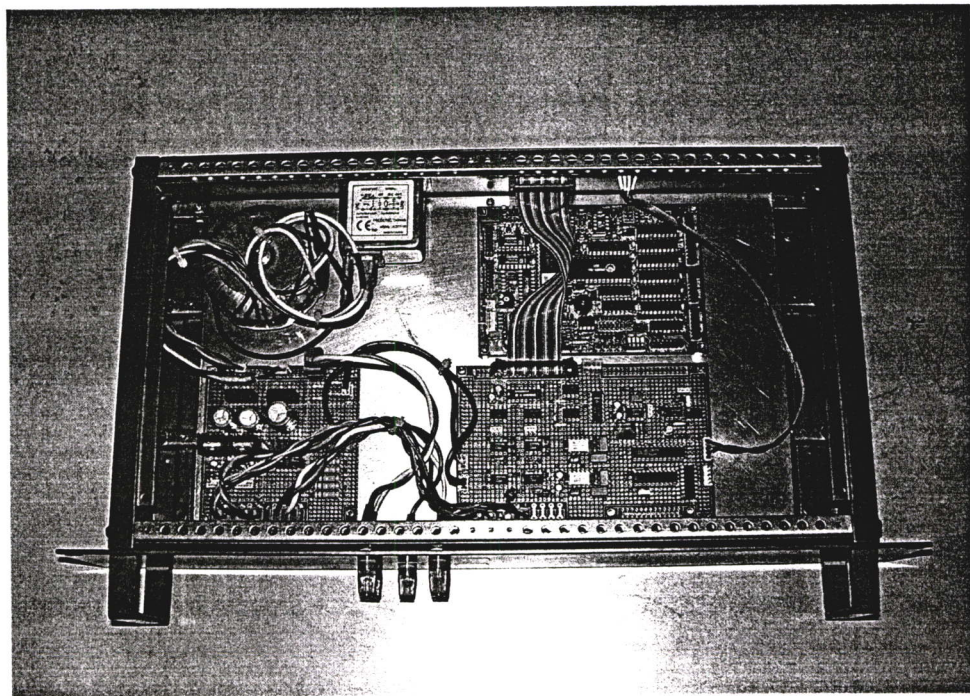
1. ออสซิลโลสโคป
2. ดิจิตอลมัลติมิเตอร์
3. วัดคัมมิเตอร์แบบอิเล็กทรอนิกส์ไดนาโมมิเตอร์
4. เครื่องวัดตัวประกอบกำลัง



รูปที่ 4.19 แสดงเครื่องมือที่ใช้ในการทดสอบ



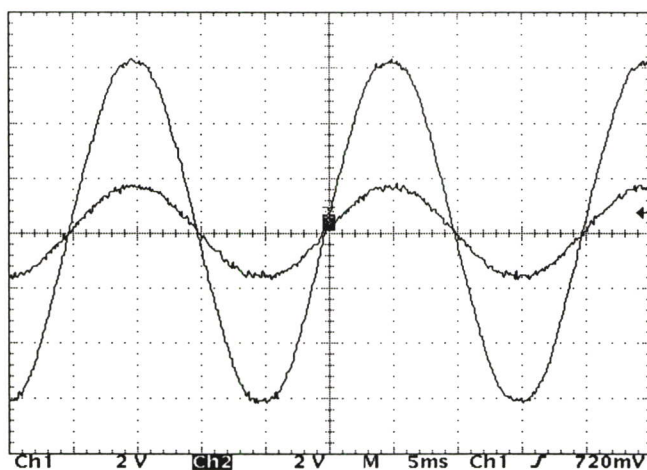
รูปที่ 4.20 แสดงรูปด้านหน้าของเครื่องต้นแบบ



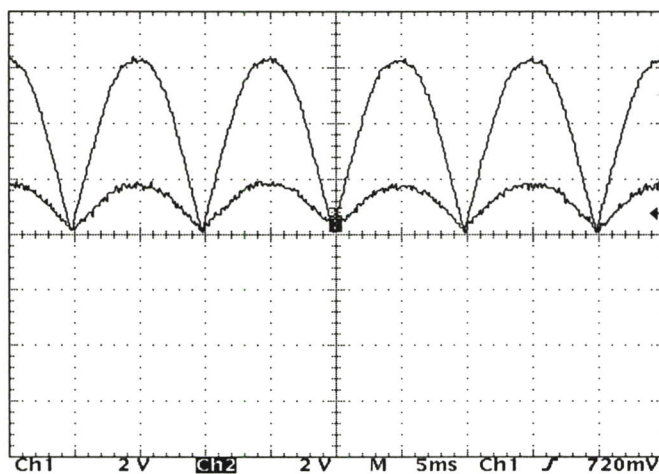
รูปที่ 4.21 แสดงรูปด้านบนของเครื่องต้นแบบ

4.2.1 ลักษณะสัญญาณต่างๆของระบบวัด

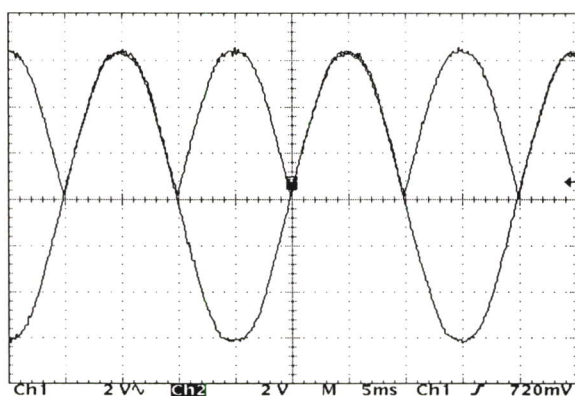
ผลการทดสอบในส่วนนี้จะเป็นการแสดงสัญญาณต่างๆที่สำคัญต่อระบบวัด ซึ่งได้แก่ สัญญาณจากวงจรแปลงผันสัญญาณ สัญญาณจากวงจรเรียงกระแส สัญญาณควบคุม ตลอดจนสัญญาณที่ได้จากการทดสอบกับเครื่องใช้ไฟฟ้า



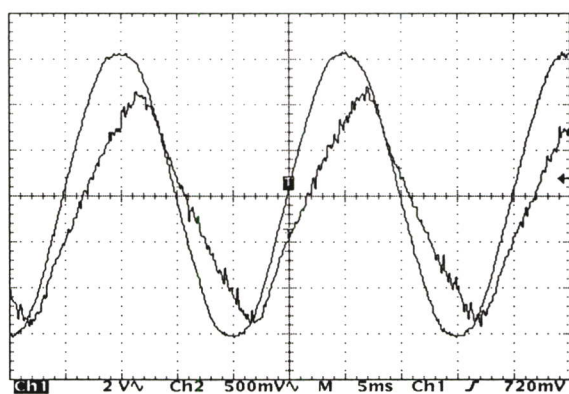
รูปที่ 4.22 แสดงสัญญาณแรงดันและกระแสไฟฟ้าเมื่อโหลดเป็นความต้านทาน



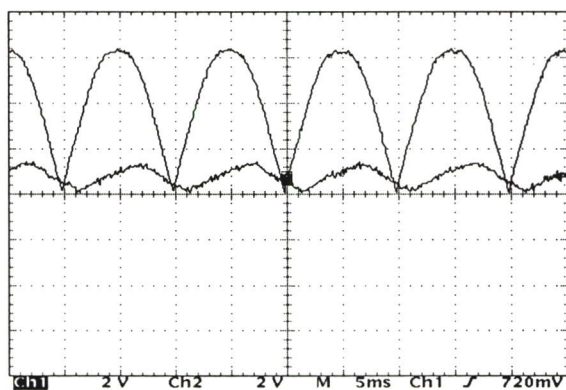
รูปที่ 4.23 แสดงสัญญาณแรงดันและกระแสไฟฟ้าที่ผ่านการเรียงกระแสแล้ว เมื่อโหลดเป็นความต้านทาน



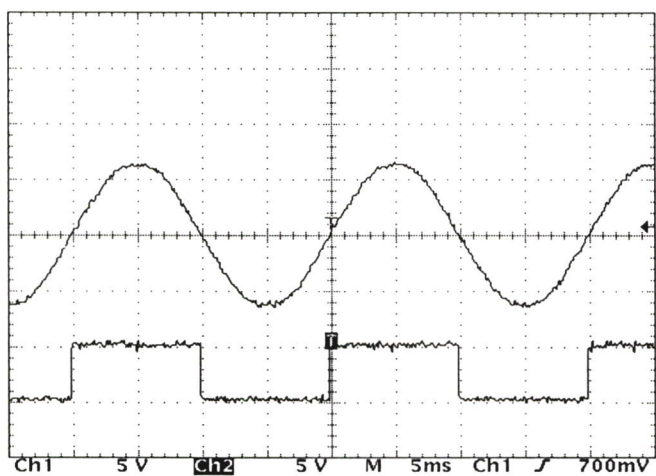
รูปที่ 4.24 แสดงการเปรียบเทียบสัญญาณแรงดันและสัญญาณแรงดันที่ผ่านการเรียงกระแสแล้ว



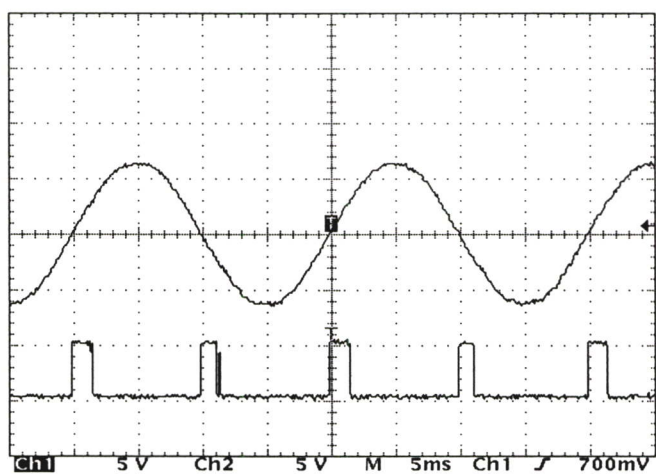
รูปที่ 4.25 แสดงสัญญาณแรงดันและกระแสไฟฟ้าเมื่อโหลดเป็นตัวเหนี่ยวนำ



รูปที่ 4.26 แสดงสัญญาณแรงดันและกระแสไฟฟ้าที่ผ่านการเรียงกระแสแล้ว เมื่อโหลดเป็นตัวเหนี่ยวนำ



รูปที่ 4.27 แสดงสัญญาณแรงดันและสัญญาณ G1



รูปที่ 4.28 แสดงสัญญาณแรงดันและสัญญาณ G3

4.2.2 ผลการทดสอบกับเครื่องใช้ไฟฟ้าแบบต่างๆ

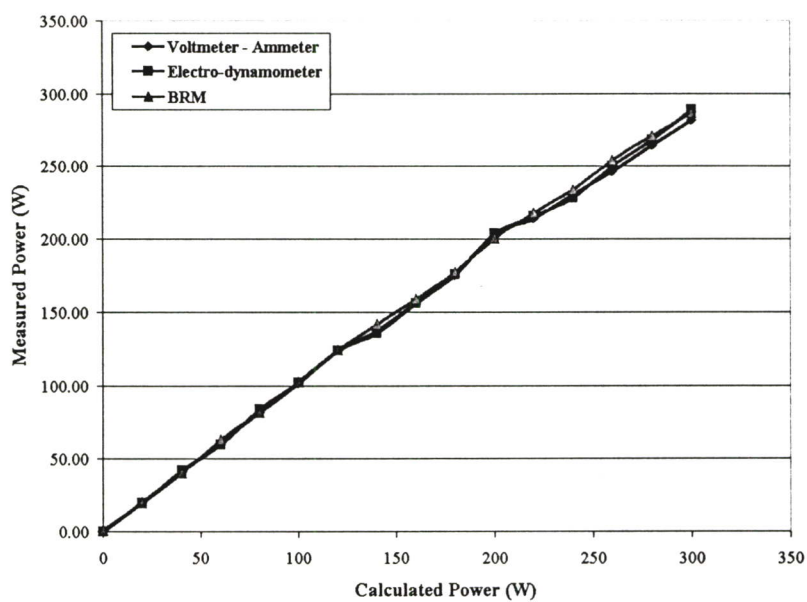
ในส่วนนี้จะเป็นการแสดงผลการทดสอบระบบวัดกำลังไฟฟ้าโดยใช้เทคนิค BRM กับโหลดแบบตัวต้านทานและเครื่องใช้ไฟฟ้าที่เป็นโหลดแบบตัวเหนี่ยวนำหลายๆขนาด โดยเปรียบเทียบผลการวัดที่ได้กับเครื่องมือวัดกำลังไฟฟ้าแบบโวลต์ – แอมมิเตอร์และอิเล็กทรอนิกส์ไดนาโมมิเตอร์ ผลที่ได้สามารถแสดงได้ดังตารางและรูปข้างล่าง

