

วงจรรวมอนาล็อกซีมอสที่ใช้แรงดันสูงสำหรับแท็กอาร์เอฟไอดีระยะไกล

HIGH VOLTAGE CMOS ANALOG INTEGRATED CIRCUITS for LONG  
RANGE RFID TRANSPONDER

นครินทร์ เรืองศรี  
NAKARIN RUEANGSRI

๒๕๕๑  
วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาดำเนินการตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. ๒๕๕๑

KMITL-2008-EN-M-040-008

**สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง**

**วงจรรวมอนาล็อกซีมอสที่ใช้แรงดันสูงสำหรับแท็กอาร์เอฟไอดีระยะไกล**

**HIGH VOLTAGE CMOS ANALOG INTEGRATED CIRCUITS for LONG  
RANGE RFID TRANSPONDER**

**นกรินทร์ เรืองศรี**

**NAKARIN RUEANGSRI**

เลขหมู่.....  
เลขเรียก..... **79832** .....

วณ.ก่อนปี..... **18** .....  
พ.ศ. **2551** .....

**วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต**

**สาขาวิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์**

**บัณฑิตวิทยาลัย**

**สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง**

**พ.ศ. 2551**

**KMITL - 2008 - EN - M - 040 - 008**

**HIGH VOLTAGE CMOS ANALOG INTEGRATED CIRCUITS for LONG  
RANGE RFID TRANSPONDER**

**NAKARIN RUEANGSRI**

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

**2008**

**KMITL – 2008 – EN – M – 040 – 008**

**COPYRIGHT 2008**

**SCHOOL OF GRADUATE STUDIES**

**KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG**

หัวข้อวิทยานิพนธ์	วงจรรวมอนาล็อกซิมอสที่ใช้แรงดันสูงสำหรับแท็กอาร์เอฟไอดีระยะไกล
นักศึกษา	นายนครินทร์ เรืองศรี
รหัสประจำตัว	48060405
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์
พ.ศ.	2551
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์	รศ.ดร. อภินันท์ ชนชยานนท์

### บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้เสนอการออกแบบวงจรมอนาล็อกของแท็กอาร์เอฟไอดีที่ทนแรงดันสูงซึ่งทำงานในย่านความถี่ต่ำ ออกแบบโดยใช้เทคโนโลยีซิมอสที่ทนแรงดันสูง วงจรที่นำเสนอประกอบด้วยวงจรรีโซแนนต์, วงจรเรียงกระแส, วงจรรักษาระดับแรงดัน, วงจรถอดสัญญาณนาฬิกา, วงจรหารสัญญาณนาฬิกา, วงจรสร้างกระแสคงที่, วงจรมอดคูเลเตอร์และดีมอดคูเลเตอร์ การออกแบบวงจรทั้งหมดโดยใช้เทคโนโลยีซิมอสที่ทนแรงดันสูงทำให้วงจรรีโซแนนต์สามารถเหนี่ยวนำแรงดันได้สูงที่สุดโดยไม่จำเป็นต้องมีวงจรจำกัดแรงดันจึงประหยัดเนื้อที่ของวงจรรวมและการมอดคูเลชันของสัญญาณที่มีความถี่มากกว่าแท็กแบบทั่วไปจะทำให้ระยะการอ่านของระบบอาร์เอฟไอดีมีระยะไกลขึ้น วงจรที่ออกแบบได้มีการพิสูจน์และออกแบบโดยใช้โปรแกรม Spectre™

<b>Thesis Title</b>	High Voltage CMOS Analog Integrated Circuits for Long Range RFID Transponder
<b>Student</b>	Mr. Nakarin Rueangsri
<b>Student ID.</b>	48060405
<b>Degree</b>	Master Degree
<b>Program</b>	Electronics Engineering
<b>Year</b>	2008
<b>Thesis Advisor</b>	Assoc. Prof. Dr. Apinunt Thanachayanont

## **ABSTRACT**

This thesis describes the design of high voltage analog front-end circuitry for low-frequency RFID transponder using a high voltage CMOS process. The proposed circuit comprises resonant circuit, rectifier, regulator, clock extractor, clock divider, current reference, modulator and demodulator. Using high voltage CMOS devices allows optimum RF-to-DC power conversion at all coupling coefficient values by discarding RF limiter circuit, thus saving significant chip area. Furthermore, large load modulation depth is also permitted to achieve longer reading distance, when compare to conventional low voltage transponder. The proposed circuits were verified by simulation using Spectre™ with a high voltage CMOS technology.

## กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จได้ด้วยความกรุณาจากอาจารย์ที่ปรึกษา รศ.ดร. อภินันท์ ธนชยานนท์ และคุณชำนาญ ปัญญาใส ที่ให้ความช่วยเหลือแนะนำแนวคิดที่จะนำไปสู่การพัฒนาเกี่ยวกับงานวิจัย ตลอดจนคำแนะนำและการสนับสนุนในทุกๆด้าน

ขอขอบคุณโครงการทุนบัณฑิตวิทยาศาสตร์และเทคโนโลยีแห่งชาติ (Thailand Graduate Institute of Science and Technology) สำหรับทุนการศึกษาและค่าใช้จ่ายต่างๆในระหว่างการศึกษาวิจัย

ขอขอบคุณสำนักวิจัยการสื่อสารและเทคโนโลยีสารสนเทศ (ReCCIT) และห้องปฏิบัติการวิจัยและพัฒนาอุปกรณ์ไมโครอิเล็กทรอนิกส์ (MDRD) สำหรับสถานที่ อุปกรณ์ที่ใช้ในการศึกษาวิจัยและการสนับสนุนและให้ความสะดวกสบายในทุกๆด้าน

ขอขอบคุณพี่และเพื่อนร่วมห้องปฏิบัติการวิจัยและพัฒนาอุปกรณ์ไมโครอิเล็กทรอนิกส์ รวมทั้งห้องปฏิบัติการวิจัยอื่นๆในสำนักวิจัยการสื่อสารและเทคโนโลยีสารสนเทศ ที่ให้คำแนะนำและความช่วยเหลือในการศึกษาวิจัยตลอดจนให้ความสนุกสนานตลอดระยะเวลาที่ทำการศึกษาวิจัย

สุดท้ายนี้ขอขอบพระคุณอย่างสูงยิ่งแก่ คุณบิดา คุณมารดา คุณปู่ คุณย่า คุณตา คุณยายและทุกๆคนในครอบครัวที่ดูแลเอาใจใส่ ให้การสนับสนุนและเป็นกำลังใจให้แก่ข้าพเจ้าอย่างดีมาโดยตลอด

ประ โขชน์และคุณความดีอันใดที่เกิดจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ข้าพเจ้าขอบอบแด่ผู้มีพระคุณทุกๆท่าน

นกรินทร์ เรืองศรี

# สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	X
สารบัญรูป.....	XI
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา.....	3
1.3 สมมุติฐานของการศึกษา.....	4
1.4 ทฤษฎีหรือแนวคิดที่ใช้ในการวิจัย.....	4
1.5 ขอบเขตการวิจัย.....	5
1.6 ขั้นตอนของการศึกษา.....	5
บทที่ 2 ระบบอาร์เอฟไอดีที่ทำงานในย่านความถี่ต่ำ.....	7
2.1 บทนำ.....	7
2.2 ส่วนประกอบของระบบอาร์เอฟไอดี.....	7
2.2.1 อาร์เอฟไอดีแท็ก (Tag or Transponder).....	7
2.2.2 เครื่องอ่านอาร์เอฟไอดี (Reader).....	8
2.2.3 ส่วนประมวลผล (Processor).....	9
2.3 การจำแนกระบบอาร์เอฟไอดี.....	9
2.2.3 ส่วนประมวลผล (Processor).....	9
2.3.1 แบ่งตามความถี่ของคลื่นพาห้ของระบบอาร์เอฟไอดี.....	9
2.3.1.1 ความถี่ต่ำ (Low Frequency).....	9
2.3.1.2 ความถี่สูง (High Frequency).....	9
2.3.1.3 ความถี่สูงยิ่งยวด (Ultra High Frequency).....	9
2.3.1.4 ความถี่ไมโครเวฟ (Microwave).....	10
2.3.2 แบ่งตามการส่งพลังงานและข้อมูลระหว่างเครื่องอ่านและแท็ก.....	10



## สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
2.4.2.3 ความเหนี่ยวนำร่วม (Mutual inductance).....	18
2.4.2.4 สัมประสิทธิ์การเหนี่ยวนำ (Coupling coefficient).....	19
2.4.2.5 กฎของฟาราเดย์ (Faraday's law).....	20
2.4.2.6 การสั่นพ้อง (Resonance).....	21
2.5 แท้กอาร์เอฟไอดีที่ทำงานในย่านความถี่ต่ำ.....	22
2.5.1 วงจรเรโซแนนต์(Resonant).....	23
2.5.2 วงจรจำกัดแรงดัน (RF Limiter).....	23
2.5.3 วงจรเรียงกระแส (Rectifier).....	25
2.5.4 วงจรรักษาระดับแรงดัน (Voltage Regulator).....	25
2.5.5 วงจรถอดสัญญาณนาฬิกา (Clock Extractor).....	26
2.5.6 วงจรหารสัญญาณนาฬิกา (Clock Divider).....	27
2.5.7 วงจรมอดคูเลเตอร์ (Modulator).....	27
2.5.8 วงจรดีมอดคูเลเตอร์ (Demodulator).....	29
บทที่ 3 การเพิ่มระยะการอ่านของระบบอาร์เอฟไอดีโดยใช้แท็กที่ทนแรงดันสูง.....	30
3.1 บทนำ.....	30
3.2 ระยะการอ่านของระบบอาร์เอฟไอดีที่ทำงานในย่านความถี่ต่ำ.....	30
3.3 การเพิ่มระยะการอ่านของระบบอาร์เอฟไอดีที่ทำงานในย่านความถี่ต่ำ.....	31
3.4 การเพิ่มระยะการอ่านของระบบอาร์เอฟไอดีที่ทำงานในย่านความถี่ต่ำโดย การใช้ค่าความเหนี่ยวนำที่เหมาะสมของขดลวดเหนี่ยวนำของแท็ก.....	31
3.4.1 อิมพีแดนซ์เสมือนของแท็กที่ปรากฏที่เครื่องอ่าน (Transform transponder impedance).....	31
3.4.2 การเพิ่มระยะการอ่านของระบบอาร์เอฟไอดีที่ทำงานในย่านความถี่ต่ำ โดยการใช้ค่าความเหนี่ยวนำที่เหมาะสมของขดลวดเหนี่ยวนำของแท็ก.....	33
3.5 การเพิ่มระยะการอ่านของระบบอาร์เอฟไอดีที่ทำงานในย่านความถี่ต่ำ โดยใช้แท็กที่ทนแรงดันสูง.....	39
3.5.1 การเพิ่มระยะการอ่านที่เกิดจากการออกแบบแท็กให้เป็น แท็กที่ทนแรงดันสูง.....	39

## สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
3.5.2 การเพิ่มระยะการอ่านที่เกิดจากการมอดคูเลทของแท็กที่ทนแรงดันสูง ด้วยความลึกที่มาก.....	42
บทที่ 4 การออกแบบวงจรอนุบาลอกส่วนหน้าของแท็กที่ทนแรงดันสูง.....	44
4.1 บทนำ.....	44
4.2 วงจรเรโซแนนซ์ (Resonance).....	45
4.2.1 วงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรม.....	46
4.2.2 วงจรเรโซแนนซ์แบบขนาน.....	48
4.2.3 การออกแบบวงจรเรโซแนนซ์.....	49
4.2.3.1 การคำนวณค่าความเหนี่ยวนำที่เหมาะสมของขดลวด เหนี่ยวนำของแท็ก.....	50
4.2.3.2 การคำนวณรัศมีและจำนวนรอบของขดลวดเหนี่ยวนำ ของแท็ก.....	51
4.2.3.3 การคำนวณหาค่ารัศมี, จำนวนรอบของขดลวดเหนี่ยวนำ ของเครื่องอ่านและระยะ $S_{R-T}$ .....	52
4.2.3.4 การคำนวณหาระยะ $S_{T-R}$ .....	54
4.2.4 ผลกระทบต่อระยะการอ่านของระบบอาร์เอฟไอดีเนื่องจาก เปลี่ยนแปลงค่าต่างๆของขดลวดเหนี่ยวนำของเครื่องอ่าน.....	57
4.2.5 ค่าพารามิเตอร์ของวงจรเรโซแนนซ์.....	58
4.3 วงจรเรียงกระแส (Rectifier).....	59
4.3.1 วงจรเรียงกระแสที่ออกแบบ.....	59
4.3.2 การออกแบบวงจรเรียงกระแส.....	60
4.3.3 พารามิเตอร์ของวงจรเรียงกระแส.....	60
4.4 วงจรรักษาระดับแรงดัน (Regulator).....	61
4.4.1 วงจรรักษาระดับแรงดันที่ออกแบบ.....	61
4.4.2 การออกแบบวงจรรักษาระดับแรงดัน.....	65
4.4.2.1 การออกแบบวงจรแยกส่วนแรงดัน.....	65
4.4.2.2 การออกแบบวงจรรักษาระดับแรงดันแบบขนาน.....	66

## สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
4.4.3 พารามิเตอร์ของวงจรรักษาระดับแรงดัน.....	67
4.5 วงจรถอดสัญญาณนาฬิกา (Clock extractor).....	67
4.5.1 วงจรถอดสัญญาณนาฬิกาที่ออกแบบ.....	68
4.5.2 การออกแบบวงจรถอดสัญญาณนาฬิกา.....	70
4.5.3 พารามิเตอร์ของวงจรถอดสัญญาณนาฬิกา.....	74
4.6 วงจรหารสัญญาณนาฬิกา (Clock divider).....	74
4.6.1 วงจรหารสัญญาณนาฬิกาที่ออกแบบ.....	75
4.6.2 การออกแบบวงจรหารสัญญาณนาฬิกา.....	77
4.6.3 พารามิเตอร์ของวงจรหารสัญญาณนาฬิกา.....	77
4.7 วงจรสร้างกระแสอ้างอิง (Current reference).....	78
4.7.1 วงจรสร้างกระแสอ้างอิงที่ออกแบบ.....	78
4.7.2 การออกแบบวงจรสร้างกระแสอ้างอิง.....	79
4.7.3 พารามิเตอร์ของวงจรสร้างกระแสอ้างอิง.....	80
4.8 วงจรมอดคูเลเตอร์ (Modulator).....	80
4.8.1 วงจรมอดคูเลเตอร์ที่ออกแบบ.....	81
4.8.2 การออกแบบวงจรมอดคูเลเตอร์.....	81
4.8.3 พารามิเตอร์ของวงจรมอดคูเลเตอร์.....	82
4.9 วงจรดีมอดคูเลเตอร์ (Demodulator).....	82
4.9.1 วงจรดีมอดคูเลเตอร์ที่ออกแบบ.....	82
4.9.2 การออกแบบวงจรดีมอดคูเลเตอร์.....	85
4.9.3 พารามิเตอร์ของวงจรดีมอดคูเลเตอร์.....	87
บทที่ 5 ผลการจำลองการทำงานของวงจรมอดคูเลเตอร์ส่วนหน้าของแท็กที่ทนแรงดันสูง.....	88
5.1 บทนำ.....	88
5.2 ผลการจำลองการทำงานเปรียบเทียบระหว่างแท็กที่ทนแรงดันสูงกับแท็กแบบทั่วไป.....	88
5.3 ผลการคำนวณและจำลองการทำงานของวงจรรีไซแนนด์.....	91
5.4 ผลการจำลองการทำงานของวงจรรักษาระดับแรงดัน.....	93
5.5 ผลการจำลองการทำงานของวงจรถอดสัญญาณนาฬิกา.....	94

## สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
5.6 ผลการจำลองการทำงานของวงจรหารสัญญาณนาฬิกา.....	97
5.7 ผลการจำลองการทำงานของวงจรสร้างกระแสอ้างอิง.....	100
5.8 ผลการจำลองการทำงานของวงจรมอดคูเลเตอร์.....	100
5.9 ผลการจำลองการทำงานของวงจรมอดคูเลเตอร์.....	102
5.10 สรุปผลการจำลองการทำงานของแท็กที่ทนแรงดันสูงที่ออกแบบ.....	103
บทที่ 6 สรุปผลการวิจัย และข้อเสนอแนะ.....	104
6.1 สรุปผลการวิจัย.....	104
6.2 ข้อเสนอแนะ.....	104
บรรณานุกรม.....	105
ภาคผนวก.....	107
ภาคผนวก ก. การสะท้อนกระแส.....	107
ภาคผนวก ข. วงจรกรองความถี่.....	109
ภาคผนวก ค. การคำนวณหาค่าความเหนี่ยวนำที่เหมาะสมของขดลวดเหนี่ยวนำของ แท็ก.....	112
ภาคผนวก ง. บทความที่ได้รับการตีพิมพ์.....	116
ประวัติผู้เขียน.....	127

## สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1 ความถี่ที่มีการใช้งานระบบอาร์เอฟไอดีในประเทศต่างๆ.....	10
4.1 ข้อกำหนดที่ใช้ในการออกแบบวงจรถอดส่วหน้าของแท็กที่ทนแรงดันสูง.....	45
4.2 ตัวแปรที่ใช้ในการคำนวณ.....	55
4.3 ค่าของอุปกรณ์ที่ออกแบบได้.....	55
4.4 พารามิเตอร์ของขดลวดเหนี่ยวนำของวงจรรเรโซแนนต์.....	58
4.5 พารามิเตอร์ของตัวเก็บประจุของวงจรรเรโซแนนต์.....	58
4.6 การทำงานของวงจรรเรียงกระแสเทียบกับสัญญาณอินพุท.....	60
4.7 พารามิเตอร์ของวงจรรักษาระดับแรงดัน.....	67
4.8 ข้อกำหนดที่ใช้ในการออกแบบวงจรถอดสัญญาณนาฬิกา.....	71
4.9 พารามิเตอร์ของวงจรถอดสัญญาณนาฬิกา.....	74
4.10 การทำงานของมอสในวงจรหารความถี่สองเท่าเทียบกับรูปที่ 4.20.....	76
4.11 พารามิเตอร์ของวงจรรหารสัญญาณนาฬิกา.....	77
4.12 พารามิเตอร์ของวงจรรสร้างกระแสอ้างอิง.....	80
4.13 พารามิเตอร์ของวงจรมอดคูเลเตอร์.....	82
4.14 พารามิเตอร์ของวงจรมอดคูเลเตอร์.....	87
5.1 สรุปผลการจำลองการทำงานของวงจรถอดส่วหน้าของแท็กที่ทนแรงดันสูง.....	103

# สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 ตัวอย่างของแท็กในระบบอาร์เอฟไอดีที่ใช้งานในปัจจุบัน.....	8
2.2 ตัวอย่างของเครื่องอ่านในระบบอาร์เอฟไอดีที่ใช้งานในปัจจุบัน.....	8
2.3 โครงสร้างของเครื่องอ่าน.....	9
2.4 การส่งพลังงานและข้อมูลของระบบอาร์เอฟไอดี.....	11
2.5 ความแตกต่างระหว่างแท็กแบบที่ไม่มีและมีแหล่งจ่ายพลังงานภายใน.....	13
2.6 การแผ่สนามแม่เหล็กของขดลวดเหนี่ยวนำ.....	16
2.7 ขดลวดเหนี่ยวนำที่แบบต่างๆ.....	18
2.8 การเหนี่ยวนำกันของขดลวดเหนี่ยวนำ.....	20
2.9 แรงดันที่เหนี่ยวนำได้ที่ขดลวดเหนี่ยวนำของแท็กเปรียบเทียบกับกันระหว่างแท็กที่ใช้ วงจรรีโซแนนซ์และแท็กที่ใช้ขดลวดเหนี่ยวนำเพียงอย่างเดียว.....	22
2.10 วงจรนาลอกส่วนหน้าของแท็กแบบทั่วไป.....	23
2.11 วงจรรีโซแนนซ์ของแท็ก.....	23
2.12 วงจรจำกัดแรงดันที่ใช้ในแท็กแบบทั่วไป.....	24
2.13 วงจรเรียงกระแสแบบครึ่งคลื่น.....	25
2.14 วงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น.....	25
2.15 วงจรรักษาระดับแรงดันที่ใช้ใน [10].....	26
2.16 วงจรลดสัญญาณนาฬิกาที่ใช้ใน [14].....	26
2.17 วงจรหารสัญญาณนาฬิกาที่ใช้ในแท็กแบบทั่วไป.....	27
2.18 วงจรมอดคูเลเตอร์แบบโพลความต้านทานที่ใช้ใน [15].....	28
2.19 วงจรมอดคูเลเตอร์แบบโพลตัวเก็บประจุที่ใช้ใน [10].....	28
2.20 วงจรคิมมอดคูเลเตอร์แบบที่ใช้ใน [12].....	29
3.1 ทฤษฎีอิมพีแดนซ์เสมือนของแท็กที่ปรากฏที่เครื่องอ่าน.....	31
3.2 วงจรเสมือน (Equivalent circuit) ของระบบอาร์เอฟไอดีที่ทำงานในย่านความถี่ต่ำ.....	34
3.3 สัญญาณที่รับได้ที่ขดลวดเหนี่ยวนำของเครื่องอ่านซึ่งเกิดจากการมอดคูเลทของแท็ก.....	34
3.4 ความสัมพันธ์ระหว่าง $\Delta u_0$ ที่รับได้ที่เครื่องอ่านและค่าความเหนี่ยวนำ ของขดลวดเหนี่ยวนำของเครื่องอ่าน ( $L_1$ ).....	36
3.5 ความสัมพันธ์ระหว่าง $\Delta u_0$ ที่รับได้ที่เครื่องอ่านและค่าสัมประสิทธิ์การเหนี่ยวนำ ( $k$ ).....	36

## สารบัญญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.6 ความสัมพันธ์ระหว่าง $\Delta u_0$ ที่รับได้ที่เครื่องอ่านและค่ากระแสที่ไหลผ่านขดลวดเหนี่ยวนำของเครื่องอ่าน ( $i_1$ ).....	37
3.7 ความสัมพันธ์ระหว่าง $\Delta u_0$ ที่รับได้ที่เครื่องอ่านและความถี่ของคลื่นพาห้ของระบบ ( $\omega$ ).....	37
3.8 ความสัมพันธ์ระหว่าง $\Delta u_0$ ที่รับได้ที่เครื่องอ่านและค่าความเหนี่ยวนำของขดลวดเหนี่ยวนำของแท็ก ( $L_2$ ).....	38
3.9 วงจรเสมือนของระบบอาร์เอฟไอดีที่แท็กมีการต่อวงจรจำกัดแรงดัน.....	39
3.10 วงจรจำกัดแรงดันที่ใช้ในแท็กแบบทั่วไป.....	40
4.1 แผนภาพของวงจรอนุกรมส่วนหน้าของแท็กที่ทนแรงดันสูงที่ออกแบบ.....	45
4.2 วงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรมที่ใช้ที่เครื่องอ่าน.....	46
4.3 วงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรมที่ใช้การวิเคราะห์ในเชิงความถี่.....	47
4.4 กระแสที่ไหลผ่านวงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรม.....	48
4.5 วงจรเรโซแนนซ์แบบขนานที่ใช้ที่แท็ก.....	49
4.6 แรงดัน $\Delta u_0$ ที่รับได้ที่เครื่องอ่านเทียบกับค่าความเหนี่ยวนำของขดลวดเหนี่ยวนำของเครื่องอ่าน.....	50
4.7 ระยะ $S_{R-T}$ เทียบกับรัศมีของขดลวดเหนี่ยวนำของเครื่องอ่าน.....	53
4.8 ขดลวดเหนี่ยวนำของเครื่องอ่านที่ทำงานที่ความถี่ 125 กิโลเฮิร์ตซ์.....	56
4.9 ขดลวดเหนี่ยวนำของแท็กที่ทำงานที่ความถี่ 125 กิโลเฮิร์ตซ์.....	57
4.10 วงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นที่ออกแบบ.....	59
4.11 แรงดันอินพุทและเอาต์พุทของวงจรเรียงกระแส.....	60
4.12 แผนภาพของวงจรรักษาระดับแรงดันที่ใช้ในแท็กที่ทนแรงดันสูง.....	61
4.13 แผนภาพของวงจรรักษาระดับแรงดันที่ใช้ในแท็กทั่วไป.....	62
4.14 วงจรรักษาระดับแรงดันแบบอนุกรมที่ออกแบบ.....	63
4.15 ส่วนวงจรรักษาระดับแรงดันแบบขนานที่ออกแบบ.....	64
4.16 ความสัมพันธ์ของสัญญาณอินพุทและเอาต์พุทของวงจรอินเวอร์เตอร์ที่มีฮิสเทอรีซิส.....	68
4.17 ความสัมพันธ์ของสัญญาณอินพุทและเอาต์พุทของวงจรอินเวอร์เตอร์ทั่วไป.....	69
4.18 วงจรถอดสัญญาณนาฬิกาที่ออกแบบ.....	70
4.19 วงจรหารความถี่สองเท่าที่ออกแบบ.....	75
4.20 สัญญาณอินพุทและเอาต์พุทของวงจรหารความถี่สองเท่า.....	76

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.21 วงจรหารสัญญาณนาฬิกาที่สร้างจากวงจรความถี่สองเท่าต่อคาสแคดกัน 5 ชุด.....	77
4.22 วงจรสร้างกระแสอ้างอิงแบบบูทสแตรป (Bootstrap).....	78
4.23 จุดทำงานของวงจรสร้างกระแสอ้างอิงแบบบูทสแตรป (Bootstrap).....	79
4.24 วงจรมอดคูเลเตอร์.....	81
4.25 แผนภาพของวงจรคิมมอดคูเลเตอร์.....	82
4.26 วงจรตรวจจับขอบสัญญาณที่ใช้ในวงจรคิมมอดคูเลเตอร์.....	83
4.27 วงจรเปรียบเทียบแรงดันที่ใช้ในวงจรคิมมอดคูเลเตอร์.....	84
4.28 วงจรบัฟเฟอร์ที่ออกแบบ.....	85
5.1 ระบบอาร์เอฟไอดีที่ใช้แท็กที่ทนแรงดันสูง.....	89
5.2 ระบบอาร์เอฟไอดีที่ใช้แท็กแบบทั่วไป.....	89
5.3 แรงดัน $\Delta u_0$ ที่รับได้ที่เครื่องอ่านที่ค่าสัมประสิทธิ์การเหนี่ยวนำค่าต่างๆเปรียบเทียบกัน ระหว่างแท็กที่ทนแรงดันสูงกับแท็กแบบทั่วไป.....	90
5.4 ค่า $\Delta u_0$ ที่รับได้ที่เครื่องอ่านเทียบกับสัมประสิทธิ์การเหนี่ยวนำ (k).....	91
5.5 ค่า $\Delta u_0$ ที่รับได้ที่เครื่องอ่านเทียบกับสัมประสิทธิ์การเหนี่ยวนำ.....	92
5.6 ค่า $\Delta u_0$ ที่รับได้ที่เครื่องอ่านเทียบกับค่าความเหนี่ยวนำของขดลวดเหนี่ยวนำของแท็ก.....	93
5.7 ผลการจำลองการทำงานของวงจรรักษาระดับแรงดันที่ค่าสัมประสิทธิ์การเหนี่ยวนำ 0.1.....	93
5.8 ผลการจำลองการทำงานของวงจรรักษาระดับแรงดันที่ค่าสัมประสิทธิ์การเหนี่ยวนำ 0.02.....	94
5.9 ผลการจำลองการทำงานของวงจรถอดสัญญาณนาฬิกาที่ค่าสัมประสิทธิ์การเหนี่ยวนำ 0.1.....	95
5.10 ผลการจำลองการทำงานของวงจรถอดสัญญาณนาฬิกาที่ค่าสัมประสิทธิ์การเหนี่ยวนำ 0.02 .....	95
5.11 ผลการจำลองการทำงานสเปกตรัมของวงจรถอดสัญญาณนาฬิกา ที่ค่าสัมประสิทธิ์การเหนี่ยวนำ 0.1.....	96
5.12 ผลการจำลองการทำงานสเปกตรัมของวงจรถอดสัญญาณนาฬิกา ที่ค่าสัมประสิทธิ์การเหนี่ยวนำ 0.02.....	96
5.13 ผลการจำลองการทำงานของวงจรหารสัญญาณนาฬิกาที่ค่าสัมประสิทธิ์การเหนี่ยวนำ 0.1.....	97
5.14 ผลการจำลองการทำงานของวงจรหารสัญญาณนาฬิกาที่ค่าสัมประสิทธิ์การเหนี่ยวนำ 0.02.....	98
5.15 ผลการจำลองการทำงานสเปกตรัมของวงจรหารสัญญาณนาฬิกา ที่ค่าสัมประสิทธิ์การเหนี่ยวนำ 0.1.....	99

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.16 ผลการจำลองการทำงานสเปกตรัมของวงจรถอดสัญญาณนาฬิกา ที่ค่าสัมประสิทธิ์การเหนี่ยวนำ 0.02.....	99
5.17 ผลการจำลองการทำงานของวงจรสร้างกระแสอ้างอิง.....	100
5.18 ผลการจำลองการทำงานของวงจรมอดคูเลเตอร์ที่ค่าสัมประสิทธิ์การเหนี่ยวนำ 0.1.....	101
5.19 ผลการจำลองการทำงานของวงจรมอดคูเลเตอร์ที่ค่าสัมประสิทธิ์การเหนี่ยวนำ 0.02.....	101
5.20 ผลการจำลองการทำงานของวงจรมอดคูเลเตอร์ที่ค่าสัมประสิทธิ์การเหนี่ยวนำ 0.1.....	102
5.21 ผลการจำลองการทำงานของวงจรมอดคูเลเตอร์ที่ค่าสัมประสิทธิ์การเหนี่ยวนำ 0.02.....	103

# บทที่ 1

## บทนำ

### 1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ออโต้ไอดี (Auto-ID) หรือระบบบ่งชี้อัตโนมัติเป็นคำเรียกรวมๆของเทคโนโลยีที่ช่วยให้อุปกรณ์ เครื่องมือหรือเครื่องจักรสามารถบ่งบอกวัตถุ สิ่งของหรือแม้แต่คนหรือสัตว์ได้โดยอัตโนมัติ ซึ่งโดยระบบแล้วมักจะประกอบด้วยส่วนที่อ่านหรือรับข้อมูลโดยอัตโนมัติ แล้วทำการประมวลผลหรือส่งข้อมูลนี้เข้าสู่ระบบคอมพิวเตอร์โดยอัตโนมัติโดยที่ไม่ต้องมีคนช่วย วัตถุประสงค์ของระบบบ่งชี้อัตโนมัตินี้เพื่อต้องการเพิ่มประสิทธิภาพและประสิทธิผลของการทำงาน ลดความผิดพลาดที่เกิดจากมนุษย์ และยังลดเวลาของการจัดเก็บข้อมูล ตัวอย่างของเทคโนโลยีระบบบ่งชี้อัตโนมัติ ได้แก่เทคโนโลยีรหัสแท่ง (Barcode), เทคโนโลยีบัตรอเนกประสงค์ (Smart card), เทคโนโลยีด้านชีวมาตร (การบ่งชี้โดยวิธีการตรวจวัดสภาพทางร่างกายหรือ Biometric) เช่นระบบการรู้จำเสียงพูด (Voice recognition) ระบบลายพิมพ์นิ้วมือ (Fingerprint scan) ระบบสแกนม่านตา (Iris scan) เทคโนโลยีการรู้จำลายเซ็น (Signature recognition) และเทคโนโลยีการบ่งชี้วัตถุโดยใช้คลื่นความถี่วิทยุหรืออาร์เอฟไอดี (RFID)

อาร์เอฟไอดี (RFID) ย่อมาจาก Radio Frequency Identification เป็นเทคโนโลยีการระบุข้อมูลที่แสดงเอกลักษณ์ของวัตถุหรือบุคคลด้วยคลื่นความถี่วิทยุที่ได้ถูกพัฒนามาในยุคปี 1970 โดยมีวัตถุประสงค์เพื่อนำไปใช้ในการบ่งชี้วัตถุในระยะไกลได้ โดยระบบอาร์เอฟไอดีมีข้อแตกต่างจากระบบรหัสแท่งคือรหัสแท่งจะเป็นระบบที่อ่านได้อย่างเดียว (Read only) ไม่สามารถทำการเปลี่ยนแปลงข้อมูลที่อยู่บนบาร์โค้ดได้ส่วนแท็กของระบบอาร์เอฟไอดีจะสามารถทั้งอ่านและบันทึกข้อมูลได้ จึงสามารถทำการเปลี่ยนแปลงหรือทำการบันทึกข้อมูลที่อยู่ในแท็กได้ตามความต้องการของผู้ใช้งาน ระบบรหัสแท่งจะต้องใช้กับวัตถุที่หยุดนิ่งเท่านั้น โดยการเอาเครื่องอ่านระบบรหัสแท่งเข้าไปใกล้กับแถบรหัสแท่ง จึงจะสามารถอ่านได้ ส่วนระบบอาร์เอฟไอดีสามารถใช้งานได้แม้ในขณะที่วัตถุที่กำลังเคลื่อนที่ ระบบรหัสแท่งไม่สามารถสื่อสารผ่านตัวกลางอื่นๆได้นอกจากกระดาษ ส่วนแท็กและเครื่องอ่านสามารถสื่อสารผ่านตัวกลางได้หลายอย่างเช่น น้ำ, พลาสติก, กระดาษ หรือวัสดุทึบแสงอื่นๆ ระบบรหัสแท่งใช้อ่านกับวัตถุที่ต้องอยู่ใกล้ ส่วนระบบอาร์เอฟไอดีสามารถใช้อ่านกับวัตถุที่อยู่ไกลได้ ขึ้นอยู่กับตัวอ่านและแท็กที่ใช้ ในปัจจุบันได้มีการนำระบบอาร์เอฟไอดีไปประยุกต์ใช้งานในด้านอื่นๆนอกเหนือจากนำมาใช้ทดแทนระบบรหัสแท่ง (Barcode) แบบเดิมได้แก่การใช้งานในบัตรชนิดต่างๆเช่นบัตรประจำตัวพนักงาน, บัตรโดยสาร, บัตรสำหรับเปิดประตูห้องพักในโรงแรม, บัตรที่จอดรถตามศูนย์การค้าต่างๆ, ป้ายสำหรับติดกระเป๋าเดินทาง,

ป้ายสำหรับติดสินค้า หนังสือหรือฉลากยา บางครั้งอาจพบเห็นอยู่ในรูปของป้ายสินค้าหรือซึ่งมีขนาดเล็กจนสามารถแทรกลงระหว่างชั้นของเนื้อกระดาษได้หรือเป็นแค่ปฏิกษณขนาดเล็กฝังเอาไว้ในตัวสัตว์เพื่อบันทึกประวัติต่างๆ

ประวัติการเริ่มต้นของเทคโนโลยีอาร์เอฟไอได้นั้นเกิดขึ้นในสงครามโลกครั้งที่ 2 ซึ่งประเทศในกลุ่มพันธมิตรและกลุ่มอักษะได้มีการใช้เรดาร์ ซึ่งถูกค้นพบโดยเซอร์โรเบิร์ต อเล็กซานเดอร์ วัตสัน-วัตต์ ในปี ค.ศ. 1935 ใช้ในการตรวจจับและเตือนเครื่องบินที่เข้ามา แต่ปัญหาของการใช้เรดาร์ในยุคนั้นคือไม่สามารถแยกแยะระหว่างเครื่องบินรบได้ว่าเป็นของฝ่ายไหน ซึ่งทางฝั่งเยอรมันได้ค้นพบว่าเมื่อนักบินหมุนตัวแล้วจะทำให้มีการสะท้อนสัญญาณเรดาร์ที่เปลี่ยนไป ทำให้ทราบว่าเป็นเครื่องบินที่เข้ามาเป็นฝ่ายเยอรมัน จึงอาจกล่าวได้ว่าเป็นจุดกำเนิดของอาร์เอฟไอไอแบบที่ขึ้นอยู่กับคุณสมบัติของการสะท้อนคลื่นวิทยุ โดยที่ไม่ต้องมีเครื่องส่งวิทยุ

ในช่วงปี ค.ศ. 1970 รัฐบาลสหรัฐอเมริกาได้มีการพัฒนาเกี่ยวกับอาร์เอฟไอไอที่ศูนย์วิจัยแห่งชาติ ลอส อลามอส (Los Alamos National Laboratory) มลรัฐนิวเม็กซิโก โดยใช้สำหรับการติดตามวัตถุนิวเคลียร์ให้กับกระทรวงพลังงาน โดยใช้อาร์เอฟไอไอที่ติดตั้งกับรถบรรทุกและเครื่องอ่านติดกับประตูทางเข้าออก ในขณะเดียวกันกระทรวงเกษตรของสหรัฐมีความต้องการแท็กแบบแพสซีฟ ชนิดความถี่ 125 กิโลเฮิร์ตซ์ สำหรับติดโคเลียงเพื่อใช้แยกแยะว่าโคตัวไหนมีการฉีดวัคซีนแล้วหรือไม่ ทางศูนย์วิจัยจึงได้พัฒนาอาร์เอฟไอไอที่ความถี่ 125 กิโลเฮิร์ตซ์สำหรับฝังไว้ใต้ผิวหนังของโค ซึ่งอาร์เอฟไอไอที่ความถี่ 125 กิโลเฮิร์ตซ์ ได้มีการนำไปใช้ในเชิงพาณิชย์หลายรูปแบบและต่อมาได้มีการพัฒนาไปที่ความถี่ 13.56 เมกะเฮิร์ตซ์

ยุคแรกเริ่มของการใช้ระบบอาร์เอฟไอไอในเชิงพาณิชย์คือระบบกันขโมย (EAS : Electric Article Surveillance) ในห้างสรรพสินค้า ซึ่งตัวสินค้าจะมีการติดอาร์เอฟไอไอแบบ 1 บิต ซึ่งจะมีค่าเป็น "0" หรือ "1" เมื่อสินค้ามีการชำระเงิน บิตจะถูกตั้งค่าเป็น 0 ทำให้สามารถนำออกจากร้านได้ ส่วนในกรณีที่ไม่มีมีการชำระค่าสินค้า เมื่อนำสินค้าผ่านเครื่องตรวจกันขโมยและเครื่องอ่านสามารถอ่านค่าบิตที่เป็น 1 ได้ สัญญาณกันขโมยก็จะดังขึ้นมา [1]

ในปัจจุบันระบบอาร์เอฟไอไอได้ถูกนำมาใช้อย่างแพร่หลายทั้งในและต่างประเทศโดยที่ในต่างประเทศนั้นมีตัวอย่างของการนำเอาระบบอาร์เอฟไอไอมาใช้เช่น การประยุกต์ใช้งานระบบอาร์เอฟไอไอในห่วงโซ่อุปทานหรือซัพพลายเชนโดยวอลสท์มาร์ท ผู้ค้าปลีกรายใหญ่ในสหรัฐ เป็นรายแรกๆ ที่มีการผลักดันให้ผู้ค้ามีการติดตั้งระบบอาร์เอฟไอไอแทนรหัสแท่ง โดยปี 2548 บังคับให้ผู้ค้าหรือผู้ผลิตสินค้าที่จัดส่งสินค้าให้กับวอลสท์มาร์ท 100 อันดับแรก ต้องติดตั้งแท็กอาร์เอฟไอไอแทนรหัสแท่ง ซึ่งจากการนำอาร์เอฟไอไอไปใช้ในปีต่อมามาช่วยให้บริษัทวอลสท์มาร์ทลดการขาดสินค้าลงได้มากกว่า 16 % ทำให้บริษัทวอลสท์มาร์ทเดินหน้าบังคับให้ผู้ค้าติดตั้งระบบขึ้นอีก 300 รายและต้องติดตั้งทั้งหมดในปี 2551 ผู้ผลิตเสื้อผ้าชั้นนำอย่างเบนเดอง ได้เริ่มนำป้ายอาร์เอฟไอไอหรือสมาร์ตแท็กมาติดที่เสื้อผ้าซิสเลย์ (Sisley) เป็นยี่ห้อแรก เพื่อช่วยให้ร้านค้าสามารถตรวจสอบระดับสินค้า

ในสต็อกได้ทันทีที่ต้องการเพื่อประกอบการตัดสินใจในการสั่งซื้อสินค้าเพิ่ม อีกทั้งเทคโนโลยีอาร์เอฟไอดียังสามารถเชื่อมต่อไปยังระบบสั่งซื้ออัตโนมัติได้อีกด้วย และอีกตัวอย่างหนึ่งคือห้างสรรพสินค้าในประเทศเยอรมัน มีการนำเทคโนโลยีอาร์เอฟไอดี มาช่วยเพิ่มความสะดวกให้ลูกค้าและลดจำนวนพนักงานในการเก็บเงินลูกค้า โดยลูกค้าที่เข้ามาซื้อสินค้าผ่านในร้านสามารถหยิบสินค้าที่มีการติดแท็กอาร์เอฟไอดีแล้วเดินผ่านเครื่องอ่าน ซึ่งเครื่องอ่านจะคำนวณราคาของสินค้าทั้งหมดและตัดเงินจากธนาคารของลูกค้าอัตโนมัติโดยลูกค้าไม่ต้องรอคิว นอกจากนี้ในต่างประเทศยังมีการนำระบบอาร์เอฟไอดีไปประยุกต์ใช้ทางการแพทย์ อาทิ ใช้เป็นป้ายประจำตัวผู้ป่วย ซึ่งป้ายดังกล่าวจะเก็บข้อมูลและประวัติการรักษาของผู้ป่วย ในขณะที่บางประเทศเริ่มนำแท็กอาร์เอฟไอดีมาติดที่ตัวผู้ป่วย เพื่อให้แพทย์สามารถตรวจวินิจฉัยอาการของผู้ป่วยได้ตลอดเวลาจากระยะไกลและระบบอาร์เอฟไอดียังสามารถนำไปประยุกต์ใช้กับระบบห้องสมุด โดยติดแท็กที่บรรจุข้อมูลเกี่ยวกับตัวหนังสือ ซึ่งนอกจากจะช่วยอำนวยความสะดวกเรื่องการยืมและคืนหนังสือให้รวดเร็วขึ้นแล้วยังช่วยป้องกันการขโมยหนังสืออีกด้วย

ส่วนในประเทศไทยมีการนำเอาระบบอาร์เอฟไอดีมาใช้ โดยมีการนำร่องเอาระบบอาร์เอฟไอดีมาใช้กับอุตสาหกรรมการส่งออกกุ้ง ซึ่งกระทรวงวิทยาศาสตร์และเทคโนโลยีได้ร่วมมือกับกระทรวงเกษตรและสหกรณ์และเอกชน 2 รายคือ บริษัทเจริญโภคภัณฑ์อาหาร จำกัด (มหาชน) หรือซีพีเอฟ และบริษัทจันทบุรีโฟรเซนฟู้ด จำกัด นำร่องใช้เทคโนโลยีอาร์เอฟไอดีในโรงงานส่งออกกุ้ง เพื่อใช้สร้างระบบตรวจสอบย้อนกลับ (Food Traceability) เพื่อเพิ่มมูลค่าการส่งออกไปในตลาดยุโรป สหรัฐอเมริกา และญี่ปุ่น ตามกฎเกณฑ์ด้านความปลอดภัยอาหาร (Food Safety) นอกจากนี้ยังเริ่มนำร่องนำอาร์เอฟไอดีมาติดตั้งในสัตว์ อาทิ วัว หรือ หมู เพื่อเก็บประวัติของสัตว์ อาทิ เพศ อายุ น้ำหนัก และประวัติการให้วัคซีน ขณะที่กระทรวงไอซีทีมีแผนนำเทคโนโลยีอาร์เอฟไอดี มาใช้ในบัตรประชาชนแบบสมาร์ทการ์ดซึ่งเริ่มมีการใช้งานไปบ้างแล้ว นอกจากนี้ยังมีการนำเอาระบบอาร์เอฟไอดีไปใช้งานในด้านการคมนาคมโดยนำไปใช้กับระบบรถไฟฟ้าและรถไฟใต้ดินแทนการเก็บค่าโดยสารแบบเก่าอีกด้วย [2]

## 1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

ในปัจจุบันระบบอาร์เอฟไอดีที่ทำงานในย่านความถี่ต่ำเป็นระบบที่ได้รับความนิยมมากจนกลายมาเป็นองค์ประกอบสำคัญของชีวิตประจำวันเช่นบัตรผ่านประตู,ระบบป้องกันการขโมยของและยังรวมไปถึงกระบวนการผลิตและขนส่งสินค้าอีกด้วยซึ่งระบบอาร์เอฟไอดีที่ใช้ในกระบวนการดังกล่าวนี้ส่วนเป็นระบบอาร์เอฟไอดีที่ทำงานในย่านความถี่ต่ำโดยส่วนใหญ่ วิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงนำเสนอประวัติความเป็นมาของระบบอาร์เอฟไอดี ระบบอาร์เอฟไอดีที่ทำงานในย่านความถี่ต่ำ แท็กของระบบอาร์เอฟไอดีที่ทำงานในย่านความถี่ต่ำ ระยะการอ่านและการเพิ่มระยะการอ่านของระบบอาร์เอฟไอดีที่ทำงานในย่านความถี่ต่ำโดยการออกแบบวงจร

อนาล็อกส่วนหน้าของแท็กอาร์เอฟไอดีที่ทำงานในย่านความถี่ต่ำที่ใช้เทคโนโลยีมอสที่ทนแรงดันสูง รวมทั้งยังแสดงสมการของวงจรที่ออกแบบในแท็กอาร์เอฟไอดีที่ทนแรงดันสูงซึ่งทำงานในย่านความถี่ต่ำอีกด้วย