ตารางที่ 4.3 แสดงผลการทดสอบด้วยโหลดแบบตัวต้านทาน

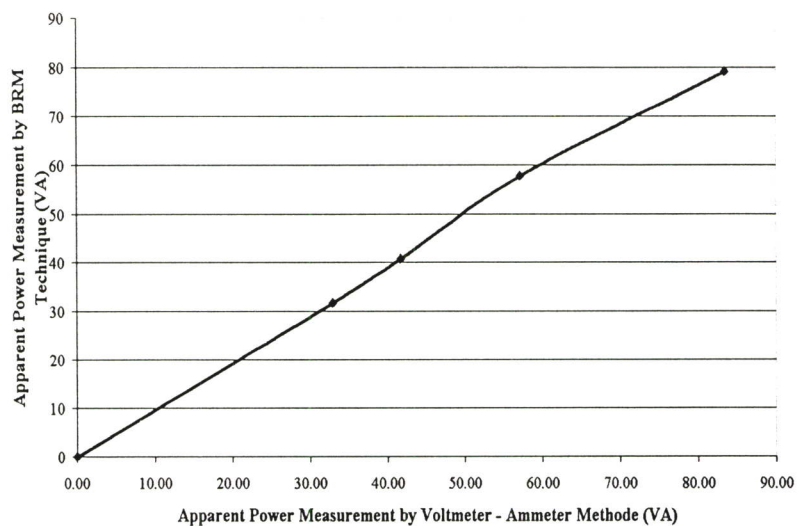
กำลังจากการคำนวณ	โวลต์ – แอมมิเตอร์	อิเล็กทรอนิกส์ไดนาโมมิเตอร์	BRM
20	20.43	20	19.98
40	41.08	42	40.64
60	60.64	60	62.92
80	81.51	84	81.93
100	101.50	102	102.84
120	123.91	124	124.59
140	137.53	136	142.30
160	156.65	156	158.71
180	175.10	176	177.79
200	203.66	204	200.86
220	214.43	216	218.01
240	230.47	228	233.93
260	246.06	250	254.05
280	264.08	268	270.99
300	281.66	289	286.98

ตารางที่ 4.4 แสดงผลการทดสอบด้วยโหลดแบบตัวเหนี่ยวนำ

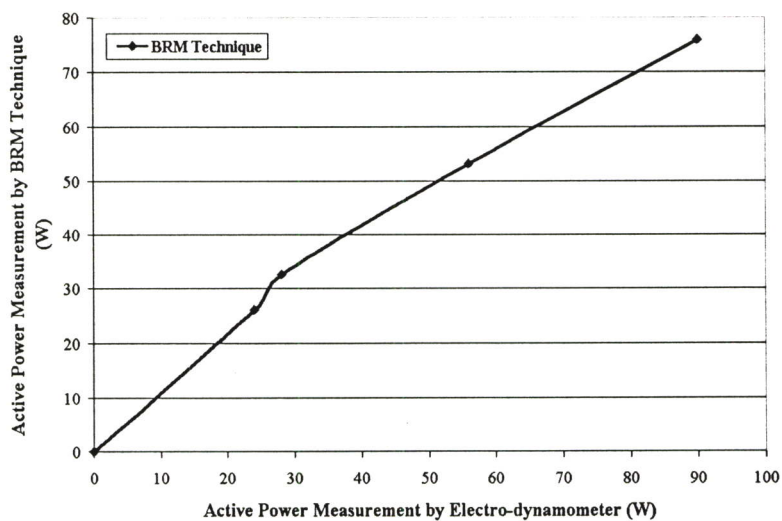
โหลด	โวลต์ – แอมมิเตอร์	อิเล็กโตรไดนาโมมิเตอร์		BRM		
	กำลังปรากฏ	กำลังแอกทีฟ	PF	กำลังปรากฏ	กำลังแอกทีฟ	PF
โหลด 1	32.96	24	0.73	31.80	26.15	0.82
โหลด 2	41.74	28	0.69	40.67	32.62	0.80
โหลด 3	57.12	56	0.94	57.78	53.14	0.92
โหลด 4	83.49	90	0.98	79.15	75.89	0.96



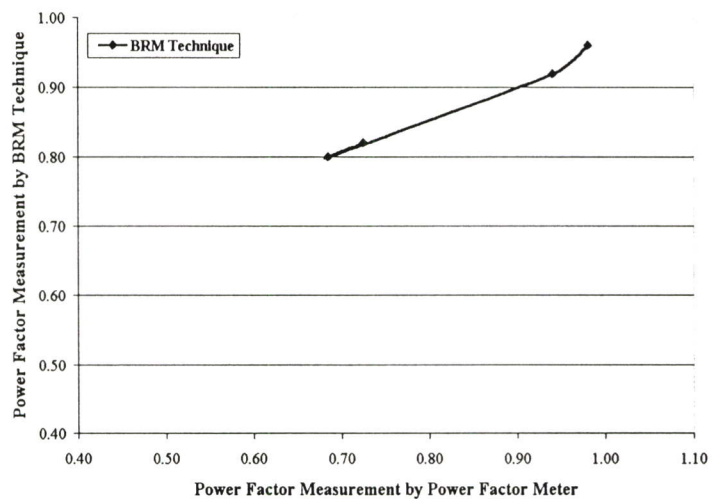
รูปที่ 4.29 เปรียบเทียบกำลังไฟฟ้าที่ได้จากการคำนวณกับกำลังไฟฟ้าที่ได้จากการวัดด้วยเครื่องมือวัดกำลังไฟฟ้าแบบต่างๆ โดยใช้โหลดแบบตัวต้านทาน



รูปที่ 4.30 เปรียบเทียบกำลังปรากฏที่วัดได้จากโวลต์ – แอมมิเตอร์กับกำลังปรากฏที่วัดได้โดยใช้เทคนิค BRM โดยใช้โหลดแบบตัวเหนี่ยวนำ



รูปที่ 4.31 เปรียบเทียบกำลังแอกทีฟที่วัดได้จากอิเล็กโตรไดนาโมมิเตอร์ กับกำลังแอกทีฟที่วัดได้โดยใช้เทคนิค BRM โดยใช้โหลดแบบตัวเหนี่ยวนำ



รูปที่ 4.32 เปรียบเทียบค่าตัวประกอบกำลังที่วัดได้จาก มาตรฐานตัวประกอบกำลังแบบอิเล็กทรอนิกส์ - ไดนาโมมิเตอร์ กับค่าตัวประกอบกำลังที่วัดได้โดยใช้เทคนิค BRM โดยใช้โหลดแบบ ตัวเหนี่ยวนำ

บทที่ 5

สรุปผลการทดลอง

5.1 สรุปผลการทดลอง

จากผลการทดลอง วงจรควบคุมสัญญาณแบบ BRM สามารถให้สัญญาณเอาต์พุตที่แปรผันตามกำลังไฟฟ้าได้ ทำให้สามารถนำไปออกแบบเป็นเครื่องมือวัดกำลังไฟฟ้าแบบต่างๆได้

เครื่องมือวัดกำลังเอาต์พุตของเครื่องขยายเสียงโดยใช้เทคนิคการควบคุมสัญญาณแบบ BRM ที่สร้างขึ้นสามารถเลือกย่านการวัดได้ 2 ย่านวัดคือ 0- 50 วัตต์ และ 0- 200 วัตต์ จากการทดลองเปรียบเทียบผลการวัดโดยใช้ผลการวัดจากดิจิตอลมัลติมิเตอร์ร่วมกับเครื่องวิเคราะห์สเปกตรัมเป็นตัว อ้างอิง ที่ย่านวัด 0- 50 วัตต์ และ 0- 200 วัตต์ ปรากฏว่ามีความผิดพลาดจากการวัดโดยเฉลี่ย 0.4 เปอร์เซ็นต์ และ 0.35 เปอร์เซ็นต์ตามลำดับ ในขณะที่การวัดกำลังเอาต์พุตด้วยออสซิลโลสโคปจะมีความผิดพลาดจากการวัดโดยเฉลี่ย 1.2 เปอร์เซ็นต์ และ 1.1 เปอร์เซ็นต์ตามลำดับ จากการทดลองเปลี่ยนตัวผู้ทำการวัดเพื่อทดสอบความผิดพลาดจากผู้วัด (Operator Variation) ที่ย่านการวัด 50 วัตต์ ปรากฏว่ามีความผิดพลาดโดยเฉลี่ยเพียง 0.04 เปอร์เซ็นต์ ในขณะที่การวัดด้วยออสซิลโลสโคปจะมีความผิดพลาดจากผู้วัดโดยเฉลี่ย 1.2 เปอร์เซ็นต์ ซึ่งแสดงให้เห็นว่าการวัดค่ากำลังเอาต์พุตของเครื่องขยายเสียงโดยใช้เทคนิคการควบคุมสัญญาณแบบ BRM นั้น ไม่จำเป็นต้องใช้ผู้ที่มีทักษะในการวัด ผลการเปรียบเทียบเครื่องมือวัดกำลังเอาต์พุตของเครื่องขยายเสียงสามารถแสดงได้ดังตารางที่ 5.1

ตารางที่ 5.1 เปรียบเทียบเครื่องมือวัดกำลังเอาต์พุตของเครื่องขยายเสียงแบบต่างๆ

เครื่องมือวัด	ความเที่ยงตรง	ราคาของระบบวัด	ความเร็วในการวัด	ความผิดพลาดจากผู้วัด
1	สูงมาก	สูงมาก	ความเร็วต่ำ	ไม่ได้ประเมิน
2	ค่อนข้างสูง	สูง	ความเร็วต่ำ	สูง
3	สูง	ต่ำ	ความเร็วสูง	ต่ำ

เครื่องมือวัด 1 ประกอบด้วย แหล่งกำเนิดสัญญาณความถี่เสียง ดิจิตอลมัลติมิเตอร์และเครื่องวิเคราะห์สเปกตรัม

เครื่องมือวัด 2 ประกอบด้วย แหล่งกำเนิดสัญญาณความถี่เสียงและออสซิลโลสโคป

เครื่องมือวัด 3 เป็นเครื่องมือวัดกำลังเอาต์พุตของเครื่องขยายเสียงโดยใช้เทคนิคการควบคุมสัญญาณแบบ BRM

ในส่วน of เครื่องมือวัดกำลังของเครื่องใช้ไฟฟ้าโดยใช้เทคนิคการคูณสัญญาณแบบ BRM ซึ่งสามารถวัดกำลังไฟฟ้าได้ทั้งแบบกำลังปรากฏ กำลังแอกทีฟและตัวประกอบกำลัง จากการทดลองวัดกำลังไฟฟ้าโดยใช้โหลดแบบตัวต้านทาน และเปรียบเทียบผลการวัดที่ได้กับผลจากการคำนวณปรากฏว่ามีความผิดพลาดจากการวัดโดยเฉลี่ย 0.4 เปอร์เซ็นต์

จากการทดลองวัดกำลังไฟฟ้าโดยใช้โหลดแบบตัวเหนี่ยวนำ และเปรียบเทียบผลการวัดที่ได้กับเครื่องมือวัดกำลังไฟฟ้าแบบโวลต์ – แอมมิเตอร์และอิเล็กทรอนิกส์นาโมมิเตอร์ ปรากฏว่าค่ากำลังปรากฏและกำลังแอกทีฟมีความผิดพลาดจากการวัดโดยเฉลี่ย 0.43 เปอร์เซ็นต์ และ 0.74 เปอร์เซ็นต์ ตามลำดับ ในขณะที่การวัดตัวประกอบกำลัง จะมีความผิดพลาดจากการวัดโดยเฉลี่ย 0.05

5.2 ปัญหาและข้อเสนอแนะ

การวัดกำลังเอาต์พุตของเครื่องขยายเสียง จะต้องเลือกใช้โหลดแบบความต้านทานที่มีความเที่ยงตรงและมีอัตราการทนกำลัง(power rating) ที่เพียงพอตลอดย่านการวัด เพื่อหลีกเลี่ยงผลจากความร้อนที่เกิดขึ้นในตัวต้านทาน ซึ่งทำให้ค่าความต้านทานเปลี่ยนแปลงไป และส่งผลให้ค่าจากการวัดผิดพลาดได้

เพื่อให้ผลจากการวัดมีความเที่ยงตรง เครื่องมือวัดที่นำมาใช้ทำการทดลองจะต้องผ่านการสอบเทียบ(calibration) อย่างสม่ำเสมอตามคำแนะนำของผู้ผลิต

บรรณานุกรม

- [1] John G. Webster, “Wiley encyclopedia of electrical and electronics engineering”, John Wiley & sons, Vol.12, pp.716-747, 1999.
- [2] Ben Duncan, “High performance audio power amplifiers” , Newnes, 1996.
- [3] John D. Lenk, “McGraw – Hill electronic testing handbook, procedures and techniques”, McGraw – Hill , Inc. 1990.
- [4] V. Tipsuwanporn, F. Cheevasuvit, W. Piyarat, and Y. Paraken, “Voltage control BRM Pattern Output”, Conf. IEEE TENCON’99, Korea, Vol.2 pp.1430-1433, 1999.
- [5] V. Tipsuwanporn, K. Tirasesth, U. Sattho and K. Withephanich, “Independent BRM multi-patterns with VFC”, Conf. IEEE APCCAS 2000, China,
- [6] Paul Horowitz and Winfield Hill, “The art of electronics”, Cambridge university press, pp.291-293, 1995.
- [7] Ramakant A. Gayakwad, “OP-AMPS and linear integrated circuits”, Prentice-Hall international, pp.308-313, 1993.
- [8] รศ.ดร.เอก ไชยสวัสดิ์, “การวัดและเครื่องวัดไฟฟ้า”, สมาคมส่งเสริมเทคโนโลยีไทย-ญี่ปุ่น, พิมพ์ครั้งที่ 1, 2539.
- [9] ศ.อาภรณ์ เก่งพล และ ดร.โอชามู นิชิโนะ, ”เครื่องวัดและการวัดทางไฟฟ้า”, สมาคมส่งเสริมความรู้ด้านเทคนิคระหว่างประเทศ, พิมพ์ครั้งที่ 1, 2519.