### 1.3 สมมติฐานของการศึกษา

การออกแบบวงจรอนาล็อกส่วนหน้าของแท็กอาร์เอฟไอดีที่ทำงานในย่านความถี่ต่ำด้วยมอสที่ทนแรงดันสูงจะทำให้วงจรเรโซแนนซ์สามารถเหนี่ยวนำแรงดันได้สูงที่สุดโดยไม่จำเป็นต้องมีวงจรจำกัดแรงดันจึงประหยัดเนื้อที่ของวงจรรวม และการมอดคูเลชันของสัญญาณที่มีความถี่มากขึ้นจะทำให้ระยะการอ่านของระบบอาร์เอฟไอดีมีระยะไกลขึ้น ซึ่งวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ทำการนำเสนอการออกแบบวงจรอนาล็อกส่วนหน้าของแท็กอาร์เอฟไอดีที่ทำงานในย่านความถี่ต่ำ ด้วยเทคโนโลยีซีมอสที่ทนแรงดันสูง และยังสามารถนำเสนอการคำนวณหาค่าความเหนี่ยวนำของขดลวดเหนี่ยวนำของแท็กและเครื่องอ่านรวมไปถึงค่าความยาวของรัศมี (ในกรณีที่มีลักษณะเป็นวงกลม) เพื่อที่จะทำให้ระยะการอ่านของระบบอาร์เอฟไอดีมีค่า

### 1.4 ทฤษฎีหรือแนวคิดที่ใช้ในการวิจัย

ในการออกแบบวงจรเพื่อให้ระยะการอ่านของระบบอาร์เอฟไอดีที่ทำงานในย่านความถี่ต่ำมีระยะไกลที่สุดนั้นพิสูจน์โดยใช้ทฤษฎีของอิมพีแดนซ์เสมือนของแท็กที่เกิดขึ้นที่เครื่องอ่าน (Transform transponder impedance :  $Z_T$ ) ซึ่งเป็นการสมมติให้อิมพีแดนซ์ของแท็กต่ออนุกรมอยู่กับขดลวดเหนี่ยวนำของเครื่องอ่านในกรณีที่มีแท็กเข้ามาอยู่ในระยะทำการของเครื่องอ่าน ซึ่งจากสมการของแรงดันที่ตกคร่อมวงจรเรโซแนนซ์ของเครื่องอ่านสามารถพิสูจน์ได้ว่า การที่แท็กไม่มีการจำกัดแรงดันหรือมีค่าโหลดสูงจะทำให้ค่าความแตกต่างของแรงดันที่รับได้ที่เครื่องอ่านซึ่งเกิดจากการมอดคูเลชันของแท็กนั้นมีค่าสูงขึ้นกว่าการที่แท็กมีการจำกัดแรงดัน ดังนั้นการออกแบบวงจรอนาล็อกส่วนหน้าของแท็กโดยใช้เทคโนโลยีซีมอสที่ทนแรงดันสูงจะทำให้ไม่จำเป็นต้องมีวงจรจำกัดแรงดันเพื่อป้องกันไม่ให้เกิดความเสียหายแก่วงจรภายใน ดังนั้นจึงทำให้ความแตกต่างของแรงดันดังกล่าวมีค่าสูง นอกจากนี้การออกแบบวงจรเรโซแนนซ์โดยที่มีการออกแบบให้ค่าความเหนี่ยวนำของขดลวดเหนี่ยวนำของทั้งเครื่องอ่านและแท็กมีค่าที่เหมาะสม (Optimum) ยังส่งผลให้ค่าความแตกต่างของแรงดันที่กล่าวมาแล้วมีค่าสูงขึ้นอีกด้วย ซึ่งค่าความแตกต่างของแรงดันที่รับได้ที่เครื่องอ่านที่มีค่าสูงขึ้นนี้สามารถทำให้ระยะการทำงานของระบบอาร์เอฟไอดีมีค่าสูงขึ้นได้และยังช่วยให้เครื่องอ่านสามารถอ่านข้อมูลที่ส่งมาจากแท็กได้ง่ายอีกด้วย

## 1.5 ขอบเขตการวิจัย

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ได้นำเสนอการออกแบบวงจรนาฬิกาส่วนหน้าของแท็กอาร์เอฟไอดีที่ทำงานในย่านความถี่ต่ำโดยเป็นแท็กแบบพาสซีฟ ซึ่งในการศึกษาจะประกอบด้วยหลักการทำงานของวงจรนาฬิกาส่วนหน้าในแต่ละวงจร สมการของการออกแบบแต่ละวงจรให้มีประสิทธิภาพ และมีการใช้กำลังงานที่ต่ำ

## 1.6 ขั้นตอนของการศึกษา

ขั้นตอนของการวิจัยจะเริ่มจากศึกษาความหมายของระบบอาร์เอฟไอดี หลักการทำงานของระบบอาร์เอฟไอดีส่วนประกอบต่างๆ ในระบบอาร์เอฟไอดี การสื่อสารข้อมูลของระบบอาร์เอฟไอดี การทำงานของระบบอาร์เอฟไอดีที่ทำงานในย่านความถี่ต่ำ ระยะการทำงานของระบบอาร์เอฟไอดีที่ทำงานในย่านความถี่ต่ำ โครงสร้างแท็กอาร์เอฟไอดีที่ทำงานในย่านความถี่ต่ำ และทำการออกแบบวงจรนาฬิกาส่วนหน้าของแท็กอาร์เอฟไอดีย่านความถี่สูงยิ่งยวดพาสซีฟ สุดท้ายจำลองผลการทำงานของวงจรนาฬิกาส่วนหน้าของแท็กอาร์เอฟไอดีที่ทำงานในย่านความถี่ต่ำที่ได้ทำการออกแบบ ซึ่งสามารถกล่าวถึงรายละเอียดในแต่ละบทต่อไปนี้

บทที่ 2 กล่าวถึง หลักการทำงานพื้นฐานของระบบอาร์เอฟไอดี ส่วนประกอบต่างๆ ในระบบอาร์เอฟไอดี ข้อแตกต่างของระบบอาร์เอฟไอดีที่ทำงานในย่านความถี่ต่างๆ การสื่อสารข้อมูลของระบบอาร์เอฟไอดี การทำงานของระบบอาร์เอฟไอดีที่ทำงานในย่านความถี่ต่ำ ส่วนประกอบต่างๆ ของวงจรนาฬิกาส่วนหน้าของแท็กอาร์เอฟไอดีที่ทำงานในย่านความถี่ต่ำ

บทที่ 3 กล่าวถึง ระยะการอ่านของระบบอาร์เอฟไอดีที่ทำงานในย่านความถี่ต่ำ การเพิ่มระยะการอ่านของระบบอาร์เอฟไอดีที่ทำงานในย่านความถี่ต่ำ การเพิ่มระยะการอ่านของระบบอาร์เอฟไอดีที่ทำงานในย่านความถี่ต่ำโดยการใช้ค่าความเหนี่ยวนำที่เหมาะสมของขดลวดเหนี่ยวนำของแท็ก และการเพิ่มระยะการอ่านของระบบอาร์เอฟไอดีที่ทำงานในย่านความถี่ต่ำโดยใช้แท็กที่ทนแรงดันสูง

บทที่ 4 กล่าวถึง หลักการทำงานของส่วนประกอบต่างๆ ของวงจรนาฬิกาส่วนหน้าของแท็กอาร์เอฟไอดีที่ทำงานในย่านความถี่ต่ำซึ่งประกอบไปด้วย วงจรเรโซแนนต์ วงจรเรียงกระแส วงจรรักษาระดับแรงดัน วงจรถอดสัญญาณนาฬิกา วงจรหารสัญญาณนาฬิกา วงจรสร้างกระแสอ้างอิง วงจรมอดูเลเตอร์ วงจรดีมอดูเลเตอร์

บทที่ 5 กล่าวถึง ผลการคำนวณและการจำลองการทำงานของวงจรนาฬิกาส่วนหน้าของแท็กที่ทนแรงดันสูงซึ่งใช้งานในระบบอาร์เอฟไอดีที่ทำงานในย่านความถี่ต่ำ ซึ่งประกอบไปด้วย ผลการจำลองการทำงานเปรียบเทียบระหว่างแท็กที่ทนแรงดันสูงกับแท็กแบบทั่วไปซึ่งแสดงให้เห็นว่าแท็กที่ทนแรงดันสูงสามารถทำงานได้ไกลกว่าแท็กแบบทั่วไป ผลการคำนวณและการจำลอง

การทำงานของวงจรเรโซแนนต์ ผลการจำลองการทำงานของวงจรรักษาระดับแรงดัน ผลการจำลอง  
การทำงานของวงจรถอดสัญญาณนาฬิกา ผลการจำลองการทำงานของวงจรหารสัญญาณนาฬิกา ผล  
การจำลองการทำงานของวงจรสร้างกระแสอ้างอิง ผลการจำลองการทำงานของวงจรมอดคูเลเตอร์  
และผลการจำลองการทำงานของวงจรดีมอดคูเลเตอร์

บทที่ 6 กล่าวถึง สรุปผลการวิจัย และข้อเสนอแนะ

## บทที่ 2

# ระบบอาร์เอฟไอดีที่ทำงานในย่านความถี่ต่ำ

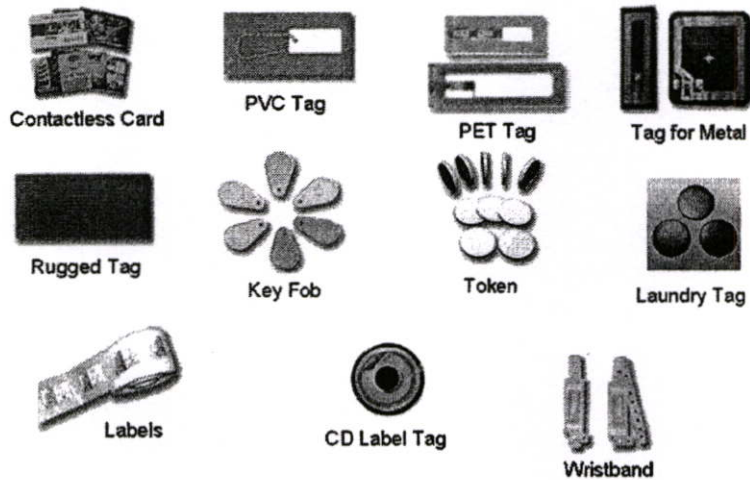
### 2.1 บทนำ

ระบบอาร์เอฟไอดีเป็นระบบที่ใช้ในการระบุ เจาะจงตัวบุคคล สัตว์หรือสิ่งของซึ่งระบบอาร์เอฟไอดีประกอบไปด้วยส่วนประกอบหลัก 3 ส่วนคือเครื่องอ่านอาร์เอฟไอดี (Reader) แท็กอาร์เอฟไอดี (Tag or Transponder) และเครื่องประมวลผล (Processor) ซึ่งในระบบอาร์เอฟไอดีนั้นแท็กจะเป็นอุปกรณ์ซึ่งทำหน้าที่ในการเก็บข้อมูล (Data) ในรูปของข้อมูลดิจิทัลซึ่งแสดงวัตถุที่ต้องการไว้และเครื่องอ่านจะทำหน้าที่ในการอ่านข้อมูลจากแท็ก โดยที่กระบวนการในการอ่านข้อมูลจากแท็กของเครื่องอ่านนั้นจะขึ้นอยู่กับลักษณะและความถี่ที่ใช้งานของระบบอาร์เอฟไอดี จากนั้นข้อมูลที่อ่านได้จะถูกส่งต่อไปที่เครื่องประมวลผลซึ่งต่ออยู่กับเครื่องอ่านเพื่อทำการประมวลผลและประยุกต์ใช้ต่อไป ระบบอาร์เอฟไอดีนั้นสามารถแบ่งแยกออกเป็นหลายชนิดขึ้นอยู่กับลักษณะการสื่อสาร ความถี่ที่ใช้เป็นคลื่นพาห้ของระบบอาร์เอฟไอดี ระยะเวลาการทำงานของระบบอาร์เอฟไอดี การใช้พลังงานของแท็ก ชนิดของแท็ก ซึ่งในบทนี้จะกล่าวถึงการจำแนกระบบอาร์เอฟไอดี ระบบอาร์เอฟไอดีที่ใช้ความถี่ต่ำ การทำงานของระบบอาร์เอฟไอดีที่ทำงานในย่านความถี่ต่ำ แท็กอาร์เอฟไอดีที่ทำงานในย่านความถี่ต่ำ

### 2.2 ส่วนประกอบของระบบอาร์เอฟไอดี

#### 2.2.1 อาร์เอฟไอดีแท็ก (Tag or Transponder)

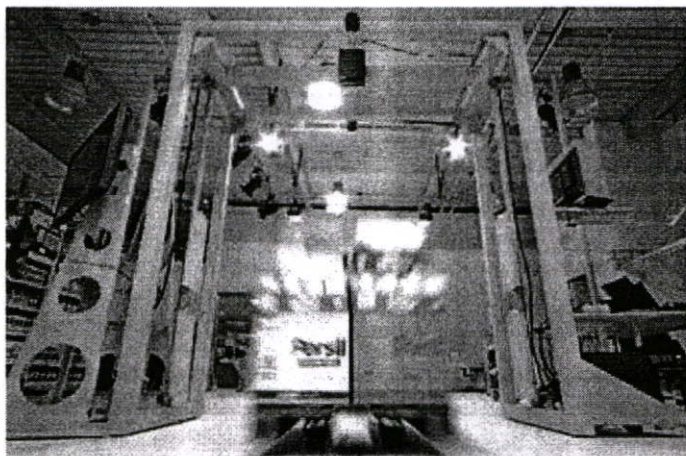
แท็กเป็นอุปกรณ์ชนิดเครื่องรับ-ส่งสัญญาณวิทยุ (Transceiver) ซึ่งถูกออกแบบมาให้รับสัญญาณคลื่นวิทยุที่ความถี่ค่าหนึ่งแล้วส่งข้อมูลตอบกลับโดยอัตโนมัติ โดยที่การส่งข้อมูลกลับไปนั้นอาจอยู่ในรูปของข้อมูล 1 บิตหรืออาจจะเป็นข้อมูลในรูปของชุดข้อมูลหรือตัวเลข นอกจากนั้นอาจมีการใช้เทคโนโลยีขั้นสูงเพื่อทำการเข้ารหัสเพื่อป้องกันการโจรกรรมข้อมูลที่ต้องการจะส่งกลับไปที่เครื่องอ่าน โดยทั่วไปแท็กจะประกอบไปด้วยหน่วยความจำ สายอากาศ ส่วนจ่ายพลังงานและส่วนควบคุมการสื่อสารข้อมูล [3] ในส่วนของรูปร่างนั้นแท็กอาจมีรูปร่างได้หลายแบบขึ้นอยู่กับนำไปใช้งาน โดยอาจมีรูปร่างเหมือนบัตรเครดิตในการใช้งานทั่วไป หรือเล็กขนาดไส้ดินสอยาวเพียง 10 มิลลิเมตร เพื่อฝังเข้าไปใต้ผิวหนังสัตว์ในกรณีนำไปใช้ในงานปศุสัตว์ หรืออาจมีขนาดใหญ่มากสำหรับแท็กที่ใช้ติดกับเครื่องจักรขณะทำการขนส่ง แท็กอาจนำไปติดไว้กับสินค้าในร้านค้าปลีกทั่วไปเพื่อป้องกันขโมยได้อีกด้วย



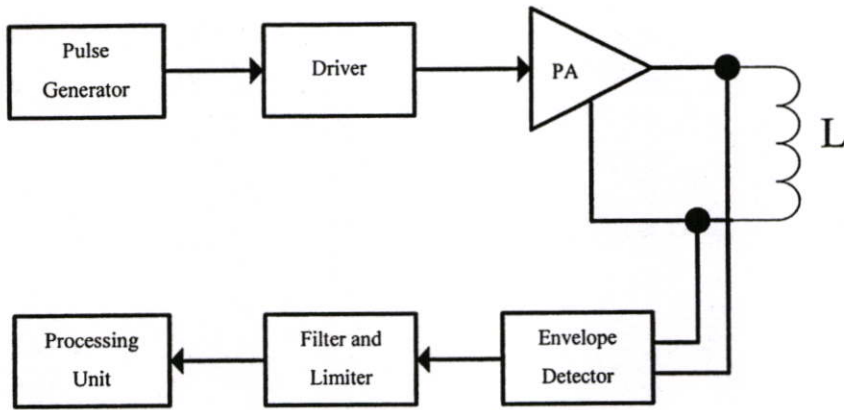
รูปที่ 2.1 ตัวอย่างของแท็กในระบบอาร์เอฟไอดีที่ใช้งานในปัจจุบัน

### 2.2.2 เครื่องอ่านอาร์เอฟไอดี (Reader)

เครื่องอ่านอาร์เอฟไอดีในทางเทคนิคนั้นมีลักษณะเป็นเครื่องรับส่งสัญญาณวิทยุ เช่นเดียวกับแท็ก แต่การที่โดยปรกติแล้วเครื่องอ่านจะทำหน้าที่ในการตรวจสอบการมีอยู่ของแท็ก ในระยะทำการของเครื่องอ่านแล้วรับข้อมูลจากแท็กกลับมาจึงทำให้ถูกเรียกว่าเครื่องอ่านอาร์เอฟไอดี ส่วนประกอบที่สำคัญส่วนหนึ่งของเครื่องอ่านคือสายอากาศ ในระบบที่เครื่องอ่านมีขนาดเล็ก สายอากาศมักจะรวมอยู่กับตัวเครื่องอ่าน แต่ในระบบที่มีขนาดใหญ่สายอากาศมักจะถูกแยกออกมาจากเครื่องอ่าน ส่วนประกอบอื่นของเครื่องอ่านจะประกอบด้วยส่วนการเชื่อมต่อผ่านมาตรฐาน RS-232 หรือ USB ส่วนจ่ายพลังงานหรือแบตเตอรี่และส่วนควบคุมการสื่อสารข้อมูล เมื่อเครื่องอ่านมีการอ่านข้อมูลจากแท็กเรียบร้อยแล้วอาจจะมีการเก็บและบันทึกข้อมูลที่ตัวของเครื่องอ่านเอง หรืออาจจะมีการส่งข้อมูลไปที่เครื่องประมวลผลอื่นที่ต่อกันอยู่ด้วยมาตรฐานค่านบน [3]



รูปที่ 2.2 ตัวอย่างของเครื่องอ่านในระบบอาร์เอฟไอดีที่ใช้งานในปัจจุบัน



รูปที่ 2.3 โครงสร้างของเครื่องอ่าน

### 2.2.3 ส่วนประมวลผล (Processor)

เครื่องประมวลผลหรือ โปรแกรมในการประมวลผลมีหน้าที่ในการจัดการกับเครื่องอ่าน และข้อมูลที่ถูส่งมาจากเครื่องอ่าน หลังจากนั้นส่วนประมวลผลจะนำข้อมูลที่ได้รับมาไปใช้ประมวลผลให้ได้ผลลัพธ์ไปใช้ในการนำไปประยุกต์ใช้งานต่อไป

## 2.3 การจำแนกระบบอาร์เอฟไอดี

ระบบอาร์เอฟไอดีนั้นมีการจำแนกระบบได้เป็นหลายชนิดตามเกณฑ์ของการแบ่งดังนี้

### 2.3.1 แบ่งตามความถี่ของคลื่นพาห์ของระบบอาร์เอฟไอดี [4]

#### 2.3.1.1 ความถี่ต่ำ (Low Frequency)

ความถี่ของระบบอาร์เอฟไอดีที่ทำงานในย่านความถี่ต่ำนั้นจะมีความถี่ของคลื่นพาห์อยู่ในช่วง 100 – 500 กิโลเฮิร์ตซ์ โดยมีระยะการอ่านอยู่ในระยะใกล้ถึงปานกลาง ความเร็วในการอ่านต่ำ ราคาถูก ส่วนใหญ่มีการนำไปประยุกต์ใช้กับการควบคุมการเข้าออกประตู การชี้ตัวคนหรือสัตว์และการควบคุมบัญชีสินค้า

#### 2.3.1.2 ความถี่สูง (High Frequency)

ความถี่ของระบบอาร์เอฟไอดีที่ทำงานในย่านความถี่สูงนั้นจะมีความถี่ของคลื่นพาห์อยู่ในช่วง 10 - 15 เมกกะเฮิร์ตซ์ โดยมีระยะการอ่านอยู่ในระยะใกล้ถึงปานกลาง ความเร็วในการอ่านปานกลาง ราคาไม่แพงมาก ส่วนใหญ่มีการนำไปประยุกต์ใช้กับการควบคุมการเข้าออกและสมาร์ตการ์ด

#### 2.3.1.3 ความถี่สูงยิ่งยวด (Ultra High Frequency)

ความถี่ของระบบอาร์เอฟไอดีที่ทำงานในย่านความถี่สูงยิ่งยวดนั้นจะมีความถี่ของคลื่นพาห์อยู่ในช่วง 850 - 950 เมกกะเฮิร์ตซ์ โดยมีระยะการอ่านอยู่ในระยะไกล และตรงในแนว

สายคา ความเร็วในการอ่านสูงและราคาแพง ส่วนใหญ่มีการนำไปประยุกต์ใช้กับการติดตามคูตู  
รถไฟขนส่ง ระบบค่านเก็บเงินทางหลวง

#### 2.3.1.4 ความถี่ไมโครเวฟ (Microwave)

ความถี่ของระบบอาร์เอฟไอดีที่ทำงานในย่านความถี่สูงยิ่งยวดนั้นจะมีความถี่ของ  
คลื่นพาห้อยู่ในช่วง 2.4 – 5.8 กิโลเฮิร์ตซ์ ซึ่งมีลักษณะการทำงานคล้ายกับความถี่สูงยิ่งยวดแต่มี  
ระยะการอ่านที่ไกลกว่า

ตารางที่ 2.1 ความถี่ที่มีการใช้งานระบบอาร์เอฟไอดีในประเทศต่างๆ [5]

ประเทศ	ความถี่ต่ำ	ความถี่สูง	ความถี่สูงยิ่งยวด	ไมโครเวฟ
อเมริกา	125 kHz 134 kHz	13.56 MHz	902 – 928 MHz	2.40 – 2.48 GHz 5.72–5.85 GHz
ยุโรป	125 kHz 134 kHz	13.56 MHz	868 – 870 MHz	2.45 GHz
จีน	125 kHz 134 kHz	13.56 MHz	-	-
อินเดีย	125 kHz 134 kHz	-	865 – 867 MHz	2.40 GHz
ญี่ปุ่น	125 kHz 134 kHz	13.56 MHz	950 – 956 MHz	2.45 GHz
สิงคโปร์	125 kHz 134 kHz	13.56 MHz	923 – 925 MHz	2.45 GHz

#### 2.3.2 แบ่งตามการส่งพลังงานและข้อมูลระหว่างเครื่องอ่านและแท็ก [6]

##### 2.3.2.1 การสื่อสารข้อมูลแบบ Half Duplex

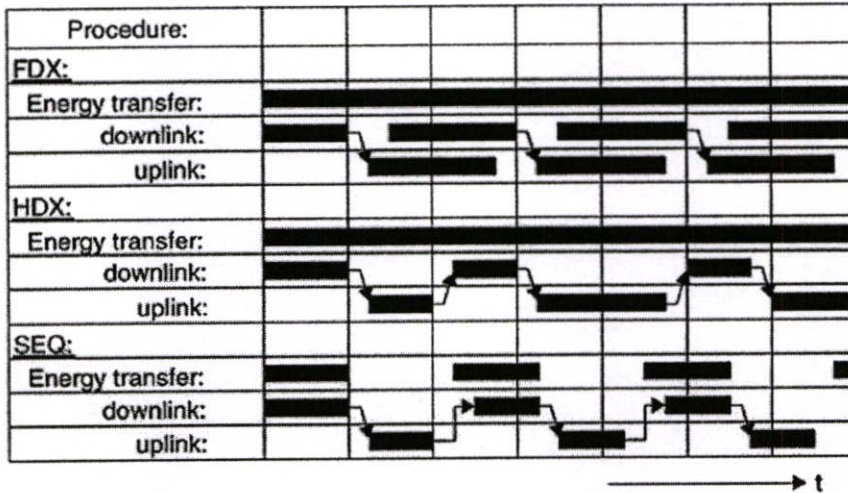
การส่งพลังงานจากเครื่องอ่านไปที่แท็กในการส่งแบบ Half Duplex นั้นจะมีการ  
ส่งพลังงานตลอดเวลา ส่วนการส่งข้อมูลนั้นข้อมูลที่ข้อมูลจากเครื่องอ่านไปที่แท็กและข้อมูลจาก  
แท็กไปที่เครื่องอ่านจะไม่สามารถส่งพร้อมกันได้แต่จะมีการส่งสลับกัน

##### 2.3.2.2 การสื่อสารข้อมูลแบบ Full Duplex

การส่งพลังงานจากเครื่องอ่านไปที่แท็กในการส่งแบบ Full Duplex นั้นจะมีการส่ง  
พลังงานตลอดเวลา ส่วนการส่งข้อมูลนั้นข้อมูลจากเครื่องอ่าน ไปที่แท็กและข้อมูลจากแท็กไปที่  
เครื่องอ่านสามารถส่งพร้อมกันได้

### 2.3.2.3 การสื่อสารข้อมูลแบบ Sequential

การส่งพลังงานจากเครื่องอ่านไปที่แท็กในการส่งแบบ Sequential นั้นจะมีการส่งพลังงานแบบเป็นช่วงเวลาพร้อมกันกับข้อมูลจากเครื่องอ่านไปที่แท็ก โดยที่แท็กจะทำการสะสมพลังงานที่ส่งมาจากเครื่องอ่านไว้ เมื่อเครื่องอ่านหยุดส่งพลังงานแท็กจะนำเอาพลังงานที่สะสมไว้มาใช้ในการส่งข้อมูลจากแท็กกลับไปเครื่องอ่าน



รูปที่ 2.4 การส่งพลังงานและข้อมูลของระบบอาร์เอฟไอดี

### 2.3.3 แบ่งตามการเก็บข้อมูลของแท็ก [6]

#### 2.3.3.1 แท็กแบบ 1 บิต (1 Bit Transponder)

แท็กแบบ 1 บิตนั้นจะเป็นแท็กที่มีการบรรจุข้อมูลที่น้อยที่สุด โดยที่มีการแปลความหมายของข้อมูลของแท็กได้เพียงสองความหมายเท่านั้นคือ “1” คือมีแท็กอยู่ในระยะทำการของเครื่องอ่าน และ “0” คือไม่มีแท็กอยู่ในระยะทำการของเครื่องอ่าน ซึ่งถึงแม้ว่าแท็กแบบ 1 บิตนั้นจะมีการบรรจุข้อมูลที่น้อยแต่ก็มีความนิยมในการใช้งานอย่างมากเช่นการใช้ในระบบป้องกันขโมยในห้างสรรพสินค้าหรือห้องสมุด ซึ่งกระบวนการอ่านของข้อมูลของระบบอาร์เอฟไอดีที่ใช้แท็กแบบ 1 บิตสามารถแบ่งออกได้หลายแบบคือ

##### 2.3.3.1.1 การใช้คลื่นความถี่วิทยุ (Radio Frequency)

การใช้งานระบบอาร์เอฟไอดีในย่านความถี่วิทยุนั้นสามารถใช้ทฤษฎีการสั่นพ้อง (Resonance) ของวงจรเรโซแนนซ์ได้ โดยที่หลักการคือเมื่อวงจรเรโซแนนซ์ถูกนำเข้ามาในระยะทำการของเครื่องอ่าน พลังงานจากคลื่นวิทยุที่ส่งออกมาจากเครื่องอ่านจะถูกเหนี่ยวนำโดยวงจรเรโซแนนซ์ตามกฎของฟาราเดย์ โดยที่ถ้าความถี่ที่ส่งออกมาจากเครื่องอ่านนั้นตรงกันกับความถี่เรโซแนนซ์ของวงจรเรโซแนนซ์ก็จะมีกระแสไหลในทิศทางที่กระแสของแท็กนั้นจะทำให้

เกิดสนามแม่เหล็กที่มีทิศทางตรงข้ามกับสนามแม่เหล็กที่ส่งออกมาจากเครื่องอ่าน ทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงแรงดันที่ตัวส่ง ซึ่งการเปลี่ยนแปลงนี้จะเป็นการบอกให้รู้ว่ามิแท็กเข้ามาอยู่ในระยะทำการแล้ว

#### 2.3.3.1.2 การใช้คลื่นไมโครเวฟ (Microwave)

การใช้งานระบบอาร์เอฟไอดีแบบ 1 บิต ในย่านไมโครเวฟนั้นใช้ความรู้ในเรื่องของการสร้างความถี่ฮาร์โมนิกส์ของอุปกรณ์ที่ไม่เป็นเชิงเส้น โดยที่ไดโอดเป็นอุปกรณ์ที่ไม่เป็นเชิงเส้นที่เหมาะสมในการนำมาใช้เพื่อสร้างฮาร์โมนิกส์รอง โดยที่หลักการคือนำไดโอดมาต่อกับเสาอากาศแบบไดโพล เมื่อสายอากาศที่แท็กได้รับสัญญาณจากเครื่องอ่านแล้วก็ส่งต่อไปที่ไดโอดซึ่งด้วยความไม่เป็นเชิงเส้นของไดโอดก็จะทำให้เกิดความถี่ฮาร์โมนิกส์รองขึ้นมาแล้วมีการส่งกลับออกไป เมื่อ Reader ได้รับสัญญาณความถี่ที่เป็นฮาร์โมนิกส์รองก็จะตรวจจับ

#### 2.3.3.1.3 การใช้การหารความถี่ (Frequency Divider)

หลักการของการหารความถี่นั้นจะคล้ายกับไมโครเวฟ โดยที่สัญญาณที่ถูกส่งออกมาจากเครื่องอ่านนั้นจะได้รับการหารความถี่โดยวงจรที่อยู่ในแท็กแล้วทำการส่งกลับไปที่เครื่องอ่านอีกครั้ง ซึ่งวิธีการนี้เป็นการป้องกันการรับค่าที่ไม่ถูกต้องของเครื่องอ่านและสัญญาณรบกวนจะถูกแบ่งแยกออกจากสัญญาณจริงโดยสิ้นเชิง

#### 2.3.3.1.4 การใช้คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า (Electromagnetic Type)

การใช้งานคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้านั้นจะใช้สนามแม่เหล็กความเข้มสูงที่ความถี่ต่ำส่งไปที่แท็กที่บรรจุแผ่น โลหะอะมอร์ฟัส (Amorphous) ซึ่งแผ่นโลหะนี้จะทำให้เกิดความถี่ฮาร์โมนิกของความถี่ที่ได้รับจากเครื่องอ่านขึ้น เครื่องอ่านจะทำการตรวจจับความถี่ฮาร์โมนิกที่เกิดขึ้นเพื่อตรวจว่ามีแท็กอยู่ในระยะทำการหรือไม่

#### 2.3.3.1.5 การใช้สัญญาณอคูสโตแมกเนติก (Acustomagnetic)

อคูสโตแมกเนติกจะใช้ประโยชน์ในเรื่องของสารเฟอร์โรแมกเนติก (Ferromagnetic) ที่จะมีการเปลี่ยนแปลงความยาวเล็กน้อยภายใต้อิทธิพลของสนามแม่เหล็ก โดยที่ปรากฏการณ์นี้ถูกเรียกว่า Menetostriktion การที่สารเฟอร์โรแมกเนติก มีการเปลี่ยนแปลงทางความยาวนั้นเป็นการก่อให้เกิดการออสซิลเลท (Oscillation) ที่ความถี่เรโซแนนซ์ของสารเฟอร์โรแมกเนติก ถ้าเราเปิดและปิดสัญญาณที่ส่งออกมาจากเครื่องอ่านสลับกันเรื่อยๆก็จะเกิดการออสซิลเลทของแท็กอย่างต่อเนื่องซึ่งความถี่ที่ส่งออกมานี้สามารถตรวจจับได้โดยเครื่องอ่าน

#### 2.3.3.2 แท็กแบบหลายบิต (n bit Transponder)

แท็กแบบหลายบิตคือแท็กที่มีหน่วยความจำภายในเพื่อใช้ในการเก็บข้อมูลดิจิทัลที่แสดงถึงข้อมูลของวัตถุที่แท็กเป็นตัวแทน

## 2.3.4 แบ่งตามแหล่งจ่ายพลังงานของแท็ก [7], [8]

### 2.3.4.1 แท็กที่ไม่มีแหล่งจ่ายพลังงานภายใน (Passive)

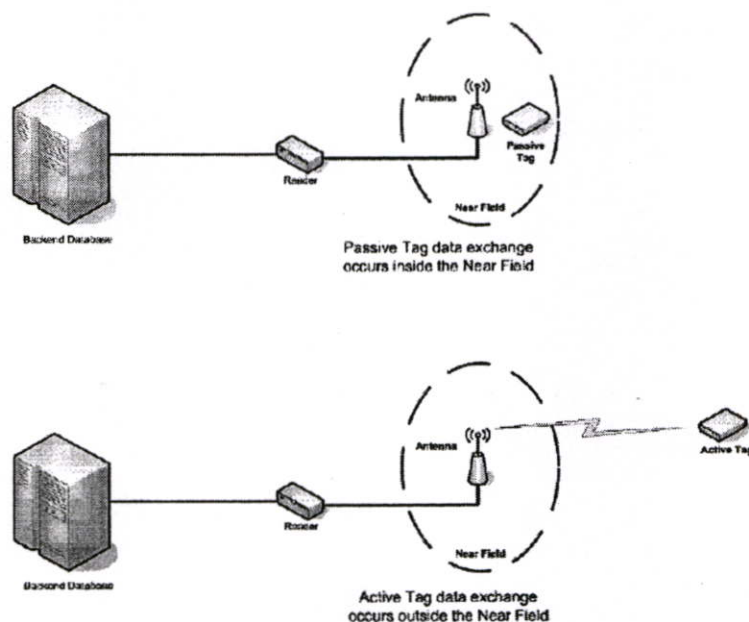
แท็กแบบพาสซีฟจะไม่มีแบตเตอรี่อยู่ภายใน แต่จะทำงานโดยอาศัยพลังงานที่เกิดจากการส่งพลังงานของเครื่องอ่านเพื่อใช้ในการประมวลผลและส่งข้อมูลกลับไปเครื่องอ่าน ข้อดีของแท็กชนิดพาสซีฟคือมีน้ำหนักเบา ราคาถูกและมีอายุการใช้งานไม่จำกัด แต่ข้อเสียก็คือระยะการรับส่งข้อมูลใกล้เนื่องจากการที่ต้องอยู่ในระยะการส่งพลังงานของเครื่องอ่าน และตัวอ่านข้อมูลจะต้องมีความไวสูง

### 2.3.4.2 แท็กที่มีแหล่งจ่ายพลังงานภายใน (Active)

แท็กชนิดนี้จะมีแบตเตอรี่อยู่ภายในเพื่อจ่ายพลังงานให้แท็กทั้งในด้านการทำงานและการส่งข้อมูลกลับไปเครื่องอ่าน แต่การที่ต้องใช้แบตเตอรี่จึงทำให้แท็กชนิดเอกทีฟมีอายุการใช้งานจำกัดตามอายุของแบตเตอรี่ เมื่อแบตเตอรี่หมดก็ต้องนำแท็กไปทิ้งไม่สามารถนำกลับมาใช้ใหม่ได้ แท็กชนิดเอกทีฟนี้จะมีกำลังส่งสูงและระยะการรับส่งข้อมูลไกลกว่าแท็กชนิดพาสซีฟ นอกจากนี้ยังทำงานในบริเวณที่มีสัญญาณรบกวนได้ดี

### 2.3.4.3 แท็กแบบกึ่งพาสซีฟ (Semi Passive)

แท็กแบบกึ่งพาสซีฟนี้จะมีลักษณะคล้ายกับแท็กแบบเอกทีฟ โดยที่จะมีแบตเตอรี่ภายในเพื่อจ่ายพลังงานให้กับแท็ก แต่แบตเตอรี่ดังกล่าวจะจ่ายพลังงานให้แท็กเพียงอย่างเดียวไม่ช่วยจ่ายพลังงานให้กับการส่งข้อมูลกลับไปเครื่องอ่าน ซึ่งการส่งข้อมูลกลับไปเครื่องอ่านนั้นจะใช้การสะท้อนสัญญาณที่ถูกส่งมาจากเครื่องอ่านกลับไป



รูปที่ 2.5 ความแตกต่างระหว่างแท็กแบบที่ไม่มีและมีแหล่งจ่ายพลังงานภายใน

## 2.4 ระบบอาร์เอฟไอดีที่ทำงานในย่านความถี่ต่ำ

ระบบอาร์เอฟไอดีที่ทำงานในย่านความถี่ต่ำนั้นจะมีความถี่ของคลื่นพาห้ที่นิยมใช้กันมากที่สุด อยู่ที่ 125 กิโลเฮิร์ตซ์ ซึ่งงานที่นิยมนำเอาระบบอาร์เอฟไอดีชนิดนี้ไปประยุกต์ใช้เช่นระบบการผ่านประตู ระบบการป้องกันขโมยและระบบการฝังอุปกรณ์วัดค่าหรือติดตามตัวเข้าไปที่คนหรือสัตว์ ซึ่งข้อดีของระบบอาร์เอฟไอดีที่ทำงานในย่านความถี่ต่ำคือความสามารถในการทะลุทะลวงผ่านสิ่งกีดขวางเนื่องจากความยาวคลื่นที่สูงกว่าแบบอื่นๆ อีกทั้งยังมีราคาที่ถูกอีกด้วย

### 2.4.1 การทำงานของระบบอาร์เอฟไอดีที่ทำงานในย่านความถี่ต่ำ

#### 2.4.1.1 การส่งกำลังงานไปให้กับแท็กแบบพาสซีฟ

แท็กส่วนใหญ่ของระบบอาร์เอฟไอดีที่ทำงานในย่านความถี่ต่ำจะแท็กแบบที่ไม่มีแหล่งจ่ายพลังงานในตัวเองหรือเรียกอีกอย่างว่าแท็กแบบพาสซีฟ พลังงานที่ใช้ในแท็กจึงจะต้องมาจากเครื่องอ่านเท่านั้น ดังนั้นกระบวนการส่งกำลังงานจากเครื่องอ่านไปที่แท็กจะเริ่มจากขดลวดเหนี่ยวนำของเครื่องอ่านจะสร้างสนามแม่เหล็กที่มีความเข้มสูง ซึ่งจะทะลุผ่านด้านในและรอบๆ ขดลวดเหนี่ยวนำของเครื่องอ่าน ถ้าสนามแม่เหล็กที่ถูกส่งออกมาจากขดลวดเหนี่ยวนำของเครื่องอ่านเคลื่อนผ่านขดลวดเหนี่ยวนำของแท็กซึ่งอยู่ห่างออกมาจากเครื่องอ่านจะมีการเหนี่ยวนำแรงดันเกิดขึ้นที่ขดลวดเหนี่ยวนำของแท็ก จากนั้นแรงดันที่ได้จะถูกนำไปใช้เป็นไฟเลี้ยงให้กับแท็กต่อไป นอกจากนี้ที่ขดลวดเหนี่ยวนำของแท็กยังมีการต่อตัวเก็บประจุขนานกับขดลวดเหนี่ยวนำ เพื่อสร้างเป็นวงจรเรโซแนนซ์ โดยที่ค่าของตัวเก็บประจุนั้นจะมีการคำนวณให้มีความถี่เรโซแนนซ์ตรงกันกับความถี่ที่ส่งออกมาจากเครื่องอ่าน โดยวงจรเรโซแนนซ์ที่แท็กจะทำให้แรงดันที่เหนี่ยวนำได้มีค่าสูงมากขึ้นตามหลักการเรโซแนนซ์ เช่นเดียวกันกับที่ขดลวดเหนี่ยวนำของเครื่องอ่านก็จะมีการต่อตัวเก็บประจุแบบอนุกรมกับขดลวดเหนี่ยวนำโดยค่าของตัวเก็บประจุจะถูกคำนวณให้เมื่อต่อกับขดลวดเหนี่ยวนำแล้วทำให้ความถี่เรโซแนนซ์มีค่าตรงกับความถี่ของคลื่นพาห้ วงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรมของเครื่องอ่านนั้นจะทำให้กระแสที่ไหลผ่านขดลวดเหนี่ยวนำมีค่าสูงขึ้นตามหลักการเรโซแนนซ์เพื่อให้สนามแม่เหล็กที่ได้สามารถส่งไปถึงแท็กที่อยู่ไกลออกไปได้

#### 2.4.1.2 การส่งข้อมูลจากแท็กกลับไปเครื่องอ่าน

การเหนี่ยวนำสนามแม่เหล็กของระบบอาร์เอฟไอดีที่ทำงานในย่านความถี่ต่ำสามารถเปรียบได้กับการเหนี่ยวนำของหม้อแปลงระหว่างฝั่งปฐมภูมิคือเครื่องอ่านและฝั่งทุติยภูมิคือแท็ก ถ้าแท็กถูกวางไว้ในสนามแม่เหล็กของเครื่องอ่าน แท็กจะได้รับพลังงานจากการเหนี่ยวนำสนามแม่เหล็กของเครื่องอ่าน เครื่องอ่านจะสามารถตรวจจับการมีอยู่ของแท็กในระยะทำการของตัวเองได้จากทฤษฎีอิมพีแดนซ์เสมือน (Transform transponder impedance)  $Z_T$  ของแท็กที่จะต่ออนุกรมอยู่กับขดลวดเหนี่ยวนำของเครื่องอ่าน ถ้าอิมพีแดนซ์  $Z_T$  ของแท็กที่ปรากฏที่เครื่องอ่านมีการเปลี่ยนแปลงจะทำให้แรงดันที่ขดลวดเหนี่ยวนำของเครื่องอ่านมีการเปลี่ยนแปลง รูปแบบนี้เป็น

รูปแบบของการส่งข้อมูลจากแท็กกลับไปเครื่องอ่านที่อยู่ห่างจากกัน โดยที่ถ้าโหลดของแท็กถูกควบคุมโดยข้อมูลดิจิทัล การที่โหลดมีการเปลี่ยนแปลงทำให้แรงดันที่เครื่องอ่านเปลี่ยนแปลงเป็นเหตุให้สามารถรับข้อมูลจากแท็กได้ถูกเรียกว่าการมอดูเลตแบบโหลด (Load modulation)

**2.4.2 ทฤษฎีและการคำนวณที่เกี่ยวข้องกับระบบอาร์เอฟไอดีที่ทำงานในย่านความถี่ต่ำ**  
ระบบอาร์เอฟไอดีที่ทำงานในย่านความถี่ต่ำนั้นจะใช้หลักการของการเหนี่ยวนำสนามแม่เหล็ก ดังนั้นทฤษฎีพื้นฐานของสนามแม่เหล็กจึงมีความสำคัญ

#### 2.4.2.1 สนามแม่เหล็ก

##### 2.4.2.1.1 ความเข้มของสนามแม่เหล็ก (Magnetic field strength)

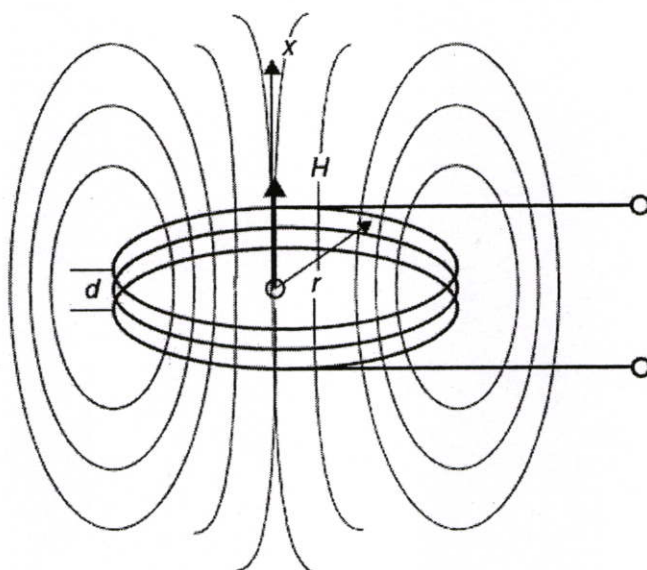
แอมแปริจของสนามแม่เหล็กนั้นสามารถแสดงได้ในเทอมของความเข้มของสนามแม่เหล็ก (H) โดยที่ค่าความเข้มของสนามแม่เหล็กสามารถคำนวณได้จาก

$$\sum I = \oint \vec{H} \cdot d\vec{s} \quad (2.1)$$

และค่าความเข้มสนามแม่เหล็กรอบตัวนำที่มีลักษณะเป็นเส้นตรงที่ระยะทาง  $r$  ห่างจากตัวนำสามารถคำนวณได้จาก

$$H = \frac{1}{2\pi r} \quad (2.2)$$

สำหรับทิศทางของสนามแม่เหล็กที่เกิดจากตัวนำที่เป็นวงกลมซึ่งใช้เป็นขดลวดเหนี่ยวนำของระบบอาร์เอฟไอดีที่ทำงานในย่านความถี่ต่ำจะมีลักษณะดังรูป



รูปที่ 2.6 การแผ่สนามแม่เหล็กของขดลวดเหนี่ยวนำ

จากรูปเราสามารถกำหนดหาความเข้มของสนามแม่เหล็กที่ระยะทางห่างออกไปจากจุดศูนย์กลางของขดลวดเหนี่ยวนำในแนวแกน x ได้จากสูตร

$$H = \frac{I \cdot N \cdot R^2}{2\sqrt{(R^2 + x^2)^3}} \quad (2.4)$$

โดยที่

N คือจำนวนรอบของขดลวดเหนี่ยวนำ

R คือรัศมีของขดลวดเหนี่ยวนำ

x คือระยะจากขดลวดเหนี่ยวนำไปในทิศทางแนวแกน x

d คือความหนาของขดลวดเหนี่ยวนำ

ซึ่งจากสมการที่ (2.4) จะเห็นว่าที่ระยะห่างจากขดลวดเหนี่ยวนำ x ที่เพิ่มขึ้นจะทำให้ความเข้มของสนามแม่เหล็กที่จุดนั้นมีค่าลดลง