ภาคผนวก

ภาคผนวก ก
ผลงานที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่

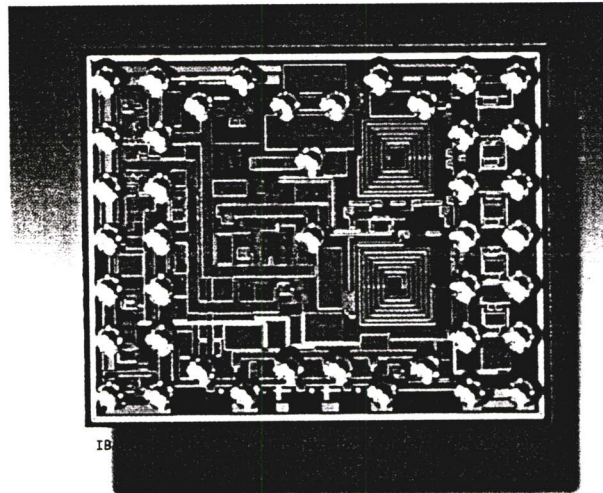
ISIC-2001

9th International Symposium on
Integrated Circuits, Devices & Systems

3 -5 September 2001
Marina Mandarin, Singapore

PROCEEDINGS

Low Power and Low Voltage Integrated Systems



Organised by:

**Nanyang Technological University
School of Electrical and Electronic Engineering**

Supported by:

**IEEE Singapore Section
IEE Singapore Centre
Singapore Exhibition & Convention Bureau**

Sponsored by:

Celestry Design Technologies (former BTA-Ultima)

Nanyang
Technological University



celestry

A DIGITAL POWER OUTPUT MEASUREMENT BASED ON BINARY RATE MULTIPLICATION TECHNIQUE

V. Tipsuwanporn, U. Sattho, A. Numsomran, A. Jaruvanawat and A. Charean*

Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok 10520, Thailand.

Tel. (662) 326-7346 Ext.102, E-mail : ktvtiiay@kmitl.ac.th

*Dept. of Electrical Engineering, Faculty of Engineering, Kasem Bundit University,

*Bangkok, Thailand.

Abstract: A new design of a power output measurement of an audio power amplifier is presented. The design is based on the Binary rate multiplication technique(BRM) which is a digital multiplier. A signal proportion to the output voltage of the power amplifier, is applied for control the voltage to frequency converter(VFC) to produce the output frequency, which proportion to the output voltage of amplifier. At the same time, a signal proportion to the output current of power amplifier is applied to the analog to digital converter(ADC) to produce the Binary bit rate that proportion to the output current. The VFC output and ADC output are applied to a binary rate multiplier(BRM). The BRM frequency output is summed over a specified period of time to provide the power amplifier power output information. In addition, the intelligent power output measurement had implemented in this system. With this implementation, this system capable to adjust the input signal automatically to find the maximum power output without the expensive equipment such as the audio function generator, oscilloscope etc.

1. INTRODUCTION

The conventional method for power output measurement of an audio power amplifier is to measure the maximum power output in Watts by applied a signal (normally 1 kHz, sine wave) from the audio frequency generator to the input of power amplifier then display the output signal in oscilloscope. We have to adjust the input signal until the output signal reach the maximum output voltage, i.e., when the amplitude distortion(clipping) begin. The power output has been calculated from the maximum output voltage and load resistance. This system needs at lease 2 equipment as mention above. Moreover, also needs the skill operator to perform to obtain the acceptable accuracy.

The digital power output measurement based on binary rate multiplication (BRM)[1] techniques was developed for accuracy improvement with the shorter test time and to eliminate a skill operator to perform the power output measurement.

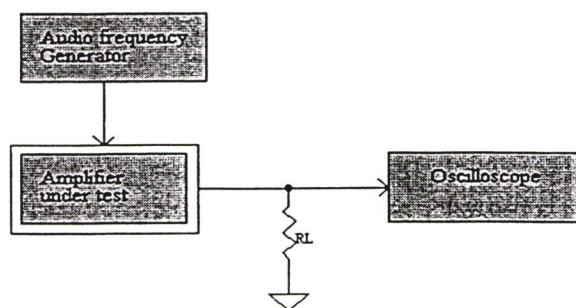


Fig.1 The conventional method for power output measurement.

2. PRINCIPLE AND THEORY

2.1 Signal conversion

Consider a power measurement, the well know equation for power calculation is given by

$$P = vi = Ri^2 = \frac{v^2}{R} \quad (1)$$

Consequently a power measurement can be obtained from the product of voltage and current. This process can be performed digitally using the BRM techniques.

From fig. 2, the dc signal V_1 proportion to the output voltage of power amplifier(V_m) can be obtained from the RMS detector circuit. The dc signal V_1 is given by

$$V_1 = K_d \left(\frac{1}{\sqrt{2}} \right) V_m \quad (2)$$

Where

K_d = dc gain of the RMS detector

The dc signal V_2 proportion to the output current of power amplifier can be obtain from the current transformer and RMS detector circuit. The dc signal V_2 is given by

$$I_2 = K_t K_d \left(\frac{1}{\sqrt{2}}\right) I_m \quad (3)$$

Where

K_t = Turn ratio of the current transformer

K_d = dc gain of the RMS detector

The dc signal V_1 is applied to the VFC to produce the output frequency, proportion to the output voltage of power amplifier. The dc signal V_2 is applied to the analog to digital converter(ADC) to produce the binary bit rate[2],[3], proportion to the output current of power amplifier. Both VFC output and ADC output are applied to BRM to produce the output frequency, which proportion to the power output of power amplifier.

The output frequency of VFC is given by[4]

$$f_o = \frac{0.478 R_s}{R_t C_t} \frac{R_s}{R_L} V_{in} \quad (4)$$

2.2 Binary rate multiplier (BRM)

A BRM has two inputs, one is a frequency input (f), another one is a parallel binary number(C). The function of BRM is to multiply these two input. Then the pulse train are obtained from output of BRM. The average frequency is given by

$$f_0 = \frac{f}{2^p} \sum_{r=0}^{p-1} C_r 2^r \quad (5)$$

Where

f = input frequency

C = $(C_{p-1} C_{p-2} \dots C_1 C_0)$, Binary bit rate

P = number of bits in C

C_r = 0 or 1

Example, for a 8 bits BRM, the frequency output (f_0) for C = 00111111 and C = 11111111 is $(63/256)f$ and $(255/256)f$, respectively.

2.3 Automatic input signal adjust

To find out the maximum power output of amplifier, the automatic input signal controller is employed to produce the adjustable signal into the power amplifier under test. The input signal controller has been adjusted to increase the input signal until output of the power amplifier starting to reach the amplitude distortion(clipping). This distortion can be detected by the odd harmonic detector and amplitude saturation detector as show in fig. 2, then the control logic was sent to the frequency counter including output display in order to hold this maximum level.

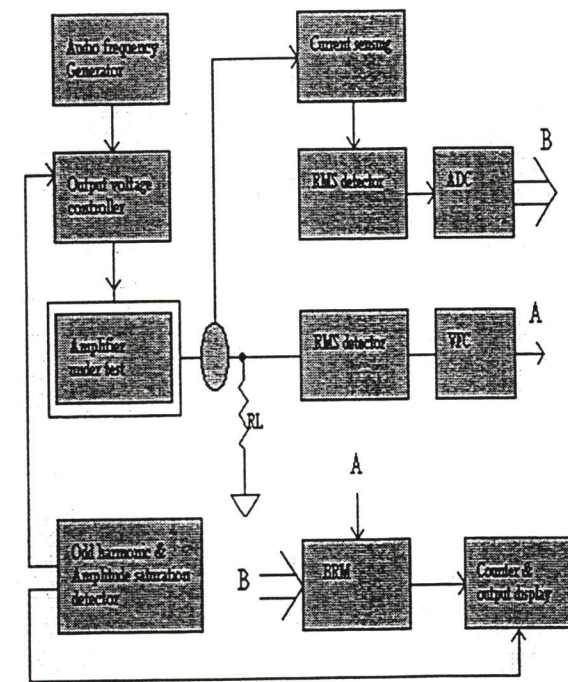


Fig.2 Block diagram of a digital power output measurement based on BRM techniques.

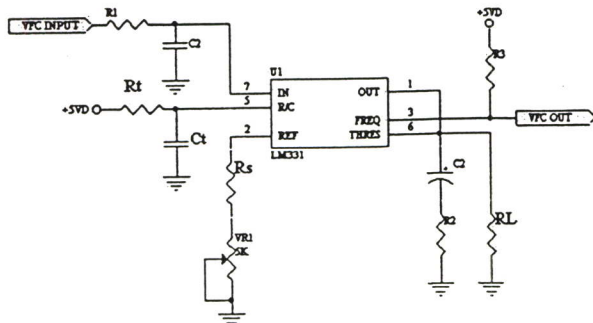


Fig. 3 VFC circuit diagram.

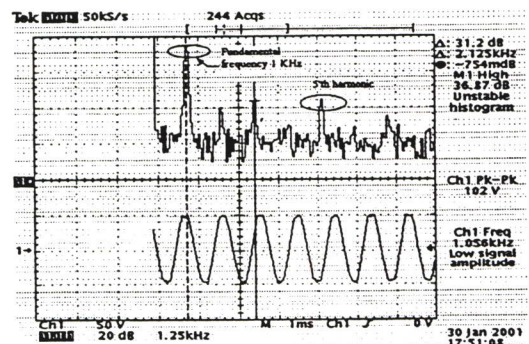


Fig. 4 The amplifier output signal when reach the amplitude distortion(clipping).

2.4 Odd harmonic detector

The amplitude distortion that occur when the maximum power output reached can be detect by the odd harmonic detector as show in fig.5. This part consist of a narrow band pass filter[5] and a voltage comparator circuit. The center frequency is 5 KHz, which is the 5th harmonic of the input signal of amplifier.

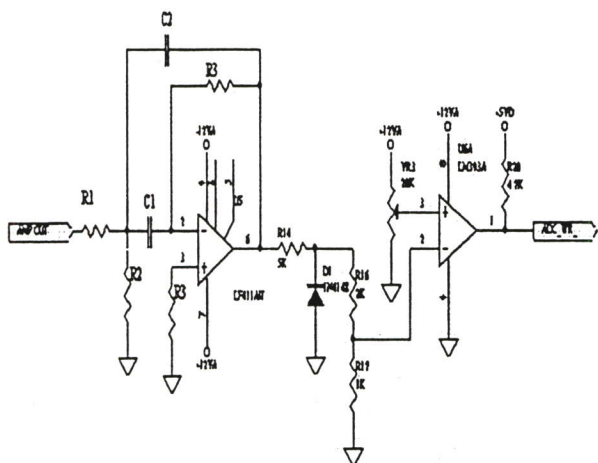


Fig. 5 Odd harmonic detector circuit diagram.

The circuit components are determined from the following equations.

$$R_1 = \frac{Q}{2\pi f_c C A_F} \tag{6}$$

$$R_2 = \frac{Q}{2\pi f_c C (2Q^2 - A_F)} \tag{7}$$

$$R_3 = \frac{Q}{\pi f_c C} \tag{8}$$

Where

- Q = Quality factor
- f_c = Center frequency
- A_F = Voltage gain at center frequency

3. EXPERIMENTAL RESULT

To confirm the performance of method as described above, an experiment of system under test is performed. Many level of power output of power amplifier with load at 8 ohms are presented. The accuracy was found to be 0.5 W, tester repeatability and reproducibility(R&R) is below 5% and test time is about 15 seconds.

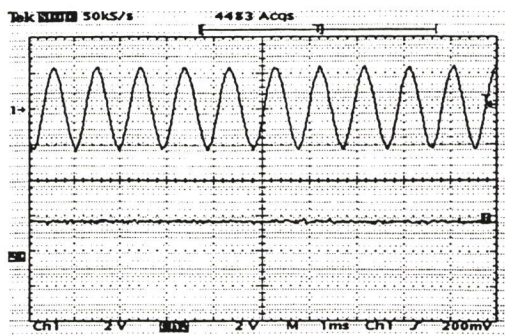


Fig.6 V_m and V_{rms} comparison.

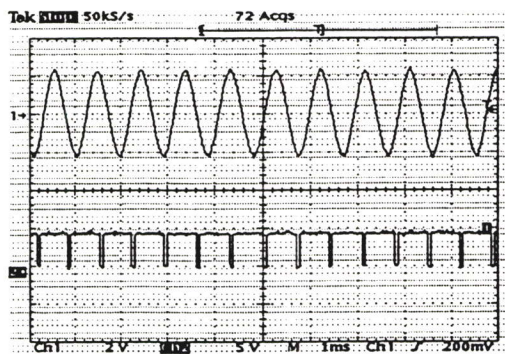


Fig.7 V_m and VFC output comparison.