#### 2.4.2.1.2 เส้นแรงแม่เหล็กและความหนาแน่นของเส้นแรงแม่เหล็ก (Magnetic flux and Magnetic flux density)

เส้นแรงแม่เหล็ก ( $\phi$ ) เป็นเส้นที่คล้ายกับสิ่งที่นำพาสนามแม่เหล็ก โดยที่ถ้ามีเส้นแรงแม่เหล็กที่นั่นก็จะมีสนามแม่เหล็ก ซึ่งจำนวนของเส้นแรงแม่เหล็กสามารถคำนวณได้จาก

$$\phi = B \times A \quad (2.5)$$

## สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

โดยที่

$B$  คือค่าความหนาแน่นของเส้นแรงแม่เหล็กต่อหนึ่งหน่วยพื้นที่

$A$  คือพื้นที่ที่ตั้งฉากกับทิศทางของสนามแม่เหล็ก

ส่วนค่าความหนาแน่นของเส้นแรงแม่เหล็กนั้นเป็นค่าที่ขึ้นกับชนิดของตัวกลางและความเข้มของสนามแม่เหล็กสามารถคำนวณได้จาก

$$B = \mu_0 \mu_r H \quad (2.6)$$

โดยที่

$\mu_0$  คือค่าความซึมซาบ (Permeability) ของสนามแม่เหล็กในตัวกลางสูญญากาศมีค่าเท่ากับ

$$4\pi \times 10^{-7} \text{ เฮนรีต่อเมตร}$$

$\mu_r$  คือค่าความนำทางแม่เหล็กสัมพัทธ์ของตัวกลาง

### 2.4.2.2 ความเหนี่ยวนำของขดลวดเหนี่ยวนำ (Inductance)

สนามแม่เหล็กนั้นจะเกิดขึ้นเมื่อมีกระแสไหลผ่านตัวนำทุกชนิด โดยถ้าเป็นตัวนำที่มีลักษณะเป็นวงกลมมีจำนวนรอบ  $N$  รอบและมีพื้นที่หน้าตัด  $A$  และมีกระแสไหลผ่าน  $I$  ผลรวมของเส้นแรงแม่เหล็กจะทำให้เกิดฟลักซ์แม่เหล็กหรือคือปริมาณของเส้นแรงแม่เหล็ก ซึ่งสามารถคำนวณได้จาก

$$\Psi = \sum_N \phi_N = N \cdot \phi = N \cdot \mu \cdot H \cdot A \quad (2.7)$$

ซึ่งค่าความเหนี่ยวนำของตัวนำดังกล่าวสามารถคำนวณได้จาก

$$L = \frac{\Psi}{I} = \frac{N \cdot \Psi}{I} = \frac{N \cdot \mu \cdot H \cdot A}{I} \quad (2.8)$$

ถ้าในกรณีที่สมมติให้เส้นผ่านศูนย์กลางของเส้นลวดที่นำมาพันเป็นขดลวดเหนี่ยวนำนั้นมีขนาดเล็กกว่าเส้นผ่านศูนย์กลางของขดลวดเหนี่ยวนำมาก ค่าความเหนี่ยวนำของตัวเหนี่ยวนำสามารถคำนวณได้จาก

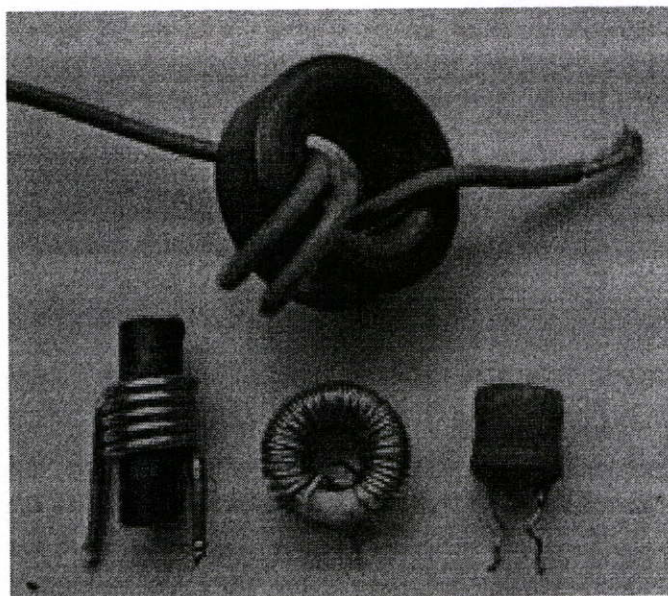
$$L_2 = N_2^2 \cdot \mu_0 \cdot R \cdot \ln\left(\frac{2R}{d}\right) \quad (2.9)$$

โดยที่

$N_2$  คือจำนวนรอบของขดลวดเหนี่ยวนำ (รอบ)

R คือรัศมีของขดลวดเหนี่ยวนำ (เมตร)

d คือเส้นผ่านศูนย์กลางของเส้นลวดที่นำมาใช้พันขดลวด (เมตร)



รูปที่ 2.7 ขดลวดเหนี่ยวนำที่มีแบบต่างๆ

รูปที่ 2.7 เป็นตัวอย่างของการพันขดลวดเหนี่ยวนำซึ่งมีทั้งแกนที่ไม่ได้เป็นสารแม่เหล็กและแกนที่เป็นสารแม่เหล็กชั่วคราวเช่นแกนเฟอร์ไรต์

#### 2.4.2.3 ความเหนี่ยวนำร่วม (Mutual inductance)

ถ้าขดลวดเหนี่ยวนำตัวที่สองอยู่ในระยะใกล้กับขดลวดเหนี่ยวนำตัวที่หนึ่ง ถ้ามีกระแสไหลในขดลวดเหนี่ยวนำตัวที่หนึ่งก็จะเกิดสนามแม่เหล็กขึ้นที่ขดลวดเหนี่ยวนำตัวที่หนึ่ง ซึ่งเส้นแรงแม่เหล็กที่เกิดขึ้นบางส่วนจะมีการคล้องผ่านไปขดลวดเหนี่ยวนำตัวที่สอง ทำให้เกิดกระแสเหนี่ยวนำขึ้นที่ขดลวดเหนี่ยวนำตัวที่สอง จึงสรุปได้ว่าขดลวดเหนี่ยวนำทั้งสองถูกเชื่อมโยงเข้าหากันโดยเส้นแรงแม่เหล็กที่คล้องผ่าน ซึ่งค่าความเหนี่ยวนำร่วมของขดลวดเหนี่ยวนำตัวที่สอง ซึ่งเป็นผลจากขดลวดเหนี่ยวนำตัวที่หนึ่งสามารถคำนวณได้จาก

$$M_{21} = \frac{\Psi_{21}(I_1)}{I_1} = \oint_{A_2} \frac{B_2(I_1)}{I_1} \cdot dA_2 \quad (2.10)$$

โดยที่

$\Psi_{21}$  คือปริมาณของเส้นแรงแม่เหล็กของขดลวดเหนี่ยวนำตัวที่หนึ่งซึ่งคล้องผ่านขดลวดเหนี่ยวนำตัวที่สอง

$I_1$  คือกระแสที่ไหลผ่านขดลวดเหนี่ยวนำตัวที่หนึ่ง  
ซึ่งค่าความเหนี่ยวนำร่วมของขดลวดเหนี่ยวนำทั้งสองนั้นจะมีค่าเท่ากันคือ

$$M = M_{12} = M_{21} \quad (2.11)$$

จากสมการที่ (2.10) สามารถคำนวณได้เป็น

$$M_{12} = \frac{B(I_1) \cdot N_2 \cdot A_2}{I_1} = \frac{\mu_0 \cdot H(I_1) \cdot N_2 \cdot A_2}{I_1} \quad (2.12)$$

และถ้าแทนสมการ (2.4) ไปในสมการที่ (2.11) จะได้

$$M_{12} = \frac{\mu_0 \cdot N_1 \cdot R_1^2 \cdot N_2 \cdot R_2^2 \cdot \pi}{2\sqrt{(R_1^2 + x^2)^3}} \quad (2.13)$$

ระบบอาร์เอฟไอดีได้นำเอาหลักการดังกล่าวมาใช้เป็นพื้นฐานของระบบโดยขดลวดเหนี่ยวนำที่มีความเกี่ยวข้องกันคือขดลวดเหนี่ยวนำของเครื่องอ่านและแท็ก

#### 2.4.2.4 สัมประสิทธิ์การเหนี่ยวนำ (Coupling coefficient)

ค่าความเหนี่ยวนำร่วมนั้นเป็นค่าที่แสดงถึงพลังของการเหนี่ยวนำที่เชื่อมโยงระหว่างขดลวดเหนี่ยวนำสองตัว แต่ค่าสัมประสิทธิ์การเหนี่ยวนำคือการบอกถึงความเชื่อมโยงระหว่างขดลวดเหนี่ยวนำสองตัวโดยที่ไม่ขึ้นกับลักษณะและคุณสมบัติของขดลวดเหนี่ยวนำทั้งสองตัวโดยที่ค่าสัมประสิทธิ์การเหนี่ยวนำสามารถคำนวณได้จาก

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 \cdot L_2}} \quad (2.14)$$

โดยที่

$L_1$  คือค่าความเหนี่ยวนำของขดลวดเหนี่ยวนำตัวที่หนึ่ง

$L_2$  คือค่าความเหนี่ยวนำของขดลวดเหนี่ยวนำตัวที่สอง

ค่าสัมประสิทธิ์การเหนี่ยวนำนั้นจะมีค่าอยู่ระหว่าง 0 ถึง 1 ซึ่งที่ค่าสัมประสิทธิ์การเหนี่ยวนำเท่ากับ 0 จะหมายความว่าไม่มีการเชื่อมโยงระหว่างขดลวดเหนี่ยวนำทั้งสองตัวหรือขดลวดเหนี่ยวนำทั้งสองตัวอยู่ห่างกันเกินไป ส่วนที่ค่าสัมประสิทธิ์การเหนี่ยวนำเท่ากับ 1 จะ

หมายความว่าขดลวดเหนี่ยวนำทั้งสองมีการใช้เส้นแรงแม่เหล็กร่วมกันทุกเส้นหรือขดลวดเหนี่ยวนำทั้งสองซ้อนทับกันพอดี

สำหรับระบบบอาร์ทอปอิดีที่ทำงานในย่านความถี่ต่ำที่มีขนาดขดลวดเหนี่ยวนำของแท็กเล็กกว่าขดลวดเหนี่ยวนำของเครื่องอ่าน ( $r_{Tag} \leq r_{Reader}$ ) ความสัมพันธ์ของค่าสัมประสิทธิ์การเหนี่ยวนำสามารถเขียนได้เป็น

$$k(x) \approx \frac{r_{Tag}^2 \cdot r_{Reader}^2}{\sqrt{r_{Tag} \cdot r_{Reader}} \cdot \left(\sqrt{x^2 + r_{Reader}^2}\right)^3} \quad (2.15)$$

โดยที่

$x$  คือระยะระหว่างขดลวดเหนี่ยวนำของเครื่องอ่านและแท็ก

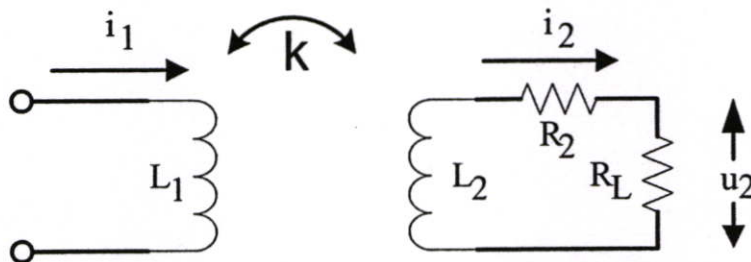
$r_{Tag}$  คือรัศมีของขดลวดเหนี่ยวนำของแท็ก

$r_{Reader}$  คือรัศมีของขดลวดเหนี่ยวนำของเครื่องอ่าน

#### 2.4.2.5 กฎของฟาราเดย์ (Faraday's law)

กฎของฟาราเดย์กล่าวไว้ว่าการเปลี่ยนแปลงใดๆของฟลักซ์แม่เหล็ก ( $\phi$ ) ทำให้เกิดสนามไฟฟ้า ( $E_i$ ) ขึ้น

$$u_i = \oint E_i \cdot ds = -\frac{d\Psi(t)}{dt} \quad (2.16)$$



รูปที่ 2.8 การเหนี่ยวนำกันของขดลวดเหนี่ยวนำ

รูปที่ 2.8 แสดงวงจรเสมือนของการเหนี่ยวนำของขดลวดเหนี่ยวนำในระบบบอาร์ทอปอิดี โดยที่  $L_1$  คือขดลวดเหนี่ยวนำของเครื่องอ่าน,  $L_2$  คือขดลวดเหนี่ยวนำของแท็ก,  $R_2$  คือความต้านทานภายในของขดลวดเหนี่ยวนำของแท็กและ  $R_L$  คือความต้านทานโหลดของแท็ก โดยกระบวนการเหนี่ยวนำของระบบบอาร์ทอปอิดีคือกระแส  $i_1$  ที่เปลี่ยนแปลงในขดลวดเหนี่ยวนำของเครื่องอ่านเหนี่ยวนำให้เกิดสนามแม่เหล็กที่เปลี่ยนแปลงขึ้น ซึ่งสนามแม่เหล็กนี้จะเหนี่ยวนำให้เกิดแรงดัน  $u_2$  ขึ้นที่ขดลวดเหนี่ยวนำของแท็กตามกฎของการเหนี่ยวนำร่วม กระแสที่ไหลในขดลวดเหนี่ยวนำของแท็กทำให้

เกิดแรงดันตกคร่อม  $R_2$  ทำให้แรงดัน  $u_2$  ที่ตกคร่อมความต้านทานโหลด ( $R_L$ ) ของแท็กสามารถคำนวณได้จาก

$$u_2 = j\omega M \cdot i_1 - j\omega L_2 \cdot i_2 - i_2 R_2 \quad (2.17)$$

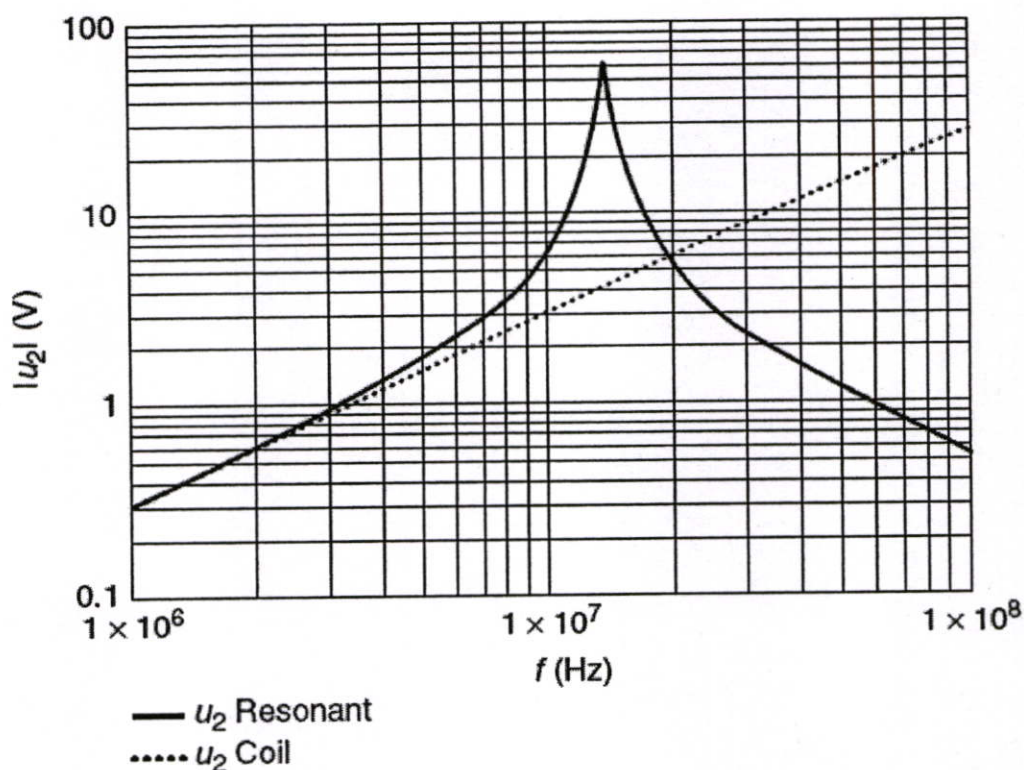
ซึ่งถ้า  $i_2$  ถูกแทนด้วย  $u_2/R_L$  จะได้

$$u_2 = \frac{j\omega M \cdot i_1}{1 + \frac{j\omega L_2 + R_2}{R_L}} \quad (2.18)$$

#### 2.4.2.6 การสั่นพ้อง (Resonance)

ที่วงจรอนุกรมสองหน้าของแท็กมีอุปกรณ์ที่ใช้ในการเหนี่ยวนำกำลังงานให้กับแท็กซึ่งแรงดันที่เหนี่ยวนำได้ที่ขดลวดเหนี่ยวนำจะมีค่าเป็น  $u_2$  ซึ่งแรงดันที่เหนี่ยวนำได้นี้จะถูกนำไปใช้ใช้เป็นแรงดันไฟเลี้ยงให้กับวงจรรวมของแท็กแบบแพสซีฟซึ่งไม่มีแหล่งจ่ายพลังงานภายใน โดยที่การเหนี่ยวนำแรงดันของขดลวดเหนี่ยวนำของแท็กนี้จะขึ้นอยู่กับระยะระหว่างขดลวดเหนี่ยวนำของเครื่องอ่านและขดลวดเหนี่ยวนำของแท็ก ระยะระหว่างเครื่องอ่านกับแท็กนั้นยิ่งมีระยะห่างมากก็จะทำให้แรงดันที่เหนี่ยวนำได้มีค่าน้อยลง ซึ่งที่ระยะห่างออกไปอาจทำให้แรงดันที่เหนี่ยวนำได้ไม่พอที่จะให้วงจรต่างๆภายในแท็กสามารถทำงานได้ การสั่นพ้อง (Resonance) จึงเป็นทฤษฎีที่ถูกลำเอามาช่วยในการเพิ่มประสิทธิภาพของการเหนี่ยวนำแรงดันของแท็ก รวมไปถึงการจ่ายกระแสให้กับขดลวดเหนี่ยวนำของเครื่องอ่านด้วย การเรโซแนนซ์นั้นสามารถอธิบายแบบง่ายๆได้คือวงจรเรโซแนนซ์ประกอบไปด้วยขดลวดเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุ โดยขดลวดเหนี่ยวนำจะมีการเหนี่ยวนำสนามแม่เหล็กได้เป็นกระแสไฟฟ้า กระแสไฟฟ้าที่เกิดขึ้นจะไปชาร์จตัวเก็บประจุ หลังจากนั้นตัวเก็บประจุจะทำการคายประจุออกแล้วกระแสที่เกิดจากการคายประจุจะไปไหลผ่านขดลวดเหนี่ยวนำทำให้เกิดสนามแม่เหล็กและจะเกิดเป็นวัฏจักรอย่างนี้ไปเรื่อยๆ วงจรเรโซแนนซ์สามารถแบ่งออกได้เป็นสองชนิดคือวงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรมและวงจรเรโซแนนซ์แบบขนาน สำหรับวงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรมนั้นอิมพีแดนซ์ของวงจรเรโซแนนซ์ที่ความถี่เรโซแนนซ์จะมีค่าน้อยที่สุด (สามารถสมมติได้ว่าเป็น 0) ส่วนวงจรเรโซแนนซ์แบบขนานนั้นอิมพีแดนซ์ของวงจรเรโซแนนซ์ที่ความถี่เรโซแนนซ์จะมีค่าสูงที่สุด (สามารถสมมติได้ว่าเป็นอินฟินิตี้) โดยที่ความถี่เรโซแนนซ์สามารถคำนวณได้จาก

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (2.19)$$

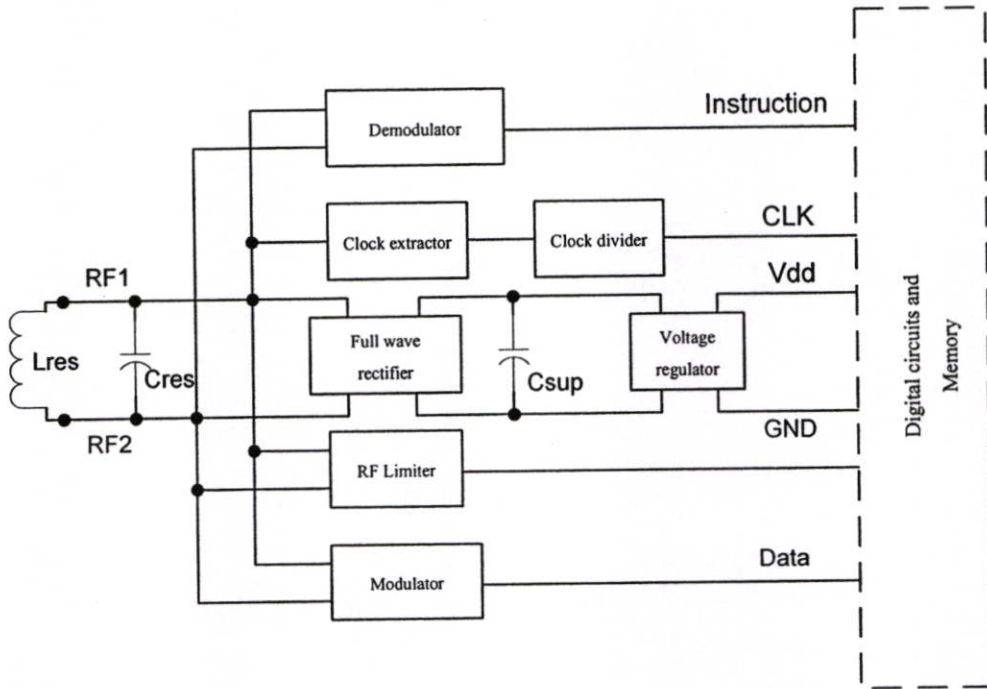


รูปที่ 2.9 แรงดันที่เหนี่ยวนำได้ที่ขดลวดเหนี่ยวนำของแท่งเปรียบเทียบกันระหว่างแท่งที่ใช้วงจรเรโซแนนซ์และแท่งที่ใช้ขดลวดเหนี่ยวนำเพียงอย่างเดียว

จากรูปที่ 2.9 จะเห็นว่าแท่งที่ใช้วงจรเรโซแนนซ์สามารถเหนี่ยวนำแรงดันให้มีค่าสูงได้ซึ่งเกิดจากผลของการเรโซแนนซ์ที่ความถี่เรโซแนนซ์ซึ่งต่างจากแท่งที่มีเพียงขดลวดเหนี่ยวนำเพียงอย่างเดียว ซึ่งแรงดันที่เหนี่ยวนำได้จะมีค่าขึ้นกับความถี่

## 2.5 แท่งอาร์เอฟไอดีที่ทำงานในย่านความถี่ต่ำ

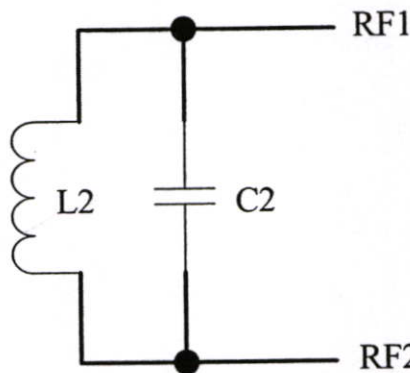
แท่งที่ทำงานในย่านความถี่ต่ำโดยทั่วไปจะเป็นแท่งที่ไม่มีแหล่งจ่ายพลังงานภายในและอาจจะเป็นแท่งแบบ 1 บิตหรือหลายบิตก็ได้ ซึ่งโดยทั่วไปวงจรนอกส่วนหน้าของแท่งแบบแพสซีฟจะประกอบไปด้วยวงจรดังรูปที่ 2.10 [9], [10], [11], [12]



รูปที่ 2.10 วงจรอนุภาคส่วนหน้าของแท็กแบบทั่วไป

### 2.5.1 วงจรเรโซแนนซ์ (Resonant)

วงจรเรโซแนนซ์มีหน้าที่ในการเหนี่ยวนำสนามแม่เหล็กที่ถูกสร้างโดยเครื่องอ่านมาใช้เป็นพลังงานให้กับวงจรต่างๆแท็ก โดยที่วงจรเรโซแนนซ์จะเป็นส่วนที่สำคัญอีกส่วนหนึ่งในการบ่งชี้ว่าพลังงานที่เหนี่ยวนำได้จะมีค่ามากหรือน้อย แรงดันที่เหนี่ยวนำได้จะมีค่ามากหรือน้อยรวมทั้งยังส่งผลต่อระยะเวลาการอ่านของระบบอาร์เอฟไอดีอีกด้วย



รูปที่ 2.11 วงจรเรโซแนนซ์ของแท็ก

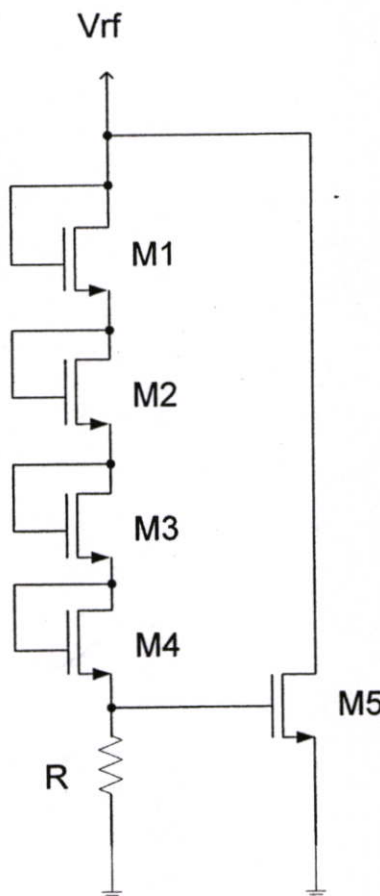
### 2.5.2 วงจรจำกัดแรงดัน (RF Limiter)

ในกรณีที่ระยะระหว่างแท็กกับเครื่องอ่านมีค่าน้อย แรงดันที่เหนี่ยวนำได้ที่ขดลวดเหนี่ยวนำของแท็กซึ่งเป็นผลของวงจรเรโซแนนซ์นั้นจะมีค่าสูงมากถึงหลักร้อยโวลต์ ดังนั้นจึงมีความจำเป็นที่จะต้องมีการจำกัดแรงดัน [6], [10], [13], [14], หน้าที่ของวงจรจำกัดแรงดันคือทำการ

จำกัดแรงดันที่เหนี่ยวนำได้ที่ขดลวดเหนี่ยวนำของแท็กให้อยู่ที่ค่าที่ต้องการหรือให้มีค่าน้อยกว่าค่าที่ตั้งเอาไว้ เพื่อช่วยป้องกันความเสียหายที่จะเกิดกับวงจรที่อยู่ภายในแท็ก จากสมการของกำลังงาน (2.10) เมื่อกำลังงานที่เหนี่ยวนำได้มีค่าคงที่แล้วกระแสแม่เหล็กไหลเพิ่มขึ้นจะทำให้แรงดันมีค่า

$$P = I \cdot V \quad (2.10)$$

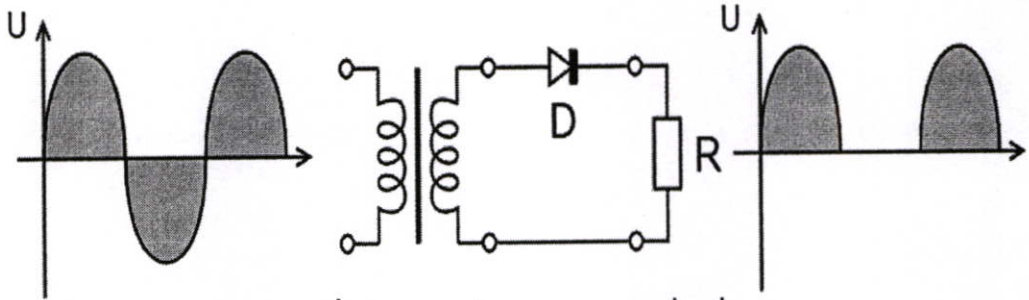
ลดลง ดังนั้นวงจรจำกัดระดับแรงดันจึงทำหน้าที่ในการดึงกำลังงานส่วนที่เกินทิ้งไปเพื่อรักษาระดับของแรงดันที่ขดลวดเหนี่ยวนำไว้ โดยที่วงจรจำกัดแรงดันมีลักษณะการทำงานคล้ายกับการป้อนกลับแบบลบ โดยที่จะมีแรงดันอ้างอิงหนึ่งค่า แรงดันอ้างอิงนั้นจะมีการเปรียบเทียบกับค่าแรงดันที่ถูกป้อนกลับแล้วความแตกต่างของสัญญาณดังกล่าวจะถูกส่งไปควบคุมตัวต้านทานที่ค่าความต้านทานสามารถเปลี่ยนค่าได้ตามแรงดันที่มาควบคุม (Voltage control resistor) เพื่อควบคุมกระแสเอาต์พุตของวงจรเพื่อจำกัดแรงดันให้ได้ตามที่ต้องการ [13]



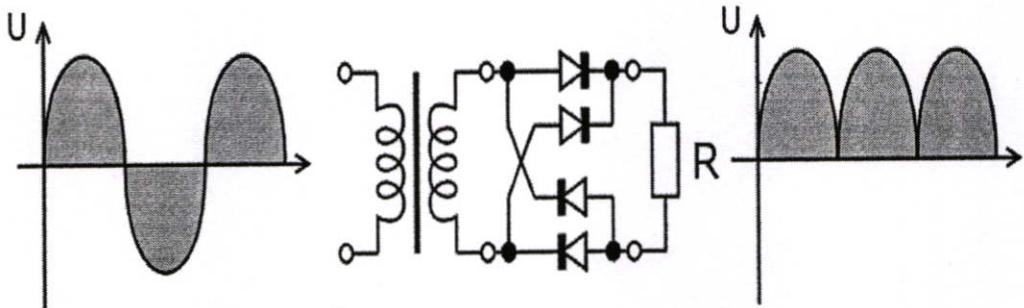
รูปที่ 2.12 วงจรจำกัดแรงดันที่ใช้ในแท็กแบบทั่วไป

### 2.5.3 วงจรเรียงกระแส (Rectifier)

วงจรเรียงกระแสมีหน้าที่ในการเปลี่ยนไฟกระแสสลับเป็นไฟกระแสตรงเพื่อที่จะทำการรักษา ระดับแรงดันต่อไป โดยที่วงจรเรียงกระแสโดยทั่วไปจะมี 2 แบบคือวงจรเรียงกระแสแบบครึ่งคลื่น และวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น โดยที่แรงดันเอาต์พุทของวงจรเรียงกระแส นั้นสามารถคำนวณ ได้จากแรงดันอินพุทของวงจรลบด้วยจำนวนเท่าของแรงดันขีดเริ่มของไดโอดที่กระแสไหลผ่านใน รอบหนึ่งๆ



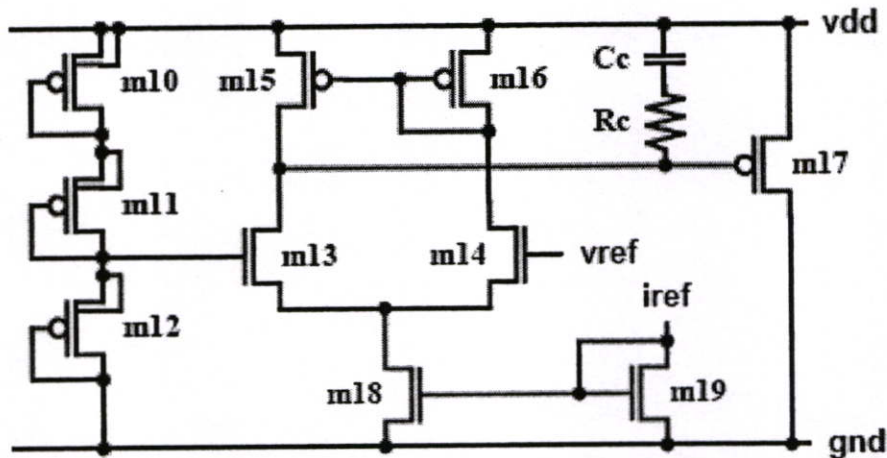
รูปที่ 2.13 วงจรเรียงกระแสแบบครึ่งคลื่น



รูปที่ 2.14 วงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น

### 2.5.4 วงจรรักษาระดับแรงดัน (Voltage Regulator)

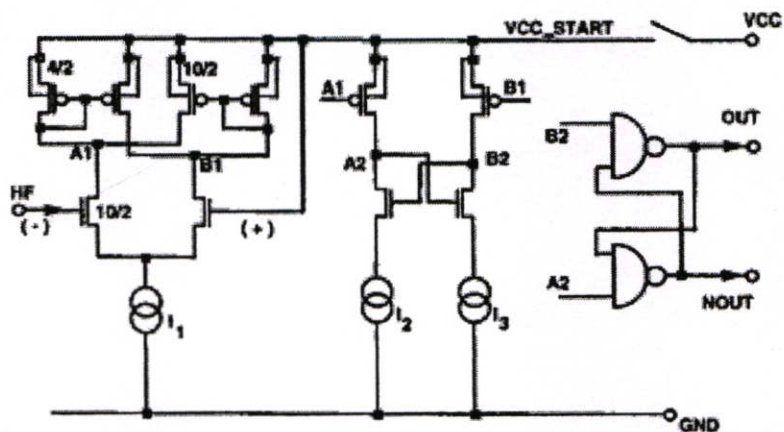
วงจรรักษาระดับแรงดันมีหน้าที่ในการรักษาระดับแรงดันที่มาจากวงจรเรียงกระแสให้มี ระดับที่คงที่ตามที่กำหนดไว้โดยอัตโนมัติ ซึ่งกระบวนการในการรักษาระดับแรงดันคือวงจรขยาย ผลต่างจะทำหน้าที่ในการเปรียบเทียบแรงดันอินพุทระหว่างแรงดันที่มาจาก การแบ่งแรงดันของ มอส M10 ถึง M12 กับแรงดันอ้างอิง ( $V_{ref}$ ) โดยที่ผลต่างของแรงดันดังกล่าวจะถูกขยายและทำ หน้าที่เป็นสัญญาณอินพุทของมอส M17 เพื่อควบคุมกระแสที่ไหลผ่าน M17 ซึ่งหลักการตั้งกระแส ให้ไหลผ่าน M17 นี้ก็เป็นหลักการคล้ายกันกับวงจรจำกัดแรงดันเช่นกัน โดยที่ M17 จะทำหน้าที่ คล้ายกับเป็นตัวต้านทานที่จะมีค่าเปลี่ยนแปลงตามแรงดันที่มากควบคุม และจะตั้งกระแสส่วนเกินทิ้ง เพื่อรักษาระดับแรงดันให้มีค่าอยู่ในระดับที่กำหนด



รูปที่ 2.15 วงจรรักษาระดับแรงดันที่ใช้ใน [10]

2.5.5 วงจรถอดสัญญาณนาฬิกา (Clock Extractor)

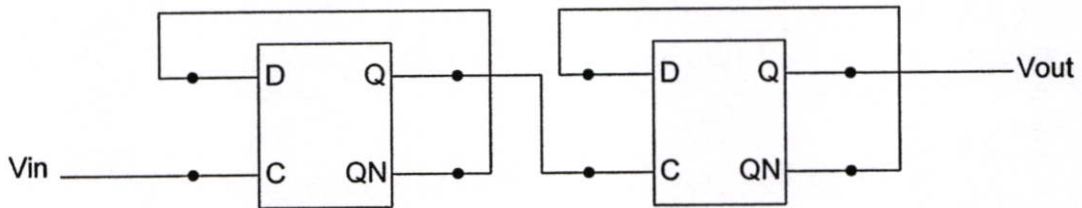
วงจรถอดสัญญาณนาฬิกาเป็นวงจรที่ทำหน้าที่ถอดสัญญาณนาฬิกาจากสัญญาณที่เหนี่ยวนำได้ที่ขดลวดเหนี่ยวนำของแท็กเพื่อมาหารก่อนที่จะนำมาใช้เป็นสัญญาณนาฬิกาให้กับภาคดิจิทัลไปใช้เป็นสัญญาณนาฬิกาของการทำงาน การถอดสัญญาณนาฬิกาสามารถทำได้โดยการใช้วงจรเปรียบเทียบแรงดัน (Comparator) เพื่อตรวจจับสัญญาณอินพุตหรือสัญญาณที่เหนี่ยวนำได้ที่ขดลวดเหนี่ยวนำของแท็ก จากนั้นก็ขยายสัญญาณเอาท์พุทของวงจรเปรียบเทียบแรงดันดังกล่าวเพื่อให้สัญญาณนาฬิกาที่ถอดได้มีการแกว่งจากไฟเลี้ยงถึงกราวด์ โดยที่ในระบบบอร์เอพไอดีที่ทำงานในย่านความถี่ต่ำนั้นจะใช้การสร้างสัญญาณนาฬิกาโดยการถอดสัญญาณนาฬิกาดังกล่าว แต่ในระบบบอร์เอพไอดีที่ทำงานในย่านความถี่สูงมาก ๆ จะใช้วงจรสร้างสัญญาณนาฬิกา (Oscillator) ในการสร้างสัญญาณนาฬิกาไปควบคุมภาคดิจิทัลเนื่องจากที่ความถี่สูงไม่เหมาะสมในการหารความถี่ให้ลงมาเหลือความถี่ต่ำซึ่งทำให้เปลืองพลังงานอย่างมาก



รูปที่ 2.16 วงจรถอดสัญญาณนาฬิกาที่ใช้ใน [14]

### 2.5.6 วงจรหารสัญญาณนาฬิกา (Clock Divider)

วงจรหารความถี่มีหน้าที่ในการหารสัญญาณนาฬิกาที่ถูกถอดมาจากวงจรถอดสัญญาณนาฬิกาเพื่อนำไปใช้เป็นสัญญาณนาฬิกาให้กับภาคดิจิทัล โดยการหารสัญญาณนาฬิกานั้นจะมีการใช้วงจรหารต่างๆ ไปมาต่อกันแบบคาสแคดเพื่อให้ได้อัตราการหารค่าที่สูงขึ้น โดยจำนวนวงจรหารหรือค่าที่จะนำมารหารนั้นขึ้นอยู่กับนำไปใช้ในงานต่างๆ โดยที่วงจรหารสัญญาณนาฬิกาที่ใช้ในแท็กทั่วไปจะเป็นการใช้ฟลิปฟล็อปที่เป็นส่วนของไลบรารีดิจิทัลที่มีในเทคโนโลยีที่ออกแบบ

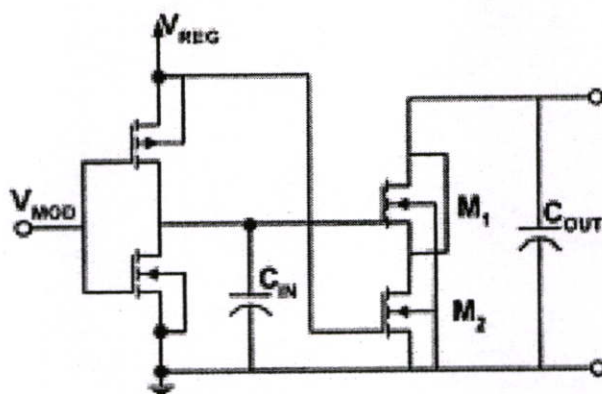


รูปที่ 2.17 วงจรหารสัญญาณนาฬิกาที่ใช้ในแท็กแบบทั่วไป

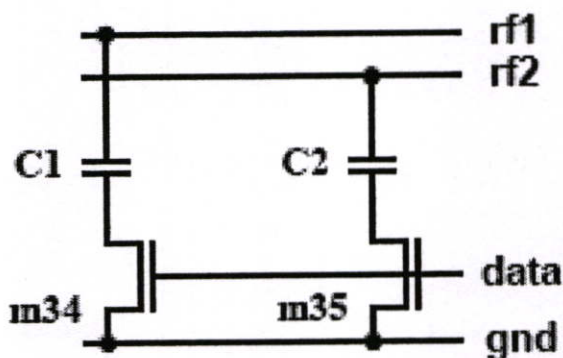
รูปที่ 2.17 เป็นวงจรหารสัญญาณนาฬิกา 4 เท่าโดยใช้วงจรฟลิปฟล็อปที่มีอยู่ในไลบรารีของเทคโนโลยีที่ใช้ในการออกแบบ ซึ่งวงจรดังกล่าวเป็นวงจรแบบอะซิงโครนัส (Asynchronous) ซึ่งไม่จำเป็นต้องมีสัญญาณนาฬิกาควบคุมการทำงาน

### 2.5.7 วงจรมอดูเลเตอร์ (Modulator)

วงจรมอดูเลเตอร์มีหน้าที่ในการส่งข้อมูลจากแท็กกลับไปเครื่องอ่าน โดยการมอดูเลตเพื่อส่งข้อมูลกลับไปเครื่องอ่านนั้นจะอาศัยทฤษฎีของอิมพีแดนซ์เสมือน (Transform Transponder Impedance) ที่เครื่องอ่านจะมีการมองแท็กเสมือนเป็นค่าอิมพีแดนซ์  $Z_T$  ที่ต่ออนุกรมอยู่กับขดลวดเหนี่ยวนำของเครื่องอ่าน การเปลี่ยนแปลงค่าของ  $Z_T$  จะทำให้แรงดันที่ขดลวดเหนี่ยวนำของเครื่องอ่านมีการเปลี่ยนแปลงซึ่งการเปลี่ยนแปลงค่าของ  $Z_T$  นั้นสามารถเป็นไปได้ทางคือการเปลี่ยนแปลงส่วนจริง (Real Part) และการเปลี่ยนแปลงส่วนจินตภาพ (Imaginary Part) โดยที่วงจรมอดูเลเตอร์ของแท็กจะเป็นวงจรที่ควบคุมการเปลี่ยนแปลงดังกล่าว ทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงแรงดันที่เครื่องอ่าน จากนั้นเครื่องอ่านจะตรวจจับการเปลี่ยนแปลงของแรงดันแล้วนำไปตีมอดูเลตออกมาเป็นข้อมูลต่อไป



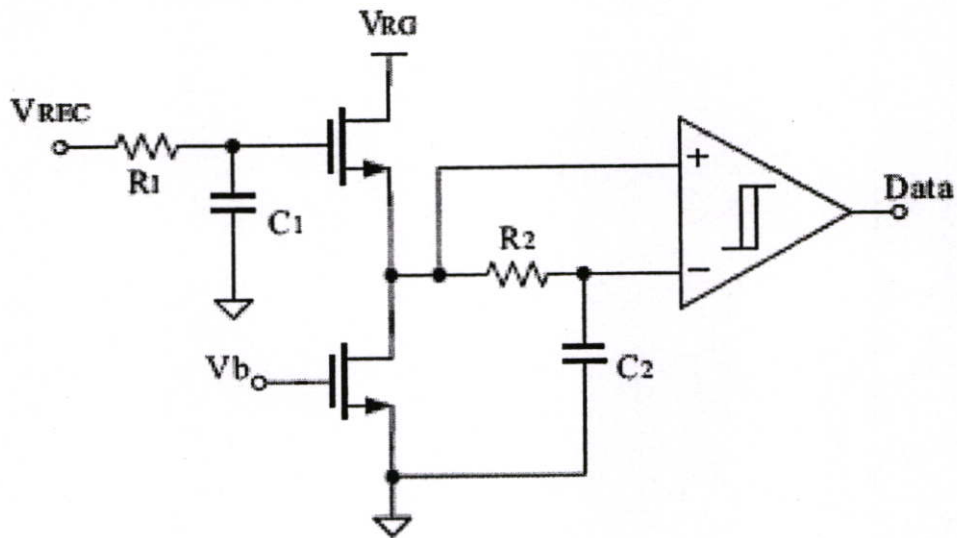
รูปที่ 2.18 วงจรมอดคูลเตเตอร์แบบโหนดความต้านทานที่ใช้ใน [15]



รูปที่ 2.19 วงจรมอดคูลเตเตอร์แบบโหนดตัวเก็บประจุที่ใช้ใน [10]

วงจรมอดคูลเตเตอร์ในรูปที่ 2.18 เป็นวงจรมอดคูลเตเตอร์แบบสะท้อนกำลังงานที่ใช้ระบบอาร์เอฟไอดีที่มีความถี่ของคลื่นพาห์อยู่ย่านไมโครเวฟ โดยที่มอส  $M_1$  และ  $M_2$  ทำหน้าที่ในการควบคุมอินพุทอิมพีแดนซ์ของแท่งที่รับกำลังงานที่ถูกส่งมาจากเครื่องอ่าน และยังเรียกได้ว่าเป็นตัวกำหนดกำลังงานที่สะท้อนกลับไปที่เครื่องอ่านเช่นกัน ในขณะที่วงจรมอดคูลเตเตอร์ในรูปที่ 2.19 เป็นวงจรมอดคูลเตเตอร์แบบที่มีโหนดเป็นตัวเก็บประจุ ( $C_1$  และ  $C_2$ ) โดยการทำงานของวงจรคือเมื่อมอส  $M_{34}$  และ  $M_{35}$  ทำงาน ความจุของตัวเก็บประจุ  $C_1$  และ  $C_2$  จะทำให้ค่าเอาต์พุตคาปาซิแตนซ์ทำให้ความถี่เรโซแนนซ์ของวงจรเรโซแนนซ์ของแท่งมีการเปลี่ยนแปลง ส่งผลให้แรงดันที่ขดลวดเหนี่ยวนำของแท่งมีค่าแรงดันที่ลดลง เกิดเป็นสัญญาณสองระดับซึ่งเป็นการส่งข้อมูลกลับไปเครื่องอ่าน

### 2.5.8 วงจรดีมอดูเลเตอร์ (Demodulator)



รูปที่ 2.20 วงจรดีมอดูเลเตอร์แบบที่ใช้ใน [12]

วงจรดีมอดูเลเตอร์เป็นวงจรสำคัญอีกวงจรหนึ่งในวงจรมอดูเลเตอร์ โดยที่สัญญาณที่ถูกมอดูเลตส่งมาจากเครื่องอ่านอาจมีได้หลายรูปแบบเช่นการมอดูเลตทางแอมพลิจูด (Amplitude Modulation) และการมอดูเลตทางเฟส (Phase Modulation) แต่การดีมอดูเลตของวงจรดีมอดูเลเตอร์จะมีเพียงรูปแบบเดียวคือการเปลี่ยนแปลงของแอมพลิจูดเท่านั้น ดังนั้นวงจรดีมอดูเลเตอร์ส่วนใหญ่จะเป็นวงจรตรวจจับขอบสัญญาณ โดยในรูปที่ 2.20 ความต้านทาน  $R_1$  และ  $C_1$  ทำหน้าที่เป็นวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านชุดที่ 1 และความต้านทาน  $R_2$  และ  $C_2$  ทำหน้าที่เป็นวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านชุดที่ 2 จากนั้นนำเอาแรงดันเอาต์พุตของวงจรกรองทั้งสองชุดมาเปรียบเทียบกันโดยวงจรเปรียบเทียบแรงดัน เอาต์พุตของวงจรเปรียบเทียบแรงดันคือข้อมูลที่ส่งมาจากเครื่องอ่าน

### บทที่ 3

## การเพิ่มระยะเวลาอ่านของระบบอาร์เอฟไอดีโดยใช้แท็กที่ทน แรงดันสูง

### 3.1 บทนำ

ระบบอาร์เอฟไอดีนั้นเป็นระบบที่มีการอ่านข้อมูลระหว่างเครื่องอ่านและแท็กแบบไม่จำเป็นต้องมีการสัมผัสกันแต่ระยะห่างระหว่างเครื่องอ่านและแท็กมากที่สุดที่เครื่องอ่านยังสามารถอ่านข้อมูลจากแท็กได้เรียกว่าระยะเวลาอ่านของระบบอาร์เอฟไอดี ระยะเวลาอ่านของระบบอาร์เอฟไอดีนั้นเป็นปัจจัยที่สำคัญมากที่สุดอย่างหนึ่งที่จะใช้บอกประสิทธิภาพของระบบอาร์เอฟไอดีนั้นๆ โดยที่ระยะเวลาอ่านของระบบอาร์เอฟไอดีนั้นจะขึ้นอยู่กับปัจจัยหลายๆอย่างเช่นกำลังการส่งของเครื่องอ่าน ความไวของเครื่องอ่านและความสามารถในการส่งข้อมูลของแท็ก ดังนั้นการที่สามารถเพิ่มระยะเวลาอ่านของระบบอาร์เอฟไอดีก็เปรียบได้กับการเพิ่มประสิทธิภาพของระบบอาร์เอฟไอดีด้วยเช่นกัน

### 3.2 ระยะเวลาอ่านของระบบอาร์เอฟไอดีที่ทำงานในย่านความถี่ต่ำ

ระยะเวลาอ่านของระบบอาร์เอฟไอดีที่ทำงานในย่านความถี่ต่ำนั้นสามารถคำนวณได้จากระยะที่น้อยที่สุดระหว่าง 1. ระยะทางสูงสุดในการส่งพลังงานจากเครื่องอ่านไปยังแท็กโดยที่แท็กยังสามารถทำงานได้ ซึ่งในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะใช้อักษรย่อว่า  $S_{R-T}$  และ 2. ระยะทางสูงสุดในการส่งข้อมูลจากแท็กมายังที่เครื่องอ่าน โดยที่เครื่องอ่านสามารถอ่านข้อมูลได้ถูกต้อง ซึ่งในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะใช้อักษรย่อว่า  $S_{T-R}$  [16] ซึ่งสามารถเขียนเป็นสมการได้ว่า

$$x = S_{R-T} \cap S_{T-R} \quad (3.1)$$

โดยที่ระยะ  $S_{R-T}$  นั้นจะขึ้นอยู่กับกำลังงานที่เครื่องอ่านส่งออกมา ซึ่งกำหนดโดยมาตรฐานการส่งคลื่นวิทยุต่างๆ เช่น FCC, ETSI หรือ MPT และค่าแรงดันน้อยที่สุด ( $u_{2min}$ ) ที่ขดลวดเหนี่ยวนำของแท็กต้องการ ส่วน  $S_{T-R}$  ขึ้นอยู่กับค่าความไวของเครื่องอ่าน (Reader Sensitivity) และความสามารถในการการมอดคูเลทของแท็ก [17], [18]

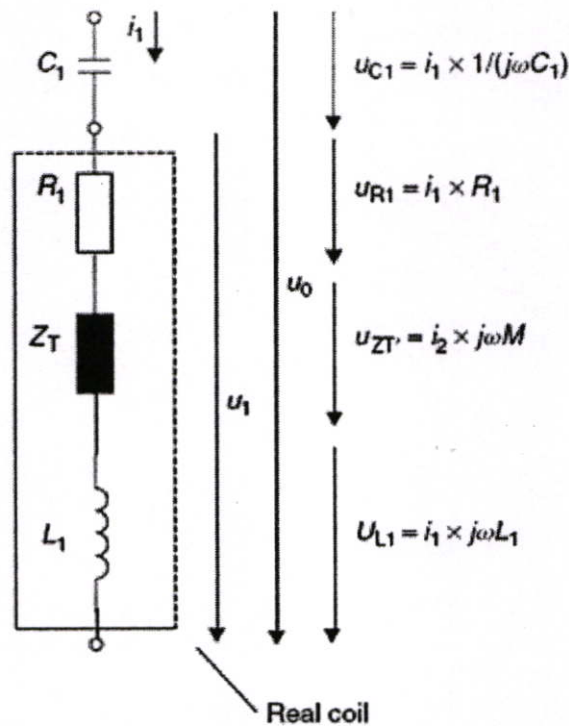
### 3.3 การเพิ่มระยะการอ่านของระบบอาร์เอฟไอดีที่ทำงานในย่านความถี่ต่ำ

จากสมการที่ (3.1) จะสามารถเห็นได้ว่าการเพิ่มระยะการอ่านของระบบอาร์เอฟไอดีนั้นสามารถทำได้สองทางคือการเพิ่ม  $S_{R-T}$  หรือเพิ่ม  $S_{T-R}$  โดยควรเพิ่มระยะทางที่มีค่าน้อยกว่าเพื่อเพิ่มระยะการอ่านของระบบอาร์เอฟไอดี โดยที่วิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะนำเสนอการเพิ่มระยะทางสูงสุดในการส่งข้อมูลจากแท็กมายังที่เครื่องอ่าน โดยที่เครื่องอ่านสามารถอ่านข้อมูลได้ถูกต้อง ( $S_{T-R}$ ) โดยการออกแบบค่าความเหนี่ยวนำเหมาะสมของขดลวดเหนี่ยวนำ และการออกแบบวงจรอนุบาลอกส่วนหน้าของแท็กโดยการใช้มอสที่ทนแรงดันสูง ซึ่งทั้งสองวิธีนี้สามารถช่วยเพิ่มระยะ  $S_{T-R}$  ได้ ซึ่งเป็นส่วนหนึ่งของการเพิ่มระยะการอ่านของระบบอาร์เอฟไอดีเช่นกัน

### 3.4 การเพิ่มระยะการอ่านของระบบอาร์เอฟไอดีที่ทำงานในย่านความถี่ต่ำโดยการใช้ค่าความเหนี่ยวนำที่เหมาะสมของขดลวดเหนี่ยวนำของแท็ก

#### 3.4.1 อิมพีแดนซ์เสมือนของแท็กที่ปรากฏที่เครื่องอ่าน (Transform transponder impedance)

ถ้าแท็กเข้ามาอยู่ในระยะทำการของเครื่องอ่าน เครื่องอ่านจะสามารถตรวจจับการมีอยู่ของแท็กได้จากทฤษฎีอิมพีแดนซ์เสมือนของแท็กที่เกิดขึ้นที่เครื่องอ่าน (Transform transponder impedance :  $Z_T$ ) ซึ่งสมมติให้เมื่อมีแท็กเข้ามาอยู่ในระยะทำการของเครื่องอ่านแล้วจะมีค่าอิมพีแดนซ์ค่าหนึ่ง ( $Z_T$ ) ซึ่งเกิดมาจากแท็ก ต่ออนุกรมอยู่กับวงจรเรโซแนนซ์ของเครื่องอ่าน



รูปที่ 3.1 ทฤษฎีอิมพีแดนซ์เสมือนของแท็กที่ปรากฏที่เครื่องอ่าน

รูปที่ 3.1 แสดงอิมพีแดนซ์ของแท็ก ( $Z_T$ ) ที่ปรากฏที่เครื่องอ่าน โดยที่ค่า  $Z_T$  ที่ปรากฏที่เครื่องอ่านนี้เป็นผลของความเหนี่ยวนำร่วมของขดลวดเหนี่ยวนำของเครื่องอ่านและแท็กซึ่งอิมพีแดนซ์  $Z_T$  ทำหน้าที่เหมือนเป็นตัวแทนของ  $j\omega M \cdot i_2$  ดังนั้นแรงดันที่ตกคร่อมวงจรเรโซแนนซ์ของเครื่องอ่าน ( $u_0$ ) จึงสามารถคำนวณได้เป็น

$$u_0 = \frac{1}{j\omega C_1} \cdot i_1 + j\omega L_1 \cdot i_1 + R_1 \cdot i_1 - j\omega M \cdot i_2 \quad (3.2)$$

โดยที่

$u_0$  คือแรงดันที่ตกคร่อมวงจรเรโซแนนซ์ของเครื่องอ่าน

$C_1$  คือตัวเก็บประจุเรโซแนนซ์ของเครื่องอ่าน

$L_1$  คือความเหนี่ยวนำของขดลวดเหนี่ยวนำของเครื่องอ่าน

$R_1$  คือความต้านทานภายในของขดลวดเหนี่ยวนำของเครื่องอ่าน

$i_1$  คือกระแสที่ไหลผ่านวงจรเรโซแนนซ์ของเครื่องอ่าน

$i_2$  คือกระแสที่ไหลในแท็ก

ถ้าสมมติให้ความถี่เรโซแนนซ์ของวงจรเรโซแนนซ์ตรงกับความถี่ของคลื่นพาห์แล้ว จะได้ว่าค่าแอดมิตแดนซ์ที่เกิดจากตัวเก็บประจุ ( $C_1$ ) และตัวเหนี่ยวนำ ( $L_1$ ) จะหักล้างกันหมดไปดังนั้นสมการที่ (3.2) สามารถเขียนได้เป็น

$$u_0 = R_1 \cdot i_1 - j\omega M \cdot i_2 \quad (3.3)$$

จากการเหนี่ยวนำแรงดันของขดลวดเหนี่ยวนำของแท็ก สมมติให้แรงดันที่เหนี่ยวนำได้ที่ขดลวดเหนี่ยวนำของแท็กมีค่า  $u_2$  ดังนั้นกระแสที่ไหลในแท็กจะสามารถคำนวณได้จาก

$$i_2 = \frac{u_2}{j\omega L_2 + R_2 + Z_2} \quad (3.4)$$

โดยที่

$u_2$  คือแรงดันที่เหนี่ยวนำได้ที่ขดลวดเหนี่ยวนำของแท็ก

$R_2$  คือความต้านทานภายในของขดลวดเหนี่ยวนำของแท็ก

$Z_2$  คืออินพุทอิมพีแดนซ์ของแท็ก

ค่าแรงดัน  $u_2$  สามารถคำนวณได้จากทฤษฎีของความเหนี่ยวนำร่วมได้เป็น

$$u_2 = j\omega M \cdot i_1 \quad (3.5)$$

ดังนั้นสมการที่ (3.3) สามารถเขียนได้เป็น

$$u_0 = R_1 \cdot i_1 - j\omega M \cdot \frac{j\omega M \cdot i_1}{R_2 + j\omega L_2 + Z_2} \quad (3.6)$$

จาก  $M = k\sqrt{L_1 \cdot L_2}$  เมื่อแทนเข้าไปในสมการที่ (3.6) จะได้ว่า

$$u_0 = R_1 \cdot i_1 + \frac{\omega^2 k^2 \cdot L_1 \cdot L_2}{R_2 + j\omega L_2 + Z_2} \cdot i_1 \quad (3.7)$$

เมื่อนำเอา  $i_1$  มาหารตลอดทั้งสมการที่ (3.7) จะได้ว่า

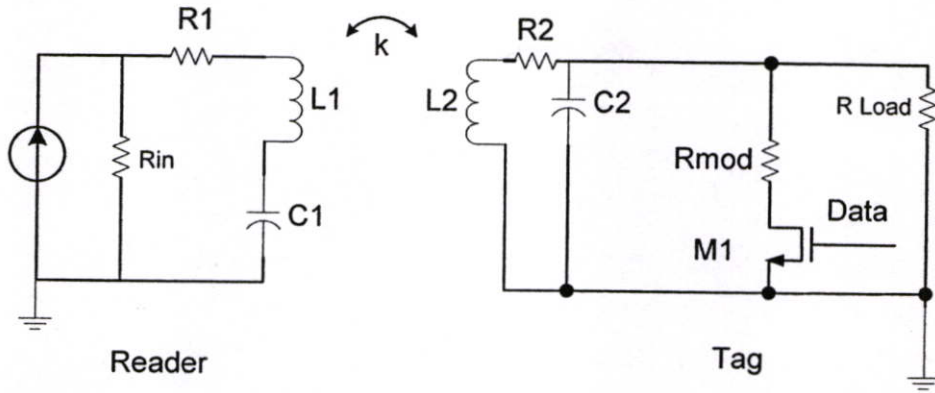
$$Z_0 = R_1 + \frac{\omega^2 k^2 \cdot L_1 \cdot L_2}{R_2 + j\omega L_2 + Z_2} \quad (3.8)$$

ซึ่ง  $Z_0$  หรือผลรวมของอิมพีแดนซ์ที่คำนวณได้ที่วงจรรีโซแนนซ์ของเครื่องอ่านนั้นเกิดจากผลรวมของความต้านทานภายในของขดลวดเหนี่ยวนำของเครื่องอ่านและอิมพีแดนซ์ที่เกิดจากแท็ก ดังนั้นค่าอิมพีแดนซ์เสมือนของแท็กที่ปรากฏที่วงจรรีโซแนนซ์ของเครื่องอ่านสามารถเขียนได้เป็น

$$Z_T = \frac{\omega^2 k^2 \cdot L_1 \cdot L_2}{R_2 + j\omega L_2 + Z_2} \quad (3.9)$$

**3.4.2 การเพิ่มระยะการอ่านของระบบอาร์เอฟไอดีที่ทำงานในย่านความถี่ต่ำโดยการใช้ค่าความเหนี่ยวนำที่เหมาะสมของขดลวดเหนี่ยวนำของแท็ก**

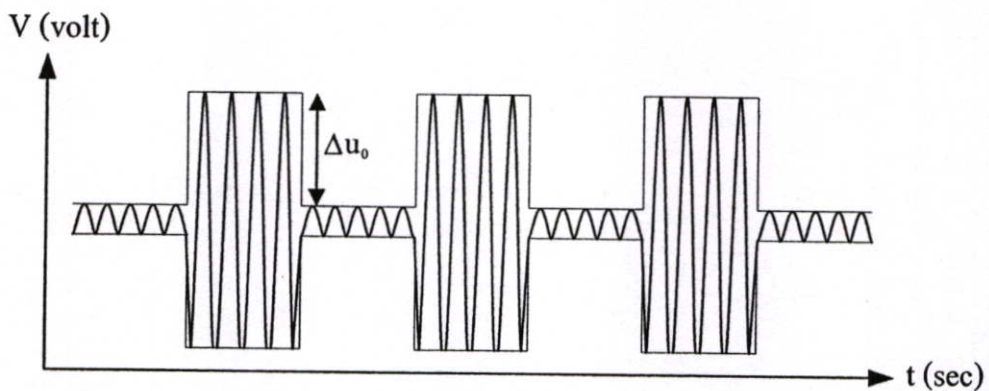
ในการส่งข้อมูลจากแท็กกลับไปเครื่องอ่านนั้น แท็กที่ทำงานในย่านความถี่ต่ำจะใช้การมอดูเลตแบบโพลด ซึ่งเป็นกระบวนการที่ทำให้ค่าอิมพีแดนซ์ของแท็กที่ปรากฏที่เครื่องอ่านมีการเปลี่ยนแปลงตามการมอดูเลต ซึ่งระบบอาร์เอฟไอดีที่มีการมอดูเลตสามารถเขียนแทนได้ด้วยวงจรวงจรดังรูป



รูปที่ 3.2 วงจรเสมือน (Equivalent circuit) ของระบบอาร์เอฟไอดีที่ทำงานในย่านความถี่ต่ำ

จากรูปที่ 3.2 สมมติให้ค่าความต้านทานอินพุทอิมพีแดนซ์ของแท็ก ( $Z_2$ ) มีค่าเท่ากับ  $R_{Load}$  ในกรณีที่มอดูเลชันซิสเตอร์ M1 ยังไม่ทำงาน โดยมอดูเลชันซิสเตอร์ M1 จะทำหน้าที่คล้ายกับเป็น สวิตช์เปิดและปิดตามการควบคุมของข้อมูลดิจิทัลจากภาคดิจิทัลซึ่งการเปิด-ปิดของ M1 นี้เองจะเป็นการทำให้ค่าอินพุทอิมพีแดนซ์ของแท็กมีค่าเปลี่ยนแปลงไปโดยจะมีค่าเป็น  $R_{Load}$  เมื่อ M1 ไม่ทำงาน (M1 ถูกควบคุมด้วยลอจิก 0) และจะมีค่าเป็น  $R_{mod} // R_{Load}$  เมื่อ M1 ทำงาน (M1 ถูกควบคุมด้วยลอจิก 1) ดังนั้นผลต่างของแรงดัน  $u_0$  ซึ่งรับได้ที่เครื่องอ่านอันเกิดมาจากการที่แท็กมีค่าอินพุทอิมพีแดนซ์ที่เปลี่ยนแปลงไป หรือก็คือความแตกต่างของแรงดัน  $u_0$  ที่เกิดมาจากการมอดูเลชันของแท็กด้วยลอจิก 1 และ 0 สามารถคำนวณได้จาก [ภาคผนวก ค]

$$\Delta u_0 = \left| \omega_0^2 k^2 L_1 L_2 i_1 \cdot \left( \frac{1}{R_2 + j\omega_0 L_2 + R_L} - \frac{1}{R_2 + j\omega_0 L_2 + R_L // R_{mod}} \right) \right| \quad (3.10)$$



รูปที่ 3.3 สัญญาณที่รับได้ที่ขดลวดเหนี่ยวนำของเครื่องอ่านซึ่งเกิดจากการมอดูเลชันของแท็ก

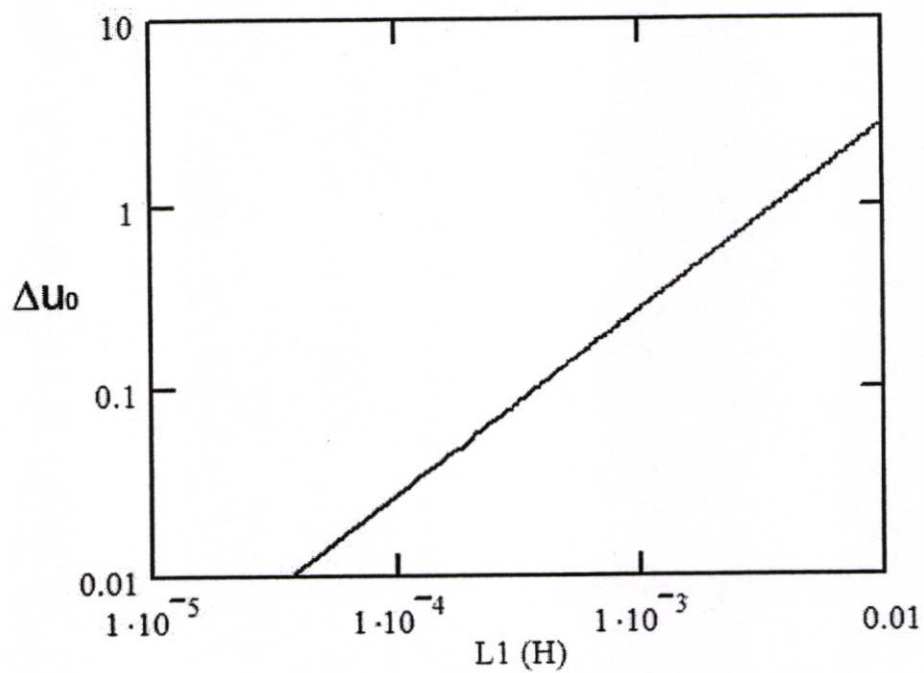
ค่า  $\Delta u_0$  นั้นคือค่าความแตกต่างของแรงดันที่รับได้ที่เครื่องอ่านซึ่งมีผลมาจากการมอดคูเลทของแท็ก ซึ่งความสามารถในการแยกแยะความแตกต่างของแรงดันน้อยที่สุด ( $\Delta u_{0(\min)}$ ) ที่รับได้ที่ขดลวดเหนี่ยวนำแล้วสามารถแปลออกมาเป็นข้อมูลที่ถูกต้องของเครื่องอ่านจะถูกเรียกว่าความไวของเครื่องอ่าน (Reader sensitivity) โดยค่าความไวของเครื่องอ่านจะมีค่าเท่ากับ  $\Delta u_{0(\min)}$

$$\text{Reader sensitivity} = \Delta u_{0(\min)} \quad (3.11)$$

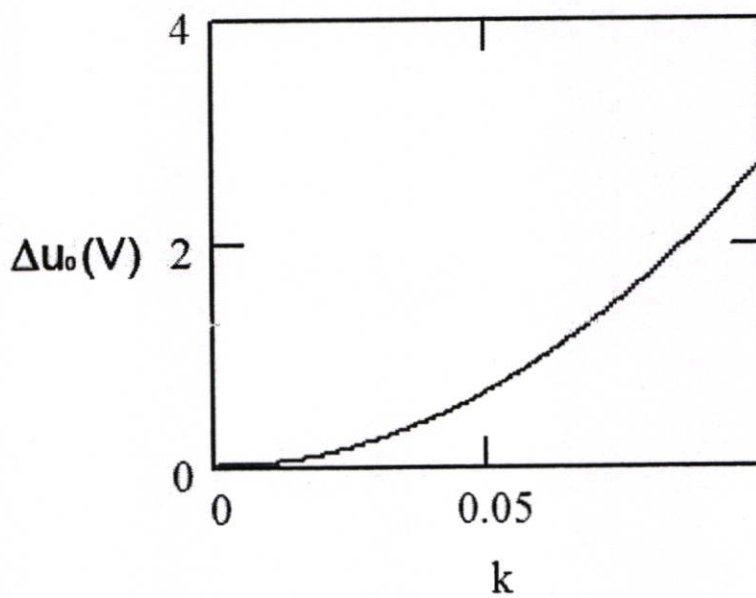
$$k_{\min} = \frac{r_T^2 \cdot r_R^2}{\sqrt{r_T \cdot r_R} \cdot (\sqrt{S_{T-R}^2 + r_R^2})^3} \quad (3.12)$$

โดยที่จากสมการที่ (3.12) จะเห็นว่าระยะที่แท็กส่งข้อมูลจากแท็กมายังที่เครื่องอ่านโดยที่เครื่องอ่านสามารถอ่านข้อมูลได้ถูกต้อง ( $S_{T-R}$ ) นั้นจะแปรผกผันกับค่าสัมประสิทธิ์การเหนี่ยวนำซึ่งก็คือค่าสัมประสิทธิ์การเหนี่ยวนำจะมีค่าลดลงเมื่อระยะห่างระหว่างแท็กกับเครื่องอ่านมีค่าเพิ่มมากขึ้น จากสมการที่ (3.10) จะเห็นว่าค่า  $\Delta u_0$  จะแปรผันตรงกันกับค่าสัมประสิทธิ์การเหนี่ยวนำซึ่งก็คือค่า  $\Delta u_0$  จะมีค่าลดลงที่ระยะห่างระหว่างแท็กกับเครื่องอ่านมีค่าเพิ่มมากขึ้นและจากสมการที่ (3.11) จะเห็นว่าค่าความไวของเครื่องอ่าน (Reader sensitivity) จะมีค่าเท่ากับ  $\Delta u_{0(\min)}$  ดังนั้นถ้าสามารถเพิ่ม  $\Delta u_0$  ได้จะทำให้ค่าสัมประสิทธิ์การเหนี่ยวนำที่น้อยที่สุด ( $k_{\min}$ ) ที่ค่า  $\Delta u_0$  เท่ากับ  $\Delta u_{0(\min)}$  (Reader sensitivity) สามารถมีค่าน้อยลงได้ ดังนั้นการที่  $k_{\min}$  มีค่าลดลงสมการที่ (3.12) แสดงให้เห็นว่าที่รัศมีของขดลวดเหนี่ยวนำของเครื่องอ่านและแท็กที่คงที่ ระยะ  $S_{T-R}$  จะมีค่าสูงขึ้นและถ้าระยะการอ่านของระบบอาร์เอฟไอดีนั้นๆ (จากสมการที่ (3.1)) ถูกจำกัดด้วยระยะทางสูงสุดในการส่งข้อมูลจากแท็กมายังที่เครื่องอ่านโดยที่เครื่องอ่านสามารถอ่านข้อมูลได้ถูกต้อง ( $S_{T-R}$ ) จะสามารถสรุปได้ว่าการที่สามารถเพิ่ม  $\Delta u_0$  จะทำให้ระยะการอ่านของระบบอาร์เอฟไอดีเพิ่มขึ้นด้วยเช่นกัน

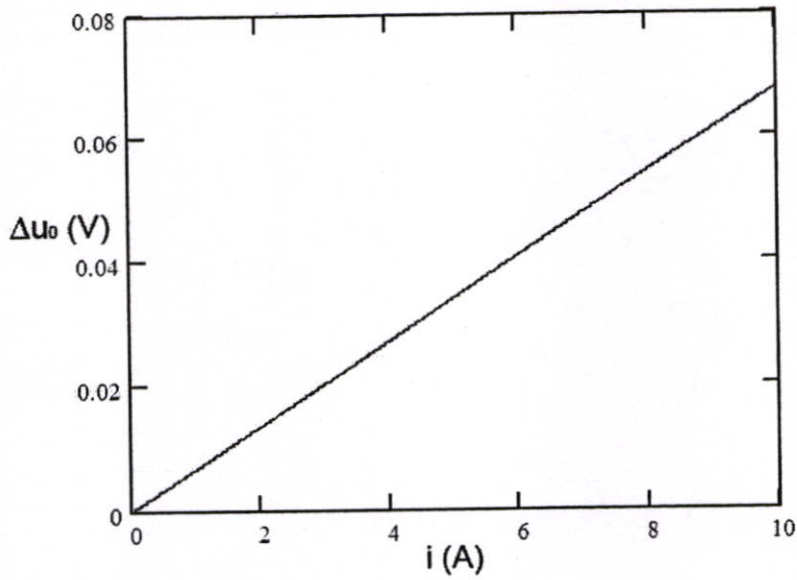
จากสมการที่ (3.10) จะเห็นว่า  $\Delta u_0$  แปรผันตาม  $L_1$ ,  $k$ ,  $i$ ,  $\omega$  และนอกจากนี้  $\Delta u_0$  ยังขึ้นอยู่กับ  $L_2$  อีกด้วย การเปลี่ยนแปลงของ  $\Delta u_0$  ซึ่งเป็นผลของ  $L_1$  นั้นสามารถสรุปได้ว่าค่าแรงดัน  $\Delta u_0$  จะมีค่าแปรผันตรงกันกับ  $L_1$  จากความสัมพันธ์นี้สามารถพล็อตได้



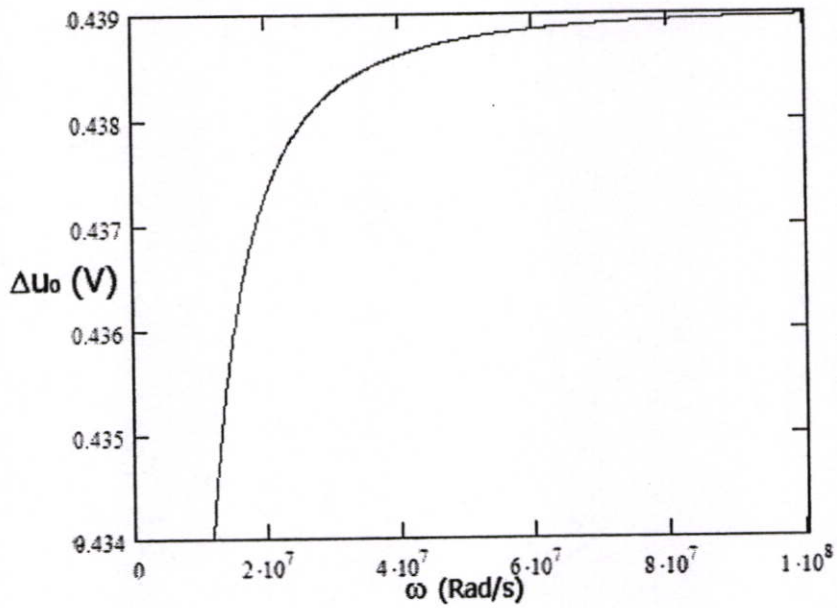
รูปที่ 3.4 ความสัมพันธ์ระหว่าง  $\Delta u_0$  ที่รับได้ที่เครื่องอ่านและค่าความเหนี่ยวนำของขดลวดเหนี่ยวนำของเครื่องอ่าน ( $L_1$ )



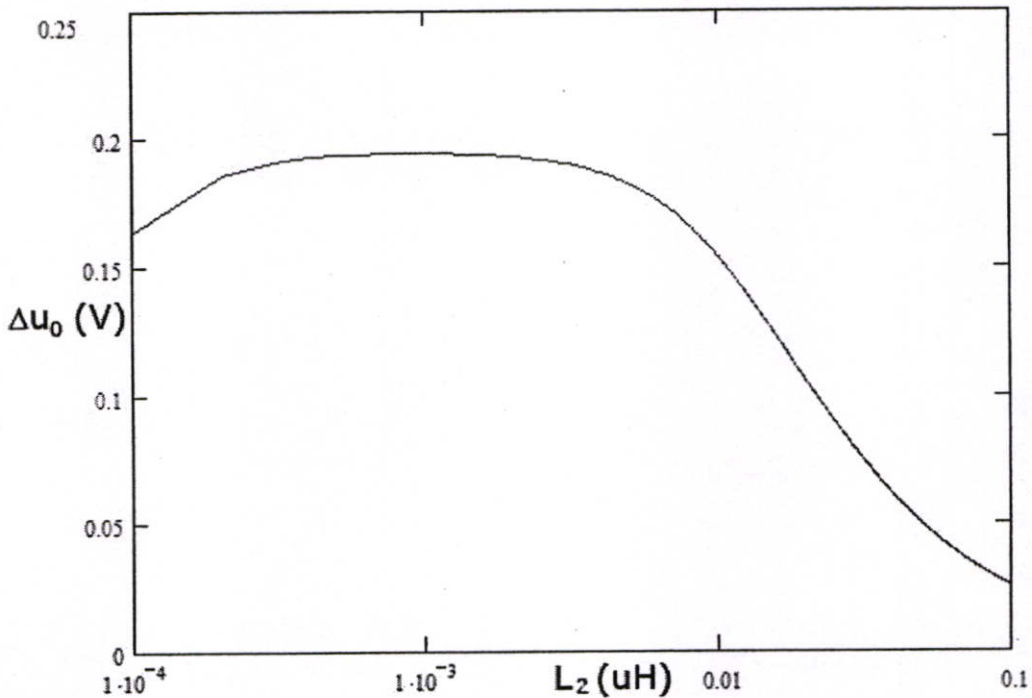
รูปที่ 3.5 ความสัมพันธ์ระหว่าง  $\Delta u_0$  ที่รับได้ที่เครื่องอ่านและค่าสัมประสิทธิ์การเหนี่ยวนำ ( $k$ )



รูปที่ 3.6 ความสัมพันธ์ระหว่าง  $\Delta u_0$  ที่รับได้ที่เครื่องอ่านและค่ากระแสที่ไหลผ่านขดลวดเหนี่ยวนำของเครื่องอ่าน ( $i_1$ )



รูปที่ 3.7 ความสัมพันธ์ระหว่าง  $\Delta u_0$  ที่รับได้ที่เครื่องอ่านและความถี่ของคลื่นพาห์ของระบบ ( $\omega$ )



**รูปที่ 3.8** ความสัมพันธ์ระหว่าง  $\Delta u_0$  ที่รับได้ที่เครื่องอ่านและค่าความเหนี่ยวนำของขดลวดเหนี่ยวนำของแท็ก ( $L_2$ )

จากรูปที่ 3.4 ถึงรูปที่ 3.7 จะเห็นว่าค่า  $\Delta u_0$  จะมีค่าเพิ่มขึ้นเมื่อค่า  $L_1$ ,  $k$ ,  $i_1$  และ  $\omega$  มีค่าเพิ่มขึ้น ดังนั้นการที่จะเพิ่ม  $\Delta u_0$  จึงสามารถเพิ่มได้ด้วยการเพิ่มค่าดังกล่าว แต่จากรูปที่ 3.8 จะเห็นว่ามีความเหนี่ยวนำของขดลวดเหนี่ยวนำของเครื่องอ่าน ( $L_2$ ) ที่เหมาะสมที่จะทำให้  $\Delta u_0$  มีค่าสูงสุดซึ่งจากสมการที่ (3.10) สามารถคำนวณหาค่า  $L_2$  ที่เหมาะสมได้โดยทำการดิฟเฟอเรนเชียลสมการที่ (3.10) เทียบกับ  $L_2$  แล้วให้ผลการดิฟเฟอเรนเชียลนั้นมีค่าเท่ากับ 0 จากนั้นจะสามารถคำนวณหาค่า  $L_2$  ที่เหมาะสมที่ให้ค่า  $\Delta u_0$  สูงที่สุดได้จากสมการ (3.13) [ภาคผนวก ค]

$$L_2(\text{opt}) = \frac{\left[ -R_2 \cdot (R_L // R_{\text{mod}}) - R_L \cdot (R_L // R_{\text{mod}}) - R_2^2 - R_2 R_L \right]^{1/2}}{\omega_0} \quad (3.13)$$

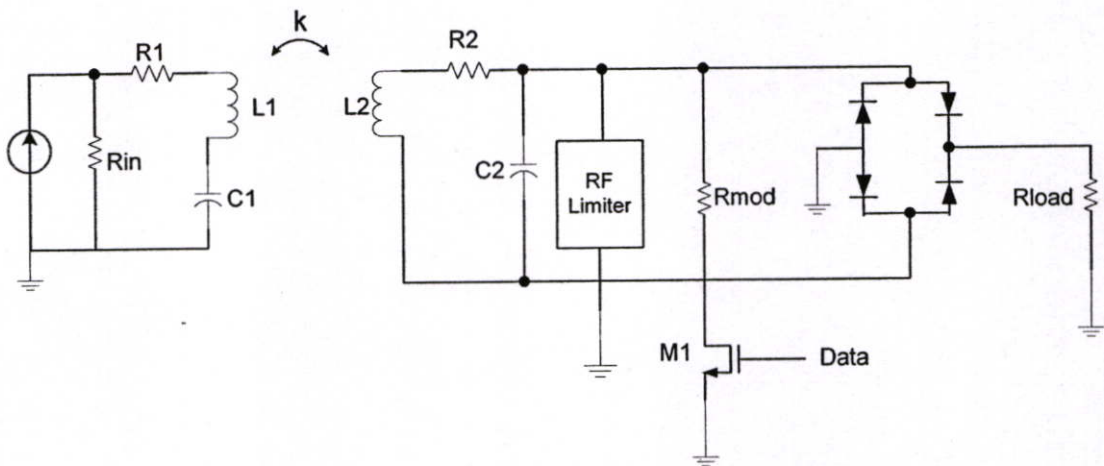
สมการ (3.13) สามารถนำมาคำนวณหาขนาด จะได้เป็นค่า  $L_2$  ที่ทำให้  $\Delta u_0$  มีค่าสูงสุด

### 3.5 การเพิ่มระยะการอ่านของระบบอาร์เอฟไอดีที่ทำงานในย่านความถี่ต่ำโดยใช้แท็กที่ทนแรงดันสูง

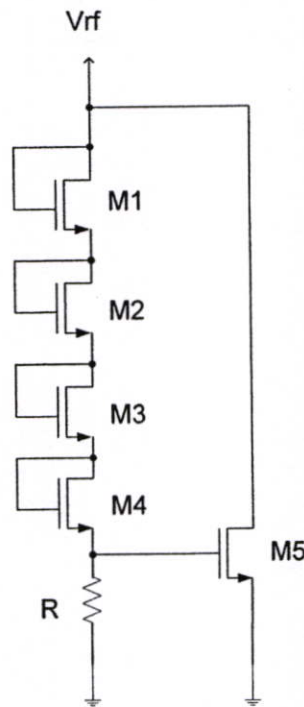
#### 3.5.1 การเพิ่มระยะการอ่านที่เกิดจากการออกแบบแท็กให้เป็นแท็กที่ทนแรงดันสูง

จากหัวข้อที่ 3.4.2 จะเห็นว่าระยะการอ่านของระบบอาร์เอฟไอดีนั้นสามารถเพิ่มได้โดยการเพิ่ม  $\Delta u_0$  ที่รับได้ที่เครื่องอ่าน ในหัวข้อนี้แสดงการเพิ่มค่า  $\Delta u_0$  โดยการออกแบบวงจรอนุกรมของหน้าของแท็กโดยใช้เทคโน โลยีมอสที่ทนแรงดันสูง

จากหัวข้อที่ 2.5.2 วงจรจำกัดแรงดันจะทำหน้าที่ในการจำกัดไม่ให้แรงดันที่เหนี่ยวนำได้ที่ขดลวดเหนี่ยวนำของแท็กมีค่าสูงมากจนทำให้วงจรภายในเกิดความเสียหายซึ่งลักษณะของวงจรจำกัดแรงดันที่ต่ออยู่กับขดลวดเหนี่ยวนำของแท็กสามารถแสดงได้ดังรูป



รูปที่ 3.9 วงจรเสมือนของระบบอาร์เอฟไอดีที่แท็กมีการต่อวงจรจำกัดแรงดัน



รูปที่ 3.10 วงจรจำกัดแรงดันที่ใช้ในแท็กแบบทั่วไป

จากรูปที่ 3.9 จะเห็นว่าวงจรจำกัดแรงดันจะทำหน้าที่ในการดึงกระแสส่วนเกินทิ้งลงกราวด์เพื่อรักษาระดับแรงดันให้มีค่าคงที่อยู่ที่แรงดันที่กำหนดโดยที่วงจรรักษาระดับแรงดันนี้จะประพฤติตัวเป็นเหมือนกับตัวต้านทานที่ปรับค่าได้ตามแรงดันที่เหนี่ยวนำได้โดยที่จากรูปที่ 3.10 จะเห็นได้ว่ามอส M1 ถึง M4 จะทำหน้าที่เป็นไดโอดเพื่อกำหนดแรงดันที่จะจำกัดไว้ของวงจรจำกัดแรงดัน โดยที่เริ่มแรกจะไม่มีแรงดันที่ตกคร่อมตัวต้านทาน R เพราะแรงดันจะตกคร่อมที่ไดโอด หลังจากนั้นเมื่อแรงดัน  $V_{RF}$  เพื่อขึ้นจะมีแรงดันตกคร่อม R มากขึ้นและแรงดัน  $V_R$  จะเป็นตัวที่ไปควบคุมแรงดัน  $V_{GS}$  ของ M5 เพื่อควบคุมกระแสที่ไหลผ่าน M5 ดังนั้นถ้าแรงดัน  $V_{RF}$  มีค่าสูงขึ้นมอส M5 ก็จะมีกระแส  $I_D$  มากขึ้นทำให้แรงดันสามารถรักษาระดับอยู่ในระดับที่ต้องการได้ จากการที่มีวงจรจำกัดแรงดันเพิ่มขึ้นมาทำให้อินพุทอิมพีแดนซ์ของแท็กในขณะที่วงจรมอดคูเลเตอร์ไม่ทำงาน (ข้อมูลดิจิทัลที่มาควบคุมวงจรมอดคูเลเตอร์มีค่าเป็น 0) จะมีค่าเป็น  $R_L // R_{RF \text{ Limiter}}$  และที่การที่วงจรจำกัดแรงดันจะต้องประพฤติตัวเหมือนกับเป็นตัวต้านทานที่มีค่าความต้านทานที่มีค่าน้อยจึงจะสามารถดึงกระแสส่วนเกินเพื่อจะรักษาระดับแรงดันของขดลวดเหนี่ยวนำซึ่งมีการใช้วงจรเรโซแนนซ์ไว้จึงสามารถสรุปได้ว่าอินพุทอิมพีแดนซ์ของแท็กที่มีวงจรจำกัดแรงดันจะมีค่าน้อยลงกว่าเมื่อไม่มีวงจรรักษาระดับแรงดัน

การออกแบบวงจรมอดคูเลเตอร์ส่วนหน้าของแท็กโดยใช้เทคโนโลยีมอสที่ทนแรงดันสูงช่วยเพื่อความสามารถในการทนแรงดันของมอสซึ่งเทคโนโลยีมอสที่ใช้ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้สามารถ

ทนแรงดันครนชอส ( $V_{DS}$ ) ได้สูงสุดถึง 80 โวลต์สำหรับมอสทรานซิสเตอร์ชนิดเอ็น (NMOS) และ -70 โวลต์สำหรับมอสทรานซิสเตอร์ชนิดพี (PMOS) ซึ่งความสามารถในการทนแรงดันสูงของมอสที่ใช้ในการออกแบบนี้เองทำให้แท็กสามารถทำงานได้โดยที่ไม่จำเป็นต้องมีวงจรถักแรงดันจึงทำให้อินพุทอิมพีแดนซ์ของแท็กมีค่าเท่ากับ  $R_L$  ซึ่งค่าแรงดันที่รับได้ที่ขดลวดเหนี่ยวนำของเครื่องอ่านซึ่งเกิดจากการที่มีแท็กเข้ามาอยู่ในระยะทำการของเครื่องอ่านสามารถคำนวณได้จาก

$$u_0 = R_1 \cdot i_1 + \frac{\omega^2 k^2 \cdot L_1 \cdot L_2}{R_2 + j\omega L_2 + Z_2} \cdot i_1 \quad (3.14)$$

จะเห็นว่าค่า  $u_0$  จะมีค่าเท่ากับค่าในพจน์ที่หนึ่งเป็นตัวตั้งแล้วลบกับค่าในพจน์ที่สองซึ่งถ้าค่าของพจน์ที่หนึ่งถูกกำหนดให้มีค่าคงที่ส่วนค่าของพจน์ที่สองนั้นจะถูกกำหนดโดยค่า  $Z_2$  ซึ่งก็คือค่าอินพุทอิมพีแดนซ์ของแท็ก ดังนั้นค่าแรงดัน  $u_0$  จากสมการที่ (3.14) สามารถเขียนในกรณีของการที่แท็กมีและไม่มีวงจรถักแรงดันได้ดังนี้

$$u_0 = R_1 \cdot i_1 + \frac{\omega^2 k^2 \cdot L_1 \cdot L_2}{R_2 + j\omega L_2 + R_{RF\_Limiter}} \cdot i_1 \quad (3.15)$$

$$u_0 = R_1 \cdot i_1 + \frac{\omega^2 k^2 \cdot L_1 \cdot L_2}{R_2 + j\omega L_2 + R_L} \cdot i_1 \quad (3.16)$$

เมื่อวงจรมอดคูเลเตอร์ของแท็กทำงาน (ข้อมูลดิจิทัลที่เข้ามาควบคุมวงจรมอดคูเลเตอร์คือ 1) ค่าอินพุทอิมพีแดนซ์ของแท็กสามารถเขียนได้เป็น  $R_{mod}$  (วิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะใช้การมอดคูเลทของแท็กที่มีความลึกมากซึ่งทำให้ค่า  $\Delta u_0$  มีค่าสูงที่สุด) ดังนั้นแรงดัน  $u_0$  ที่วงจรมอดคูเลเตอร์ของแท็กทำงานจะสามารถเขียนเป็นสมการได้คือ

$$u_0 = R_1 \cdot i_1 + \frac{\omega^2 k^2 \cdot L_1 \cdot L_2}{R_2 + j\omega L_2 + R_{mod}} \cdot i_1 \quad (3.17)$$

จากที่กล่าวมาแล้วจะเห็นว่าค่าอินพุทอิมพีแดนซ์ของแท็กที่ได้รับการพิจารณาจะมีอยู่ 3 ค่าด้วยกันซึ่งสามารถเรียงลำดับจากความต้านทานมากไปหาน้อยได้ดังนี้

$$R_L \gg R_{RF\_Limiter} \gg R_{mod} \quad (3.18)$$

ดังนั้นค่า  $\Delta u_0$  ซึ่งก็คือความแตกต่างของแรงดันที่รับได้ที่เครื่องอ่านซึ่งเกิดจากการที่วงจรมอดูเลเตอร์ของแท็กมีการเปิดและปิดนั้นสามารถคำนวณได้เป็นสองกรณีคือ กรณีที่ 1 แท็กที่มีการใช้วงจรรักษาระดับแรงดัน ค่า  $\Delta u_0$  สามารถคำนวณได้จากสมการที่ (3.17) – (3.15)

$$\Delta u_0 = \omega^2 k^2 \cdot L_1 \cdot L_2 \cdot i_1 \cdot \left( \frac{1}{R_2 + j\omega L_2 + R_{\text{mod}}} - \frac{1}{R_2 + j\omega L_2 + R_{RF\_Limiter}} \right) \quad (3.19)$$

กรณีที่ 2 แท็กที่ทนแรงดันสูงและไม่จำเป็นต้องใช้วงจรจำกัดแรงดัน  $\Delta u_0$  สามารถคำนวณได้จากสมการที่ (3.17) – (3.16)

$$\Delta u_0 = \omega^2 k^2 \cdot L_1 \cdot L_2 \cdot i_1 \cdot \left( \frac{1}{R_2 + j\omega L_2 + R_{\text{mod}}} - \frac{1}{R_2 + j\omega L_2 + R_L} \right) \quad (3.20)$$