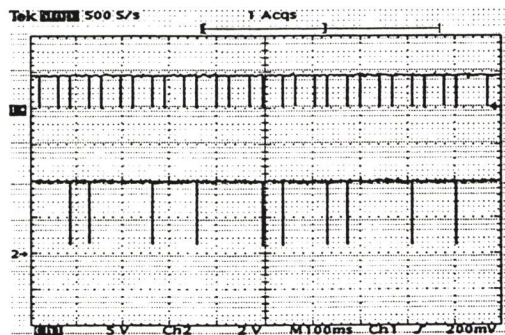


Fig.8 VFC and BRM output at 2.80 Watts.

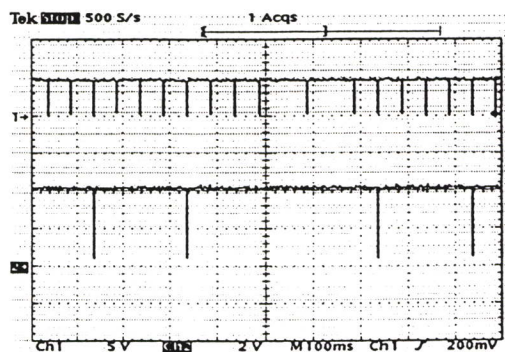


Fig.9 VFC and BRM output at 11 Watts.

REFERENCES

- [1] Eamonn P. McCarthy and Jahanfar Danesh, "A Novel method of direct digital integral-cycle power control," IEEE Trans. on industrial electronics and control instrumentation, vol. IECI-25, no. 2, pp. 149-154, May. 1978.
- [2] V. Tipsuwanporn, F. Cheevasuvit, W. Piyarat, and Y. Paraken, "Voltage control BRM Pattern Output", Conf. IEEE TENCON'99, Korea, Vol.2 pp.1430-1433, 1999.
- [3] V. Tipsuwanporn, K. Tirasesth, U. Satho and K. Withephanich, "Independent BRM multi-patterns with VFC", Conf. IEEE APCCAS 2000, China, pp.622-625, 2000.
- [4] Paul Horowitz and Winfield Hill, "The art of electronics", Cambridge university press, pp.291-293, 1995.
- [5] Ramakant A. Gayakwad, "OP-AMPS and linear integrated circuits", Prentice-Hall international, pp.308-313, 1993.

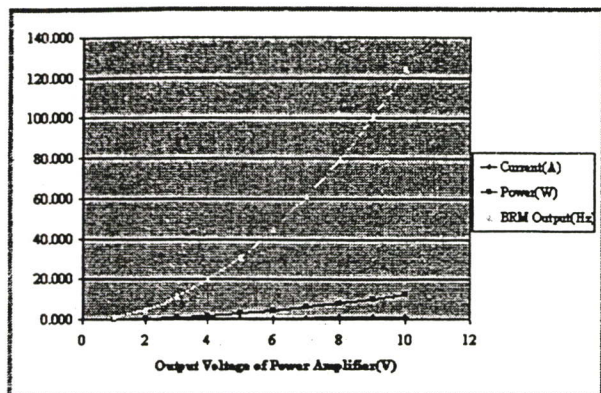


Fig.10 Output voltage, current and Power output of power amplifier compare to the BRM output.

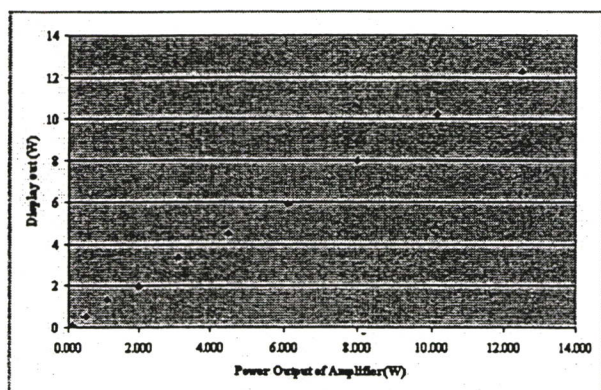


Fig.11 Power output of power amplifier and display result of power measurement based on BRM technique.

4. CONCLUSIONS

With the experimental result, the digital power output measurement based on the binary rate multiplication techniques. The good accuracy, excellent tester R&R with a fast test time are obtained.

The resolution of this system is depend on the ADC, BRM and input voltage controller of power amplifier.

For power output measurement of power amplifier, these technique benefits are as follow.

- 1.Fast test time, 15 seconds per test cycle.
- 2.Obtain high accuracy without the skill operator.
- 3.No human error, excellent tester repeatability & reproducibility.
- 4.High noise immunity, a multiplier is perform digitally.
- 5.Fully digital control, no need micro-processor or micro-controller.
- 6.Low cost.
7. No more external equipment required such as the audio signal generator, oscilloscope etc.
8. Highly possible to build in the single chip.



2000

IEEE Asia Pacific Conference on Circuits and Systems

Theme: Electronic Communication Systems

PROCEEDINGS

December 4~6, 2000

Tianjin, China

IEEE Catalog Number: 00E K098

V. Tipsuwanporn*, K. Tirasesth*, U. Sattho* , K. Withephanich** and S. Chuenarom***

* Faculty of Engineering , King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok 10520 , Thailand.

*E-mail: ktvittay@kmitl.ac.th

** Dept. of Electrical Engineering, Faculty of Engineering, Srinakharinwirot University, Nakornnayok, Thailand

***Faculty of Engineering , South-East Asia University , Bangkok 10160, Thailand.

Abstract

In this paper voltage-to-frequency conversion (VFC) circuit with Binary Rate Multipliers (BRM) output is presented. We first analyze spectrum value and percentage of Binary Bit Rate (BBR) power then reject the repeated power values, and select only one BBR signal to construct BRM by linear combination. A VFC design with 1 to 5 volts (Vin) and ±2.5 volts (Vout) can generate BRM pattern (0 Hz – 39.0625 kHz) in sine, triangular, sawtooth and square waveform. The average value of VFC output signal is feedback to input of the VFC in order to stabilize pattern for BRM transmission. The output patterns and frequencies can be controlled either independently or simultaneously.

I. Introduction

All electrical appliances, such as generators, motors or heating etc., are operated on sinusoidal form of electrical energy. The frequency of basic VFC varies linearly with input voltage. As the oscillation varies, the time period does and energy at that time period cannot be controlled. To overcome these problems, it can be made by transmitting in BRM pattern [1],[4]. The BRM [2-3] error can be detected as well as accuracy of BRM energy supply can be controlled precisely. The BRM output energy by these techniques can be controlled and varied continuously by two means. Firstly, fix the frequencies ,vary the BRM waveforms. Secondly, fix the BRM waveform and vary the frequencies. Both methods can give continuous variation of output energy.

II. Principle and Theory [5]

2.1 Binary Bit Rate

From 8 bit binary , it consists of 256 forms, by starting from 00000000_b to 11111111_b. If it is converted into decimal numbers, the values start from 0 to 255 called digital weight (DW). There are two possible logic values of 1 binary bit that may be either 0 or 1. If binary signal multiplied by logic 1, the output remains unchanged but if the signal is multiplied by 0 the output will be at ground level or logic 0. If we assume binary signal to be 8 bit that each bit multiplied by different waveform, sine wave, it will be called that Binary Bit Rate (BBR). Thus BBR resulted from DW 255 or 11111111_b multiplied by sine wave that generates the equation as function of time [5].

$$f(t) = \sin 8t \quad (-\pi \leq t \leq \pi) \quad (1)$$

2.2 Energy of BBR and BRM wave forms

Energy of BBR can be analyzed from equation (1), f(t) , in form of Trigonometric Fourier Series [5], that phase and BBR spectrum can be found from equation (2).

$$\begin{aligned} \text{Spectrum}_0 &= a_0, & \phi_0 &= 0 \\ \text{Spectrum}_n &= \sqrt{a_n^2 + b_n^2}, & \phi_n &= \tan^{-1} \frac{b_n}{a_n} \end{aligned} \quad (2)$$

where a₀, a_n and b_n are Fourier coefficients. Due to function f(t), it is divided into 8 equal parts. The integral values of Trigonometric Fourier Series will be divided into 8 parts that each part is multiplied by logic of each bit and becomes equation (3).

$$\begin{aligned} \int_{-\pi}^{\pi} f(t) \dots &= (\text{bit}7) \int_{-\frac{3\pi}{4}}^{\frac{3\pi}{4}} \dots + (\text{bit}6) \int_{-\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}} \dots + (\text{bit}5) \int_{-\frac{\pi}{4}}^{\frac{\pi}{4}} \dots + (\text{bit}4) \\ &\int_{0}^{\frac{\pi}{4}} \dots + (\text{bit}3) \int_{0}^{\frac{\pi}{4}} \dots + (\text{bit}2) \int_{0}^{\frac{\pi}{4}} \dots + (\text{bit}1) \int_{0}^{\frac{\pi}{4}} \dots + (\text{bit}0) \int_{0}^{\frac{\pi}{4}} \dots \end{aligned} \quad (3)$$

From equation (3), it seems that the phase and BBR spectrum in equation (2) will give the relation as shown in Fig.1.

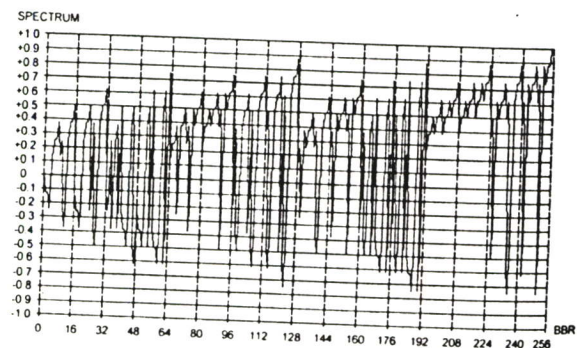


Fig. 1. The relation between spectrum and BBR.

Each different spectrum values which phase differs will have different sign but energy are equal. If the spectrum of ± 1.0 is designed as 100% energy, the equation (3) will lead to the relations between percentage of energy and BBR as shown in Fig.2.

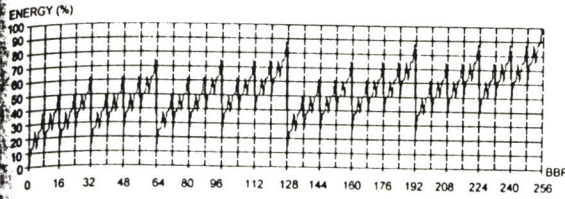


Fig.2. The relation between percentage of energy and BBR.

From Fig.2, it is found that there are 9 repeated values of BBR energy. We select the values from each group that are 0, 16, 68, 84, 170, 186, 238, 254 and 255 because of 3 bit binary consisted of 2³ or 8 values. Thus we selected only 8 BBR i.e., 0, 16, 68, 84, 170, 186, 238 and 254. Let the selected group be 0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7 respectively and named as Binary Rate Multiplier (BRM).

2.3 BRM expansion into 4 bit

BRM 3 bit consists of 8 values of energy level. If it is expanded into 4 bit, it will have the detail of energy level up to 16 values which give more fineness and better than 4 bit as shown in table 1.

Table 1 BRM 4 bit combined value

BRM	Combine	Binary
0	0	0000000000000000
1	1	0000000100000000
2	2	0000100000001000
3	1+2	0001000100010000
4	4	0100010101000100
5	1+4	0101010001010100
6	2+4	1010101010101010
7	1+2+4	0101010101010100
8	8	1010101110101010
9	1+8	1010110010101010
10	2+8	1011101010111010
11	1+2+8	1011101110111010
12	4+8	1110111011101110
13	1+4+8	1110111111101110
14	2+4+8	1111110111111110
15	1+2+4+8	1111111111111110

From table 1, we consider each column that is found that there are 4 groups of repeated values. If the BRM is written in the binary 4 bit form of DCBA, each group can be written in minterm on Karnaugh map [5].

Thus the BRM bit train give output to be DCBDCDADCBDCD0. The BRM bit train can be transmitted by using IC Multiplexer as part A in Fig. 3. Such as BRM 9 (DCBA = 1001), give output to be 10101110101010.

2.4 Analysis of feedback signal for the stability of BRM (VFC) circuit

The block diagram of BRM pattern generator consists of 3 parts. BRM pattern which can vary frequency and waveform, reference signal of 4 waveforms with output at A4, A5 feedback circuit which appends on conversion of average output for the stability of the circuit.

The output response composed with input is determined by closed loop transfer function (4) of the block diagram. The response and parameter adjustment can be considered from the relation.

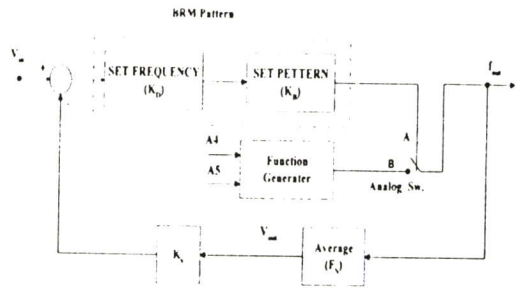


Fig.3. Block diagram of VFC with BRM Pattern.

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{K_D \cdot K_B \cdot F_S}{1 + K_D \cdot K_B \cdot K_V \cdot F_S} \quad (4)$$

K_D = Gain of BRM frequency

K_B = Gain of BRM Pattern

K_V = RMS Gain

F_S = Average Gain

Feedback signal for the circuit can be considered from RMS value or Average value that the spectrum and average value are linearly related with BRM [5].

If we adjust the amplification of an average value correctly, the graphs of spectrum and average values can be coincided. Feedback signals for stability of the VFC circuit is selected from the amplifier part of the average circuit in Fig.4.