จากสมการที่ (3.18) สามารถบอกได้ว่าแรงดัน  $\Delta u_0$  จากสมการที่ (3.10) มีค่ามากกว่าแรงดัน  $\Delta u_0$  จากสมการที่ (3.19) จึงสามารถสรุปได้ว่าแท็กที่ทนแรงดันสูงจะทำให้เครื่องอ่านสามารถรับค่า  $\Delta u_0$  ได้มากกว่าแท็กแบบทั่วไปซึ่งจำเป็นต้องมีวงจรจำกัดแรงดัน ดังนั้นแท็กที่ทนแรงดันสูงจึงสามารถช่วยเพิ่มระยะ  $S_{T-R}$  และสามารถเพิ่มระยะการอ่านของระบบอาร์เอฟไอดีได้

### 3.5.2 การเพิ่มระยะการอ่านที่เกิดจากการมอดูเลทของแท็กที่ทนแรงดันสูงด้วยความลึกที่มาก

ในการมอดูเลทของแท็กเพื่อส่งข้อมูลกลับไปเครื่องอ่านนั้นในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะใช้การมอดูเลทของแท็กด้วยวิธีการมอดูเลทแบบโหลด (Load modulation) ซึ่งโหลดของวงจรมอดูเลเตอร์จะเป็นความต้านทานซึ่งจากสมการที่ (3.10)

$$\Delta u_0 = \left| \omega_0^2 k^2 L_1 L_2 i_1 \cdot \left( \frac{1}{R_2 + j\omega_0 L_2 + R_L} - \frac{1}{R_2 + j\omega_0 L_2 + R_L // R_{\text{mod}}} \right) \right|$$

จะเห็นว่าค่า  $\Delta u_0$  ซึ่งเป็นความแตกต่างของแรงดันที่รับได้ที่เครื่องอ่านซึ่งเกิดจากมอดูเลทของแท็กซึ่งส่งผลกระทบต่อระยะการอ่านของระบบอาร์เอฟไอดีนั้นมีค่าขึ้นอยู่กับ  $R_{\text{mod}}$  ซึ่งเป็นค่าความต้านทานของโหลดของวงจรมอดูเลเตอร์ด้วยเช่นกันซึ่งแสดงให้เห็นว่าค่าความต้านทานโหลดของวงจรมอดูเลเตอร์มีผลกระทบต่อระยะการอ่านของระบบอาร์เอฟไอดี จากรูปที่ 3.9 จะเห็นว่าเมื่อมอส M1 ทำงานจะสามารถสรุปได้ว่า M1 จะทำงานในย่านอิมิตัวเนื่องจากแรงดันที่เหนี่ยวนำได้ที่ขดลวดเหนี่ยวนำมีค่าสูงมากทำให้  $V_{DS,M1} > V_{GS,M1} - V_T$  ซึ่งจากการที่กระแสของมอสที่ทำงานในย่านอิมิตัวมีค่าเกือบ

คงที่จึงสมมติให้กระแสของ M1 มีค่าคงที่ดังนั้นแรงดันที่ขดลวดเหนี่ยวนำของแท็ก ( $u_1$ ) เมื่อมีการมอดคูเลทสามารถเขียนได้เป็น

$$u_1 = V_{DS,M1} + V_{R_{mod}} \quad (3.21)$$

จากสมการที่ (3.10) จะเห็นว่าที่ค่าอินพุทอิมพีแดนซ์ของแท็กที่ยังไม่มีการมอดคูเลท ( $R_L$ ) จะมีค่าคงที่และค่า  $\Delta u_0$  สามารถเพิ่มได้จากค่า  $R_{mod}$  ที่มีค่าน้อยลง ( $R_L \gg R_{mod}$ )

$$R_{mod2} < R_{mod} \quad (3.22)$$

ดังนั้นเมื่อเทียบกับสมการที่ (3.21) ก็จะเห็นว่าค่า  $R_{mod2}$  ที่มีค่าน้อยลงจะทำให้ค่าแรงดันที่เหนี่ยวนำได้ที่ขดลวดเหนี่ยวนำของแท็กมีค่าน้อยลงด้วยซึ่งแสดงได้เป็น

$$u_{1,R_{mod2}} = V_{DS,M1} + V_{R_{mod2}} < u_{1,R_{mod}} = V_{DS,M1} + V_{R_{mod}} \quad (3.23)$$

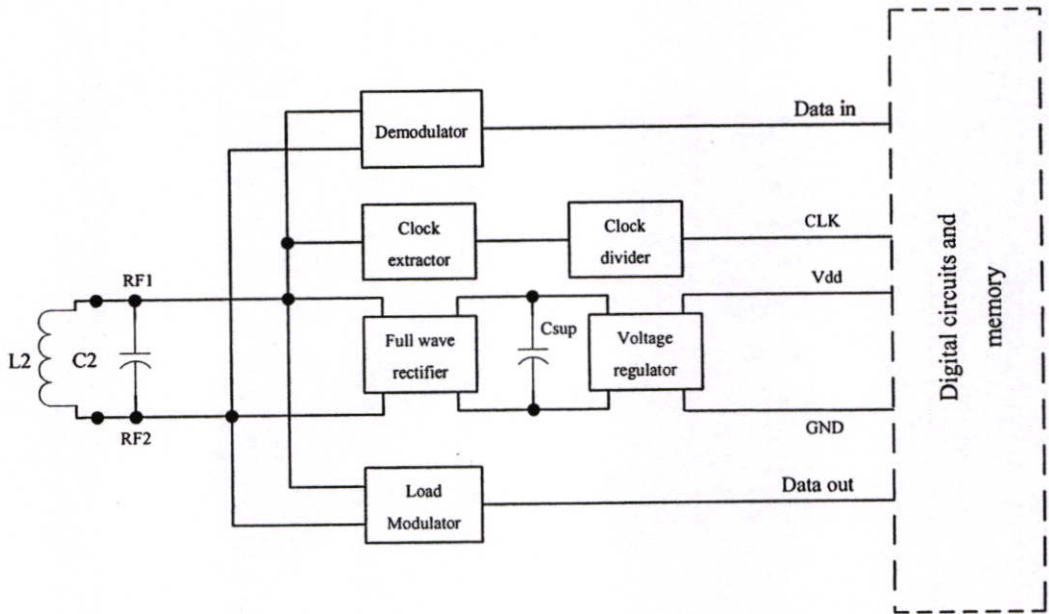
จากสมการที่ 3.23 จึงสามารถสรุปได้ว่าค่าความถี่ของการมอดคูเลทของแท็กที่มีค่ามากจะทำให้  $\Delta u_0$  ที่รับได้ที่เครื่องอ่านมีค่ามากขึ้นซึ่งส่งผลให้ระยะเวลาอ่านของระบบอาร์เอฟไอดีมีค่ามากขึ้นอีกด้วย

## บทที่ 4

# การออกแบบวงจรมอดูเลชันส่วนหน้าของแท็กที่ทนแรงดันสูง

### 4.1 บทนำ

ในระบบอาร์เอฟไอดีที่ทำงานในย่านความถี่ต่ำนั้นจะประกอบไปด้วย 2 ส่วนหลักได้แก่วงจรมอดูเลชันส่วนหน้าและวงจรถอดสัญญาณส่วนหลัง ในบทนี้จะกล่าวถึงการออกแบบวงจรมอดูเลชันส่วนหน้าของระบบอาร์เอฟไอดีที่ทำงานในย่านความถี่ต่ำโดยการใช้เทคโนโลยีมอดูเลชันที่ทนแรงดันสูง ซึ่งในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เรียกว่าวงจรมอดูเลชันส่วนหน้าของแท็กที่ทนแรงดันสูง [23] โดยการออกแบบวงจรมอดูเลชันส่วนหน้าของแท็กที่ทนแรงดันสูงนี้จะมุ่งเป้าหมายไปที่การเพิ่มค่า  $\Delta u_0$  ซึ่งรับได้ที่เครื่องอ่านตามหลักการในบทที่ 3 เพื่อเพิ่มระยะการอ่านของระบบอาร์เอฟไอดี ซึ่งการเพิ่มค่าของ  $\Delta u_0$  นั้นสามารถทำได้หลายวิธีเช่นการออกแบบวงจรมอดูเลชันส่วนหน้าของแท็กโดยการใช้เทคโนโลยีมอดูเลชันที่ทนแรงดันสูง, การใช้ค่าความเหนี่ยวนำที่เหมาะสมของขดลวดเหนี่ยวนำของแท็ก การมอดูเลชันแบบโพลคของแท็กที่ทำให้ความลึกของการมอดูเลชันมีค่ามาก ซึ่งในบทนี้จะมีการนำเสนอระเบียบวิธีการคำนวณหาค่าความเหนี่ยวนำที่เหมาะสมของขดลวดเหนี่ยวนำของแท็ก จากนั้นนำค่าที่ได้ไปคำนวณหาค่ารัศมีและจำนวนรอบของขดลวดเหนี่ยวนำของแท็ก จากนั้นจะสามารถคำนวณหาค่าความเหนี่ยวนำของขดลวดเหนี่ยวนำของเครื่องอ่านรวมถึงจำนวนรอบและรัศมีของขดลวดเหนี่ยวนำของเครื่องอ่านด้วย สุดท้ายก็จะมีแสดงถึงการประมาณระยะการอ่านของระบบอาร์เอฟไอดีได้อีกด้วย ซึ่งระเบียบการคำนวณนี้เป็นบทความที่ได้มีการนำเสนอในการประชุมวิชาการระดับนานาชาติ [16] โดยส่วนประกอบต่างๆของวงจรมอดูเลชันส่วนหน้าที่ได้ทำการออกแบบประกอบไปด้วยวงจรรีโซแนนซ์, วงจรเรียงกระแส, วงจรรักษาระดับแรงดัน, วงจรถอดสัญญาณนาฬิกา, วงจรหารสัญญาณนาฬิกา, วงจรสร้างกระแสอ้างอิง, วงจรมอดูเลเตอร์และวงจรมอดูเลเตอร์ ซึ่งวงจรมอดูเลชันส่วนหน้าของแท็กที่ทนแรงดันสูงที่ทำการออกแบบจะไม่มี ความจำเป็นที่จะต้องใช้วงจรจำกัดแรงดันเพื่อป้องกันความเสียหายที่จะเกิดกับวงจรต่างๆที่อยู่ภายในเนื่องจากเทคโนโลยีที่ทำการออกแบบนั้นสามารถทนแรงดันสูงได้ โดยการที่ไม่มีวงจรจำกัดแรงดันทำให้สามารถประหยัดเนื้อที่ของวงจรมอดูเลชันที่ออกแบบได้อีกด้วย ซึ่งแผนภาพของวงจรมอดูเลชันส่วนหน้าที่ทำการออกแบบสามารถแสดงได้ดังรูป และในการออกแบบได้กำหนดให้มีรายละเอียดของสัญญาณที่ใช้ในระบบอาร์เอฟไอดีที่ออกแบบดังตารางที่ 4.1



รูปที่ 4.1 แผนภาพของวงจรอนุบาลอกส่วนหน้าของแท็กที่ทนแรงดันสูงที่ออกแบบ

ตารางที่ 4.1 ข้อกำหนดที่ใช้ในการออกแบบวงจรอนุบาลอกส่วนหน้าของแท็กที่ทนแรงดันสูง

เทคโนโลยี	AMS high voltage process
ความถี่ของคลื่นพาห์	125 กิโลเฮิร์ตซ์
การมอดคูเลทของเครื่องอ่าน	90% ASK
ความถี่ของข้อมูลที่มีการมอดคูเลทจากเครื่องอ่าน	1 กิโลเฮิร์ตซ์
กระแสที่ไหลผ่านขดลวดเหนี่ยวนำของเครื่องอ่าน	1 แอมแปร์
ความถี่ของสัญญาณนาฬิกาของแท็ก	3.9 กิโลเฮิร์ตซ์

### 4.2 วงจรเรโซแนนซ์ (Resonance)

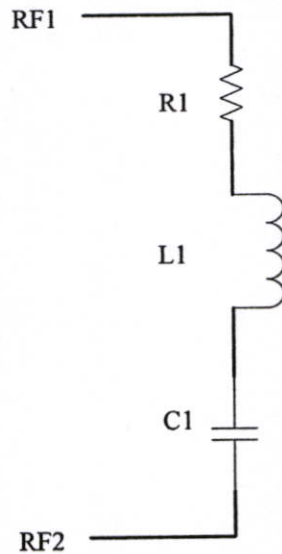
ในระบบอาร์เอฟไอดีนั้นวงจรเรโซแนนซ์เป็นวงจรที่สร้างประโยชน์อย่างมากโดยที่วงจรเรโซแนนซ์จะปรากฏอยู่ที่เครื่องอ่านและแท็ก โดยวงจรเรโซแนนซ์ที่เครื่องอ่านนั้นจะทำหน้าที่ในการช่วยให้กระแสที่ไหลผ่านขดลวดเหนี่ยวนำของเครื่องอ่านมีค่าสูงที่สุดเพื่อให้สนามแม่เหล็กที่สร้างขึ้นได้มีค่าความเข้มสูงที่สุดและสามารถส่งออกไปได้ไกลซึ่งจะส่งผลกระทบต่อระยะการอ่านของระบบอาร์เอฟไอดีในเทอมของ ( $S_{R-T}$ ) โดยตรงอีกด้วย ส่วนที่แท็กวงจรเรโซแนนซ์จะทำหน้าที่ในการเหนี่ยวนำแรงดันจากสนามแม่เหล็กที่ถูกส่งออกมาจากเครื่องอ่านให้ได้มากที่สุดเพื่อที่จะนำมาเป็นแรงดันที่ใช้ในวงจรส่วนต่างๆภายในแท็กทั้งภาควงจรอนุบาลอกส่วนหน้ารวมไปถึงวงจรดิจิทัลอีกด้วย วงจรเรโซแนนซ์ประกอบไปด้วยอุปกรณ์สามชนิดคือขดลวดเหนี่ยวนำ (ตัวเหนี่ยวนำ),

ตัวเก็บประจุและตัวต้านทานโดยการต่อวงจรเรโซแนนซ์นั้นสามารถทำได้สองรูปแบบคือวงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรมและวงจรเรโซแนนซ์แบบขนานซึ่งที่ขดลวดเหนี่ยวนำของเครื่องอ่านจะเป็นวงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรมส่วนที่ขดลวดเหนี่ยวนำของแท็กจะเป็นวงจรเรโซแนนซ์แบบขนาน

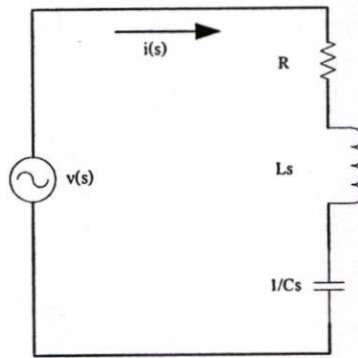
#### 4.2.1 วงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรม

วงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรมนั้นจะเป็นการต่ออนุกรมกันของอุปกรณ์สามชนิด ประกอบด้วยขดลวดเหนี่ยวนำ, ตัวเก็บประจุและตัวต้านทาน ในระบบอาร์เอฟไอดีวงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรมจะถูกนำมาประยุกต์ใช้กับขดลวดเหนี่ยวนำของเครื่องอ่าน ซึ่งสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.2

วงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรมจะเป็นวงจรที่เมื่อความถี่ของคลื่นพาห์ตรงกันกับความถี่เรโซแนนซ์แล้วจะทำให้ค่าอิมพีแดนซ์ของวงจรเรโซแนนซ์มีค่าต่ำที่สุด ซึ่งจะทำให้กระแสที่ไหลผ่านวงจรเรโซแนนซ์มีค่าสูงที่สุด ทำให้มีการเปลี่ยนแปลงของกระแสที่ขดลวดเหนี่ยวนำมีสูงซึ่งจะทำให้สนามแม่เหล็กที่ถูกสร้างขึ้นมีความเข้มสูง วงจรเรโซแนนซ์สามารถคำนวณเพื่อแสดงผลการเรโซแนนซ์ได้โดยการวิเคราะห์ห้วงจรโดยการวิเคราะห์ในเชิงของความถี่ (Frequency domain) ซึ่งจะทำให้วงจรในรูปที่ 4.2 สามารถเขียนใหม่ได้เป็นวงจรดังรูปที่ 4.3



รูปที่ 4.2 วงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรมที่ใช้ที่เครื่องอ่าน



รูปที่ 4.3 วงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรมที่ใช้การวิเคราะห์ในเชิงความถี่

จากรูปที่ 4.3 สามารถเขียนเป็นสมการความสัมพันธ์ระหว่างกระแส  $i(s)$  และแรงดัน  $v(s)$  ได้คือ

$$v(s) = i(s) \cdot \left( R + Ls + \frac{1}{Cs} \right) \quad (4.1)$$

$$i(s) = \frac{1}{\left( R + Ls + \frac{1}{Cs} \right)} \cdot v(s) \quad (4.2)$$

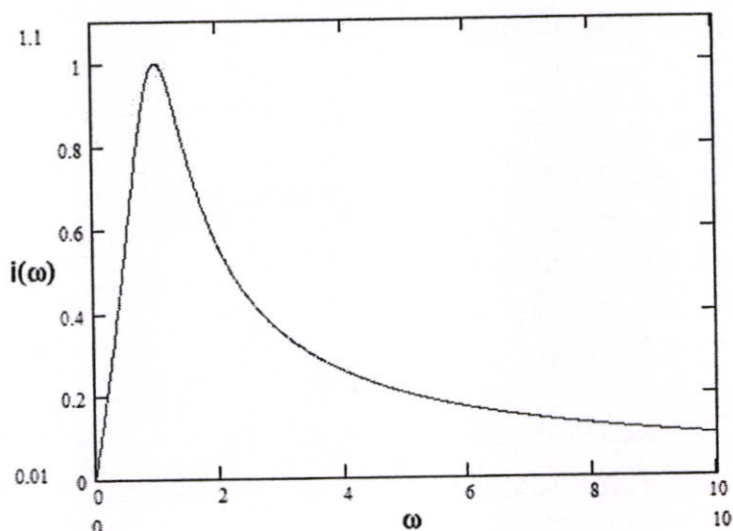
จากสมการที่ (4.2) ถ้าแทนค่า  $s$  ด้วย  $j\omega$  จะสามารถเขียนได้ดังนี้

$$i(j\omega) = \frac{1}{\left( R + j\omega L + \frac{1}{j\omega C} \right)} \cdot v(j\omega) \quad (4.3)$$

จากสมการที่ (4.3) สามารถคำนวณหาขนาดของอิมพีแดนซ์ของอุปกรณ์ที่ต่ออยู่กับแหล่งจ่ายและเขียนได้เป็น

$$i(j\omega) = \frac{1}{\sqrt{R^2 + \left( \omega L - \frac{1}{\omega C} \right)^2}} \cdot v(j\omega) \quad (4.4)$$

จากสมการที่ (4.4) ถ้าให้แรงดัน ( $v$ ) มีค่า 1 โวลต์, ความต้านทาน ( $R$ ) มีค่า 1 โอห์ม, ความเหนี่ยวนำ ( $L$ ) มีค่า 1 เฮนรี่, ตัวเก็บประจุ ( $C$ ) มีค่า 1 ฟารัด จะสามารถพล็อตค่าความสัมพันธ์ระหว่างกระแส ( $i$ ) กับความถี่ ( $\omega$ ) ได้ดังรูป



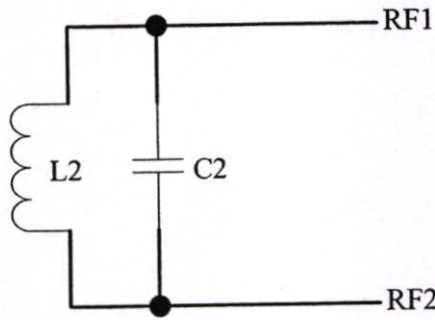
รูปที่ 4.4 กระแสที่ไหลผ่านวงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรม

จากรูปที่ 4.4 จะเห็นได้ว่าที่ความถี่ค่าหนึ่งจะทำให้กระแสที่ไหลผ่านวงจรเรโซแนนซ์มีค่าสูงที่สุด ซึ่งเรียกว่าความถี่เรโซแนนซ์ โดยค่าความถี่เรโซแนนซ์สามารถคำนวณได้จากความถี่ที่ทำให้กระแส (i) ที่คำนวณจากการนอร์มาไลซ์ (Normalize) มีค่าเท่ากับ 1 หรือกล่าวได้ว่าทำให้ค่าแอมพลิจูดที่เกิดขึ้นที่ความถี่หนึ่งขยับมาและตัวเก็บประจุหักล้างกันหมดไป ซึ่งความถี่นั้นสามารถเขียนเป็นสมการได้คือ

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (4.5)$$

#### 4.2.2 วงจรเรโซแนนซ์แบบขนาน

วงจรเรโซแนนซ์แบบขนานเป็นการต่อกันของอุปกรณ์สามชนิดในลักษณะที่ขนานกันอยู่ อุปกรณ์ดังกล่าวประกอบด้วยตัวเหนี่ยวนำ, ตัวเก็บประจุและตัวต้านทาน ในระบบอาร์เอฟไอดีวงจรเรโซแนนซ์แบบขนานจะถูกนำมาประยุกต์ใช้กับขดลวดเหนี่ยวนำของแท็กดังรูปที่ 4.5 วงจรเรโซแนนซ์แบบขนานนี้เมื่อความถี่ของคลื่นพาห้มีความถี่ตรงกันกับความถี่เรโซแนนซ์ของวงจรเรโซแนนซ์จะทำให้ค่าอิมพีแดนซ์ของวงจรเรโซแนนซ์มีค่าสูงที่สุด ซึ่งจะทำให้แรงดันที่เหนี่ยวนำได้ที่ขดลวดเหนี่ยวนำมีค่าสูงมาก ทำให้แท็กสามารถมีแรงดันไปใช้ในการเลี้ยงวงจรภายในได้มากขึ้นที่ระยะทางเท่ากับแท็กที่ไม่มีวงจรเรโซแนนซ์



รูปที่ 4.5 วงจรเรโซแนนซ์แบบขนานที่ใช้ที่แท้ก

ซึ่งความถี่เรโซแนนซ์ของวงจรเรโซแนนซ์แบบขนานก็จะสามารถคำนวณได้จาก

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (4.6)$$

#### 4.2.3 การออกแบบวงจรเรโซแนนซ์

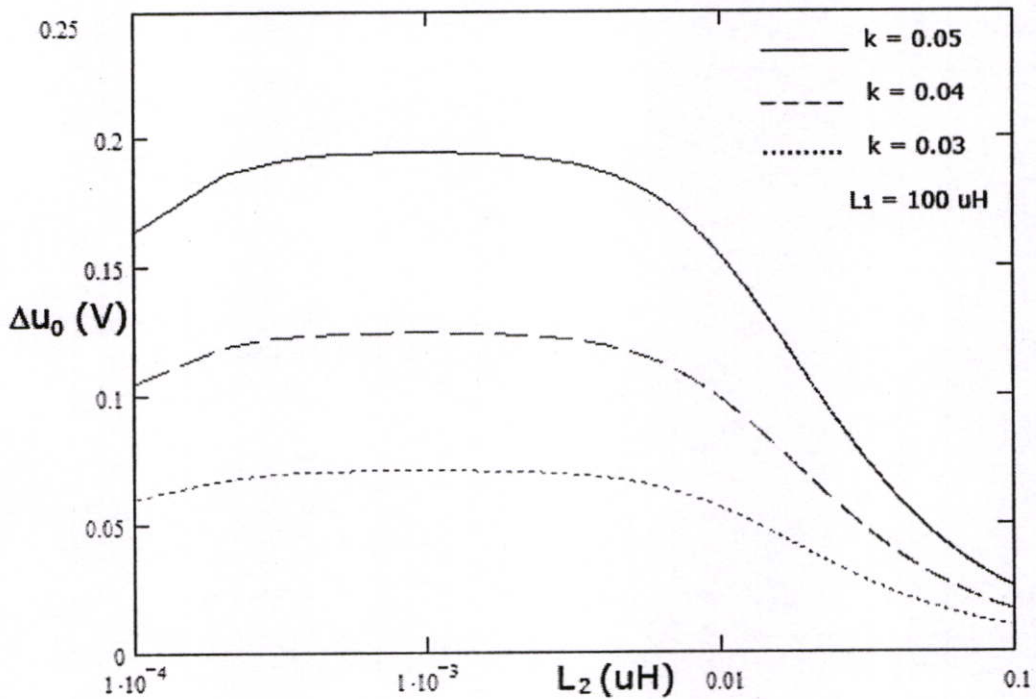
ในปัจจุบันยังไม่มีทฤษฎีที่ใช้แสดงการคำนวณหาค่าความเหนี่ยวนำของขดลวดเหนี่ยวนำของแท้กและเครื่องอ่าน ทั้งๆที่ค่าความเหนี่ยวนำของขดลวดเหนี่ยวนำนั้นมีผลอย่างมากต่อระยะเวลาอ่านของระบบอาร์เอฟไอดี จากบทที่ 3 จะเห็นได้ว่าความเหนี่ยวนำที่เหมาะสมของขดลวดเหนี่ยวนำของแท้กจะทำให้ค่า  $\Delta u_0$  มีค่าสูงสุดในทุกๆระยะห่างระหว่างเครื่องอ่านและแท้กเทียบกับแท้กที่ไม่ได้ใช้ค่าความเหนี่ยวนำที่เหมาะสมของขดลวดเหนี่ยวนำของแท้กซึ่งค่า  $\Delta u_0$  ที่เพิ่มมากขึ้นจากการใช้ขดลวดเหนี่ยวนำที่มีค่าที่เหมาะสมส่งผลให้ระยะ  $S_{T-R}$  มีค่าเพิ่มขึ้นและสามารถทำให้ระยะเวลาอ่านของระบบอาร์เอฟไอดีมีค่าเพิ่มขึ้นได้ด้วย ในหัวข้อนี้จะแสดงถึงวิธีการคำนวณค่าความเหนี่ยวนำที่เหมาะสมของขดลวดเหนี่ยวนำของแท้กอย่างละเอียด รวมทั้งการนำเอาค่าความเหนี่ยวนำที่เหมาะสมของขดลวดเหนี่ยวนำของแท้กที่คำนวณได้ไปใช้ในการออกแบบหาค่าต่างๆของวงจรเรโซแนนซ์ของทั้งแท้กและเครื่องอ่าน ซึ่งประกอบไปด้วยค่าความเหนี่ยวนำที่เหมาะสมของขดลวดเหนี่ยวนำของแท้ก, ค่าความจุของตัวเก็บประจุเรโซแนนซ์ของแท้ก, ค่ารัศมีและจำนวนรอบของขดลวดเหนี่ยวนำของแท้ก, รัศมีและจำนวนรอบของขดลวดเหนี่ยวนำของขดลวดเหนี่ยวนำของเครื่องอ่าน, ค่าความเหนี่ยวนำของขดลวดเหนี่ยวนำของเครื่องอ่านและค่าความจุของตัวเก็บประจุเรโซแนนซ์ของเครื่องอ่าน

#### 4.2.3.1 การคำนวณค่าความเหนี่ยวนำที่เหมาะสมของขดลวดเหนี่ยวนำของแท็ก

จากทฤษฎีของอิมพีแดนซ์เสมือนของแท็กที่ปรากฏที่เครื่องอ่าน

(Transform transponder impedance) จะเห็นว่าค่าความแตกต่างของแรงดันที่รับได้ที่เครื่องอ่าน เนื่องมาจากการมอดดูเลทของแท็กด้วยลอจิก 1 และ 0 สามารถคำนวณได้จากสมการที่ (4.7)

$$\Delta u_0 = \left| \omega_0^2 k^2 L_1 L_2 i_1 \cdot \left( \frac{1}{R_2 + j\omega_0 L_2 + R_L} - \frac{1}{R_2 + j\omega_0 L_2 + R_L // R_{mod}} \right) \right| \quad (4.7)$$



รูปที่ 4.6 แรงดัน  $\Delta u_0$  ที่รับได้ที่เครื่องอ่านเทียบกับค่าความเหนี่ยวนำของขดลวดเหนี่ยวนำของเครื่องอ่าน

รูปที่ 4.6 เป็นการพล็อตกราฟของสมการที่ (4.7) ระหว่าง  $\Delta u_0$  กับค่าความเหนี่ยวนำของขดลวดเหนี่ยวนำของแท็กที่ค่าสัมประสิทธิ์การเหนี่ยวนำค่าต่างๆ ซึ่งจากรูปสามารถสรุปได้ว่ามีค่าความเหนี่ยวนำที่เหมาะสมของขดลวดเหนี่ยวนำของแท็กที่ทำให้  $\Delta u_0$  มีค่าสูงที่สุดที่ทุกๆค่าสัมประสิทธิ์การเหนี่ยวนำ ซึ่งกล่าวคือค่าความเหนี่ยวนำที่เหมาะสมของขดลวดเหนี่ยวนำของแท็กจะทำให้ค่า  $\Delta u_0$  มีค่ามากที่สุดที่ทุกๆระยะทางระหว่างแท็กกับเครื่องอ่าน โดยที่ค่าความเหนี่ยวนำที่เหมาะสมของขดลวดเหนี่ยวนำของแท็กดังกล่าวสามารถคำนวณได้จากกรณีเฟอเรนซีเอทสมการที่

(4.7) เทียบกับค่า  $L_2$  แล้วให้ผลลัพธ์ของการดิฟเฟอเรนเชียลที่มีค่าเท่ากับ 0 จะสามารถหาค่าความเหนี่ยวนำของขดลวดเหนี่ยวนำที่เหมาะสมของแท็กได้ดังสมการที่ (4.8) [ภาคผนวก ค]

$$L_2(opt) = \frac{\left[ -R_2 \cdot (R_L // R_{mod}) - R_L \cdot (R_L // R_{mod}) - R_2^2 - R_2 R_L \right]^{\frac{1}{2}}}{\omega_0} \quad (4.8)$$

โดยที่

$L_{2(opt)}$  คือ ค่าความเหนี่ยวนำที่เหมาะสมของขดลวดเหนี่ยวนำของแท็ก (เฮนรี)

$R_2$  คือ ค่าความต้านทานภายในของขดลวดเหนี่ยวนำของแท็ก (โอห์ม)

$R_L$  คือ ค่าความต้านทานอินพุทของวงจรอนุกรมส่วนหน้าของแท็ก (โอห์ม)

$R_{mod}$  คือ ค่าความต้านทานที่เป็นโหลดของวงจรมอดคูเลเตอร์ (โอห์ม)

$\omega_0$  คือ ค่าความถี่ของคลื่นพาห้ของระบบซึ่งมีค่าเท่ากับความเร็ว โชนแนนต์ (เรเดียนต่อวินาที)

จากค่าความเหนี่ยวนำที่เหมาะสมของขดลวดเหนี่ยวนำที่เหมาะสมของแท็กที่คำนวณได้สามารถนำไปคำนวณหาค่าความจุของตัวเก็บประจุเรโซแนนต์ได้จาก

$$C_2 = \frac{1}{\omega^2 \cdot L_{2(opt)}} \quad (4.9)$$

#### 4.2.3.2 การคำนวณรัศมีและจำนวนรอบของขดลวดเหนี่ยวนำของแท็ก

จากค่าความเหนี่ยวนำที่เหมาะสมของขดลวดเหนี่ยวนำที่เหมาะสมของแท็กที่คำนวณได้สามารถนำไปใช้ในการคำนวณหารัศมีและจำนวนรอบของขดลวดเหนี่ยวนำของแท็กในกรณีที่ขดลวดเหนี่ยวนำของแท็กมีลักษณะเป็นวงกลมได้จาก [6]

$$L_2 = N_2^2 \cdot \mu_0 \cdot r_T \cdot \ln\left(\frac{2r_T}{d}\right) \quad (4.10)$$

โดยที่

$N_2$  คือจำนวนรอบของขดลวดเหนี่ยวนำของแท็ก (รอบ)

$r_T$  คือรัศมีของขดลวดเหนี่ยวนำของแท็ก (เมตร)

$d$  คือเส้นผ่านศูนย์กลางของเส้นลวดที่นำมาใช้พันขดลวด (เมตร)

$\mu_0$  คือความซึมซาบ (Permeability) ของสนามแม่เหล็กในตัวกลางอากาศมีค่าเท่ากับ

$$4\pi \times 10^{-7} \text{ เฮนรีต่อเมตร}$$

โดยสมการที่ (4.10) สามารถคำนวณได้โดยการแทนค่าความเหนี่ยวนำที่เหมาะสมของขดลวดเหนี่ยวนำของแท็กและกำหนดค่าต่างๆของสมการเช่นกำหนดขนาดของเส้นผ่านศูนย์กลางของทองแดงที่จะนำมาพันเป็นขดลวดเหนี่ยวนำของแท็ก จากนั้นในกรณีที่ขนาดของแท็กมีจำกัดก็เสมือนกับการกำหนดครีสมิของขดลวดเหนี่ยวนำของแท็ก ดังนั้นจำนวนรอบของขดลวดเหนี่ยวนำที่ต้องพันเพื่อให้ได้ค่าความเหนี่ยวนำของขดลวดเหนี่ยวนำของแท็กก็จะคำนวณได้จากสมการที่ (4.10)

#### 4.2.3.3 การคำนวณหาค่าครีสมิ, จำนวนรอบของขดลวดเหนี่ยวนำของเครื่องอ่าน

และระยะ  $S_{R-T}$

จากบทที่ 3 ระยะ  $S_{R-T}$  คือระยะทางสูงสุดในการส่งข้อมูลจากป้ายมายังที่เครื่องอ่าน โดยที่เครื่องอ่านสามารถอ่านข้อมูลได้ถูกต้องซึ่งสามารถคำนวณได้คือ

$$H_{(\min)} = \frac{u_{2(\min)} \cdot \sqrt{\left(\frac{\omega_0 L_2}{R_L} + \omega_0 R_2 C_2\right)^2 + \left(1 - \omega_0^2 L_2 C_2 + \frac{R_2}{R_L}\right)^2}}{\omega_0 \cdot \mu_0 \cdot \pi \cdot r_T^2 \cdot N_2} \quad (4.11)$$

สมการที่ (4.11) คือค่าความเข้มของสนามแม่เหล็กต่ำที่สุดที่แท็กสามารถทำงานได้โดยที่

$H_{(\min)}$  คือค่าความเข้มของสนามแม่เหล็กต่ำที่สุดที่แท็กสามารถทำงานได้ (แอมแปร์ต่อเมตร)

$u_{2(\min)}$  คือแรงดันน้อยที่สุดที่แท็กต้องการจากการเหนี่ยวนำ (โวลต์)

$C_2$  คือตัวเก็บประจุที่เรโซแนนซ์ของวงจรเรโซแนนซ์ (ฟารัด)

จากสมการที่ () สามารถนำมาใช้ในการคำนวณค่า  $S_{R-T}$  ได้จากสมการ

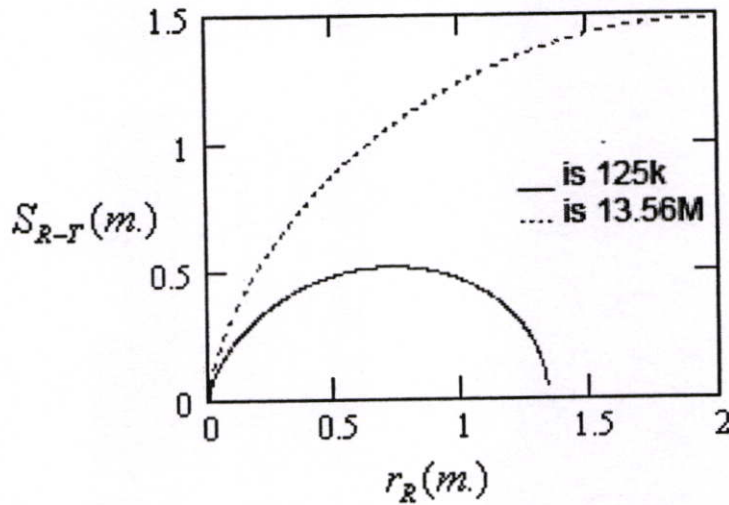
$$S_{R-T} = \sqrt[3]{\left(\frac{i_1 \cdot N_1 \cdot r_R^2}{2 \cdot H_{\min}}\right)^2 - r_R^2} \quad (4.12)$$

โดยที่

$r_R$  คือรัศมีของขดลวดเหนี่ยวนำของเครื่องอ่าน (เมตร)

$N_1$  คือจำนวนรอบของขดลวดเหนี่ยวนำของเครื่องอ่าน (รอบ)

จากสมการที่ (4.12) สามารถพล็อตกราฟเพื่อแสดงความสัมพันธ์ระหว่างระยะ  $S_{R-T}$  กับรัศมีของขดลวดเหนี่ยวนำของเครื่องอ่านได้



รูปที่ 4.7 ระยะ  $S_{R-T}$  เทียบกับรัศมีของขดลวดเหนี่ยวนำของเครื่องอ่าน

จากรูปที่ 4.7 จะเห็นว่ามีระยะ  $S_{R-T}$  สูงสุดจะเกิดขึ้นได้ที่ค่ารัศมีของขดลวดเหนี่ยวนำของเครื่องอ่านที่เหมาะสมซึ่งสามารถคำนวณได้โดยการแก้สมการที่ (4.12) ซึ่งจะได้

$$r_R(opt) = \frac{1}{9} \cdot \sqrt{6} \cdot N_1 \cdot \frac{i_1}{H_{(min)}} \quad (4.13)$$

จากค่ารัศมีที่เหมาะสมของขดลวดเหนี่ยวนำที่คำนวณได้ ทำการแทนค่ากลับไปสมการที่ (4.12) แล้วทำการจัดรูปใหม่จะสามารถคำนวณระยะ  $S_{R-T}$  ได้จาก

$$S_{R-T}(opt) = \sqrt[3]{\left(\frac{6 \cdot i_1^3 \cdot N_1^3}{162 \cdot H_{min}^3}\right)^2 - \left(\frac{\sqrt{6}}{9} \cdot N_1 \cdot \frac{i_1}{H_{(min)}}\right)^2} \quad (4.14)$$

อย่างไรก็ตามรัศมีของขดลวดเหนี่ยวนำของเครื่องอ่านอาจถูกจำกัดโดยขนาดของพื้นที่และถ้าระยะ  $S_{T-R}$  มีค่าน้อยกว่าระยะ  $S_{R-T}$  รัศมีของขดลวดเหนี่ยวนำของเครื่องอ่านอาจสามารถกำหนดให้มีขนาดเล็กลงได้ โดยระยะจาก  $S_{R-T}$  สามารถคำนวณได้จากสมการที่ (4.12) หลังจากการกำหนดค่า  $r_R$  ได้ หลังจากนั้นค่าความเหนี่ยวนำของขดลวดเหนี่ยวนำของเครื่องอ่าน ( $L_1$ ) ที่ได้จากการพันขดลวดด้วยจำนวนรอบ  $N_1$  รอบและขนาดรัศมี  $r_R$  เมตรจะสามารถคำนวณได้จาก

$$L_1 = N_1^2 \cdot \mu_0 \cdot r_R \cdot \ln\left(\frac{2r_R}{d}\right) \quad (4.15)$$

จากรูปที่ 3.4 – 3.7 สามารถสรุปได้ว่าค่า  $\Delta u_0$  จะมีการแปรผันตรงกับพารามิเตอร์  $\omega$ ,  $k$ ,  $i$  และ  $L_1$  ดังที่กล่าวไปในบทที่ 3 ซึ่งค่า  $\omega$  นั้นจะถูกกำหนดโดยความถี่ของคลื่นพาห้ของระบบ ค่า  $k$  จะถูกกำหนดโดยระยะห่างระหว่างเครื่องอ่านและแท็ก ค่า  $i$  จะถูกกำหนดโดยกำลังของเครื่องอ่านตามกฎหมาย ดังนั้นการที่จะเพิ่มค่า  $L_1$  จึงเป็นอีกหนทางนอกเหนือไปจากการใช้ค่าความเหนี่ยวนำที่เหมาะสมของขดลวดเหนี่ยวนำของแท็ก แต่ในกรณีที่รัศมีของขดลวดเหนี่ยวนำของเครื่องอ่านถูกจำกัดโดยพื้นที่และการนำไปประยุกต์ใช้งาน วิธีที่จะช่วยให้  $L_1$  มีค่าเพิ่มขึ้นคือการเพิ่มจำนวนรอบของขดลวดเหนี่ยวนำของเครื่องอ่าน ( $N_1$ ) ซึ่งจะส่งผลโดยตรงต่อ  $L_1$  และยังส่งผลต่อ  $\Delta u_0$  ให้มีค่าเพิ่มขึ้นอีกทั้งยังมีผลกระทบต่อพื้นที่ที่ถูกจำกัดน้อยมากอีกด้วย

#### 4.2.3.4 การคำนวณหาระยะ $S_{T-R}$

ในการคำนวณหาระยะ  $S_{T-R}$  นั้นจะสามารถคำนวณได้โดยเริ่มจากการคำนวณหาค่าสัมประสิทธิ์การเหนี่ยวนำน้อยที่สุดที่แท็กสามารถส่งข้อมูลกลับไปเครื่องอ่านโดยที่เครื่องอ่านสามารถอ่านข้อมูลได้ถูกต้องซึ่งสามารถคำนวณได้จาก

$$k_{\min} = \sqrt{\Delta u_{0(\min)} \cdot \left( \frac{\omega_0^2 L_1 L_2 i_1}{R_2 + j\omega_0 L_2 + R_L} - \frac{\omega_0^2 L_1 L_2 i_1}{R_2 + j\omega_0 L_2 + R_L // R_{\text{mod}}} \right)^{-1}} \quad (4.16)$$

โดยที่

$\Delta u_{0(\min)}$  คือค่าความไวของเครื่องอ่าน (Reader sensitivity) (โวลต์)

$k_{\min}$  คือค่าสัมประสิทธิ์การเหนี่ยวนำที่น้อยที่สุดที่แท็กสามารถส่งข้อมูลกลับไปเครื่องอ่านได้จากนั้นระยะทางสูงสุดในการส่งข้อมูลจากแท็กกลับไปเครื่องอ่าน โดยที่เครื่องอ่านสามารถอ่านข้อมูลได้ถูกต้อง ( $S_{T-R}$ ) สามารถคำนวณได้จากการนำค่า  $k_{\min}$  มาคำนวณโดยสมการ

$$k_{\min} = \frac{r_T^2 \cdot r_R^2}{\sqrt{r_T \cdot r_R} \cdot (\sqrt{S_{T-R}^2 + r_R^2})^3} \quad (4.17)$$

สมการที่ (4.17) สามารถคำนวณหาระยะ  $S_{T-R}$  ได้จากการนำเอาค่า  $k_{\min}$  ซึ่งคำนวณได้จากสมการที่ (4.16) มาแทนค่า จากนั้นระยะทำการของระบบอาร์เอฟไอดีจะสามารถประมาณในทางทฤษฎีได้จากการเปรียบเทียบกันของระยะ  $S_{R-T}$  และระยะ  $S_{T-R}$  ระยะที่น้อยกว่าจะสามารถสรุปได้ว่าเป็นระยะการอ่านของระบบอาร์เอฟไอดีหรืออาจเขียนเป็นสมการได้คือ

$$RFID_{\text{Read\_Range}} = S_{R-T} \cap S_{T-R} \quad (4.18)$$

ตารางต่อไปนี้เป็นตัวอย่างการออกแบบและการคำนวณหาค่าพารามิเตอร์ต่างๆของขดลวดเหนี่ยวนำของเครื่องอ่านและแท็กตามทฤษฎีดังกล่าว ซึ่งในตัวอย่างการออกแบบนั้นจะเป็นการออกแบบขดลวดเหนี่ยวนำของระบบอาร์เอฟไอดีที่ทำงานที่ความถี่ 125 กิโลเฮิร์ตซ์และ 13.56 เมกะเฮิร์ตซ์ ซึ่งเป็นระบบอาร์เอฟไอดีที่ใช้การเหนี่ยวนำสนามแม่เหล็กในการสื่อสารและการส่งพลังงานระหว่างเครื่องอ่านและแท็กเช่นเดียวกัน ตารางที่ 4.2 คือค่าต่างๆที่ใช้เป็นตัวอย่างในการออกแบบวงจรเรโซแนนซ์ของแท็กและเครื่องอ่าน

ตารางที่ 4.2 ตัวแปรที่ใช้ในการคำนวณ

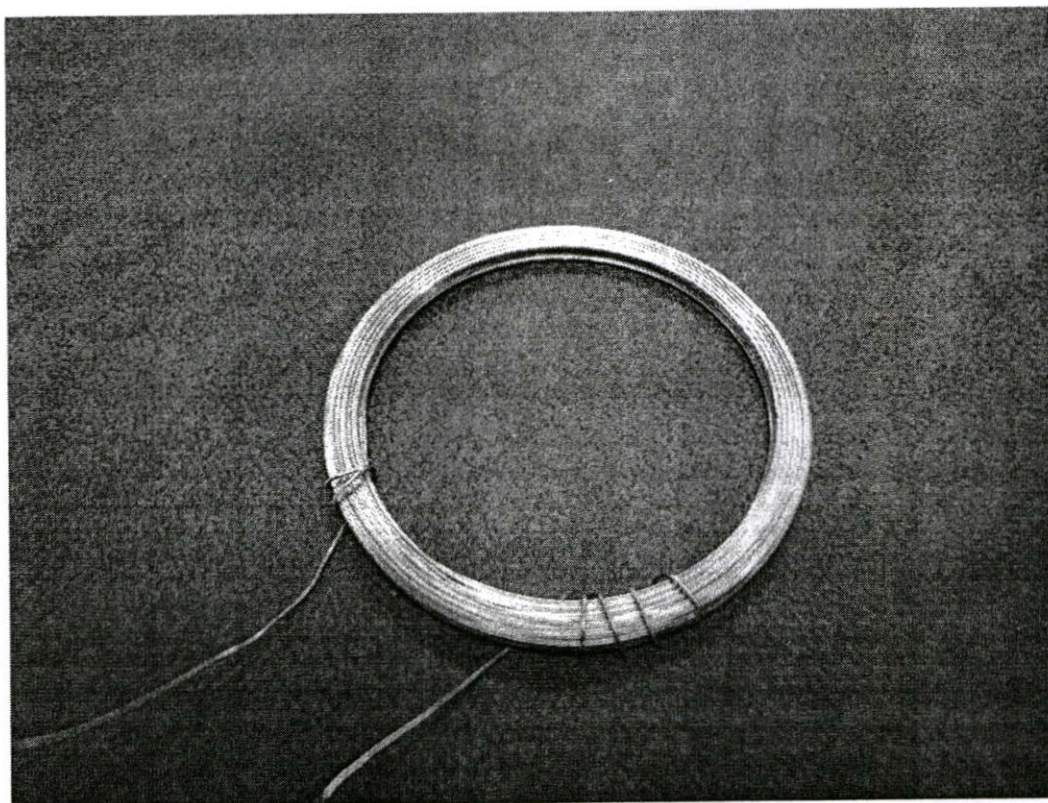
ตัวแปร	125 kHz	13.56 MHz
$R_L / Z_L$	10 k $\Omega$ / 1 $\Omega$	10 k $\Omega$ / 1 $\Omega$
$R_2$	50 $\Omega$	50 $\Omega$
d	1 มม. (AWG 18) [4]	1 มม. (AWG 18) [4]
$N_1 / N_2$	40 [5] / 100 [2]	4 [4] / 3 [2]
$u_{2(\min)}$	12 โวลต์	12 โวลต์
$i_1$	1.11 แอมป์ [5]	1.11 แอมป์ [5]

หลังจากนั้นนำค่าของตัวแปรจากตารางที่ 4.2 มาใช้ในการออกแบบจะสามารถคำนวณหาค่าต่างๆของเครื่องอ่านและแท็กได้ดังตารางที่ 4.3

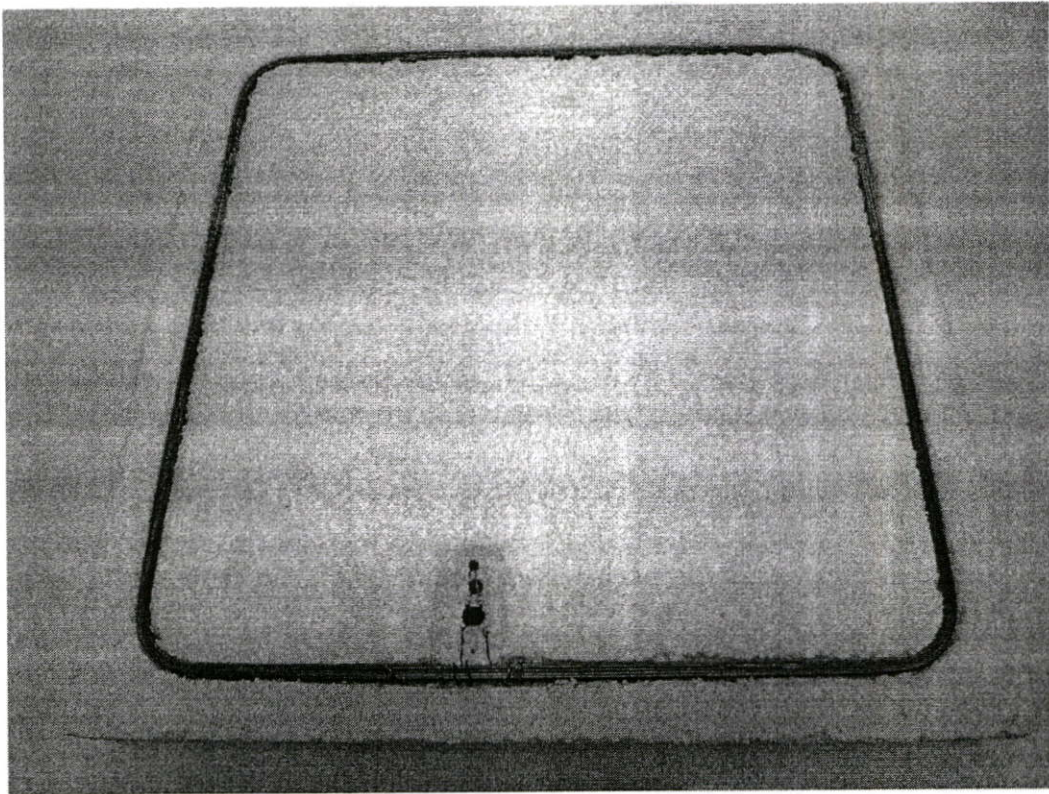
ตารางที่ 4.3 ค่าของอุปกรณ์ที่ออกแบบได้

ตัวแปร	125 kHz	13.56 MHz
$L_2 / L_1$	911 uH. / 10.6 mH.	8.4 uH. / 333 uH.
$r_T / r_R$	2 ซม. / 0.726 ม.	1.8 ซม. / 2 ม.
$H_{\min}$	15 แอมป์/เมตร	0.55 แอมป์/เมตร
$S_{R-T}$	0.513 ม.	1.4 ม.
$k_{\min} (\Delta u_{0(\min)} = 0.1)$	0.0035	-
$k_{\min} (\Delta u_{0(\min)} = 0.01)$	0.0011	0.0006
$k_{\min} (\Delta u_{0(\min)} = 10^{-3})$	-	0.0002
$S_{T-R} (\Delta u_{0(\min)} = 0.1)$	32 ซม.	-
$S_{T-R} (\Delta u_{0(\min)} = 0.01)$	0.91 ม.	1 ม.
$S_{T-R} (\Delta u_{0(\min)} = 10^{-3})$	-	2.55 ม.