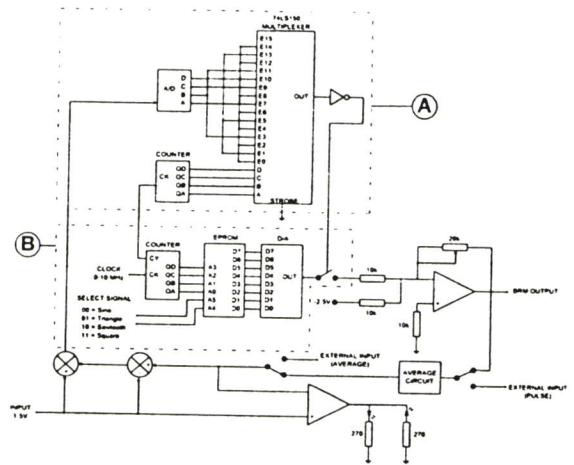


Fig.4. Circuit of VFC with BRM Patterns.

III. VFC CIRCUIT DESIGN

3.1 Circuit analysis and design

The circuit design is derived from considering the vertical sampling signal which is equally divided into 16 sampling parts on horizontal axis. Let digital 255 be maximum values and 0 be minimum values, all other digits will lie between 00H to FFH. If these values are stored in EPROM through DAC circuit by counting 4 bit from EPROM, one signal waveform will appear as part B of Fig.4. If 4 bit counter is used to read the waveform, frequency will be reduced. If the maximum frequency fed through VFC is 10 MHz, we will get frequency at each

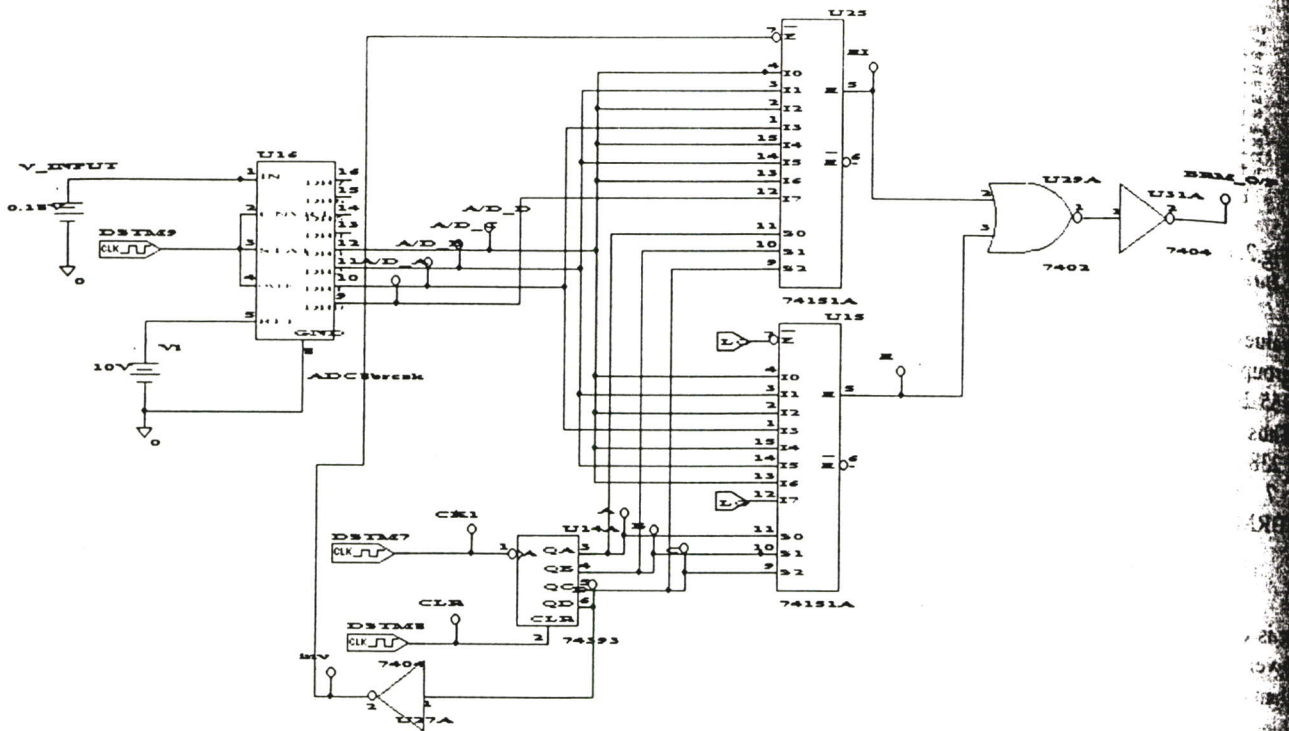


Fig.5. BRM pattern Generation circuit by Simulation.

time period of each waveform : $f_{signal} = \frac{10\text{ MHz}}{16} = 625\text{ kHz}$

Thus maximum frequency of the circuit will be not more than 625 kHz. The waveform generation is made by averaging the output waveform from IC multiplexer at part A of Fig.4. By supplying 1 to 5 V at the input of A/D it will generate 4 bit output. Output of the multiplexer from 4 bit counter in part A of Fig.4, which has input at CK from CY of counter in part B, gives the BRM pulse train. Thus, maximum time period of 16 periodic waveform and BRM waveform has the frequency :

$f_{periodic} = \frac{625\text{ kHz}}{16} = 39.0625\text{ kHz}$

3.2 Simulation

From circuit design as shown in Fig.5 by pulse train analysis of the BRM, the results are shown on table 1. These patterns can be fed into input of multiplexer by using Pspice by varying input of A/D with 39 mV per step. The 3rd form is 0.1 V. The simulated results operated at BRM output are correct, consequently it lead to hardware design.

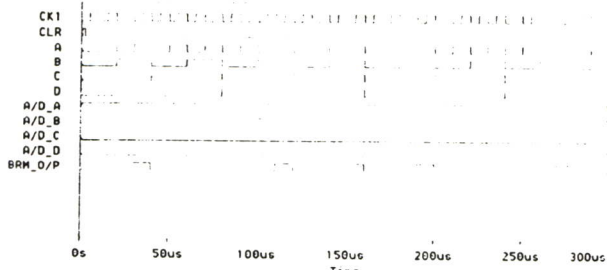


Fig. 6. Simulation Results at clock frequency 1 MHz 4 bit, with 3rd Form.

IV. EXPERIMENTAL RESULTS

BRM at output of part A, functions as analog switch to ON-OFF the signal at part B. If the switch is ON the signal will appear, if it is OFF there will be no signal. The output signal amplitude is 0 to 5 V, so in order to have the output of ± 2.5 V the signal has to pass through summing circuit with voltage of - 2.5 V. Variation of VFC output in Fig.1 can be operated by two means. Firstly, set the clock at required frequency and adjust input from 1 to 5 V, will give discontinuous BRM output of 16 levels. Secondly, if input voltage is fixed and adjust clock frequency will result in output waveform continuity.

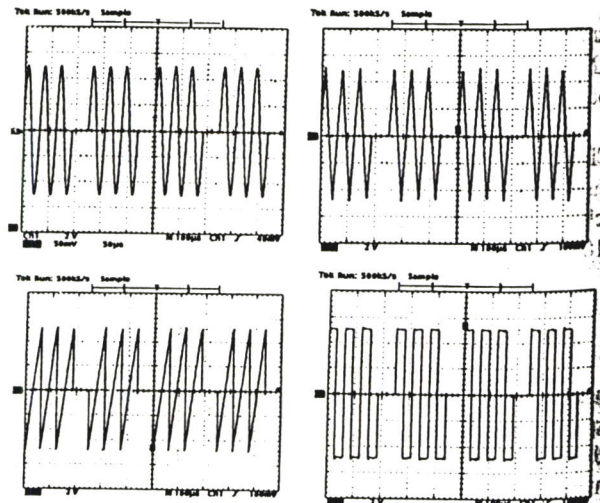


Fig.7. Output from input voltage 4 V. set frequency f_{signal} 10 kHz.

From Fig.7, clock frequency is set at 160 kHz that gives frequency f_{signal} 10 kHz. With input 4 V it will give BRM 12 output, then feedback through average circuit with amplified average values of sine wave, triangular saw-tooth, and square wave to be 0.636, 0.5, 0.5 and 1.0 respectively. This feedback signal is meant for the stability of the output level purpose.

4.1 Application of BRM to DC Motor

DC motor speed control is operated under two conditions i.e. direct drive and BRM. Clearly, from Fig.8, power output with open loop BRM control is higher than conventional method i.e., by variac control. The significance of BRM signal is that at specific load set equally, the energy consumed by conventional method is higher than BRM pattern control method. Apart from many advantages mentioned, BRM pattern can be applied to wide range of ac motor and the dc motor speed can be controlled as low as 4 rpm.

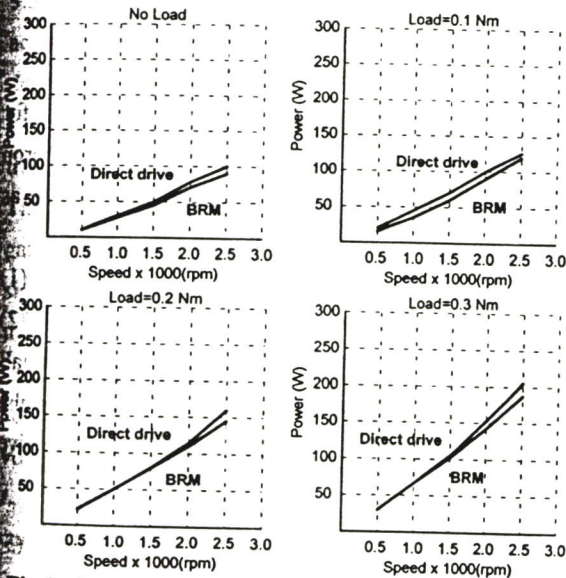


Fig.8. Compare power on DC motor between BRM and direct drive.

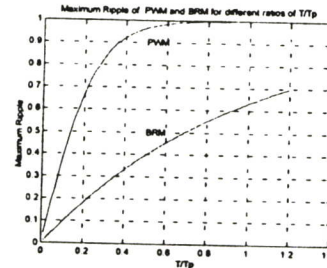
4.2 Maximum ripple comparison between BRM and PWM

The BRM technique applied to control dc motor resulted in increasing efficiency. The main features is the technique of supply suitable both voltage and current at the input of motor. Fig. 9 (a) and (b) show maximum ripple comparison between BRM and PWM at 4 and 8 bit. By setting the ratio of $T/T_p = 0.001$ the bit number are increased from 4 bit to 8 bit. Equations of these results shown in [1], [4]. It will not affect to maximum ripple, it can be applied to control both 4 quadrants single phase and 4 phases of DC motor and AC motor, respectively.

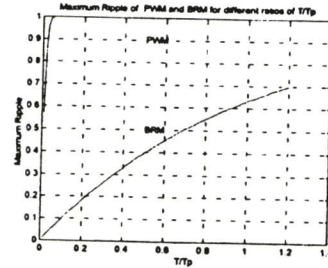
V. CONCLUSION

By BRM signal analysis of energy percentage, it leads to rudimentary method of designing VFC with BRM output of 4 waveforms i.e., sine, triangular, saw-tooth and square wave with multiplexing of BRM bit train

transmission. The input can vary from 1 to 5 V and clock frequency can vary from 0 to 10 MHz. One waveform with frequency from 0 to 625 kHz of amplitude ± 2.5 V is also obtained. Average output voltage is feedback which amplified according to the waveforms to account for the stability of energy of VFC output. Adjustment of both input and clock frequency will give result of BRM pattern continuity. BRM output can be applied to trigger triacs or IGBT driving. Apart from direct applications in communication system, it is found highly useful in data multiplexing for sending an intelligence.



(a) Maximum ripple of BRM and PWM (m=4)



(b) Maximum ripple of BRM and PWM (m=8)

Fig. 9. Maximum ripple comparison between BRM and PWM

REFERENCE

- [1] Barry N. and McQuade E., "Temperature control using integer-cycle Binary Rate Modulation of the ac mains" Proc. IEEE Conf. Industry Application Society, Houston. Pp1793, 1992.
- [2] J. Nieznanski, "Maximum pulse-position and counting errors of binary rate multipliers" IEEE Proceedings, Vol.136, Pt.E, No.4, July 1989.
- [3] David J. Lancaster, "Matrix Representation of the Multiplying Properties of Binary Rate Multipliers" IEEE Trans on Industrial Electronics and Control Instrument, pp 70-75 Vol 23 No 1. Feb. 1975.
- [4] V. Tipsuwanpon, F. Cheevasuvit, W. Piyarat, W. Siribanchachai and Y. Paraken. "BRM Fast response DC Motor Speed Control", Proc. IEEE International Symposium on Industrial Electronics Vol.3, pp. 1062-1065, 1999.
- [5] V. Tipsuwanpon, F. Cheevasuvit, W. Piyarat, and Y. Paraken "Voltage Control BRM Pattern Output", Conf. IEEE TENCON'99, Korea, Vol.2 pp. 1430 - 1433, 1999.

ภาคผนวก ข
DATA SHEET



Integrated Circuit True RMS-to-DC Converter

AD536A

FEATURES

- True RMS-to-DC Conversion
- Laser-Trimmed to High Accuracy
 - 0.2% Max Error (AD536AK)
 - 0.5% Max Error (AD536AJ)
- Wide Response Capability:
 - Computes RMS of AC and DC Signals
 - 450 kHz Bandwidth: $V_{rms} > 100\text{ mV}$
 - 2 MHz Bandwidth: $V_{rms} > 1\text{ V}$
 - Signal Crest Factor of 7 for 1% Error
- 60 dB Output with 60 dB Range
- Low Power: 1.2 mA Quiescent Current
- Single or Dual Supply Operation
- Monolithic Integrated Circuit
- 55°C to +125°C Operation (AD536AS)

PRODUCT DESCRIPTION

The AD536A is a complete monolithic integrated circuit which performs true rms-to-dc conversion. It offers performance which is comparable or superior to that of hybrid or modular units costing much more. The AD536A directly computes the true rms value of any complex input waveform containing ac and dc components. It has a crest factor compensation scheme which allows measurements with 1% error at crest factors up to 7. The wide bandwidth of the device extends the measurement capability to 300 kHz with 3 dB error for signal levels above 100 mV.

An important feature of the AD536A not previously available in rms converters is an auxiliary dB output. The logarithm of the rms output signal is brought out to a separate pin to allow the dB conversion, with a useful dynamic range of 60 dB. Using an externally supplied reference current, the 0 dB level can be conveniently set by the user to correspond to any input level from 0.1 to 2 volts rms.

The AD536A is laser trimmed at the wafer level for input and output offset, positive and negative waveform symmetry (dc reversal error), and full-scale accuracy at 7 V rms. As a result, no external trims are required to achieve the rated unit accuracy.

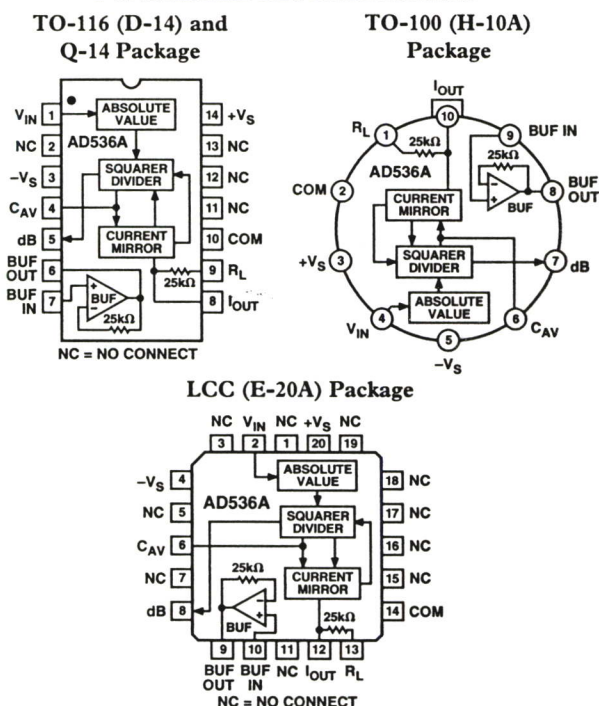
There is full protection for both inputs and outputs. The input circuitry can take overload voltages well beyond the supply levels. Loss of supply voltage with inputs connected will not cause unit failure. The output is short-circuit protected.

The AD536A is available in two accuracy grades (J, K) for commercial temperature range (0°C to +70°C) applications, and one grade (S) rated for the -55°C to +125°C extended range. The AD536AK offers a maximum total error of $\pm 2\text{ mV} \pm 0.2\%$ of reading, and the AD536AJ and AD536AS have maximum errors of $\pm 5\text{ mV} \pm 0.5\%$ of reading. All three versions are available in either a hermetically sealed 14-lead DIP or 10-pin TO-100 metal can. The AD536AS is also available in a 20-leadless hermetically sealed ceramic chip carrier.

REV. B

Information furnished by Analog Devices is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Analog Devices for its use, nor for any infringements of patents or other rights of third parties which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Analog Devices.

PIN CONFIGURATIONS AND FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAMS



PRODUCT HIGHLIGHTS

1. The AD536A computes the true root-mean-square level of a complex ac (or ac plus dc) input signal and gives an equivalent dc output level. The true rms value of a waveform is a more useful quantity than the average rectified value since it relates directly to the power of the signal. The rms value of a statistical signal also relates to its standard deviation.
2. The crest factor of a waveform is the ratio of the peak signal swing to the rms value. The crest factor compensation scheme of the AD536A allows measurement of highly complex signals with wide dynamic range.
3. The only external component required to perform measurements to the fully specified accuracy is the capacitor which sets the averaging period. The value of this capacitor determines the low frequency ac accuracy, ripple level and settling time.
4. The AD536A will operate equally well from split supplies or a single supply with total supply levels from 5 to 36 volts. The one milliamper quiescent supply current makes the device well-suited for a wide variety of remote controllers and battery powered instruments.
5. The AD536A directly replaces the AD536 and provides improved bandwidth and temperature drift specifications.

One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, U.S.A.
 Tel: 781/329-4700 World Wide Web Site: <http://www.analog.com>
 Fax: 781/326-8703 © Analog Devices, Inc., 1999

AD536A—SPECIFICATIONS (@ +25°C, and ±15 V dc unless otherwise noted)

Model	AD536AJ			AD536AK			AD536AS			Units
	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
TRANSFER FUNCTION CONVERSION ACCURACY Total Error, Internal Trim ¹ (Figure 1) vs. Temperature, T _{MIN} to +70°C +70°C to +125°C vs. Supply Voltage dc Reversal Error Total Error, External Trim ¹ (Figure 2)	$V_{OUT} = \sqrt{avg.(V_{IN})^2}$ ±5 ±0.5 ±0.1 ±0.01 ±0.2 ±3 ±0.3			$V_{OUT} = \sqrt{avg.(V_{IN})^2}$ ±2 ±0.2 ±0.05 ±0.005 ±0.1 ±0.01 ±0.1 ±2 ±0.1			$V_{OUT} = \sqrt{avg.(V_{IN})^2}$ ±5 ±0.5 ±0.1 ±0.005 ±0.3 ±0.005 ±0.1 ±0.01 ±0.2 ±3 ±0.3			mV ± % of Reading mV ± % of Reading/°C mV ± % of Reading/V ± % of Reading mV ± % of Reading
ERROR VS. CREST FACTOR² Crest Factor 1 to 2 Crest Factor = 3 Crest Factor = 7	Specified Accuracy -0.1 -1.0			Specified Accuracy -0.1 -1.0			Specified Accuracy -0.1 -1.0			% of Reading % of Reading
FREQUENCY RESPONSE³ Bandwidth for 1% Additional Error (0.09 dB) V _{IN} = 10 mV V _{IN} = 100 mV V _{IN} = 1 V ±3 dB Bandwidth V _{IN} = 10 mV V _{IN} = 100 mV V _{IN} = 1 V	5 45 120 90 450 2.3			5 45 120 90 450 2.3			5 45 120 90 450 2.3			kHz kHz kHz kHz kHz MHz
AVERAGING TIME CONSTANT (Figure 5)	25			25			25			ms/μF CAV
INPUT CHARACTERISTICS Signal Range, ±15 V Supplies Continuous rms Level Peak Transient Input Continuous rms Level, ±5 V Supplies Peak Transient Input, ±5 V Supplies Maximum Continuous Nondestructive Input Level (All Supply Voltages) Input Resistance Input Offset Voltage	0 to 7 ±20 0 to 2 ±7 ±25 13.33 16.67 20 0.8 ±2			0 to 7 ±20 0 to 2 ±7 ±25 13.33 16.67 20 0.5 ±1			0 to 7 ±20 0 to 2 ±7 ±25 13.33 16.67 20 0.8 ±2			V rms V peak V rms V peak V peak kΩ mV
OUTPUT CHARACTERISTICS Offset Voltage, V _{IN} = COM (Figure 1) vs. Temperature vs. Supply Voltage Voltage Swing, ±15 V Supplies ±5 V Supply	±1 ±0.1 ±0.1 0 to +11 0 to +2			±0.5 ±1 ±0.1 ±0.1 0 to +11 0 to +2			±0.2 ±0.2 ±0.2 ±0.2 ±0.2 ±0.2 0 to +11 0 to +2			mV mV/°C mV/V V V
dB OUTPUT (Figure 13) Error, V _{IN} 7 mV to 7 V rms, 0 dB = 1 V rms Scale Factor Scale Factor TC (Uncompensated, see Figure 1 for Temperature Compensation) I _{REF} for 0 dB = 1 V rms I _{REF} Range	±0.4 -3 -0.033 +0.33 5 20 80 1 100			±0.2 ±0.3 -3 -0.033 +0.33 5 20 80 1 100			±0.5 ±0.6 -3 -0.033 +0.33 5 20 80 1 100			dB mV/dB dB/°C % of Reading/°C μA μA
I_{OUT} TERMINAL I _{OUT} Scale Factor I _{OUT} Scale Factor Tolerance Output Resistance Voltage Compliance	40 ±10 ±20 20 25 30 -V _S to (+V _S) -2.5 V)			40 ±10 ±20 20 25 30 -V _S to (+V _S) -2.5 V)			40 ±10 ±20 20 25 30 -V _S to (+V _S) -2.5 V)			μA/V rms % kΩ V
BUFFER AMPLIFIER Input and Output Voltage Range Input Offset Voltage, R _S = 25 k Input Bias Current Input Resistance Output Current Short Circuit Current Output Resistance Small Signal Bandwidth Slew Rate ⁴	-V _S to (+V _S) -2.5 V) ±0.5 ±4 20 20 60 10 ⁸ (+5 mA, -130 μA) 20 0.5 1 5			-V _S to (+V _S) -2.5 V) ±0.5 ±4 20 20 60 10 ⁸ (+5 mA, -130 μA) 20 0.5 1 5			-V _S to (+V _S) -2.5 V) ±0.5 ±4 20 20 60 10 ⁸ (+5 mA, -130 μA) 20 0.5 1 5			V mV nA Ω mA Ω MHz V/μs
POWER SUPPLY Voltage Rated Performance Dual Supply Single Supply Quiescent Current Total V _S , 5 V to 36 V, T _{MIN} to T _{MAX}	±3.0 ±15 ±18 +5 +36			±3.0 ±15 ±18 +5 +36			±3.0 ±15 ±18 +5 +36			V V V mA
TEMPERATURE RANGE Rated Performance Storage	0 +70 -55 +150			0 +70 -55 +150			-55 +125 -55 +150			°C °C
NUMBER OF TRANSISTORS	65			65			65			

NOTES

¹Accuracy is specified for 0 V to 7 V rms, dc, or 1 kHz sine wave input with the AD536A connected as in the figure referenced.

²Error vs. crest factor is specified as an additional error for 1 V rms rectangular pulse input, pulsewidth = 200 μs.

³Input voltages are expressed in volts rms, and error is percent of reading.

⁴With 2k external pull-down resistor.

Specifications subject to change without notice.

Specifications shown in boldface are tested on all production units at final electrical test. Results from those tests are used to calculate outgoing quality levels. All min and max specifications are guaranteed, although only those shown in boldface are tested on all production units.

AD536A

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS¹

Supply Voltage	
Dual Supply	±18 V
Single Supply	+36 V
Internal Power Dissipation ²	500 mW
Maximum Input Voltage	±25 V Peak
Buffer Maximum Input Voltage	±V _S
Maximum Input Voltage	±25 V Peak
Storage Temperature Range	-55°C to +150°C
Operating Temperature Range	
AD536AJ/K	0°C to +70°C
AD536AS	-55°C to +125°C
Lead Temperature Range	
(Soldering 60 sec)	+300°C
ESD Rating	1000 V

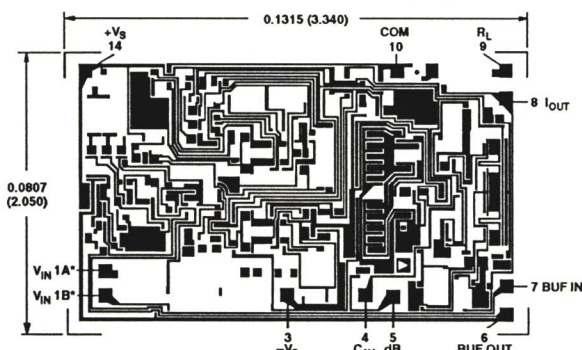
NOTES

¹Stresses above those listed under Absolute Maximum Ratings may cause permanent damage to the device. This is a stress rating only; functional operation of the device at these or any other conditions above those indicated in the operational section of this specification is not implied. Exposure to absolute maximum rating conditions for extended periods may affect device reliability.

²10-Pin Header: $\theta_{JA} = 150^\circ\text{C/W}$; 20-Leadless LCC: $\theta_{JA} = 95^\circ\text{C/W}$; 14-Lead Size Brazed Ceramic DIP: $\theta_{JA} = 95^\circ\text{C/W}$.

CHIP DIMENSIONS AND PAD LAYOUT

Dimensions shown in inches and (mm).



PAD NUMBERS CORRESPOND TO PIN NUMBERS FOR THE TO-166 14-LEAD CERAMIC DIP PACKAGE.
 NOTE
 *BOTH PADS SHOWN MUST BE CONNECTED TO V_{IN}.
 THE AD536A IS AVAILABLE IN LASER TRIMMED CHIP FORM.
 SUBSTRATE CONNECTED TO -V_S.