จากตารางที่ 4.3 ระบบที่ทำงานที่ความถี่ 125 กิโลเฮิร์ตซ์มีระยะการอ่านสูงสุด ( $S_0$ ) 32 ซม. ที่  $\Delta u_{0(\min)} = 0.1$  โวลต์และ 51.3 ซม. ที่  $\Delta u_{0(\min)} = 10$  มิลลิโวลต์ ส่วนระบบที่ทำงานที่ความถี่ 13.56 เมกกะเฮิร์ตซ์มีระยะการอ่านสูงสุด ( $S_0$ ) 1 เมตรที่  $\Delta u_{0(\min)} = 10$  มิลลิโวลต์และ 2 เมตรที่  $\Delta u_{0(\min)} = 1$  มิลลิโวลต์ ดังนั้นจึงสรุปได้ว่าถ้าค่าความไวของเครื่องอ่านไม่ดี (มีค่าสูง) จะทำให้ระยะการอ่านของระบบถูกจำกัดโดยความสามารถในการส่งข้อมูลกลับมาที่เครื่องอ่านของแท็ก ( $S_{T-R}$ ) แต่ถ้าค่าความไวของเครื่องอ่านดี (มีค่าน้อย) ระยะการอ่านของระบบจะถูกจำกัดโดยความสามารถในการแผ่สนามแม่เหล็กของเครื่องอ่าน ( $S_{R-T}$ )



รูปที่ 4.8 ขดลวดเหนี่ยวนำของเครื่องอ่านที่ทำงานที่ความถี่ 125 กิโลเฮิร์ตซ์



รูปที่ 4.9 ขดลวดเหนียวนาของแท็กที่ทำงานที่ความถี่ 125 กิโลเฮิร์ตซ์

#### 4.2.4 ผลกระทบต่อระยะการอ่านของระบบอาร์เอฟไอดีเนื่องจากการเปลี่ยนแปลงค่าต่างๆ ของขดลวดเหนียวนาของเครื่องอ่าน

นอกจากทฤษฎีการคำนวณดังกล่าวแล้วผู้เชี่ยวชาญนิพนธ์ฉบับนี้ยังได้มีโอกาสในการทดลองและออกแบบขดลวดเหนียวนาซึ่งใช้งานจริงในโครงการระบบไม้เท้านำทางอัจฉริยะสำหรับผู้พิการทางสายตา (Intelligent walking cane for the blind and visually impaired) ซึ่งได้มีการจัดแสดงในงานพระจอมเกล้าลาดกระบังนิทรรศศ 49 ซึ่งจัดแสดงเมื่อวันที่ 14 – 19 พฤศจิกายน 2549 ซึ่งในโครงการนี้มีการออกแบบขดลวดเหนียวนาของแท็กใหม่จากเดิมที่มีขนาดเล็กเช่นบัตรผ่านประตูให้มีขนาดใหญ่ขึ้นเท่ากับอัฐบลิ้อก โดยจากผลการทดลองสามารถสรุปได้ว่าขนาดเส้นผ่านศูนย์กลาง ของขดลวดเหนียวนาของแท็กมีผลอย่างมากต่อระยะการอ่านของระบบอาร์เอฟไอดีเป็นอย่างมากโดยที่ยิ่งขนาดของขดลวดเหนียวนาของแท็กมีขนาดใหญ่ขึ้น จะทำให้ระยะการอ่านของระบบอาร์เอฟไอดีมีสูงขึ้น ซึ่งทั้งนี้เนื่องมาจากเมื่อขดลวดเหนียวนาของแท็กมีขนาดใหญ่ขึ้นจะทำให้จำนวนของเส้นแรงแม่เหล็กที่ถูกสร้างจากเครื่องอ่านที่มาคล้องผ่านขดลวดเหนียวนาของแท็กมีเพิ่มมากขึ้น ทำให้แรงดันที่เหนียวนาได้มีเพิ่มมากขึ้นส่งผลให้แท็กสามารถทำงานได้ในระยะที่ไกลขึ้น โดยที่ถ้าเปรียบเทียบกับทฤษฎีการออกแบบขดลวดเหนียวนาที่วิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอ จะพบว่าการเพิ่มขนาดของขดลวดเหนียวนาของแท็กจะเป็นการเพิ่มระยะการอ่านของระบบอาร์

เอฟไอดีในเทอมของระยะทางสูงสุดในการส่งพลังงานจากเครื่องอ่านไปยังแท็กโดยที่แท็กยังสามารถทำงานได้ ( $S_{R-T}$ ) นั่นเอง โดยในโครงงานดังกล่าวได้มีการออกแบบขดลวดเหนี่ยวนำให้มีความเหนี่ยวนำประมาณ 1 มิลลิเฮนรี มีจำนวนรอบประมาณ 45 รอบ มีค่าความต้านทานภายในของขดลวดเหนี่ยวนำประมาณ 3 โอห์ม มีค่าคุณภาพ (Quality factor) ประมาณ 250 และมีขนาด  $26 \times 26$  ตารางเซนติเมตร ในการทดลองยังพบอีกว่าขนาดของขดลวดเหนี่ยวนำของเครื่องอ่านก็ส่งผลต่อระยะ  $S_{R-T}$  ด้วยเช่นกันคือขดลวดเหนี่ยวนำของเครื่องอ่านที่มีขนาดเล็กจะทำให้ค่าความเข้มของสนามแม่เหล็กในระยะใกล้มีความเข้มสูงมาก แต่จะมีค่าลดลงอย่างรวดเร็วที่ระยะห่างออกไป ในขณะที่ขดลวดเหนี่ยวนำของเครื่องอ่านที่มีขนาดใหญ่จะทำให้ค่าความเข้มของสนามแม่เหล็กในระยะใกล้มีความเข้มน้อยกว่าขดลวดเหนี่ยวนำที่มีขนาดเล็ก แต่ในทางกลับกันขดลวดเหนี่ยวนำของเครื่องอ่านที่มีขนาดใหญ่จะสามารถส่งสนามแม่เหล็กออกไปได้ไกลกว่าขดลวดเหนี่ยวนำที่มีขนาดเล็ก นอกจากนี้ในการทดลองยังได้มีการเพิ่มระยะการส่งพลังงานจากเครื่องอ่านไปยังแท็กโดยที่แท็กยังสามารถทำงานได้ ( $S_{R-T}$ ) โดยการใช้แกนเฟอร์ไรต์ (Ferrite) ซึ่งเป็นสารประเภทเฟอร์โรแมกเนติก (Ferromagnetic) หรือที่เรียกว่าเป็นแม่เหล็กชั่วคราว การเพิ่มระยะ  $S_{R-T}$  โดยการใช้แท่งเฟอร์ไรต์สามารถทำได้โดยการพันขดลวดเหนี่ยวนำของเครื่องอ่านรอบแท่งเฟอร์ไรต์ ซึ่งแท่งเฟอร์ไรต์จะช่วยในการเพิ่มประสิทธิภาพของการแผ่สนามแม่เหล็กของเครื่องอ่านให้มีระยะไกลขึ้น แต่เป็นการทำให้สนามแม่เหล็กที่ได้นั้นมีทิศทางในแนวแกนของแท่งเฟอร์ไรต์ โดยผลการทำงานของระบบอาร์เอฟไอดีที่ออกแบบสามารถทำงานได้ที่ระยะมากกว่า 10 เซนติเมตรเมื่อไม่มีสิ่งกีดขวาง

#### 4.2.5 ค่าพารามิเตอร์ของวงจรเรโซแนนต์

วงจรเรโซแนนต์ที่ออกแบบมีพารามิเตอร์ดังนี้

ตารางที่ 4.4 พารามิเตอร์ของขดลวดเหนี่ยวนำของวงจรเรโซแนนต์

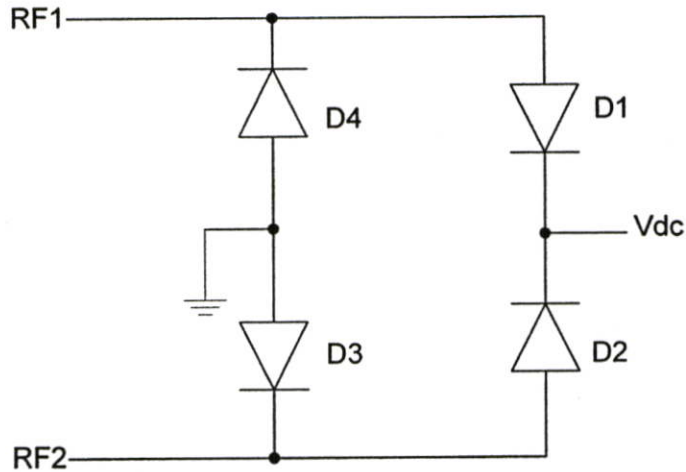
ขดลวดเหนี่ยวนำ	ค่า
L1	100 $\mu$ H
L2	911 $\mu$ H

ตารางที่ 4.5 พารามิเตอร์ของตัวเก็บประจุของวงจรเรโซแนนต์

ขดลวดเหนี่ยวนำ	ค่า
C1	1.8 nF
C2	16.2 nF

### 4.3 วงจรเรียงกระแส (Rectifier)

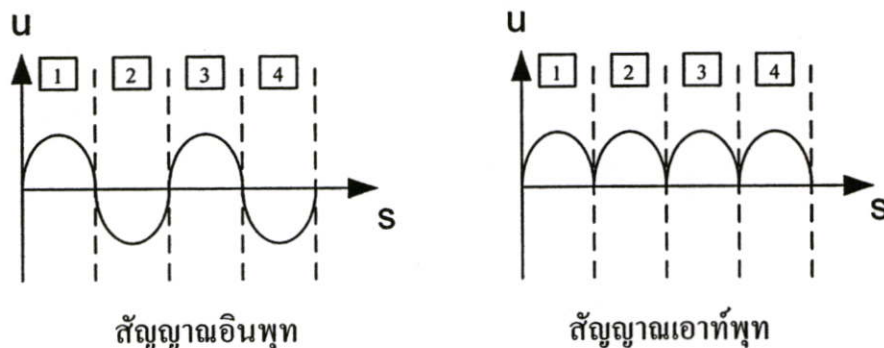
วงจรเรียงกระแสจะเป็นวงจรที่อยู่ถัดจากวงจรเรโซแนนต์ โดยวงจรเรียงกระแสที่ใช้ในอาร์เอฟไอดีแท็กนั้นจะเป็นวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น โดยทั่วไปวงจรเรียงกระแสจะเป็นการต่อกันของไดโอด 4 ตัวซึ่งจะมีลักษณะดังรูปที่ 4.10 และก็เป็นวงจรเรียงกระแสที่ออกแบบในวงจรนอกส่วนหน้าของแท็กอาร์เอฟไอดีที่ทนแรงดันสูงอีกด้วย



รูปที่ 4.10 วงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นที่ออกแบบ

#### 4.3.1 วงจรเรียงกระแสที่ออกแบบ

รูปที่ 4.10 เป็นวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นที่ออกแบบ โดยสาเหตุที่ใช้ไดโอดในการออกแบบเนื่องจากไดโอดที่ใช้ในการออกแบบมีแรงดันซิดเริ่มเพียง 0.47 โวลต์และสามารถทนแรงดันไบอัสย้อนกลับได้ถึง 70 โวลต์ซึ่งเพียงพอต่อความต้องการในการออกแบบ อีกทั้งการออกแบบวงจรเรียงกระแสด้วยมอสที่ทนแรงดันสูงนั้นจะทำให้แรงดันมีการสูญเสียมากกว่า เนื่องจากมอสที่ทนแรงดันสูงชนิดเอ็นจะมีแรงดันซิดเริ่ม (Threshold voltage) ประมาณ 2.65 โวลต์ ส่วนมอสที่ทนแรงดันสูงชนิดพีจะมีแรงดันซิดเริ่มประมาณ -1.8 โวลต์ อีกทั้งการที่ระบบใช้ความถี่ของคลื่นพาห์ 125 กิโลเฮิร์ตซ์จึงทำให้ไดโอดมีความสามารถที่จะสวิตช์ภายใต้ความถี่ดังกล่าว



รูปที่ 4.11 แรงดันอินพุตและเอาต์พุตของวงจรเรียงกระแส

ตารางที่ 4.6 การทำงานของวงจรเรียงกระแสเทียบกับสัญญาณอินพุต

ช่วงที่	ไดโอดหมายเลข			
	D1	D2	D3	D4
1	ไบอัสตรง	ไบอัสย้อนกลับ	ไบอัสตรง	ไบอัสย้อนกลับ
2	ไบอัสย้อนกลับ	ไบอัสตรง	ไบอัสย้อนกลับ	ไบอัสตรง
3	ไบอัสตรง	ไบอัสย้อนกลับ	ไบอัสตรง	ไบอัสย้อนกลับ
4	ไบอัสย้อนกลับ	ไบอัสตรง	ไบอัสย้อนกลับ	ไบอัสตรง

#### 4.3.2 การออกแบบวงจรเรียงกระแส

วงจรเรียงกระแสที่ใช้ในการออกแบบสามารถคำนวณได้จากสมการ

$$V_{out} = V_{in} - 2V_{th} \quad (4.19)$$

โดยที่

$V_{out}$  คือแรงดันเอาต์พุตของวงจรเรียงกระแส (โวลต์)

$V_{in}$  คือแรงดันอินพุตของวงจรเรียงกระแส (โวลต์)

$V_{th}$  คือแรงดันขั้วเริ่มของไดโอด (โวลต์)

สมการที่ (4.19) เป็นสมการที่สามารถคำนวณค่าแรงดันเอาต์พุตของวงจรเรียงกระแสซึ่งเป็นแรงดันที่ลบออกจากแรงดันขั้วเริ่มของไดโอด

#### 4.3.3 พารามิเตอร์ของวงจรเรียงกระแส

วงจรเรียงกระแสที่ออกแบบมีพารามิเตอร์คือไดโอดทุกตัวมีขนาด 500 ตารางพีโคม

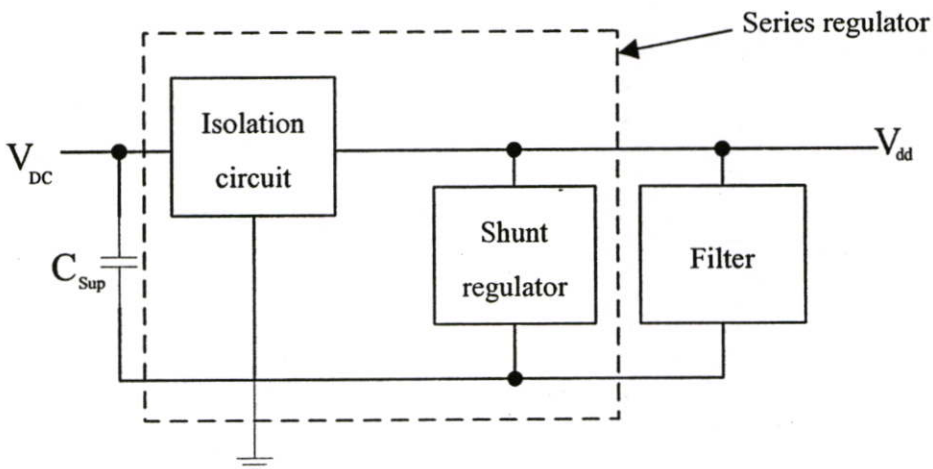
เมตร

#### 4.4 วงจรรักษาระดับแรงดัน (Regulator)

วงจรรักษาระดับแรงดันเป็นวงจรที่ทำหน้าที่รักษาระดับ (Regulate) แรงดันที่ได้มาจากวงจรเรียงกระแสซึ่งมีลักษณะเป็นแรงดันที่มีการกระเพื่อมสูงมากให้เป็นแรงดันที่เรียบหรือมีการกระเพื่อมเล็กน้อยเพื่อนำไปใช้สำหรับจ่ายแรงดันไฟเลี้ยงให้กับวงจรต่างๆที่อยู่ภายในแท่งที่วงจรอนาล็อกส่วนหน้าและวงจรดิจิทัลภาคหลัง วงจรรักษาระดับแรงดันจะต้องมีความสามารถในการจ่ายกระแสให้กับวงจรภายในทุกวงจร โดยที่แรงดันที่เอาต์พุตซึ่งเป็นไฟเลี้ยงให้กับวงจรต่างๆไม่มีการเปลี่ยนแปลงค่า

##### 4.4.1 วงจรรักษาระดับแรงดันที่ออกแบบ

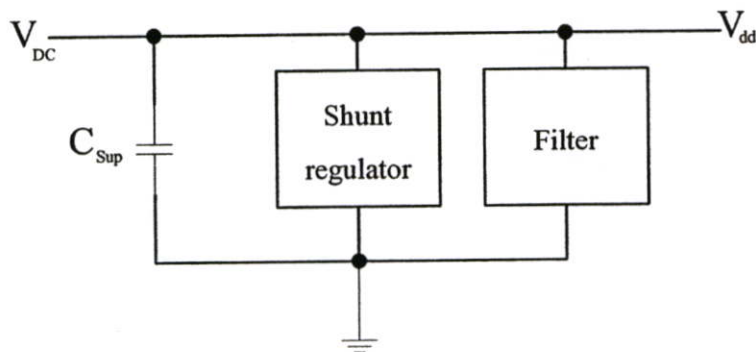
วงจรรักษาระดับแรงดันที่ออกแบบประกอบไปด้วย 3 ส่วนคือวงจรแยกส่วนของวงจรรักษาระดับแรงดันและวงจรเรโซแนนซ์ออกจากกัน (Isolation circuit) , วงจรรักษาระดับแรงดันแบบขนาน (Shunt regulator) , วงจรกรองความถี่ (Filter) ซึ่งสามารถเขียนแทนด้วยแผนภาพได้ดังรูป



รูปที่ 4.12 แผนภาพของวงจรรักษาระดับแรงดันที่ใช้ในแท่งที่ทนแรงดันสูง

ในแท่งที่ทนแรงดันสูงของระบบอาร์เอฟไอดีทำงานในย่านความถี่ต่ำนั้นวงจรรักษาระดับแรงดันจะถูกออกแบบดังรูปที่ 4.12 ซึ่งจากการที่แท่งที่ทนแรงดันสูงที่ออกแบบนั้นออกแบบให้มีความลึกของการมอดคูเลทที่สูงเพื่อเพิ่มระยะการอ่านของระบบอาร์เอฟไอดีที่พิสูจน์ในบทที่ 3 ดังนั้นจึงจำเป็นต้องมี  $C_{Sup}$  เพื่อคงค่าระดับแรงดันให้อยู่ในระดับที่สามารถรักษาระดับ (Regulate) ได้ วงจรในส่วนของวงจรรักษาระดับแรงดันนั้นจะประกอบไปด้วย 2 ส่วนคือวงจรแยกส่วนของวงจรรักษาระดับแรงดันและวงจรเรโซแนนซ์ออกจากกันและวงจรรักษาระดับแรงดันแบบขนาน โดยสาเหตุที่ต้องมีการใช้วงจรแยกส่วนของวงจรรักษาระดับแรงดันและวงจรเรโซแนนซ์ออกจากกันเพิ่มเข้ามาด้วยคือในการใช้วงจรรักษาระดับแรงดันแบบขนานเพียงอย่างเดียวนั้นเมื่อมีการรักษา

ระดับแรงดัน (Regulate) เพื่อให้ได้แรงดันไฟเลี้ยงที่ไปเลี้ยงวงจรต่างๆภายในแท็ก แรงดันที่เหนี่ยวนำได้ที่ขดลวดเหนี่ยวนำจะได้รับผลกระทบจากการรักษาระดับแรงดันนี้ด้วยกล่าวคือการทำงานของวงจรรักษาระดับแรงดันแบบขนานจะใช้หลักการเดียวกันกับวงจรจำกัดแรงดันโดยจะใช้การดึงกระแสส่วนที่เกินทิ้งลงกราวด์เพื่อให้แรงดันสามารถมีค่าอยู่ในระดับที่ต้องการได้โดยแผนภาพของวงจรรักษาระดับแรงดันที่ใช้ในแท็กแบบทั่วไปสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.13 ซึ่งจะเห็นว่าแรงดันไฟเลี้ยง ( $V_{dd}$ ) ซึ่งเป็นแรงดันที่รักษาระดับโดยวงจรรักษาระดับแรงดันนั้นจะเป็นโหนดเดียวกันกับแรงดันที่ได้จากเอาต์พุตของวงจรเรียงกระแสซึ่งจากวงจรเรียงกระแสในหัวข้อ 4.3 ทำให้สามารถคำนวณหาแรงดันที่เหนี่ยวนำได้ที่ขดลวดเหนี่ยวนำของแท็กได้จากสมการที่ (4.20)



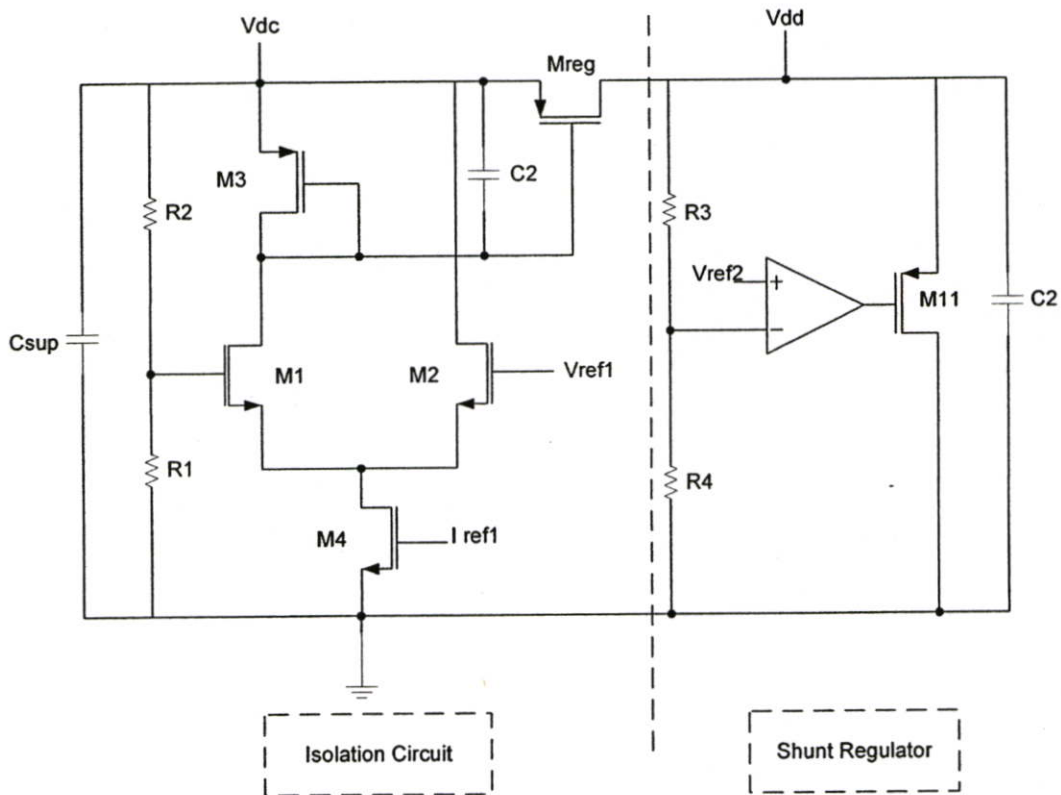
รูปที่ 4.13 แผนภาพของวงจรรักษาระดับแรงดันที่ใช้ในแท็กทั่วไป

$$V_{RF} = 2V_{ON} + V_{dd} \quad (4.20)$$

จากสมการที่ (4.20) จะเห็นได้ชัดว่าแรงดันที่เหนี่ยวนำได้ที่ขดลวดเหนี่ยวนำจะถูกจำกัดค่าโดยแรงดันที่มีการรักษาระดับให้เป็นไฟเลี้ยง ซึ่งจะส่งผลให้ความลึกในการมอดคูเลทสัญญาณของแท็กมีค่าน้อย และจะส่งผลให้ความสามารถในการส่งข้อมูลจากแท็กกลับไปเครื่องอ่านมีค่าต่ำทำให้ระยะการอ่านของระบบอาร์เอฟไอดีมีค่าน้อยลงอีกด้วย ดังนั้นในแท็กที่ทนแรงดันสูงซึ่งมีเป้าหมายในการให้ความลึกในการมอดคูเลทของสัญญาณมีความลึกที่มากที่สุดเพื่อทำให้ระยะทางสูงสุดในการส่งข้อมูลจากแท็กกลับไปเครื่องอ่าน โดยที่เครื่องอ่านสามารถอ่านข้อมูลได้ถูกต้อง ( $S_{T-R}$ ) มีค่าสูงที่สุดและทำให้เพิ่มระยะการอ่านของระบบอาร์เอฟไอดีได้นั้นจึงได้มีการเพิ่มวงจรแยกส่วนของวงจรรักษาระดับแรงดันและวงจรเรโซแนนซ์ออกจากกันเข้ามาในวงจรรักษาระดับแรงดันเพื่อทำการแยก (Isolate) ส่วนของแรงดันที่เหนี่ยวนำได้ที่ขดลวดเหนี่ยวนำและส่วนของแรงดันไฟเลี้ยงออกจากกัน [19] ข้อดีอีกอย่างหนึ่งของวงจรรักษาระดับแรงดันแบบอนุกรมคือโดยทั่วไปวงจร

คิจิตอลซึ่งใช้แรงดันไฟเลี้ยงที่สร้างโดยวงจรรักษาระดับแรงดันจะเป็นวงจรที่สร้างสัญญาณรบกวนที่ค่าสูง สัญญาณรบกวนที่ถูกสร้างขึ้นโดยวงจรคิจิตอลนั้นอาจจะไปรบกวนสัญญาณที่เหนี่ยวนำได้ที่ขดลวดเหนี่ยวนำของแท็กซึ่งวงจรรักษาระดับแรงดันแบบอนุกรมจะช่วยในการป้องกันการรบกวนของสัญญาณรบกวนที่จะส่งผลกระทบต่อวงจรเรโซแนนต์

รูปที่ 4.14 เป็นวงจรรักษาระดับแรงดันที่ออกแบบซึ่งประกอบไปด้วยวงจรแยกส่วนของแรงดันและวงจรรักษาระดับแรงดันแบบขนาน มอสทรานซิสเตอร์  $M_{reg}$  ทำหน้าที่คล้ายกับเป็นแหล่งจ่ายกระแส (Current source) ซึ่งเป็นมอสที่จะควบคุมปริมาณกระแสที่ไหลไปเลี้ยงวงจรต่างๆ ส่วนของแท็ก



รูปที่ 4.14 วงจรรักษาระดับแรงดันแบบอนุกรมที่ออกแบบ

โดยที่วงจรในส่วนของวงจรแยกส่วนแรงดันมีหลักการทำงานคือวงจรแยกส่วนแรงดันจะเป็นวงจรที่ประกอบไปด้วยวงจรเปรียบเทียบแรงดันซึ่งมีโหนดคือมอสทรานซิสเตอร์ M3 วงจรเปรียบเทียบแรงดันจะทำหน้าที่ในการเปรียบเทียบแรงดันที่ได้จากวงจรเรียงกระแสซึ่งมีการแบ่งแรงดันระหว่างตัวต้านทาน R1 และ R2 กับแรงดันอ้างอิง ( $V_{ref}$ ) เมื่อแรงดันอินพุตมีค่ามากกว่าค่าที่กำหนดไว้ (แรงดัน  $V_{GS,M1} > V_{GS,M2}$ ) กระแสที่ไหลผ่านทรานซิสเตอร์ M1 และ M3 จะมีค่าเท่ากับกระแส  $I_{ref1}$  ซึ่งไหลผ่านมอส M4 ซึ่งกระแสนี้จะถูกสะท้อนให้ไหลผ่าน  $M_{reg}$  ที่ทำหน้าที่ในการจ่ายกระแสให้กับวงจรส่วนต่างๆของแท็กต่อไป มอส  $M_{reg}$  จะทำหน้าที่เป็นเหมือนกับแหล่งจ่ายกระแส



#### 4.4.2 การออกแบบวงจรรักษาระดับแรงดัน

##### 4.4.2.1 การออกแบบวงจรแยกส่วนแรงดัน

การออกแบบวงจรรักษาระดับแรงดันนั้นสามารถแบ่งการออกแบบออกเป็นสองส่วนคือส่วนวงจรแยกส่วนแรงดันและวงจรรักษาระดับแรงดันแบบขนานซึ่งในส่วน  
ของวงจรแยกส่วนแรงดันสามารถออกแบบโดย แรงดันที่ตกคร่อม  $R_1$  ได้จากการแบ่งแรงดันของ  
สมการ

$$V_{R1} = V_{RF} \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad (4.21)$$

โดยแรงดันที่ได้จะถูกนำไปเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิงที่ออกแบบให้มีค่า 10 โวลต์ซึ่งได้มาจากการสะท้อนกระแสของวงจรสะท้อนกระแสผ่านมอสแล้วนำกระแสที่ได้มาผ่านความต้านทานคงที่  
ค่าหนึ่ง ส่วนการออกแบบวงจรเปรียบเทียบแรงดันของวงจรแยกส่วนสามารถคำนวณได้โดยที่  
แรงดันอินพุทของมอสทรานซิสเตอร์ M1 และ M2 มีค่าเท่ากันหรือ

$$V_{R1} = V_{ref1} \quad (4.22)$$

จะได้ว่ากระแสที่ไหลผ่านมอส M1 และ M2 จะมีค่าเท่ากันซึ่งสามารถเขียนได้เป็น

$$I_{D,M1} = I_{D,M2} = \frac{I_{D,M4}}{2} \quad (4.23)$$

จากการที่มอส M3 เป็นโหลดของ M1 ดังนั้น  $I_{D,M3}$  จะมีค่าเท่ากับ  $I_{D,M1}$  จากการที่กระแสที่ไหล  
ผ่าน  $M_{reg}$  เป็นกระแสที่ได้มาจากการสะท้อนกระแสของโหลด M3 ตามหลักของการสะท้อน  
กระแส [ภาคผนวก ก] ดังนั้นที่จุดนี้กระแสที่ไหลผ่าน  $M_{reg}$  ก็จะสามารถคำนวณได้จาก

$$I_{D,M_{reg}} = \frac{W_{reg}}{L_{reg}} \cdot \frac{L_3}{W_3} \cdot I_{D,M3} \quad (4.24)$$

หรือสามารถเขียนได้เป็น

$$I_{D,M_{reg}} = \frac{W_{reg}}{L_{reg}} \cdot \frac{L_3}{W_3} \cdot \frac{I_{D,M4}}{2} \quad (4.25)$$

แต่ในกรณีที่แรงดัน  $V_{R1} \gg V_{ref1}$  ทำให้สามารถสมมติให้กระแสที่ไหลผ่านมอส M1 มีค่าเท่ากับ กระแสที่ไหลผ่านมอส M4 ดังนั้นกระแสที่ไหลผ่าน  $M_{reg}$  จะสามารถคำนวณได้จาก

$$I_{D,M_{reg}} = \frac{W_{reg}}{L_{reg}} \cdot \frac{L_3}{W_3} \cdot I_{D,M4} \quad (4.26)$$

ซึ่งสมการที่ (4.26) เป็นสมการที่ใช้ในการออกแบบวงจรแยกส่วนแรงดันเนื่องจากแรงดันที่ เหนี่ยวนำได้ที่ขดลวดเหนี่ยวนำซึ่งโดยปกติจะมีค่ามากทำให้แรงดัน  $V_{R1}$  มีค่ามากทำให้สามารถ สมมติได้ว่า  $V_{R1} \gg V_{ref1}$

#### 4.4.2.2 การออกแบบวงจรรักษาระดับแรงดันแบบขนาน

วงจรรักษาแรงดันแบบขนานสามารถออกแบบได้โดยตัวต้านทาน R3 และ R4 จะทำหน้าที่ในการแบ่งแรงดันที่ใช้เป็นแรงดันไฟเลี้ยงมาเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิง ( $V_{ref2}$ ) โดยแรงดันที่ตกคร่อม R4 สามารถคำนวณได้จาก

$$V_{R4} = \frac{R_4}{R_3 + R_4} \cdot V_{dd} \quad (4.27)$$

ซึ่งแรงดันเอาต์พุตของวงจรเปรียบเทียบกับแรงดันที่ใช้ในวงจรรักษาระดับแรงดันแบบขนานจะ สามารถคำนวณได้จาก

$$V_{out} = A_v \cdot (V_{R4} - V_{ref2}) \quad (4.28)$$

แรงดัน  $V_{out}$  ของวงจรเปรียบเทียบกับแรงดันจะถูกนำไปเป็นอินพุตของมอส M11 ที่ใช้ในการดึง กระแสส่วนเกินทิ้งลงกราวนด์ซึ่งกระแสที่ไหลผ่าน M11 สามารถคำนวณได้จาก

$$I_{D,M11} = \frac{1}{2} k_p \frac{W_{11}}{L_{11}} [(V_{dd} - V_{out}) - |V_{TP}|]^2 \quad (4.29)$$

#### 4.4.3 พารามิเตอร์ของวงจรรักษาระดับแรงดัน

วงจรรักษาระดับแรงดันที่ออกแบบมีพารามิเตอร์ดังนี้

ตารางที่ 4.7 พารามิเตอร์ของวงจรรักษาระดับแรงดัน

มอสทรานซิสเตอร์	ความกว้าง (W)	ความยาว (L)
M1	10 $\mu\text{m}$	1 $\mu\text{m}$
M2	10 $\mu\text{m}$	1 $\mu\text{m}$
M3	10 $\mu\text{m}$	1.4 $\mu\text{m}$
M <sub>reg</sub>	700 $\mu\text{m}$	1.4 $\mu\text{m}$
M4	10 $\mu\text{m}$	1 $\mu\text{m}$
M5	10 $\mu\text{m}$	1 $\mu\text{m}$
M6	10 $\mu\text{m}$	1 $\mu\text{m}$
M7	10 $\mu\text{m}$	5 $\mu\text{m}$
M8	10 $\mu\text{m}$	5 $\mu\text{m}$
M10	10 $\mu\text{m}$	1 $\mu\text{m}$
M11	100 $\mu\text{m}$	1.4 $\mu\text{m}$
ตัวต้านทานและตัวเก็บประจุ	ความต้านทาน ( $\Omega$ )	ความจุไฟฟ้า (Farad)
R1	100 k	-
R2	100 k	-
R3	100 k	-
R4	100 k	-
C <sub>sup</sub>	-	400 p
C2	-	50 n

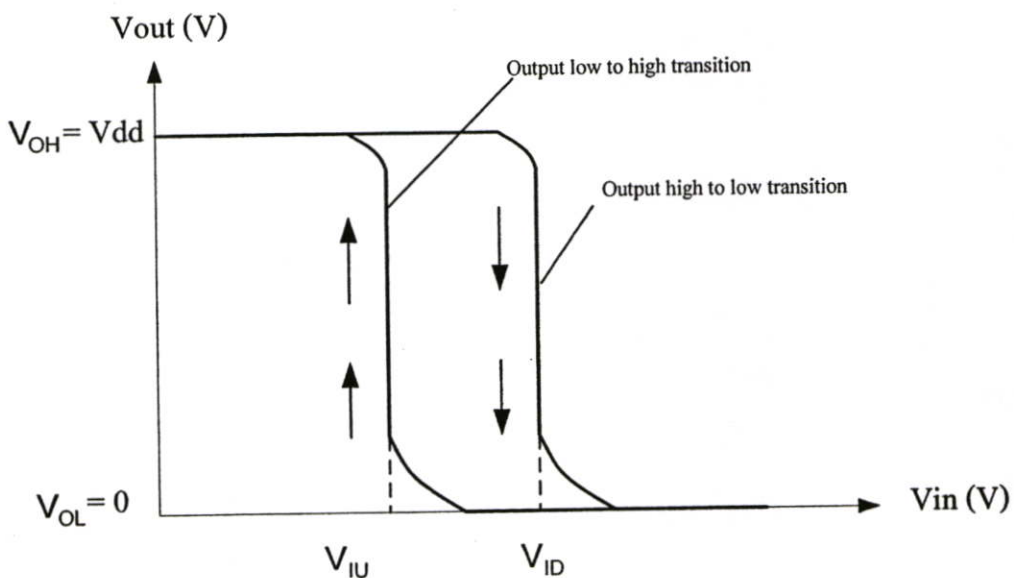
#### 4.5 วงจรถอดสัญญาณนาฬิกา (Clock extractor)

วงจรถอดสัญญาณนาฬิกาเป็นวงจรที่ทำหน้าที่ในการถอด (Extract) สัญญาณนาฬิกาจากสัญญาณที่เห็นขวนาได้ที่ขดลวดเหนี่ยวนำของแท็ก เพื่อนำมาใช้เป็นสัญญาณนาฬิกาที่ควบคุมส่วนดิจิทัล แต่สัญญาณนาฬิกาที่ถอดได้จากวงจรถอดสัญญาณนาฬิกานี้จะยังนำไปใช้ไม่ได้แต่จะต้องมีการนำไปหารความถี่ลงก่อนโดยวงจรหารสัญญาณนาฬิกา ในระบบอาร์เอฟไอดีที่ทำงานในย่านความถี่ต่ำนั้นวงจรถอดสัญญาณนาฬิกาถูกนำมาใช้แทนที่จะเป็นวงจรสร้างสัญญาณนาฬิกา (Oscillator) เหมือนกับในระบบอาร์เอฟไอดีที่ทำงานในย่านความถี่สูงยิ่งขวดเนื่องจากในย่าน

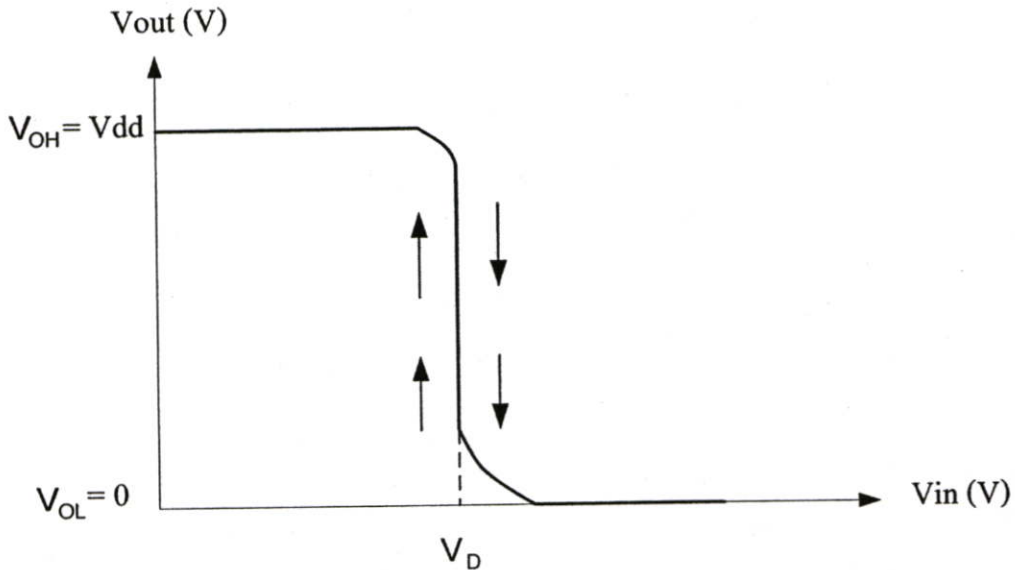
ความถี่สูงยิ่งยวดนั้นการที่จะถอดสัญญาณนาฬิกาแล้วหารความถี่ลงให้เป็นสัญญาณนาฬิกาความถี่ต่ำเพื่อเป็นสัญญาณนาฬิกาให้กับวงจรภาคดิจิทัลนั้นจะต้องหารความถี่ลงมาเป็นจำนวนเท่าที่มาก ซึ่งจะทำให้สิ้นเปลืองพลังงานที่มาก ต่างจากระบบอาร์เอฟไอดีที่ทำงานในย่านความถี่ต่ำซึ่งมีความถี่ของคลื่นพาห้ที่น้อยกว่ามาก ทำให้การหารความถี่มีจำนวนเท่าที่ไม่มากและไม่สิ้นเปลืองพลังงานมากเท่าที่ความถี่สูง อีกเหตุผลหนึ่งของการใช้วงจรถอดสัญญาณนาฬิกากับแท่งของระบบอาร์เอฟไอดีที่ทำงานในย่านความถี่ต่ำคือวงจรถอดสัญญาณนาฬิกาสามารถออกแบบได้ง่ายโดยการใช้อินเวอร์เตอร์ซึ่งเป็นวงจรทั่วไปในการออกแบบวงจร