ORDERING GUIDE

Model	Temperature Range	Package Description	Package Option
AD536AJD	0°C to +70°C	Side Brazed Ceramic DIP	D-14
AD536AKD	0°C to +70°C	Side Brazed Ceramic DIP	D-14
AD536AJH	0°C to +70°C	Header	H-10A
AD536AKH	0°C to +70°C	Header	H-10A
AD536AJQ	0°C to +70°C	Cerdip	Q-14
AD536AKQ	0°C to +70°C	Cerdip	Q-14
AD536ASD	-55°C to +125°C	Side Brazed Ceramic DIP	D-14
AD536ASD/883B	-55°C to +125°C	Side Brazed Ceramic DIP	D-14
AD536ASE/883B	-55°C to +125°C	LCC	E-20A
AD536ASH	-55°C to +125°C	Header	H-10A
AD536ASH/883B	-55°C to +125°C	Header	H-10A
AD536AJCHIPS	0°C to +70°C	Die	
AD536AKH/+	0°C to +70°C	Header	H-10A
AD536ASCHIPS	-55°C to +125°C	Die	
5962-89805012A	-55°C to +125°C	LCC	E-20A
5962-8980501CA	-55°C to +125°C	Side Brazed Ceramic DIP	D-14
5962-8980501IA	-55°C to +125°C	Header	H-10A

STANDARD CONNECTION

The AD536A is simple to connect for the majority of high accuracy rms measurements, requiring only an external capacitor to set the averaging time constant. The standard connection is shown in Figure 1. In this configuration, the AD536A will measure the rms of the ac and dc level present at the input, but will show an error for low frequency inputs as a function of the filter capacitor, C_{AV}, as shown in Figure 5. Thus, if a 4 μF capacitor is used, the additional average error at 10 Hz will be 0.1%, at 3 Hz it will be 1%. The accuracy at higher frequencies will be according to specification. If it is desired to reject the dc input, a capacitor is added in series with the input, as shown in Figure 3, the capacitor must be nonpolar. If the AD536A is driven with power supplies with a considerable amount of high frequency ripple, it is advisable to bypass both supplies to ground with 0.1 μF ceramic discs as near the device as possible.

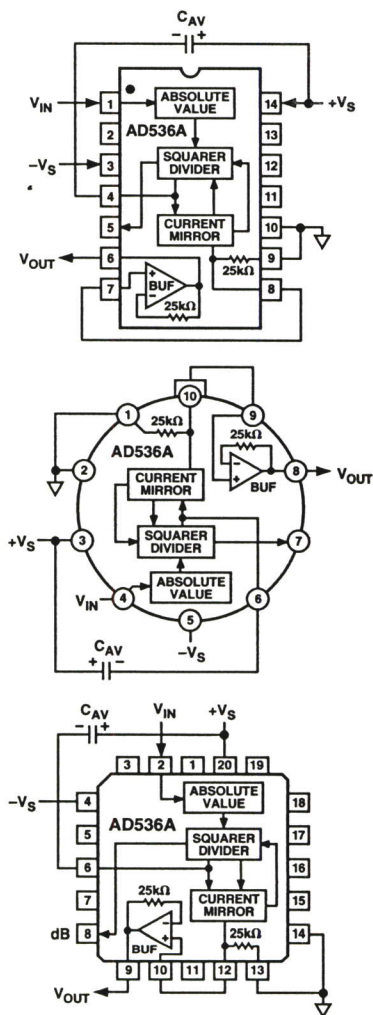


Figure 1. Standard RMS Connection

AD536A

The input and output signal ranges are a function of the supply voltages; these ranges are shown in Figure 14. The AD536A can also be used in an unbuffered voltage output mode by disconnecting the input to the buffer. The output then appears unbuffered across the 25 k Ω resistor. The buffer amplifier can then be used for other purposes. Further the AD536A can be used in a current output mode by disconnecting the 25 k Ω resistor from ground. The output current is available at Pin 8 (Pin 10 on the "H" package) with a nominal scale of 40 μ A per volt rms input positive out.

OPTIONAL EXTERNAL TRIMS FOR HIGH ACCURACY

If it is desired to improve the accuracy of the AD536A, the external trims shown in Figure 2 can be added. R4 is used to trim the offset. Note that the offset trim circuit adds 365 Ω in series with the internal 25 k Ω resistor. This will cause a 1.5% increase in scale factor, which is trimmed out by using R1 as shown. Range of scale factor adjustment is $\pm 1.5\%$.

The trimming procedure is as follows:

1. Ground the input signal, V_{IN} , and adjust R4 to give zero volts output from Pin 6. Alternatively, R4 can be adjusted to give the correct output with the lowest expected value of V_{IN} .
2. Connect the desired full scale input level to V_{IN} , either dc or a calibrated ac signal (1 kHz is the optimum frequency); then trim R1, to give the correct output from Pin 6, i.e., 1000 V dc input should give 1.000 V dc output. Of course, a ± 1.000 V peak-to-peak sine wave should give a 0.707 V dc output. The remaining errors, as given in the specifications are due to the nonlinearity.

The major advantage of external trimming is to optimize device performance for a reduced signal range; the AD536A is internally trimmed for a 7 V rms full-scale range.

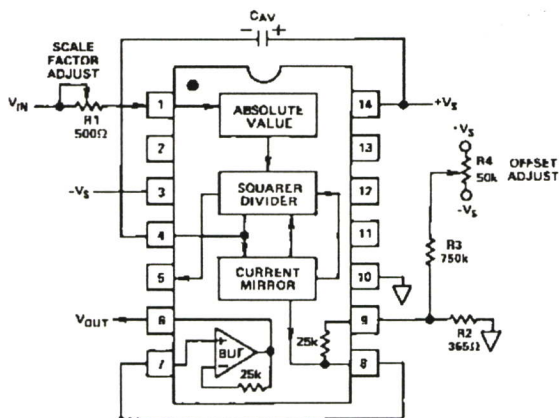


Figure 2. Optional External Gain and Output Offset Trims

SINGLE SUPPLY CONNECTION

The applications in Figures 1 and 2 require the use of approximately symmetrical dual supplies. The AD536A can also be used with only a single positive supply down to +5 volts, as shown in Figure 3. The major limitation of this connection is that only ac signals can be measured since the differential input stage must be biased off ground for proper operation. This biasing is done at Pin 10; thus it is critical that no extraneous signals be coupled into this point. Biasing can be accomplished

by using a resistive divider between + V_S and ground. The values of the resistors can be increased in the interest of lowered power consumption, since only 5 mA of current flows into Pin 10 (Pin 2 on the "H" package). AC input coupling requires only capacitor C2 as shown; a dc return is not necessary as it is provided internally. C2 is selected for the proper low frequency break point with the input resistance of 16.7 k Ω ; for a cutoff at 10 Hz, C2 should be 1 μ F. The signal ranges in this connection are slightly more restricted than in the dual supply connection. The input and output signal ranges are shown in Figure 14. The load resistor, R_L , is necessary to provide output sink current.

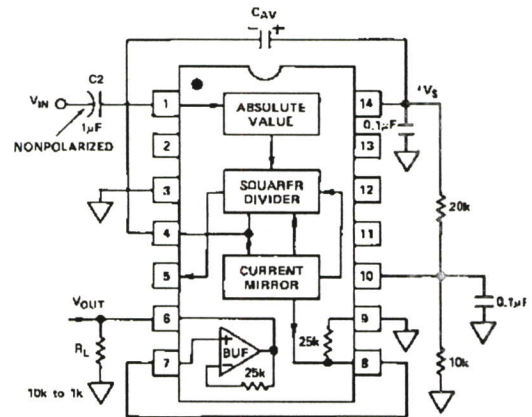


Figure 3. Single Supply Connection

CHOOSING THE AVERAGING TIME CONSTANT

The AD536A will compute the rms of both ac and dc signals. If the input is a slowly-varying dc signal, the output of the AD536A will track the input exactly. At higher frequencies, the average output of the AD536A will approach the rms value of the input signal. The actual output of the AD536A will differ from the ideal output by a dc (or average) error and some amount of ripple, as demonstrated in Figure 4.

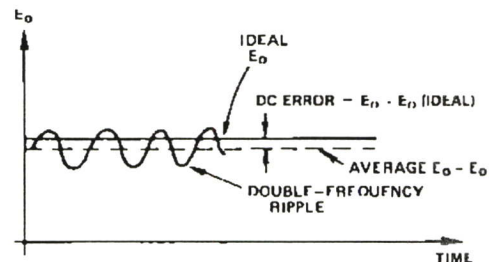


Figure 4. Typical Output Waveform for Sinusoidal Input

The dc error is dependent on the input signal frequency and the value of C_{AV} . Figure 5 can be used to determine the minimum value of C_{AV} which will yield a given percent dc error above a given frequency using the standard rms connection.

The ac component of the output signal is the ripple. There are two ways to reduce the ripple. The first method involves using a large value of C_{AV} . Since the ripple is inversely proportional to C_{AV} , a tenfold increase in this capacitance will affect a tenfold reduction in ripple. When measuring waveforms with high crest

AD536A

factors, (such as low duty cycle pulse trains), the averaging time constant should be at least ten times the signal period. For example, a 100 Hz pulse rate requires a 100 ms time constant, which corresponds to a 4 μF capacitor (time constant = 25 ms per μF).

The primary disadvantage in using a large C_{AV} to remove ripple is that the settling time for a step change in input level is increased proportionately. Figure 5 shows that the relationship between C_{AV} and 1% settling time is 115 milliseconds for each microfarad of C_{AV}. The settling time is twice as great for decreasing signals as for increasing signals (the values in Figure 5 are for decreasing signals). Settling time also increases for low signal levels, as shown in Figure 6.

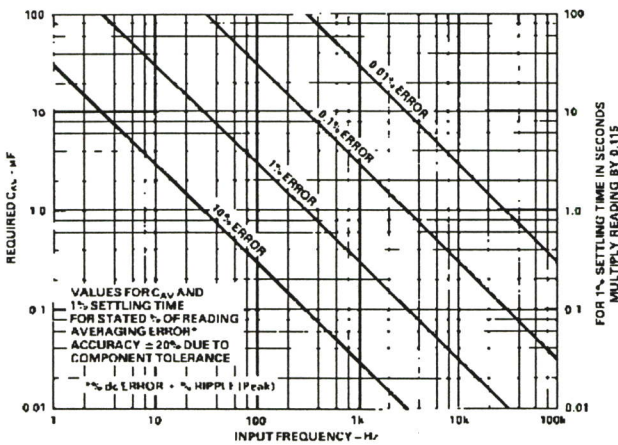


Figure 5. Error/Settling Time Graph for Use with the Standard rms Connection in Figure 1

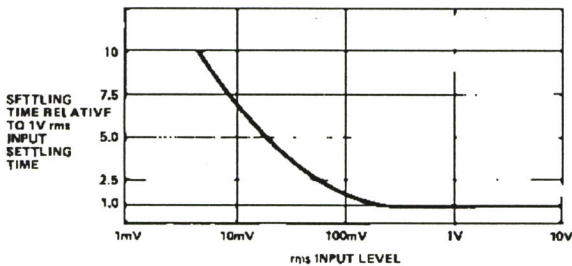


Figure 6. Settling Time vs. Input Level

A better method for reducing output ripple is the use of a “post-filter.” Figure 7 shows a suggested circuit. If a single-pole filter is used (C3 removed, R_X shorted), and C2 is approximately twice the value of C_{AV}, the ripple is reduced as shown in Figure 8 and settling time is increased. For example, with C_{AV} = 1 μF and C2 = 2.2 μF, the ripple for a 60 Hz input is reduced from 10% of reading to approximately 0.3% of reading. The settling time, however, is increased by approximately a factor of 3. The values of C_{AV} and C2, can, therefore, be reduced to permit faster settling times while still providing substantial ripple reduction.

The two-pole post-filter uses an active filter stage to provide even greater ripple reduction without substantially increasing the settling times over a circuit with a one-pole filter. The values of C_{AV}, C2, and C3 can then be reduced to allow extremely fast settling times for a constant amount of ripple. Caution should be exercised in choosing the value of C_{AV}, since the dc error is dependent upon this value and is independent of the post filter.

For a more detailed explanation of these topics refer to the *RMS to DC Conversion Application Guide 2nd Edition*, available from Analog Devices.

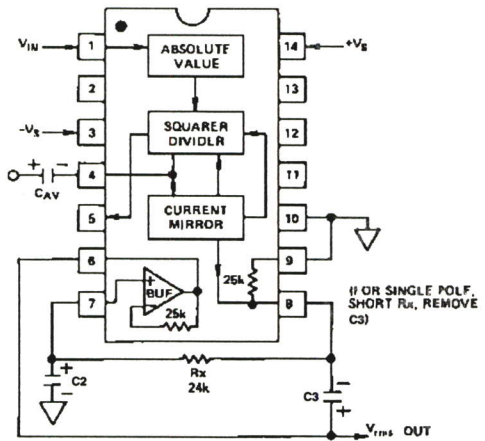


Figure 7. 2-Pole “Post” Filter

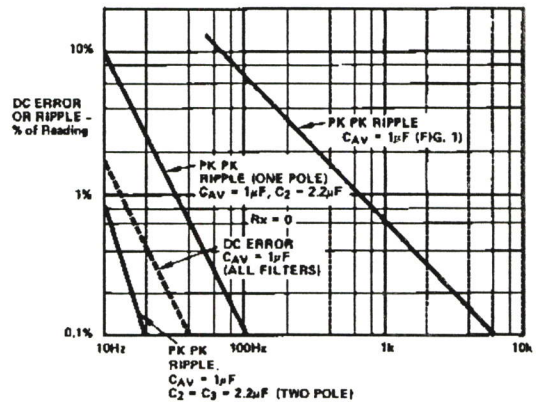


Figure 8. Performance Features of Various Filter Types

AD536A PRINCIPLE OF OPERATION

The AD536A embodies an implicit solution of the rms equation that overcomes the dynamic range as well as other limitations inherent in a straightforward computation of rms. The actual computation performed by the AD536A follows the equation:

$$V_{rms} = Avg. \left[\frac{V_{IN}^2}{V_{rms}} \right]$$

AD536A

Figure 9 is a simplified schematic of the AD536A; it is subdivided into four major sections: absolute value circuit (active rectifier), squarer/divider, current mirror, and buffer amplifier. The input voltage, V_{IN} , which can be ac or dc, is converted to a unipolar current I_1 , by the active rectifier A_1, A_2 . I_1 drives one input of the squarer/divider, which has the transfer function:

$$I_4 = I_1^2 / I_3$$

The output current, I_4 , of the squarer/divider drives the current mirror through a low-pass filter formed by R_1 and the externally connected capacitor, C_{AV} . If the R_1, C_{AV} time constant is much greater than the longest period of the input signal, then I_4 is effectively averaged. The current mirror returns a current I_3 , which equals $Avg. [I_4]$, back to the squarer/divider to complete the implicit rms computation. Thus:

$$I_4 = Avg. [I_1^2 / I_4] = I_1 \text{ rms}$$

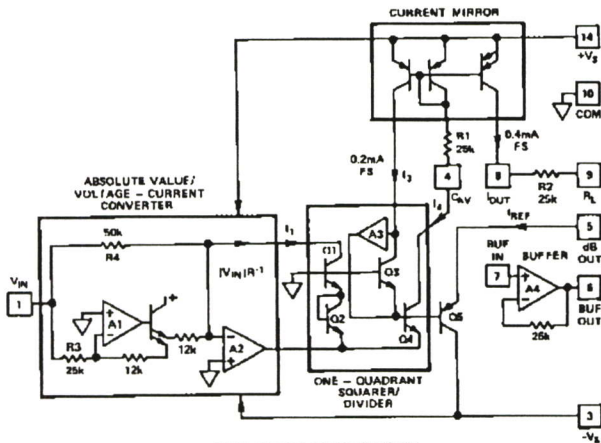


Figure 9. Simplified Schematic

The current mirror also produces the output current, I_{OUT} , which equals $2I_4$. I_{OUT} can be used directly or converted to a voltage with R_2 and buffered by A_4 to provide a low impedance voltage output. The transfer function of the AD536A thus results:

$$V_{OUT} = 2R_2 I_{rms} = V_{IN} \text{ rms}$$

The dB output is derived from the emitter of Q_3 , since the voltage at this point is proportional to $-\log V_{IN}$. Emitter follower, Q_5 , buffers and level shifts this voltage, so that the dB output voltage is zero when the externally supplied emitter current (I_{REF}) to Q_5 approximates I_3 .

CONNECTIONS FOR dB OPERATION

A powerful feature added to the AD536A is the logarithmic or decibel output. The internal circuit computing dB works accurately over a 60 dB range. The connections for dB measurements are shown in Figure 10. The user selects the 0 dB level by adjusting R_1 , for the proper 0 dB reference current (which is set to exactly cancel the log output current from the squarer-divider at the desired 0 dB point). The external op amp is used to provide a more convenient scale and to allow compensation of the $+0.33\%/^{\circ}C$ scale factor drift of the dB output pin. The special T.C. resistor, R_2 , is available from Tel Labs in Londonderry, N.H. (model Q-81) or from Precision Resistor Inc., Hillside, N.J. (model PT146). The averaged temperature coefficients of resistors R_2 and R_3 develop the $+3300$ ppm needed to reverse compensate the dB output. The linear rms output is available at Pin 8 on DIP or Pin 10 on header device with an output impedance of $25 \text{ k}\Omega$; thus some applications may require an additional buffer amplifier if this output is desired.

dB Calibration:

1. Set $V_{IN} = 1.00 \text{ V dc or } 1.00 \text{ V rms}$
2. Adjust R_1 for dB out = 0.00 V
3. Set $V_{IN} = +0.1 \text{ V dc or } 0.10 \text{ V rms}$
4. Adjust R_5 for dB out = -2.00 V

Any other desired 0 dB reference level can be used by setting V_{IN} and adjusting R_1 , accordingly. Note that adjusting R_5 for the proper gain automatically gives the correct temperature compensation.

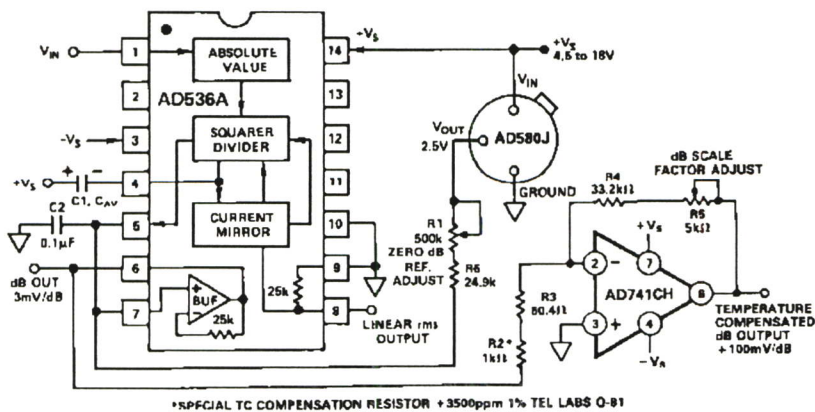


Figure 10. dB Connection

AD536A

FREQUENCY RESPONSE

The AD536A utilizes a logarithmic circuit in performing the implicit rms computation. As with any log circuit, bandwidth is proportional to signal level. The solid lines in the graph below represent the frequency response of the AD536A at input levels from 10 millivolts to 7 volts rms. The dashed lines indicate the upper frequency limits for 1%, 10%, and 3 dB of reading additional error. For example, note that a 1 volt rms signal will produce less than 1% of reading additional error up to 120 kHz. A 10 millivolt signal can be measured with 1% of reading additional error (100 μ V) up to only 5 kHz.

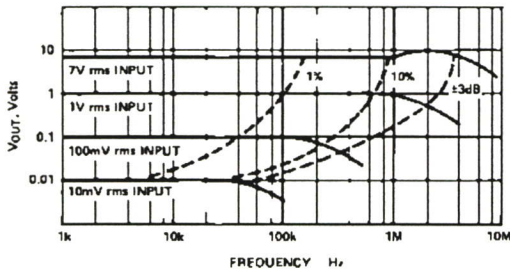


Figure 11. High Frequency Response

AC MEASUREMENT ACCURACY AND CREST FACTOR

Crest factor is often overlooked in determining the accuracy of an ac measurement. Crest factor is defined as the ratio of the peak signal amplitude to the rms value of the signal ($CF = V_p / V_{rms}$). Most common waveforms, such as sine and triangle waves, have relatively low crest factors (<2). Waveforms which resemble low duty cycle pulse trains, such as those occurring in switching power supplies and SCR circuits, have high crest factors. For example, a rectangular pulse train with a 1% duty cycle has a crest factor of 10 ($CF = 1/\sqrt{\eta}$).

Figure 12 is a curve of reading error for the AD536A for a 1 volt rms input signal with crest factors from 1 to 11. A rectangular pulse train (pulsewidth 100 μ s) was used for this test since it is the worst-case waveform for rms measurement (all the energy is contained in the peaks). The duty cycle and peak amplitude were varied to produce crest factors from 1 to 11 while maintaining a constant 1 volt rms input amplitude.

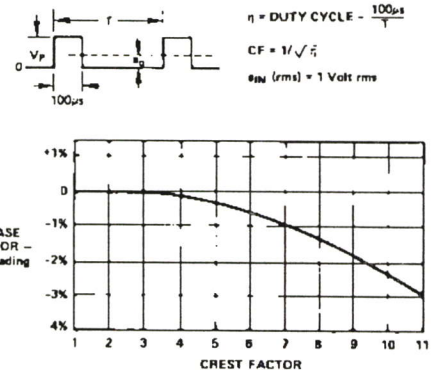


Figure 12. Error vs. Crest Factor

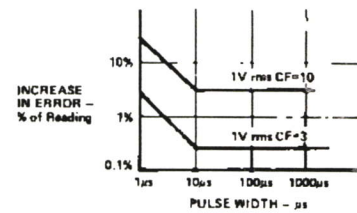


Figure 13. AD536A Error vs. Pulsewidth Rectangular Pulse

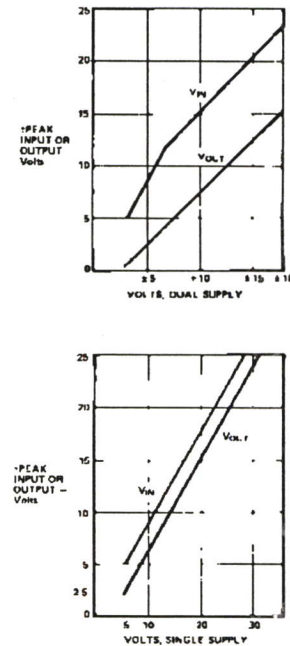


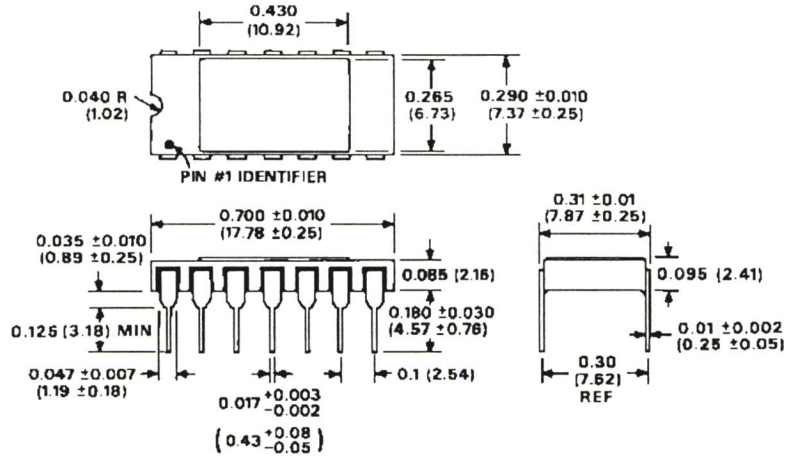
Figure 14. AD536A Input and Output Voltage Ranges vs. Supply

AD536A

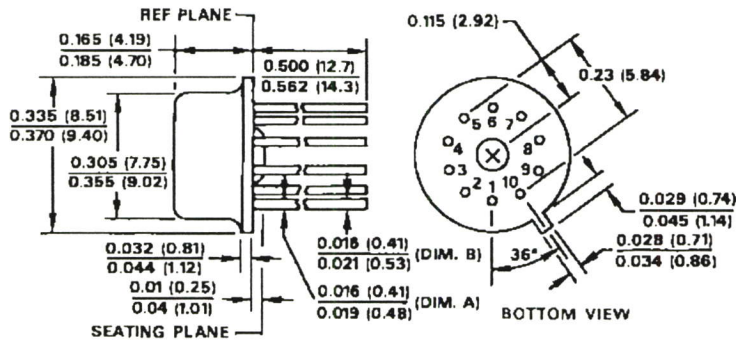
OUTLINE DIMENSIONS

Dimensions shown in inches and (mm).

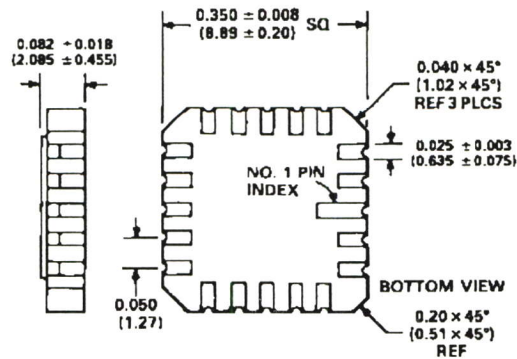
D-14 Package TO-116



H-10A Package TO-100



E-20A Package LCC



0-1000-0-0-000

PRINTED IN U.S.A.

ประวัติผู้เขียน

นายอุทัย ศัทโท เกิดเมื่อวันที่ 29 ธันวาคม 2511 ที่จังหวัดสงขลา สำเร็จการศึกษา
วิทยาศาสตรบัณฑิต สาขาเทคโนโลยีอิเล็กทรอนิกส์ จากสถาบันราชภัฏพระนคร ปีการศึกษา 2535
ทำงานที่ บริษัท ซีเกทเทคโนโลยี (ประเทศไทย) จำกัด ตั้งแต่ปี พ.ศ. 2532 ถึง พ.ศ. 2540 ในตำแหน่ง
วิศวกรตรวจสอบและ วิศวกรออกแบบเครื่องจักรอัตโนมัติ ปัจจุบันทำงานที่ บริษัท เวิลด์ ลีคเตอร์
เอ็นจิเนียริง จำกัด ในตำแหน่งผู้จัดการฝ่ายวิศวกรรม