#### 4.5.1 วงจรถอดสัญญาณนาฬิกาที่ออกแบบ

วงจรถอดสัญญาณนาฬิกาที่ออกแบบนั้นเป็นวงจรถอดสัญญาณนาฬิกาที่สร้างจากวงจรอินเวอร์เตอร์โดยที่มีการเพิ่มส่วนของฮิสเทอรีซิส (Hysteresis) เข้าไปเพื่อป้องกันการรบกวนของสัญญาณรบกวน โดยวงจรอินเวอร์เตอร์ที่ประกอบไปด้วยฮิสเทอรีซิส [20] นั้นจะมีความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณอินพุตและสัญญาณเอาต์พุตเหมือนกันกับวงจรอินเวอร์เตอร์ทั่วไป เพียงแต่จะมีค่าแรงดันอินพุตที่ทำให้แรงดันเอาต์พุตเปลี่ยนจากค่าสูงมาเป็นค่าต่ำ และแรงดันเอาต์พุตเปลี่ยนจากค่าต่ำมาเป็นค่าสูงที่ต่างกันซึ่งสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.16



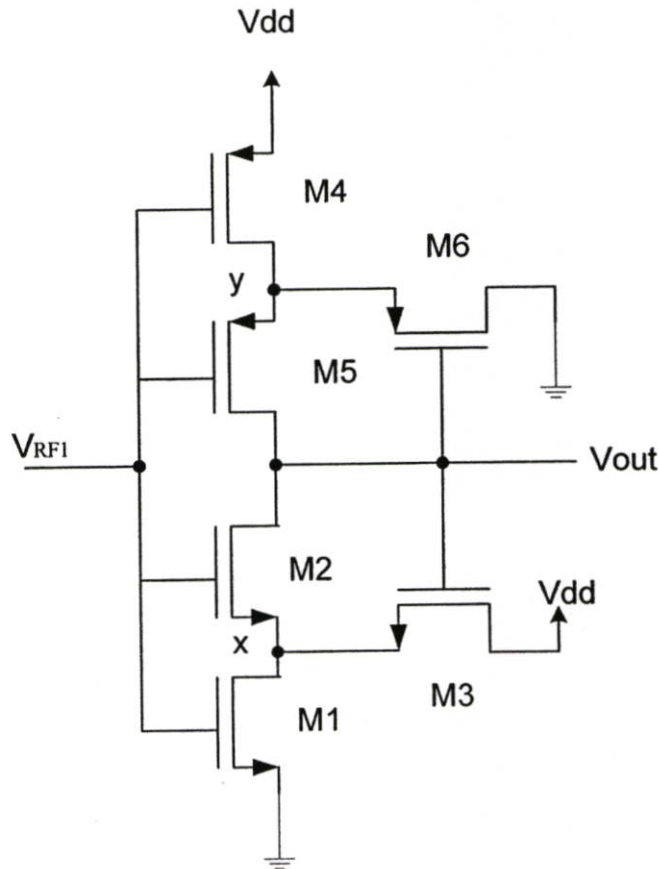
รูปที่ 4.16 ความสัมพันธ์ของสัญญาณอินพุตและเอาต์พุตของวงจรอินเวอร์เตอร์ที่มีฮิสเทอรีซิส



รูปที่ 4.17 ความสัมพันธ์ของสัญญาณอินพุตและเอาต์พุตของวงจรมอนิเตอร์ทั่วไป

วงจรมอนิเตอร์ที่มีฮิสเทอรีซิสนั้นอาจเรียกอีกชื่อหนึ่งว่าวงจรมิตทริกเกอร์ (Schmitt trigger) ซึ่งเป็นวงจรที่ทำให้จุดที่แรงดันเอาต์พุตของวงจรมอนิเตอร์เปลี่ยนจากแรงดันสูง ( $V_{OH}$ ) เป็นแรงดันต่ำ ( $V_{OL}$ ) และแรงดันต่ำไปเป็นแรงดันสูงนั้นอยู่คนละจุดกันจากเดิมซึ่งอยู่ที่ค่าแรงดันอินพุตที่เท่ากัน ( $V_D$ ) โดยที่จากรูปที่ 4.16 จะเห็นว่าค่าแรงดันที่ทำให้แรงดันอินพุตเปลี่ยนจากเดิมซึ่งเป็นค่าสูง ( $V_{OH}$ ) ลงไปเป็นค่าต่ำ ( $V_{OL}$ ) คือจุดที่แรงดันอินพุตมีค่าเท่ากับ  $V_{ID}$  ส่วนค่าแรงดันที่ทำให้แรงดันอินพุตเปลี่ยนจากเดิมซึ่งเป็นค่าต่ำขึ้นไปเป็นค่าสูงคือจุดที่แรงดันอินพุตมีค่าเท่ากับ  $V_{IU}$  ซึ่งข้อดีของวงจรที่ทำงานในลักษณะนี้คือการที่สัญญาณเอาต์พุตของวงจรจะมีความไม่ขึ้นกับสัญญาณรบกวนเนื่องจากจากเดิมที่แรงดันที่เอาต์พุตมีการเปลี่ยนแปลงจะมีค่าเท่ากับ  $V_D$  ซึ่งถ้าสัญญาณอินพุตที่มีค่าเท่ากับหรือใกล้เคียงกับ  $V_D$  แล้วมีสัญญาณรบกวนอยู่บนสัญญาณอินพุตนั้น สัญญาณรบกวนดังกล่าวอาจจะมีการแกว่งผ่านจุดที่แรงดันอินพุตมีค่า  $V_D$  ทำให้สัญญาณเอาต์พุตที่ได้มีความผิดพลาด ซึ่งวงจรมอนิเตอร์ที่มีฮิสเทอรีซิสจะช่วยแก้ไขข้อบกพร่องในเรื่องดังกล่าวซึ่งรูปของสัญญาณของรูปที่ 4.16 ซึ่งเกิดจากการที่วงจรมอนิเตอร์มีส่วนของวงจรที่สร้างฮิสเทอรีซิสนั้นถูกเรียกว่าฮิสเทอรีซิสลูป (Hysteresis loop) โดยที่วงจรถอดสัญญาณนาฬิกาที่ออกแบบสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.18 ซึ่งเป็นวงจรมอนิเตอร์ที่ประกอบไปด้วยชุดมอสทรานซิสเตอร์ชนิดเอ็น 2 ตัวและมอสทรานซิสเตอร์ชนิดพี 2 ตัวต่อกันในลักษณะที่ขาขอสต่อกับขาครนของแต่ละตัวแบบอนุกรม โดยที่ขาเกตของมอสทรานซิสเตอร์ทุกๆตัวจะถูกเชื่อมต่อกันเป็นขาของสัญญาณอินพุตส่วนสัญญาณเอาต์พุตจะอยู่ที่กึ่งกลางระหว่างมอสทรานซิสเตอร์ชนิดเอ็นและชนิดพี มอส M3 เป็นตัวที่ทำหน้าที่ในการป้อนสัญญาณกลับจากเอาต์พุตของวงจรมอนิเตอร์กลับไป ที่โหนด x ซึ่งเป็นจุดเชื่อมต่อของมอสชนิดเอ็นโดยการต่อขาเกตเข้ากับเอาต์พุตของวงจร, ต่อขา

ครนเข้ากับไฟเลี้ยงและต่อขาซอสเข้ากับโหนด  $x$  ส่วนมอสทรานซิสเตอร์  $M6$  ก็ทำหน้าที่ป้อนสัญญาณกลับจากเอาต์พุตของวงจรเช่นกันโดยป้อนกลับไปโหนด  $y$  ซึ่งเป็นจุดเชื่อมต่อของมอสชนิดพีโดยการต่อขาเกตเข้ากับเอาต์พุตของวงจร, ต่อขาครนเข้ากับกราวด์และต่อขาซอสเข้ากับโหนด  $y$



รูปที่ 4.18 วงจรถอดสัญญาณนาฬิกาที่ออกแบบ

#### 4.5.2 การออกแบบวงจรถอดสัญญาณนาฬิกา

ในการออกแบบวงจรถอดสัญญาณนาฬิกานั้นจำเป็นต้องมีการกำหนดค่าของแรงดันอินพุต  $V_{ID}$  และ  $V_{IU}$  ให้กับวงจรถัดไป โดยการกำหนดแรงดันดังกล่าวจะมีส่วนเชื่อมโยงกับวงจรอื่นด้วยคือวงจรมอดคูเลเตอร์ เนื่องจากสัญญาณอินพุตของวงจรถอดสัญญาณนาฬิกาเป็นสัญญาณเดียวกันกับสัญญาณอินพุตของวงจรมอดคูเลเตอร์ด้วยจึงมีความจำเป็นที่จะต้องมีการออกแบบให้สอดคล้องกัน โดยจากบทที่ 3 แท็กอาร์เอฟไอดีที่ทนแรงดันสูงสามารถเพิ่มระยะการอ่านของระบบได้ด้วยการมอดคูเลตสัญญาณให้มีความต่างของแรงดันที่เป็นลอจิก 1 และ 0 ให้มีค่ามากที่สุดซึ่งจะทำให้ค่าของ  $\Delta u_0$  ที่รับได้ที่เครื่องอ่านมีค่ามากดังนั้นค่าของแรงดันที่เหนี่ยวนำได้ที่ขดลวดเหนี่ยวนำของแท็กในขณะที่วงจรมอดคูเลเตอร์ทำงานจะต้องมีค่าน้อยมาก เพื่อให้ความ

แตกต่างของแรงดันเทียบกับเมื่อวงจรมอดคูเลเตอร์ไม่ทำงานมีค่ามากที่สุด แต่จากการที่วงจรถอดสัญญาณพิกจะต้องทำงานอยู่ตลอดเวลาทั้งช่วงที่วงจรมอดคูเลเตอร์ทำงานและไม่ทำงาน ดังนั้นแรงดันที่ขดลวดเหนี่ยวนำในขณะที่วงจรมอดคูเลเตอร์ทำงานทำงานจะต้องมีค่าน้อย แต่ก็เพียงพอที่จะเป็นสัญญาณอินพุทให้กับวงจรถอดสัญญาณพิกาคู่ด้วยเช่นกัน โดยในการออกแบบวงจรถอดสัญญาณพิกานั้นกำหนดให้สัญญาณอินพุทของวงจรมีค่าแรงดันตามค่าในตารางที่ 4.8

ตารางที่ 4.8 ข้อกำหนดที่ใช้ในการออกแบบวงจรถอดสัญญาณพิก

	แรงดัน (V)
$V_{IU}$	0.5
$V_{ID}$	2.5

จากตารางที่ 4.8 สามารถนำไปใช้ในการออกแบบวงจรถอดสัญญาณพิก โดยในช่วงที่สัญญาณเอาต์พุทมีการเปลี่ยนจากแรงดันสูง ( $V_{OH}$ ) มาเป็นแรงดันต่ำ ( $V_{OL}$ ) แรงดันอินพุท ( $V_{ID}$ ) สามารถคำนวณได้จากเมื่อแรงดันอินพุทเพิ่มขึ้นจนมีค่าเท่ากับแรงดันขีดเริ่มของมอสชนิดเอ็น ( $V_{TN}$ ) มอส  $M1$  จะเริ่มมีช่องทางเดินกระแสและในขณะเดียวกันมอส  $M3$  ซึ่งต่อขาเดรนเข้ากับไฟเลี้ยงและขาเกตต่อกับเอาต์พุท (ในขณะนี้มีค่าเป็น  $V_{OH} = V_{dd}$ ) ก็จะเข้าสู่สภาวะอิ่มตัวเนื่องจากการทำงานของ  $M1$  ในขณะนี้มีมอส  $M1$  และ  $M3$  จึงทำหน้าที่คล้ายกับมอสอินเวอร์เตอร์ที่มีโหลดอยู่ในสภาวะอิ่มตัว โดยที่ในการคำนวณจะสมมติให้มอส  $M1$  ทำงานในสภาวะอิ่มตัวเพื่อง่ายต่อการคำนวณ กระแสที่ไหลผ่าน  $M1$  และ  $M3$  สามารถคำนวณได้จาก

$$I_{D,M1(Sat)} = I_{D,M3(Sat)} \quad (4.30)$$

$$\frac{k'_{M1}W_1}{2L_1}(V_{in} - V_{TN,M1})^2 = \frac{k'_{M3}W_3}{2L_3}(V_{GS,M3} - V_{TN,M3})^2 \quad (4.31)$$

ถ้าให้  $V_{GS,M1}$  มีค่าเท่ากับ  $V_{in}$  และเขียนแทน  $W/L$  ด้วย  $S$  จะสามารถเขียนสมการที่ (4.31) ได้เป็น

$$V_{GS,M3} = \sqrt{\frac{k'_{M1}S_1}{k'_{M3}S_3}}(V_{in} - V_{TN,M1}) + V_{TN,M3} \quad (4.32)$$

แรงดัน  $V_{DS,M1}$  หรือแรงดันที่โหนด  $x$  สามารถคำนวณได้จาก

$$V_{DS,M1} = V_{out} - V_{GS,M3} \quad (4.33)$$

$$V_{DS,M1} = V_{dd} - \sqrt{\frac{k'_{M1}S_1}{k'_{M3}S_3}} (V_{in} - V_{TN,M1}) + V_{TN,M3} \quad (4.34)$$

การที่แรงดันเอาต์พุตจะสามารถมีค่าเท่ากับไฟเลี้ยงนั้นสามารถเกิดขึ้นได้เฉพาะเมื่อ M2 ยังไม่ทำงานเท่านั้นซึ่งเมื่อ M2 เริ่มทำงานแรงดันอินพุตจะสามารถเขียนได้เป็น

$$V_{in} = V_{DS,M1} + V_{T,M2} \quad (4.35)$$

แทนค่าสมการที่ (4.34) ลงในสมการที่ (4.35) จะได้

$$V_{in} = V_{dd} - \sqrt{\frac{k'_{M1}S_1}{k'_{M3}S_3}} (V_{in} - V_{TN,M1}) + V_{TN,M3} + V_{T,M2} \quad (4.36)$$

ซึ่งถ้า  $V_T$  ของ M2 และ M3 มีค่าเท่ากันจะสามารถเขียนได้เป็น

$$V_{in} = V_{dd} - \sqrt{\frac{k'_{M1}S_1}{k'_{M3}S_3}} (V_{in} - V_{TN,M1}) \quad (4.37)$$

จากนั้นแก้สมการหาค่า  $V_{in}$  ก็จะได้ว่า

$$V_{in} = V_{ID} = \frac{V_{dd} + \sqrt{\frac{k'_{M1}S_1}{k'_{M3}S_3}} (V_{TN,M1})}{1 + \sqrt{\frac{k'_{M1}S_1}{k'_{M3}S_3}}} \quad (4.38)$$

สมการที่ (4.38) คือสมการในการออกแบบมอสทรานซิสเตอร์ชนิดเอ็นซึ่งส่งผลต่อการที่สัญญาณจะมีการเปลี่ยนแปลงจากแรงดันเอาต์พุตที่มีค่าสูงมาเป็นค่าต่ำโดยการแทนค่าพารามิเตอร์ต่างๆเช่นแรงดัน  $V_{ID}$  ที่กำหนด, ค่าแรงดันขีดเริ่มของมอสและค่าคงที่  $k'$  ก็จะสามารถออกแบบขนาดของมอสชนิดเอ็นได้

ส่วนในช่วงที่แรงดันเอาต์พุตมีการเปลี่ยนแปลงจากแรงดันที่มีค่าต่ำไปเป็นเอาต์พุตที่มีค่าสูงแรงดันอินพุต ( $V_{in}$ ) สามารถคำนวณได้จากเมื่อแรงดันอินพุตจากเดิมที่มีค่าเป็นค่าสูงเริ่มลดลงมา

จนมีแรงดันที่ตกคร่อมขาซอสและขาเกทของมอส M4 เท่ากับ  $|V_{TP}|$  จะทำให้มอส M4 เริ่มทำงานในขณะที่มอส M6 ซึ่งขาเกทต่อกับแรงดันเอาต์พุต, ขาซอสต่อกับโหนด y และขาเดรนต่อลงกราวนด์ ก็จะเริ่มทำงานเนื่องจากเมื่อมอส M4 ทำงานจะทำให้แรงดันที่โหนด y มีค่าใกล้เคียงกับ Vdd และเป็นแรงดันที่ขาซอสของ M6 ทำให้มีแรงดัน  $V_{SG,M6}$  ที่มีค่ามากกว่า  $|V_{TP}|$  โดยในขณะที่มอส M5 ยังไม่ทำงาน กระแสที่ไหลผ่านมอส M4 และ M6 สามารถคำนวณได้โดยการสมมติให้มอส M4 ทำงานในสภาวะอิ่มตัว

$$I_{D,M4(Sat)} = I_{D,M6(Sat)} \quad (4.39)$$

$$\frac{k'_{M4}W_4}{2L_4}(V_{SG,M4} + V_{TP})^2 = \frac{k'_{M6}W_6}{2L_6}(V_{SG,M6} + V_{TP})^2 \quad (4.40)$$

แทนค่า  $V_{SG,M4}$  ด้วย  $V_{dd} - V_{in}$  จะได้ว่า

$$\frac{k'_{M4}W_4}{2L_4}(V_{dd} - V_{in} + V_{TP})^2 = \frac{k'_{M6}W_6}{2L_6}(V_{SG,M6} + V_{TP})^2 \quad (4.41)$$

จากสมการที่ (4.41) สามารถคำนวณหาค่าแรงดัน  $V_{SG,M6}$  ได้คือ

$$V_{SG,M6} = \sqrt{\frac{k'_{M4}S_4}{k'_{M6}S_6}}(V_{dd} - V_{in} + V_{TP}) - V_{TP} \quad (4.42)$$

จากนั้นแรงดันที่โหนด y หรือแรงดัน  $V_{D,M4}$  สามารถคำนวณได้จาก

$$V_{D,M4} = V_{SG,M6} + V_{out} \quad (4.43)$$

แทนค่าสมการที่ (4.42) ลงในสมการที่ (4.43) และ  $V_{out}$  ซึ่งมีค่าเท่ากับ 0 จะได้ว่า

$$V_{D,M4} = \sqrt{\frac{k'_{M4}S_4}{k'_{M6}S_6}}(V_{dd} - V_{in} + V_{TP}) - V_{TP} \quad (4.44)$$

ดังนั้น  $V_{in}$  สามารถคำนวณได้จาก

$$V_{in} = V_{D,M4} + V_{TP} \quad (4.45)$$

โดยที่  $V_{in}$  ในสมการที่ (4.45) คือ  $V_{IU}$  แทนค่าสมการที่ (4.44) ลงในสมการที่ (4.45) แล้วแก้สมการหาค่า  $V_{IU}$  ก็จะได้ว่า

$$V_{IU} = \frac{\sqrt{\frac{k'_{M4}S_4}{k'_{M6}S_6}} (V_{dd} + V_{TP})}{1 + \sqrt{\frac{k'_{M4}S_4}{k'_{M6}S_6}}} \quad (4.46)$$

สมการที่ (4.46) เป็นสมการที่ใช้ในการออกแบบวงจรลดสัญญาณนาฬิกาที่เป็นส่วนของมอสชนิดพีซึ่งจะส่งผลต่อแรงดันอินพุท ( $V_{IU}$ ) ที่ทำให้แรงดันเอาต์พุทเปลี่ยนจากแรงดันค่าต่ำไปเป็นแรงดันค่าสูง

#### 4.5.3 พารามิเตอร์ของวงจรลดสัญญาณนาฬิกา

วงจรลดสัญญาณนาฬิกาที่ออกแบบมีพารามิเตอร์ดังนี้

ตารางที่ 4.9 พารามิเตอร์ของวงจรลดสัญญาณนาฬิกา

มอสทรานซิสเตอร์	ความกว้าง (W)	ความยาว (L)
M1	105u	0.35u
M2	105u	0.35u
M3	100u	1u
M4	10u	30u
M5	10u	30u
M6	50u	2u

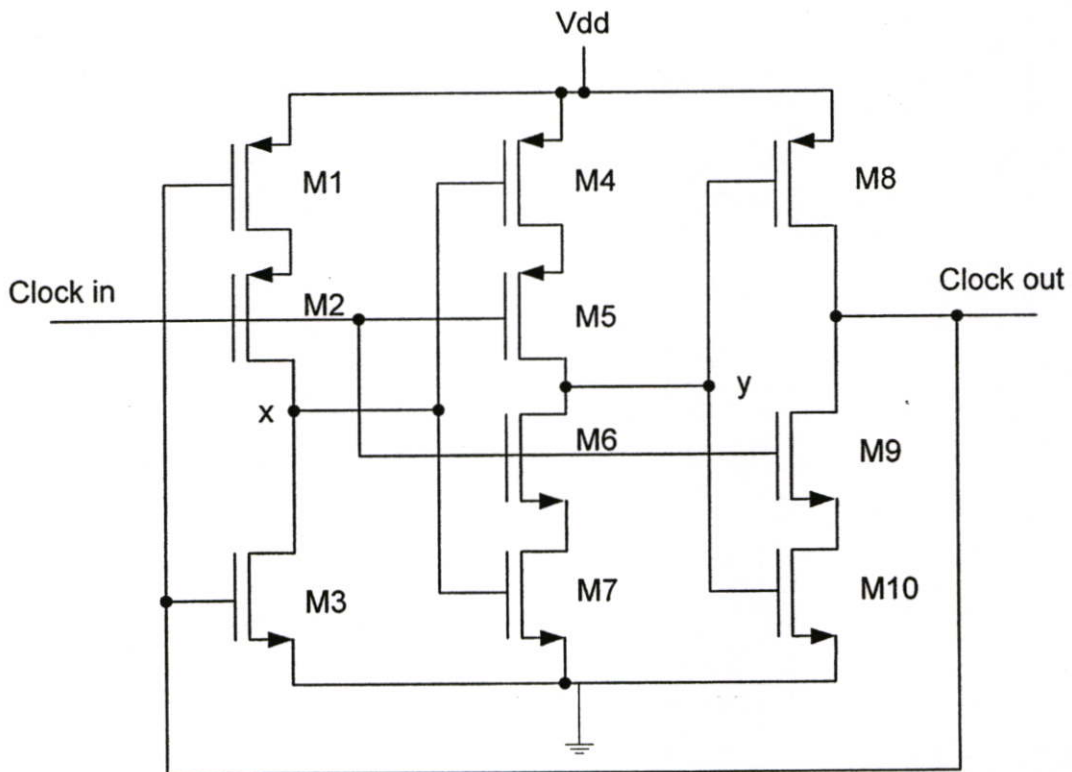
#### 4.6 วงจรหารสัญญาณนาฬิกา (Clock divider)

วงจรหารสัญญาณนาฬิกามีชื่อเรียกอีกหลายชื่อเช่นวงจรหารความถี่ (Frequency divider) และวงจรมับ (Counter) เป็นวงจรที่ทำหน้าที่คู่กันกับวงจรลดสัญญาณนาฬิกาโดยวงจรหารสัญญาณนาฬิกาจะทำหน้าที่หารความถี่ของสัญญาณนาฬิกาที่ได้มาจากวงจรลดสัญญาณนาฬิกาซึ่งจำนวนเท่าของการหารก็จะเป็นตัวที่กำหนดความเร็วในการทำงานของวงจรดิจิทัลภาคหลังอีกด้วย โดยในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะใช้การหารความถี่ลงเป็นจำนวนเท่า 32 เท่าซึ่งถือว่ามีค่ามากพอสมควรสำหรับระบบอาร์เอฟไอดีที่ทำงานในย่านความถี่ต่ำโดยจำนวนเท่าที่หารนี้อ้างอิงจาก [22] ทั้งนี้ใน

ความเป็นจริง ความถี่ของสัญญาณนาฬิกาที่ใช้ในส่วนดิจิทัลของแท่งนั้นมีหลายความถี่ขึ้นอยู่กับระบบที่ออกแบบ

#### 4.6.1 วงจรหารสัญญาณนาฬิกาที่ออกแบบ

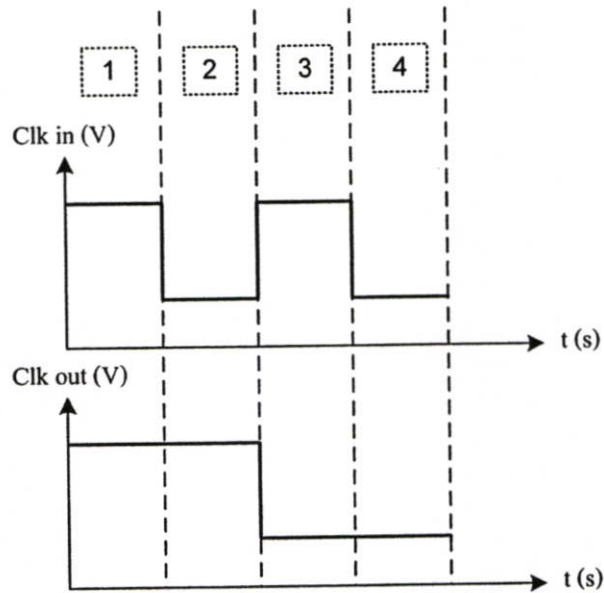
วงจรหารสัญญาณนาฬิกาที่ออกแบบนั้นจะเป็นการใช้การต่อกันของมอสแบบดิสครีต (Discrete) แทนการใช้วงจรฟลิปฟล็อปที่มีให้แบบสำเร็จรูปในเทคโนโลยีนั้นๆ เนื่องจากวงจรถหารสัญญาณนาฬิกาที่ออกแบบนั้นกินกระแสน้อยกว่าวงจรถหารสัญญาณนาฬิกาที่มีให้ในเทคโนโลยี โดยวงจรถหารสัญญาณนาฬิกาที่ออกแบบจะเป็นการต่อกันแบบคาสเคดกันของวงจรถหารความถี่สองเท่าจำนวน 5 ชุด โดยที่วงจรถหารความถี่สองเท่าที่ออกแบบนั้นจะใช้วงจรถหารความถี่แบบ True single-phase-clock ซึ่งสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.19 ซึ่งวงจรถหารสัญญาณนาฬิกาที่ออกแบบจะเป็นวงจรถหารแบบอะซิงโครนัส (Asynchronous) ซึ่งคือวงจรถหารที่ไม่จำเป็นต้องมีสัญญาณนาฬิกาควบคุมจังหวะการทำงานของวงจร ดังนั้นสัญญาณนาฬิกาทุกๆ คาบที่เข้ามาที่อินพุตของวงจรถหารสัญญาณนาฬิกาจะถูกหารความถี่ลงทั้งหมด



รูปที่ 4.19 วงจรถหารความถี่สองเท่าที่ออกแบบ

วงจรถหารความถี่สองเท่าที่ออกแบบนั้นนอกจากจะมีข้อดีในเรื่องของการกินกระแสน้อยกว่าฟลิปฟล็อปทั่วไปแล้วยังมีข้อดีในด้านความเร็วของการทำงานอีกด้วย วงจรถหารความถี่สอง

เท่าที่ออกแบบจะมีหลักการทำงานตามรูปที่ 4.20 ซึ่งเป็นการแสดงสัญญาณอินพุตและเอาต์พุตของวงจรเทียบกับเวลาซึ่งมีการแบ่งช่วงการทำงานออกเป็น 4 ช่วงเพื่อความสะดวกในการอธิบายการทำงานของวงจร

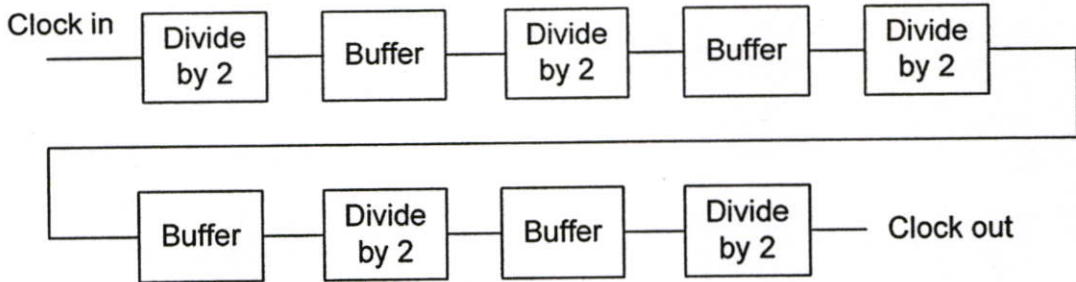


รูปที่ 4.20 สัญญาณอินพุตและเอาต์พุตของวงจรหารความถี่สองเท่า

ตารางที่ 4.10 การทำงานของมอสในวงจรหารความถี่สองเท่าเทียบกับรูปที่ 4.20

มอสทรานซิสเตอร์	ช่วงที่ 1	ช่วงที่ 2	ช่วงที่ 3	ช่วงที่ 4
M1	ปิด	ปิด	ปิด	เปิด
M2	ปิด	เปิด	ปิด	เปิด
M3	เปิด	เปิด	เปิด	ปิด
x	0	0	0	1
M4	เปิด	เปิด	เปิด	ปิด
M5	ปิด	เปิด	เปิด	เปิด
M6	เปิด	ปิด	ปิด	ปิด
M7	ปิด	ปิด	ปิด	เปิด
Y	0	1	1	1
M8	เปิด	ปิด	ปิด	ปิด
M9	ปิด	ปิด	เปิด	ปิด
M10	ปิด	เปิด	เปิด	เปิด
Output	1	1	0	0

ตารางที่ 4.10 แสดงถึงการทำงานของมอสที่อยู่ในวงจรหารความถี่สองเท่าโดยจากรูปที่ 4.20 และ ตารางที่ 4.10 จะเห็นว่าวงจรหารความถี่สองเท่าสามารถหารความถี่ลงเป็นจำนวนเท่าสองเท่าได้จริง ดังนั้นในการใช้เป็นวงจรหารความถี่ 32 เท่าจึงต้องนำเอาวงจรหารความถี่สองเท่าจำนวน 5 วงจรมาต่อกับแบบคาสเคด (Cascade) โดยมีวงจรปรับระดับแรงดันหรือวงจรบัฟเฟอร์ (Buffer) เพื่อปรับแรงดันให้มีค่าเท่ากับไฟเลี้ยงและกราวด์เพื่อป้องกันความผิดพลาดของการหารความถี่ โดยการต่อวงจรหารสัญญาณนาฬิกาซึ่งเป็นการหารความถี่ลง 32 เท่าสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.21



รูปที่ 4.21 วงจรหารสัญญาณนาฬิกาที่สร้างจากวงจรหารความถี่สองเท่าต่อคาสเคดกัน 5 ชุด

#### 4.6.2 การออกแบบวงจรหารสัญญาณนาฬิกา

เนื่องจากวงจรหารสัญญาณนาฬิกาที่ออกแบบเป็นวงจรที่ทำงานโดยมีสัญญาณอินพุตและเอาต์พุตเป็นดิจิทัล ดังนั้นการออกแบบวงจรหารสัญญาณนาฬิกาจึงมุ่งเน้นที่ขนาดที่เล็กของมอสทุกๆตัวเพื่อความเร็วของการทำงานของวงจรรวมทั้งประหยัดเนื้อที่อีกด้วย

#### 4.6.3 พารามิเตอร์ของวงจรหารสัญญาณนาฬิกา

วงจรหารสัญญาณนาฬิกาที่ออกแบบมีพารามิเตอร์ดังนี้

ตารางที่ 4.11 พารามิเตอร์ของวงจรหารสัญญาณนาฬิกา

มอสทรานซิสเตอร์	ความกว้าง (W)	ความยาว (L)
M1	10 $\mu\text{m}$	1.4 $\mu\text{m}$
M2	10 $\mu\text{m}$	1.4 $\mu\text{m}$
M3	10 $\mu\text{m}$	1 $\mu\text{m}$
M4	10 $\mu\text{m}$	1.4 $\mu\text{m}$
M5	10 $\mu\text{m}$	1.4 $\mu\text{m}$
M6	10 $\mu\text{m}$	1 $\mu\text{m}$
M7	10 $\mu\text{m}$	1 $\mu\text{m}$

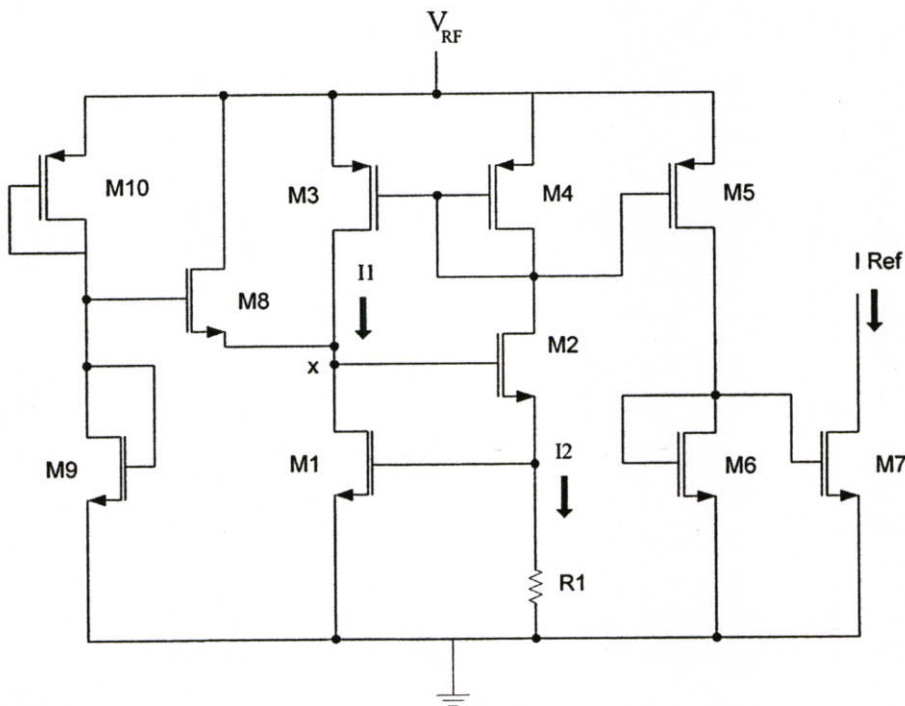
M8	10 $\mu\text{m}$	1.4 $\mu\text{m}$
M9	10 $\mu\text{m}$	1 $\mu\text{m}$
M10	10 $\mu\text{m}$	1 $\mu\text{m}$

#### 4.7 วงจรสร้างกระแสอ้างอิง (Current reference)

วงจรสร้างกระแสอ้างอิงเป็นวงจรที่ทำหน้าที่สร้างกระแสอ้างอิงให้กับวงจรต่างๆที่อยู่ภายในวงจรมัลติพอร์ตของแท็ทที่ออกแบบรวมทั้งยังสามารถนำไปใช้ในการสร้างแรงดันอ้างอิงให้กับวงจรต่างๆ โดยการนำกระแสที่ได้ไปไหลผ่านตัวต้านทานค่าคงที่ค่าหนึ่งก็จะได้แรงดันอ้างอิงที่มีค่าคงที่อีกด้วย

##### 4.7.1 วงจรสร้างกระแสอ้างอิงที่ออกแบบ

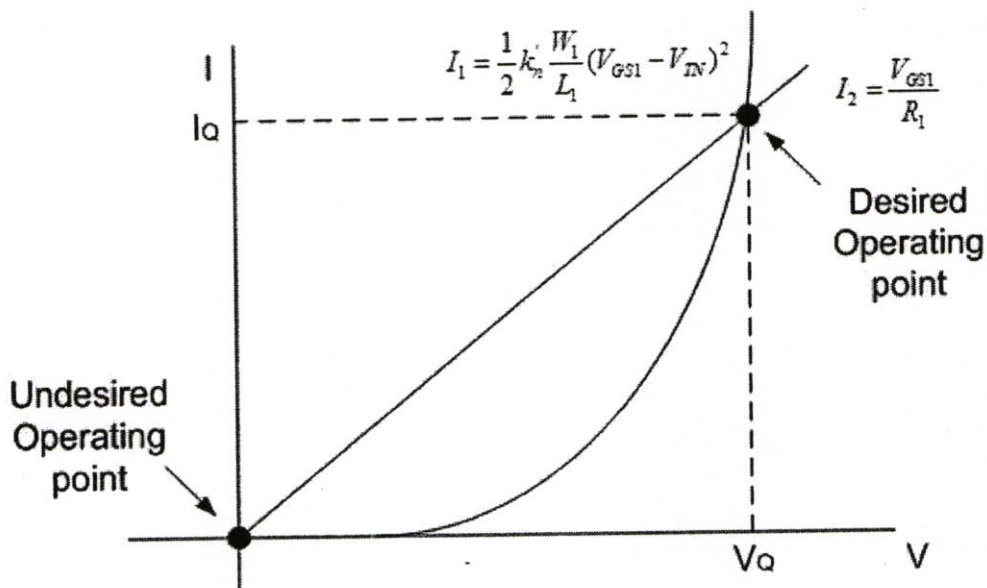
วงจรสร้างกระแสอ้างอิงที่ใช้แท็ทที่ทนแรงดันสูงเป็นวงจรสร้างกระแสอ้างอิงที่มีความเป็นอิสระ (Independent) ต่อแรงดันที่เปลี่ยนแปลงเนื่องจากแรงดันที่เหนี่ยวนำได้ที่ขดลวดเหนี่ยวนำของแท็ทจะมีค่าที่เปลี่ยนแปลงอย่างมากกับระยะทางระหว่างเครื่องอ่านกับแท็ท ดังนั้นวงจรสร้างกระแสอ้างอิงที่ออกแบบในแท็ทที่ทนแรงดันสูงจะเลือกใช้วงจรสร้างกระแสอ้างอิงแบบบูทสแตร็ป (Bootstrap) ซึ่งมีความเป็นอิสระต่อแรงดันไฟเลี้ยงของวงจรอย่างมากซึ่งวงจรสร้างกระแสอ้างอิงแบบบูทสแตร็ปสามารถแสดงได้ดังรูป



รูปที่ 4.22 วงจรสร้างกระแสอ้างอิงแบบบูทสแตร็ป (Bootstrap)

#### 4.7.2 การออกแบบวงจรสร้างกระแสอ้างอิง

วงจรสร้างกระแสอ้างอิงที่ออกแบบมีหลักการทำงานคือมอสทรานซิสเตอร์ M3 และ M4 ที่ทำหน้าที่เป็นโหลดสะท้อนกระแสของวงจรจะทำให้กระแส I1 และ I2 ที่ไหลในวงจรมีค่าเท่ากัน กระแส I1 จะไหลผ่าน M1 ทำให้เกิด  $V_{GS,M1}$  และกระแส I2 ไหลผ่าน R1 ทำให้เกิดแรงดัน  $V_{R1}$  ซึ่งแรงดัน  $V_{GS,M1}$  จะมีค่าเท่ากับ  $V_{R1}$  เนื่องจากเป็นโหนดเดียวกันดังนั้นกระแส I1 และ I2 สามารถคำนวณได้ โดยรูปที่ 4.23 แสดงจุดทำงานของวงจรสร้างกระแสอ้างอิงแบบบูทสแตรป์



รูปที่ 4.23 จุดทำงานของวงจรสร้างกระแสอ้างอิงแบบบูทสแตรป์ (Bootstrap)

$$I_2 R_1 = V_{TN} + \left( \frac{2I_1 L_1}{k_n' W_1} \right)^{\frac{1}{2}} \quad (4.47)$$

จากสมการที่ (4.47) สามารถคำนวณหากระแสที่จุดทำงานของวงจร  $I_Q$  ซึ่งมีค่า  $I_Q = I_1 = I_2$  ได้จาก

$$I_Q = \frac{V_{TN}}{R_1} + \frac{1}{k_n' S_1 R_1^2} + \frac{1}{R_1} \sqrt{\frac{2V_{TN}}{k_n' S_1 R_1} + \frac{1}{(k_n' S_1 R_1)^2}} \quad (4.48)$$

มอส M8, M9 และ M10 ทำหน้าที่เป็นวงจรเริ่มการทำงาน (Start up circuit) โดย M10 ทำหน้าที่เป็นโหลดของ M8 ซึ่ง M8 ทำหน้าที่ในการจ่ายกระแสไบอัสให้กับมอส M2 เพื่อให้วงจรสร้างกระแสอ้างอิงเริ่มทำงานได้ จากนั้นเมื่อวงจรเริ่มทำงานแรงดันที่โหนด x ก็จะมีค่าสูงขึ้นทำให้มอส M8 ทำงานในโหมดคัทออฟ นอกจากนี้มอส M9 และ M10 ยังทำหน้าที่จำกัดกระแสที่ไหลผ่านวงจรเริ่ม

การทำงานอีกด้วย ในขณะที่ในการนำเอากระแสอ้างอิงไปใช้ในวงจรต่าง ๆ นั้น มอส M5 จะรับการสะท้อนกระแสมาจากมอส M4 กระแสที่ไหลผ่าน M4 จะเป็นตัวกำหนดกระแสที่ไหลผ่าน M6 ซึ่งถูกสะท้อนไปยัง M7 และนำไปใช้เป็นกระแสคงที่ในวงจรอื่นๆต่อไป

#### 4.7.3 พารามิเตอร์ของวงจรสร้างกระแสอ้างอิง

วงจรสร้างกระแสอ้างอิงที่ออกแบบมีพารามิเตอร์ดังนี้

ตารางที่ 4.12 พารามิเตอร์ของวงจรสร้างกระแสอ้างอิง

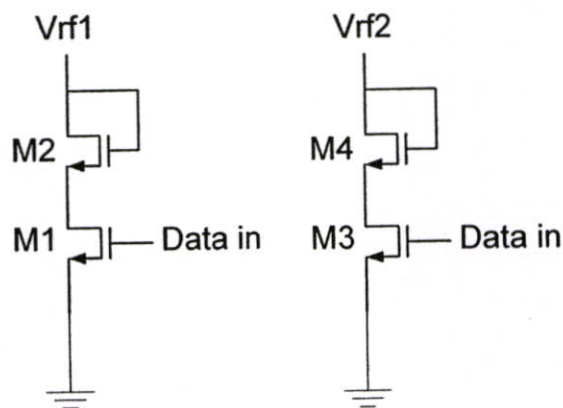
มอสทรานซิสเตอร์	ความกว้าง (W)	ความยาว (L)
M1	200 $\mu\text{m}$	1 $\mu\text{m}$
M2	200 $\mu\text{m}$	1 $\mu\text{m}$
M3	50 $\mu\text{m}$	5 $\mu\text{m}$
M4	50 $\mu\text{m}$	5 $\mu\text{m}$
M5	50 $\mu\text{m}$	5 $\mu\text{m}$
M6	10 $\mu\text{m}$	1 $\mu\text{m}$
M7	10 $\mu\text{m}$	1 $\mu\text{m}$
M8	100 $\mu\text{m}$	1 $\mu\text{m}$
M9	10 $\mu\text{m}$	500 $\mu\text{m}$
M10	10 $\mu\text{m}$	500 $\mu\text{m}$
ตัวต้านทาน	ความต้านทาน ( $\Omega$ )	
R1	500 k	-

#### 4.8 วงจรมอดูเลเตอร์ (Modulator)

วงจรมอดูเลเตอร์มีหน้าที่ในการมอดูเลตข้อมูลของแท็กเพื่อส่งกลับไปเครื่องอ่าน โดยในการมอดูเลตนั้นข้อมูลจากส่วนดิจิทัลภาคหลังจะมีการส่งข้อมูลเพื่อนำมาใช้ในการมอดูเลตกับคลื่นพาห์ที่เหนี่ยวนำได้ที่ขดลวดเหนี่ยวนำของแท็กทำให้สัญญาณที่เหนี่ยวนำได้ที่ขดลวดเหนี่ยวนำมีลักษณะเหมือนกับสัญญาณที่มีการมอดูเลตแบบ ASK (Amplitude shift keying) ซึ่งเป็นสัญญาณไซน์ (Sine) ที่มีกรอบ (Envelope) เป็นสัญญาณดิจิทัล โดยจากบทที่ 3 ค่าแรงดัน  $\Delta u_0$  สามารถเพิ่มได้โดยการทำให้แรงดันที่มีมอดูเลตมีความลึกให้มากที่สุดดังนั้นจึงแสดงให้เห็นว่าวงจรมอดูเลเตอร์จึงเป็นวงจรที่สำคัญมากอีกวงจรหนึ่งของแท็กในระบบอาร์เอฟไอดี

#### 4.8.1 วงจรมอดคูเลเตอร์ที่ออกแบบ

วงจรมอดคูเลเตอร์ที่ออกแบบมีลักษณะดังรูปที่ 4.24 วงจรมอดคูเลเตอร์ที่ออกแบบประกอบไปด้วยมอสทรานซิสเตอร์ 2 ตัวต่อหนึ่งวงจร ตัวแรกคือมอส M1 และ M3 ทำหน้าที่เป็นเหมือนกับสวิทช์เปิดปิดการทำงานซึ่งถูกควบคุมด้วยข้อมูลดิจิทัลส่วนอีกตัวหนึ่งคือมอส M2 และ M4 ทำหน้าที่เป็น โหลดของวงจร วงจรมอดคูเลเตอร์ที่ออกแบบจะมีความพิเศษอยู่ที่ โหลดที่ใช้เป็นการใช้งานมอสทรานซิสเตอร์ให้ทำงานเหมือนกับเป็นความต้านทานที่ปรับค่าได้ตามแรงดันที่เหนี่ยวนำได้ที่ขั้วคลวดเหนี่ยวนำของแท็ก (Adaptive load) โดยที่โหลดแบบนี้มีข้อดีคือเมื่อแรงดันที่เหนี่ยวนำได้ที่ขั้วคลวดเหนี่ยวนำมีค่าสูง ค่าความต้านทานที่ได้จะมีค่าต่ำแต่เมื่อแรงดันที่เหนี่ยวนำได้มีค่าน้อยลง ค่าความต้านทานของโหลดจะมีค่าสูงขึ้นซึ่งจะส่งผลให้ค่าแรงดันที่เหนี่ยวนำได้ที่ขั้วคลวดเหนี่ยวนำเมื่อมีการมอดคูเลท (วงจรมอดคูเลเตอร์ทำงาน) มีค่าตามที่กำหนด และมีค่าค่อนข้างคงที่ที่ทุกๆระยะระหว่างเครื่องอ่านและแท็ก ซึ่งส่งผลให้ความถี่ของการมอดคูเลทมีค่าที่เหมาะสมและทำให้วงจรอื่นทำงานได้อย่างถูกต้องเช่นวงจรถอดสัญญาณนาฬิกาที่ต้องใช้แรงดันอินพุตเป็นสัญญาณที่เหนี่ยวนำได้ที่ขั้วคลวดเหนี่ยวนำของแท็กด้วยเช่นกัน ต่างจากการใช้ตัวต้านทานเป็นโหลดของวงจรที่ค่าความต้านทานที่คงที่ที่จะทำให้ความถี่ของการมอดคูเลทมีค่าไม่คงที่เมื่อระยะระหว่างเครื่องอ่านและแท็กเปลี่ยนไปทำให้ไม่สามารถมีความถี่ของการมอดคูเลทที่เหมาะสมได้ที่ทุกๆระยะห่าง



รูปที่ 4.24 วงจรมอดคูเลเตอร์

#### 4.8.2 การออกแบบวงจรมอดคูเลเตอร์

การออกแบบวงจรมอดคูเลเตอร์นั้นมอสทรานซิสเตอร์ทุกตัวจะทำงานในย่านอิมิตัว โดยที่ค่ากระแสที่ไหลผ่าน M1 จะสามารถคำนวณได้จาก

$$I_{D,M1} = \frac{1}{2} k' \frac{W_1}{L_1} (V_{GS} - V_T)^2 \quad (4.49)$$

### 4.8.3 พารามิเตอร์ของวงจรมอดคูเลเตอร์

วงจรมอดคูเลเตอร์ที่ออกแบบมีพารามิเตอร์ดังนี้

ตารางที่ 4.13 พารามิเตอร์ของวงจรมอดคูเลเตอร์

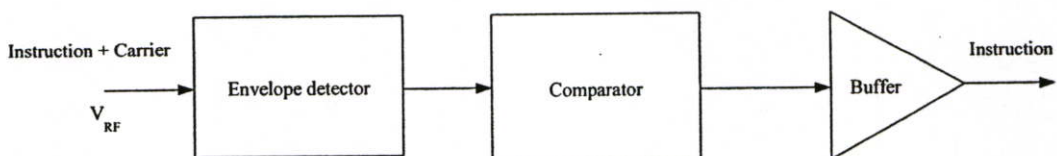
มอสทรานซิสเตอร์	ความกว้าง (W)	ความยาว (L)
M1	2500 um	1 um
M2	1000 um	1 um
M3	2500 um	1 um
M4	1000 um	1 um

## 4.9 วงจรดีมอดคูเลเตอร์ (Demodulator)

วงจรมอดคูเลเตอร์ทำหน้าที่ในการดีมอดคูเลทสัญญาณที่มีการมอดคูเลทมาจากเครื่องอ่านสัญญาณที่ถูกมอดคูเลทมาจากเครื่องอ่านนั้นจะประกอบไปด้วยคลื่นพาห์และคำสั่ง หรือข้อมูลที่เครื่องอ่านต้องการส่งมาถึงแท็ก โดยวงจรมอดคูเลทก็จะทำการดีมอดคูเลทเอาข้อมูลนั้นมาใช้ในการประมวลผลของแท็ก ในแท็กแบบ 1 บิตซึ่งไม่มีส่วนคิวิตอลอยู่ภายในนั้นจะไม่มีวงจรมอดคูเลเตอร์อยู่ภายในเพราะไม่มีความสามารถในการประมวลผลคำสั่งที่ส่งมาจากเครื่องอ่านได้

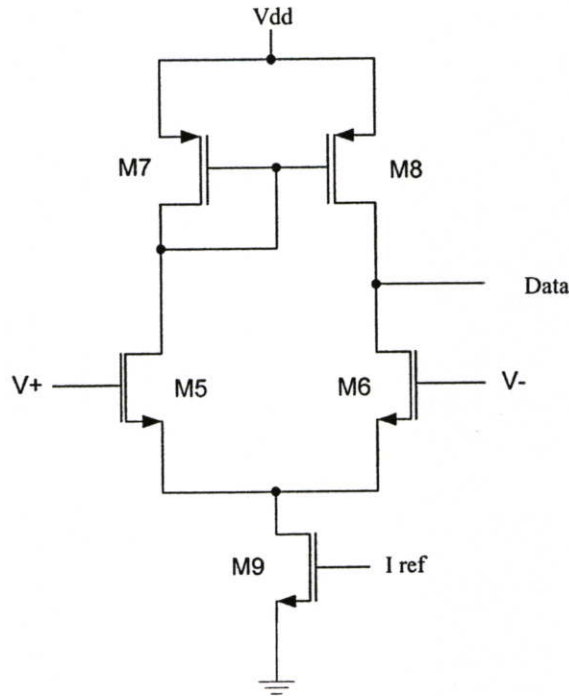
### 4.9.1 วงจรดีมอดคูเลเตอร์ที่ออกแบบ

วงจรมอดคูเลเตอร์ที่ทำการออกแบบนั้นเป็นวงจรมอดคูเลเตอร์ที่มีสัญญาณอินพุทเป็นสัญญาณที่มีการมอดคูเลทเป็นการมอดคูเลททางแอมปริจูด โดยที่วงจรมอดคูเลเตอร์ที่ออกแบบมีส่วนประกอบ 2 ส่วนคือวงจรตรวจจับขอบสัญญาณ (Envelope detector) และวงจรเปรียบเทียบสัญญาณ (Comparator) โดยแผนภาพของวงจรมอดคูเลเตอร์ที่ออกแบบสามารถแสดงได้ดังรูป



รูปที่ 4.25 แผนภาพของวงจรมอดคูเลเตอร์





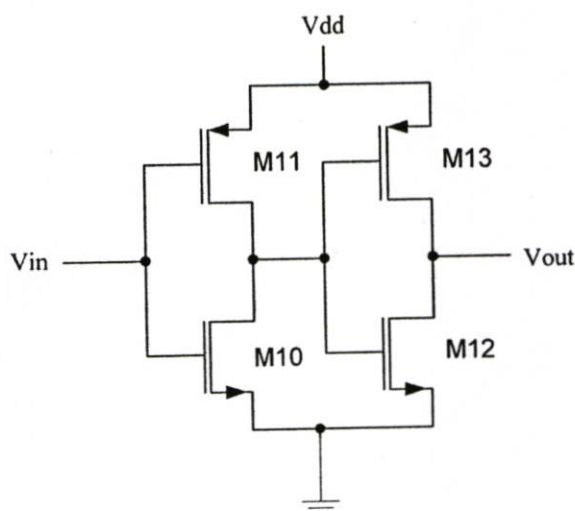
รูปที่ 4.27 วงจรเปรียบเทียบแรงดันที่ใช้ในวงจรคิมอดคูลเตอร์

โดยหลักการทำงานของวงจรคิมอดคูลเตอร์จะเริ่มจากสัญญาณที่มีการมอดคูลเลทที่เหนี่ยวนำได้ที่ขดลวดเหนี่ยวนำของแท่งจะถูกกรองความถี่โดยวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านซึ่งวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านชุดแรกประกอบไปด้วยมอสทรานซิสเตอร์ M1-M3 ซึ่งทำหน้าที่เป็นความต้านทานค่าหนึ่งและตัวเก็บประจุ C1 ซึ่งมอสทรานซิสเตอร์ของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านชุดแรกจะมีหลักการทำงานคือมอส M1 ทำหน้าที่เป็นตัวต้านทานที่ใช้ลดทอนแอมพลิจูดของสัญญาณอินพุตที่เหนี่ยวนำได้ที่ขดลวดเหนี่ยวนำลงส่วนมอส M2 และ M3 จะทำหน้าที่สลับขั้วของ M1 ให้ต่ออยู่กับแรงดันไฟที่มีค่าสูงอยู่ตลอดเวลาเพื่อป้องกันการไบอัสไปยังหน้าของรอยต่อพีเอ็นระหว่างขั้วกับขาเดรนและขาซอสของมอส M1 โดยที่ในช่วงที่สัญญาณ RF1 มีค่าเป็นบวกมอส M2 จะทำงานทำให้แรงดันที่ขาเดรนของ M2 มีค่าสูง ส่วนในช่วงที่สัญญาณ RF2 มีค่าเป็นลบมอส M3 จะทำงานทำให้แรงดันที่ขาเดรนของ M3 มีค่าสูง จากนั้นสัญญาณเอาต์พุตของวงจรกรองความถี่ชุดแรกจะถูกนำไปใช้เป็นสัญญาณอินพุตฝั่งบวกของวงจรเปรียบเทียบแรงดัน เมื่อสัญญาณที่มีการมอดคูลเลทซึ่งเหนี่ยวนำได้ที่ขดลวดเหนี่ยวนำที่ได้มีการกรองความถี่ 1 ครั้งแล้วก็จะถูกนำไปผ่านวงจรกรองความถี่ที่ 2 อีกหนึ่งครั้งด้วยมอส M4 และตัวเก็บประจุ C2 แล้วจากนั้นสัญญาณเอาต์พุตของวงจรกรองความถี่ชุดที่ 2 จะถูกนำไปใช้เป็นสัญญาณอินพุตฝั่งลบของวงจรเปรียบเทียบแรงดัน วงจรเปรียบเทียบแรงดันจะทำหน้าที่ในการเปรียบเทียบแรงดันที่ขาอินพุตทั้งสองโดยที่ถ้าแรงดันอินพุตทางฝั่งบวกมีค่ามากกว่าแรงดันอินพุตทางฝั่งลบผลต่างของแรงดันอินพุตจะถูกคูณกับอัตราขยายทำ

ให้แรงดันที่ได้มีค่าเท่ากับแรงดัน  $V_{dd}$  แต่ถ้าแรงดันอินพุตทางฝั่งบวกมีค่าน้อยกว่าแรงดันอินพุตทางฝั่งลบผลต่างของแรงดันอินพุตจะถูกคูณกับอัตราขยายทำให้แรงดันที่ได้มีค่าเท่ากับ 0 โวลต์ซึ่งสมการของวงจรเปรียบเทียบแรงดันสามารถเขียนได้ดังสมการ

$$(V_+ - V_-)A_V = V_{Instruction} \quad (4.50)$$

จากนั้นแรงดันเอาต์พุตซึ่งเป็นข้อมูลที่ส่งมาจากเครื่องอ่านอาจมีการนำไปผ่านวงจรบัฟเฟอร์เพื่อปรับระดับของแรงดันให้มีค่าเป็น  $V_{dd}$  และกราวด์อย่างแท้จริงโดยวงจรบัฟเฟอร์ที่ออกแบบสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.28



รูปที่ 4.28 วงจรบัฟเฟอร์ที่ออกแบบ

#### 4.9.2 การออกแบบวงจรดีมอดูเลเตอร์

การออกแบบวงจรก็จะแบ่งการออกแบบเป็น 2 ส่วนคือการออกแบบส่วนของวงจรกรองความถี่และการออกแบบวงจรเปรียบเทียบแรงดัน ในการออกแบบวงจรกรองความถี่แบบความถี่ต่ำผ่านของแท่งที่ทนแรงดันสูงที่ออกแบบนั้นจะใช้ข้อกำหนดของการออกแบบตามตารางที่ 4.1 โดยความถี่ของข้อมูลที่มีการมอดูเลทจากเครื่องอ่านมีค่า 1 กิโลเฮิร์ตซ์ดังนั้นวงจรกรองความถี่แบบความถี่ต่ำผ่านที่ออกแบบจะต้องออกแบบให้มีค่าความถี่คัทออฟอยู่ระหว่าง 1 กิโลเฮิร์ตซ์และ 125 กิโลเฮิร์ตซ์ซึ่งเป็นความถี่ของคลื่นพาห์ โดยการออกแบบวงจรจะออกแบบเป็นวงจรกรองความถี่ที่ประกอบไปด้วยตัวต้านทานและตัวเก็บประจุซึ่งสามารถคำนวณหาค่าความถี่คัทออฟ (Cutoff frequency) ซึ่งก็คือความถี่ที่ทำให้สัญญาณเอาต์พุตมีกำลังลดลงเหลือครึ่งหนึ่งของสัญญาณอินพุตสามารถคำนวณได้จาก [ภาคผนวก ข]

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC} \quad (4.51)$$

โดยในการออกแบบวงจรความถี่ทั้งสองจะใช้ออสซิลเลเตอร์แทนตัวต้านทานดังรูปที่ 4.28 โดยมอสจะทำงานในย่านเชิงเส้นซึ่งค่าความต้านทานของมอสสามารถคำนวณได้จาก

$$R_{ON} = \frac{1}{k_p \frac{W}{L} (V_{SG} - |V_{TP}|)} \quad (4.52)$$

โดยในการออกแบบวงจรความถี่นั้นวงจรความถี่ชุดที่ 1 ออกแบบให้มีความถี่คutoff ที่ประมาณ 50 กิโลเฮิร์ตซ์และวงจรความถี่ชุดที่สองที่มีความถี่คutoff ที่ประมาณ 20 กิโลเฮิร์ตซ์ โดยสาเหตุที่เลือกความถี่คutoff ทั้งสองค่าเนื่องจากข้อจำกัดในด้านขนาดของตัวต้านทานและตัวเก็บประจุที่ถ้าต้องการให้มีค่าน้อยกว่าที่ออกแบบจะจำเป็นต้องออกแบบให้มีขนาดใหญ่มากขึ้น จากนั้นสัญญาณเอาท์พุทของวงจรความถี่ทั้งสองวงจรจะถูกนำไปเปรียบเทียบโดยวงจรเปรียบเทียบแรงดันดังรูปที่ 4.29 ซึ่งในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ออกแบบโดยใช้วงจรขยายความแตกต่างของแรงดัน 1 ภาค ซึ่งสามารถออกแบบให้กระแสที่ไหลผ่านทรานซิสเตอร์ M9 มีค่า 6 ไมโครแอมป์ ทำให้สามารถคำนวณค่าขนาดของมอส M7 และ M8 ได้โดยมอสทั้งสองตัวจะทำงานเป็นโหนดของวงจรเปรียบเทียบแรงดันและในย่านอิมิตัวซึ่งสามารถเขียนเป็นสมการได้คือ

$$I_{D,M7} = \frac{1}{2} k_p \frac{W_7}{L_7} (V_{SG} - |V_{T,P}|)^2 \quad (4.53)$$

ส่วนการคำนวณหาค่าขนาดของมอส M5 และ M6 สามารถคำนวณได้จาก

$$A_V = \frac{\sqrt{2k_n (W_5 / L_5)}}{(\lambda_n + \lambda_p) \cdot \sqrt{I_{D,M5}}} \quad (4.54)$$

จากนั้นแรงดันที่ได้จากการเปรียบเทียบแรงดันจะถูกนำไปผ่านวงจรบัฟเฟอร์เพื่อปรับระดับแรงดันที่ได้ให้มีการแกว่งระหว่างไฟเลี้ยงและกราวด์ โดยวงจรบัฟเฟอร์สามารถคำนวณได้โดยการสมมติให้การเปลี่ยนแปลงแรงดันเอาท์พุทของวงจรบัฟเฟอร์จากค่าหนึ่งไปยังอีกค่าหนึ่งมีระยะเวลาในการเปลี่ยนแปลงที่น้อยมากซึ่งจากรูปที่ 4.17 แรงดัน  $V_D$  สามารถคำนวณได้จาก

$$V_D = \frac{V_{dd} - |V_{TP}| + V_{TN} \cdot \sqrt{\frac{k'_n \cdot S_{10}}{k'_p \cdot S_{11}}}}{1 + \sqrt{\frac{k'_n \cdot S_{10}}{k'_p \cdot S_{11}}}} \quad (4.55)$$

### 4.9.3 พารามิเตอร์ของวงจรมอดคูลเลเตอร์

วงจรมอดคูลเลเตอร์ที่ออกแบบมีพารามิเตอร์ดังนี้

ตารางที่ 4.14 พารามิเตอร์ของวงจรมอดคูลเลเตอร์

มอสทรานซิสเตอร์	ความกว้าง (W)	ความยาว (L)
M1	10 um	250 um
M2	20 um	1.4 um
M3	20 um	1.4 um
M4	10 um	200 um
M5	20 um	1 um
M6	20 um	1 um
M7	10 um	5 um
M8	10 um	5 um
M9	10 um	1 um
M10	200 um	1 um
M11	20 um	1.4 um
M12	200 um	1 um
M13	20 um	1.4 um
ตัวเก็บประจุ	ความจุของตัวเก็บประจุ (F)	
C1	200 p	-
C2	200 p	-

## บทที่ 5

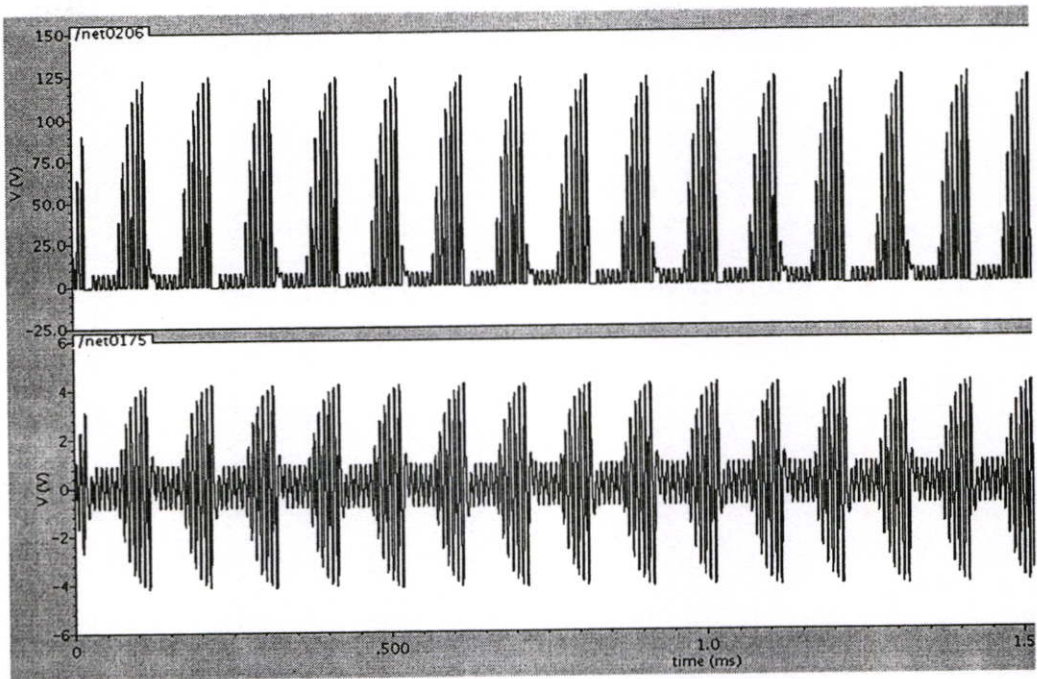
# ผลการจำลองการทำงานของวงจรถอดส่วนหน้าของแท็กที่ทน แรงดันสูง

### 5.1 บทนำ

ในบทนี้จะเป็นการแสดงผลการจำลองการทำงานของวงจรถอดส่วนหน้าของแท็กที่ทนแรงดันสูงที่ออกแบบซึ่งจะประกอบไปด้วยการเปรียบเทียบระหว่างแท็กที่ทนแรงดันสูงกับแท็กแบบทั่วไป, วงจรเรโซแนนต์, วงจรรักษาระดับแรงดัน, วงจรถอดสัญญาณนาฬิกา, วงจรหารสัญญาณนาฬิกา, วงจรสร้างกระแสอ้างอิง, วงจรมอดคูเลเตอร์และวงจรมอดคูเลเตอร์

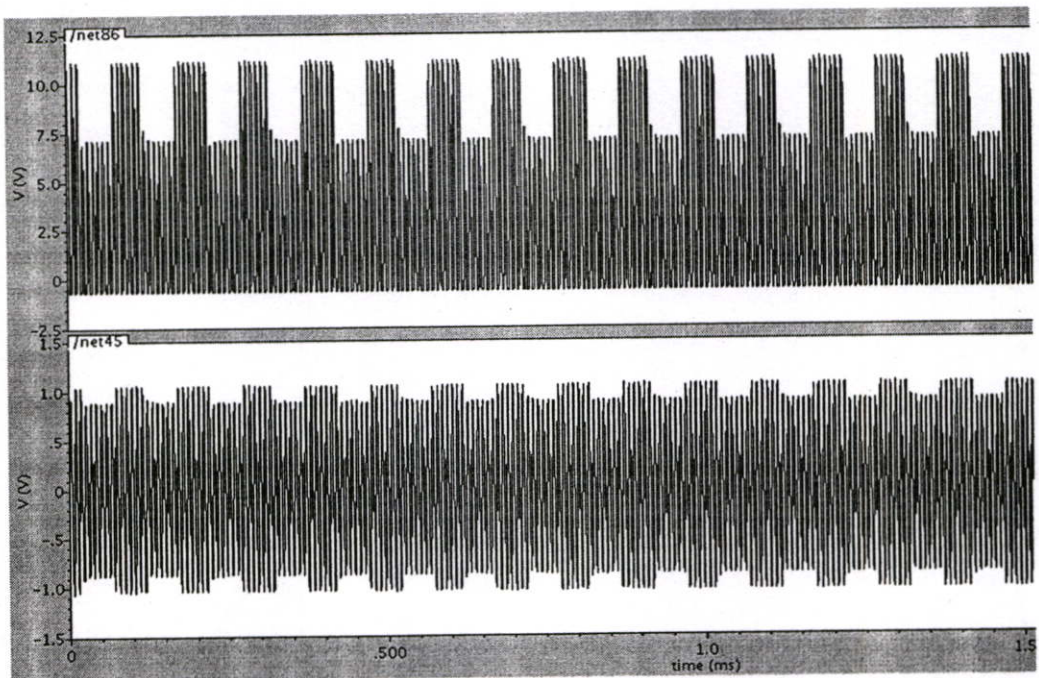
### 5.2 ผลการจำลองการทำงานเปรียบเทียบระหว่างแท็กที่ทนแรงดันสูงกับแท็กแบบทั่วไป

ในการจำลองการทำงานของแท็กที่ทนแรงดันสูงเปรียบเทียบกับแท็กโดยทั่วไปนั้นจะเป็นการออกแบบแท็กที่การจำกัดแรงดันที่ 12 โวลต์ซึ่งเป็นค่าที่ใช้ในแท็กแบบทั่วไป นำมาเปรียบเทียบกับแท็กที่ทนแรงดันสูงที่ออกแบบ



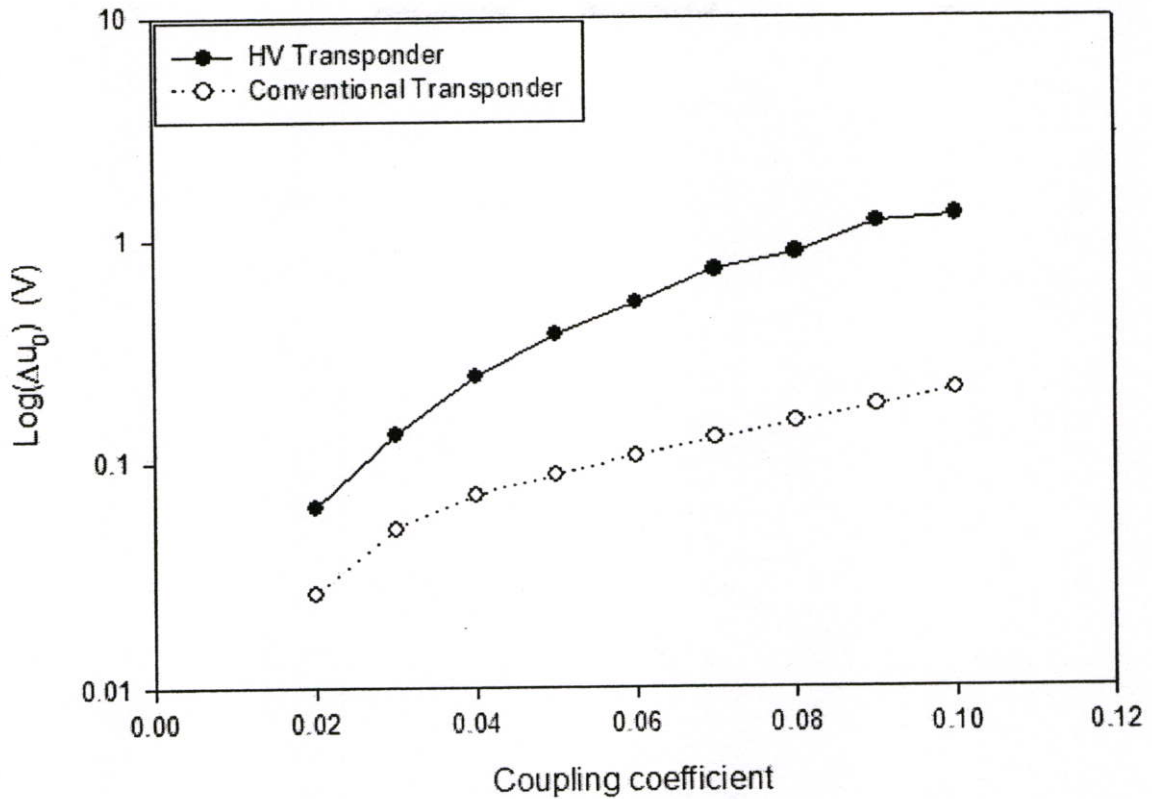
รูปที่ 5.1 ระบบอาร์เอฟไอดีที่ใช้แท็กที่ทนแรงดันสูง

ก) แรงดันที่ขดลวดเหนี่ยวนำของแท็ก ข) แรงดันที่รับได้ที่เครื่องอ่าน



รูปที่ 5.2 ระบบอาร์เอฟไอดีที่ใช้แท็กแบบทั่วไป

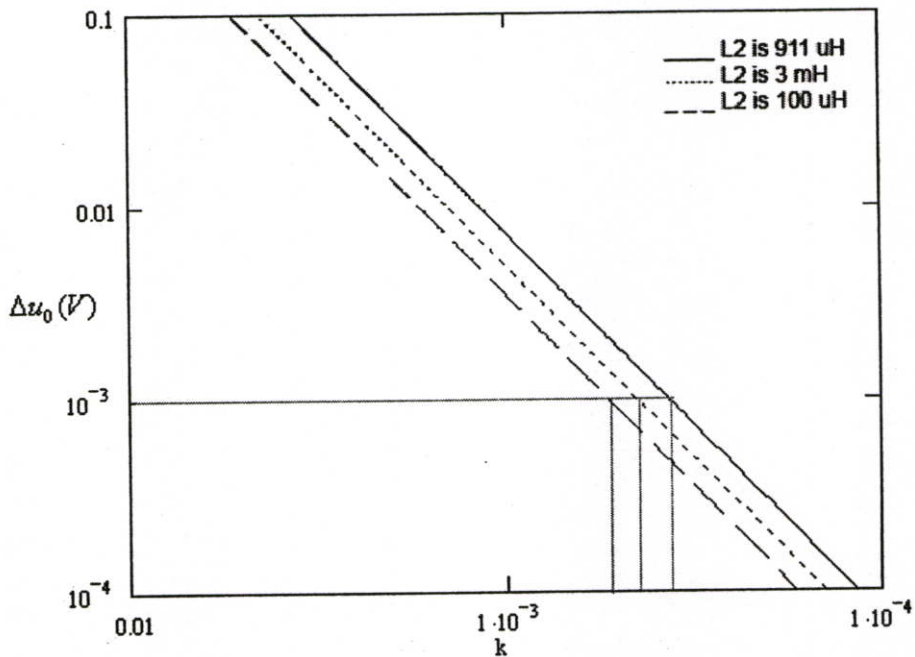
ก) แรงดันที่ขดลวดเหนี่ยวนำของแท็ก ข) แรงดันที่รับได้ที่เครื่องอ่าน



รูปที่ 5.3 แรงดัน  $\Delta u_0$  ที่รับได้ที่เครื่องอ่านที่ค่าสัมประสิทธิ์การเหนี่ยวนำค่าต่างๆเปรียบเทียบกับระหว่างแท็กที่ทนแรงดันสูงกับแท็กแบบทั่วไป

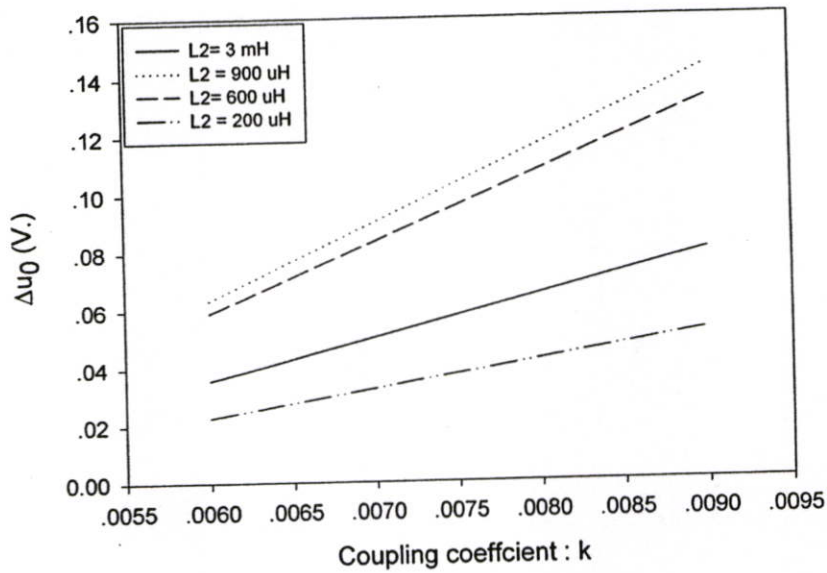
รูปที่ 5.1 และ 5.2 เป็นผลของการจำลองการทำงานของระบบอาร์เอฟไอดีโดยเป็นการเปรียบเทียบกันระหว่างแท็กที่ทนแรงดันสูงกับแท็กแบบทั่วไปซึ่งในการจำลองการทำงานนั้นจะมีข้อแตกต่างของแท็กทั้งสองแบบเพียงอย่างเดียวคือแท็กที่ทนแรงดันสูงจะไม่มีวงจรจำกัดแรงดัน (RF Limiter) ส่วนแท็กแบบทั่วไปจะไม่มีวงจรจำกัดแรงดัน ส่วนรูปที่ 5.3 เป็นนำผลการจำลองการทำงานของความแตกต่างของแรงดันที่รับได้ที่เครื่องอ่าน ( $\Delta u_0$ ) ซึ่งเกิดจากการมอดดูเลทของแท็กที่ทนแรงดันสูงเปรียบเทียบกับแท็กแบบทั่วไปที่ค่าสัมประสิทธิ์ต่างๆมาพล็อตกราฟ โดยจากกราฟจะเห็นว่าค่าความแตกต่างของแรงดันที่รับได้ที่เครื่องอ่าน  $\Delta u_0$  ซึ่งเกิดจากการมอดดูเลทของแท็กที่ทนแรงดันสูงมีค่าสูงกว่า  $\Delta u_0$  ที่เกิดจากแท็กแบบทั่วไปทำให้สามารถสรุปได้ว่าที่ค่าความไวของของเครื่องอ่านที่มีค่าคงที่ค่าหนึ่ง แท็กที่ทนแรงดันสูงจะสามารถส่งข้อมูลกลับไปเครื่องอ่านได้ที่ค่าสัมประสิทธิ์การเหนี่ยวนำที่มีค่าน้อยกว่า ทำให้ระยะที่แท็กสามารถส่งข้อมูลกลับไปเครื่องอ่าน ( $S_{TR}$ ) มีค่ามากกว่าแท็กแบบทั่วไป และถ้าระยะการทำงานของระบบอาร์เอฟไอดีหนึ่งๆถูกจำกัดด้วยความสามารถในการส่งข้อมูลจากแท็กกลับไปเครื่องอ่าน ก็จะสามารถสรุปได้ว่าแท็กที่ทนแรงดันสูงสามารถเพิ่มระยะการอ่านของระบบอาร์เอฟไอดีได้อีกด้วย

### 5.3 ผลการคำนวณและจำลองการทำงานของวงจรเรโซแนนต์



รูปที่ 5.4 ค่า  $\Delta u_0$  ที่รับได้ที่เครื่องอ่านเทียบกับสัมประสิทธิ์การเหนี่ยวนำ ( $k$ )

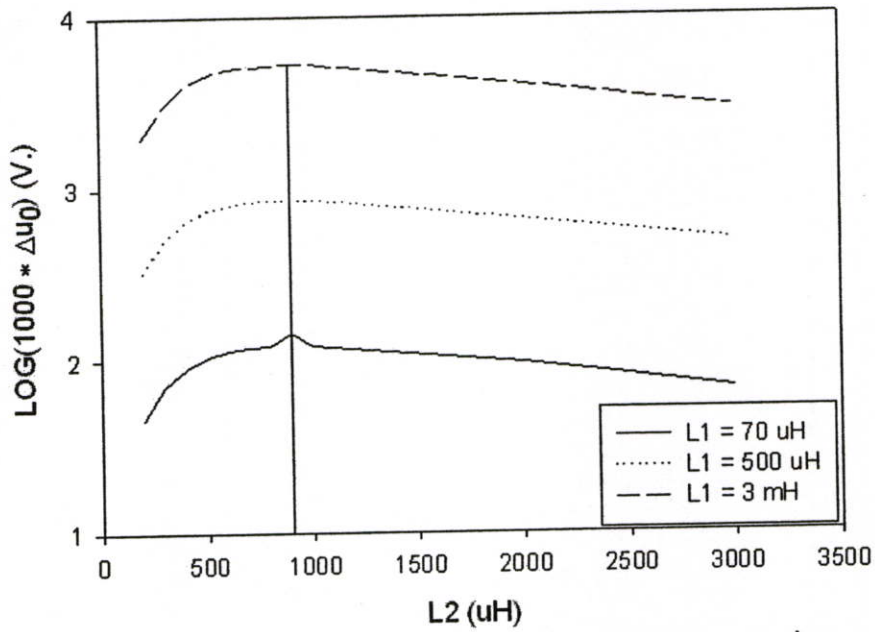
รูปที่ 5.4 เป็นการพล็อตค่าแรงดัน  $\Delta u_0$  ที่รับได้ที่เครื่องอ่านจากสมการที่ (3.10) เทียบกับค่าสัมประสิทธิ์การเหนี่ยวนำ ( $k$ ) ที่ค่าความเหนี่ยวนำของขดลวดเหนี่ยวนำของแท่งค่าต่างๆ ซึ่งจากรูปสามารถสรุปได้ว่าที่ค่าความไวของเครื่องอ่านที่มีค่าคงที่ค่าหนึ่ง แท่งที่ใช้ค่าความเหนี่ยวนำที่เหมาะสมจะให้ค่า  $\Delta u_0$  ที่มีค่ามากที่สุดซึ่งทำให้ระยะทางสูงสุดในการส่งข้อมูลจากแท่งกลับไปเครื่องอ่าน โดยที่เครื่องอ่านสามารถอ่านข้อมูลได้ถูกต้อง ( $S_{T-R}$ ) มีค่าเพิ่มขึ้น โดยคิดจากค่าสัมประสิทธิ์การเหนี่ยวนำที่มีค่าน้อยลงที่ค่า  $\Delta u_0$  มีค่าเท่ากับค่าความไวของเครื่องอ่าน



รูปที่ 5.5 ค่า  $\Delta u_0$  ที่รับได้ที่เครื่องอ่านเทียบกับสัมประสิทธิ์การเหนี่ยวนำ

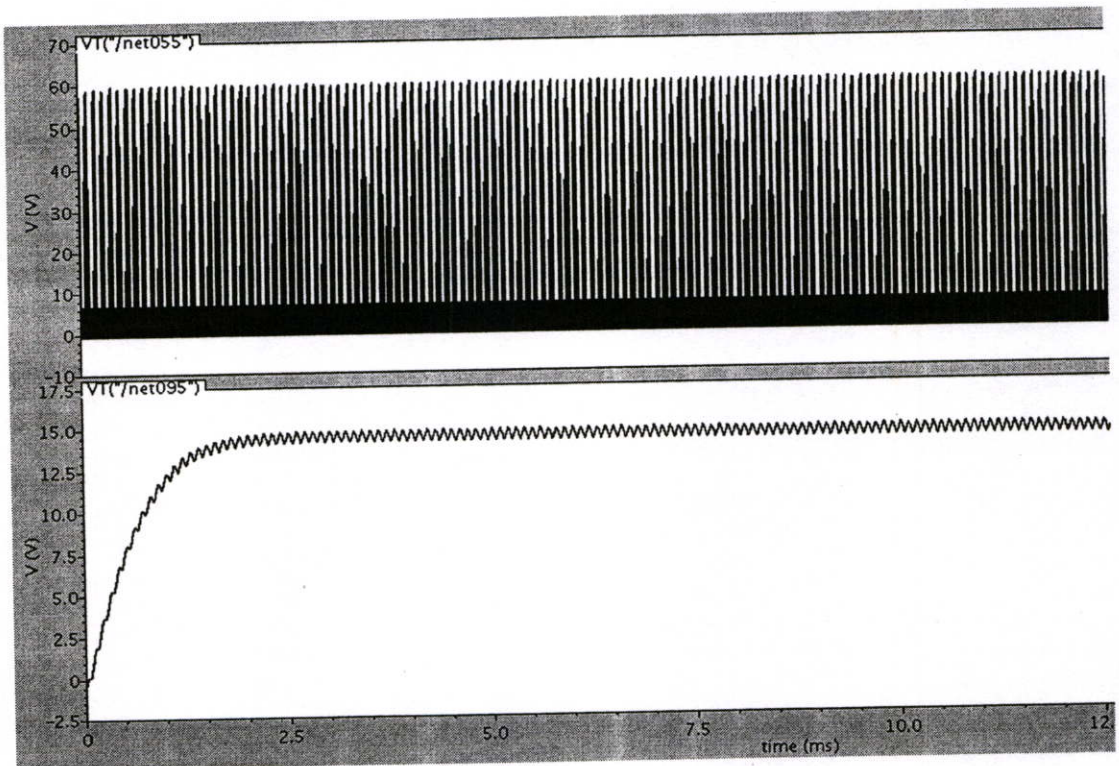
รูปที่ 5.5 เป็นผลการจำลองการทำงานของระบบอาร์เอฟไอดีที่ใช้แท็กที่ทนแรงดันสูงซึ่งเป็นการเปรียบเทียบค่า  $\Delta u_0$  ที่รับได้ที่เครื่องอ่านกับค่าสัมประสิทธิ์การเหนี่ยวนำ (ระยะห่างระหว่างเครื่องอ่านกับแท็ก) ที่ค่าความเหนี่ยวนำของขดลวดเหนี่ยวนำค่าของแท็กต่างๆ โดยจากรูปแสดงให้เห็นว่าค่าแรงดัน  $\Delta u_0$  ที่รับได้ที่เครื่องอ่านจะเกิดจากการใช้ค่าความเหนี่ยวนำของขดลวดเหนี่ยวนำของแท็กที่มีค่าประมาณ 900 ไมโครเฮนรี่ ซึ่งค่าดังกล่าวเป็นค่าที่คำนวณได้จากสมการที่ () โดยมีการใช้ค่าต่างๆในการคำนวณจาก [16]

รูปที่ 5.6 เป็นผลการจำลองการทำงานของระบบอาร์เอฟไอดีที่ใช้แท็กที่ทนแรงดันสูงซึ่งเป็นการเปรียบเทียบค่า  $\Delta u_0$  ที่รับได้ที่เครื่องอ่านกับค่าความเหนี่ยวนำของขดลวดเหนี่ยวนำของแท็กที่ค่าความเหนี่ยวนำของขดลวดเหนี่ยวนำของเครื่องอ่านค่าต่างๆ จากรูปสามารถสรุปได้ว่าค่าความเหนี่ยวนำที่เหมาะสมของขดลวดเหนี่ยวนำของแท็กจะทำให้ค่าแรงดัน  $\Delta u_0$  ที่รับได้ที่เครื่องอ่านมีค่ามากที่สุด โดยที่ไม่ขึ้นกับค่าความเหนี่ยวนำของขดลวดเหนี่ยวนำของเครื่องอ่าน

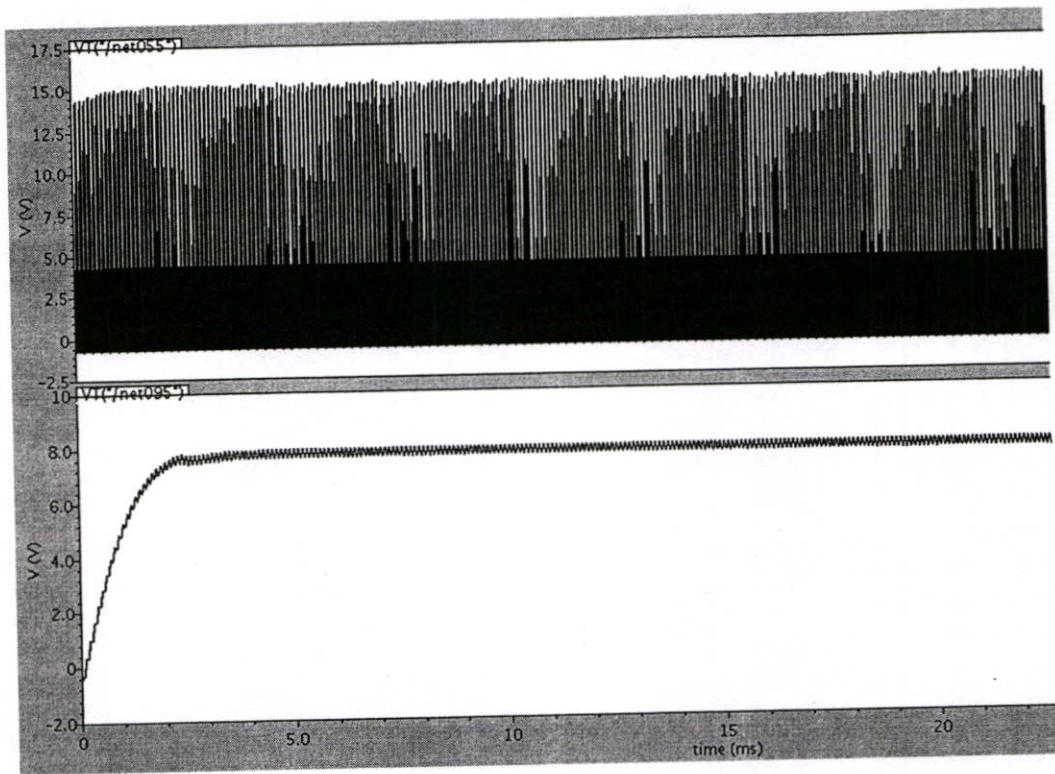


รูปที่ 5.6 ค่า  $\Delta u_0$  ที่รับได้ที่เครื่องอ่านเทียบกับค่าความเหนี่ยวนำของขดลวดเหนี่ยวนำของแท็ก

#### 5.4 ผลการจำลองการทำงานของวงจรรักษาระดับแรงดัน



รูปที่ 5.7 ผลการจำลองการทำงานของวงจรรักษาระดับแรงดันที่ค่าสัมประสิทธิ์การเหนี่ยวนำ 0.1

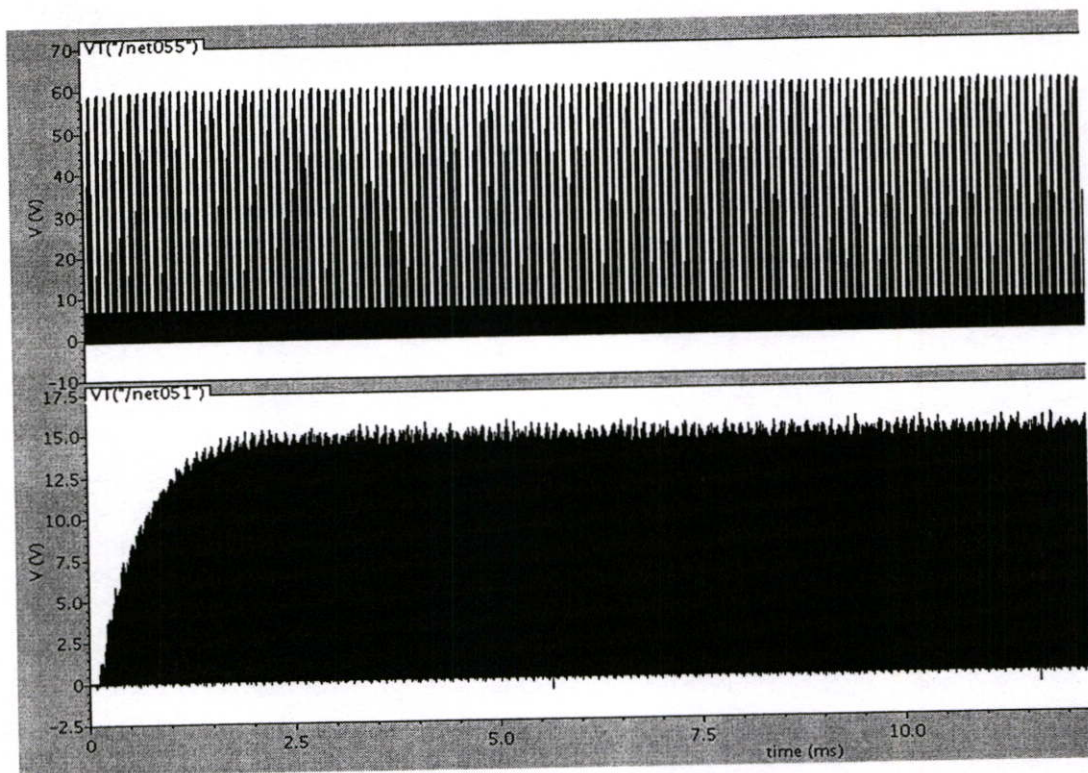


รูปที่ 5.8 ผลการจำลองการทำงานของวงจรรักษาระดับแรงดันที่ค่าสัมประสิทธิ์การเหนี่ยวนำ 0.02

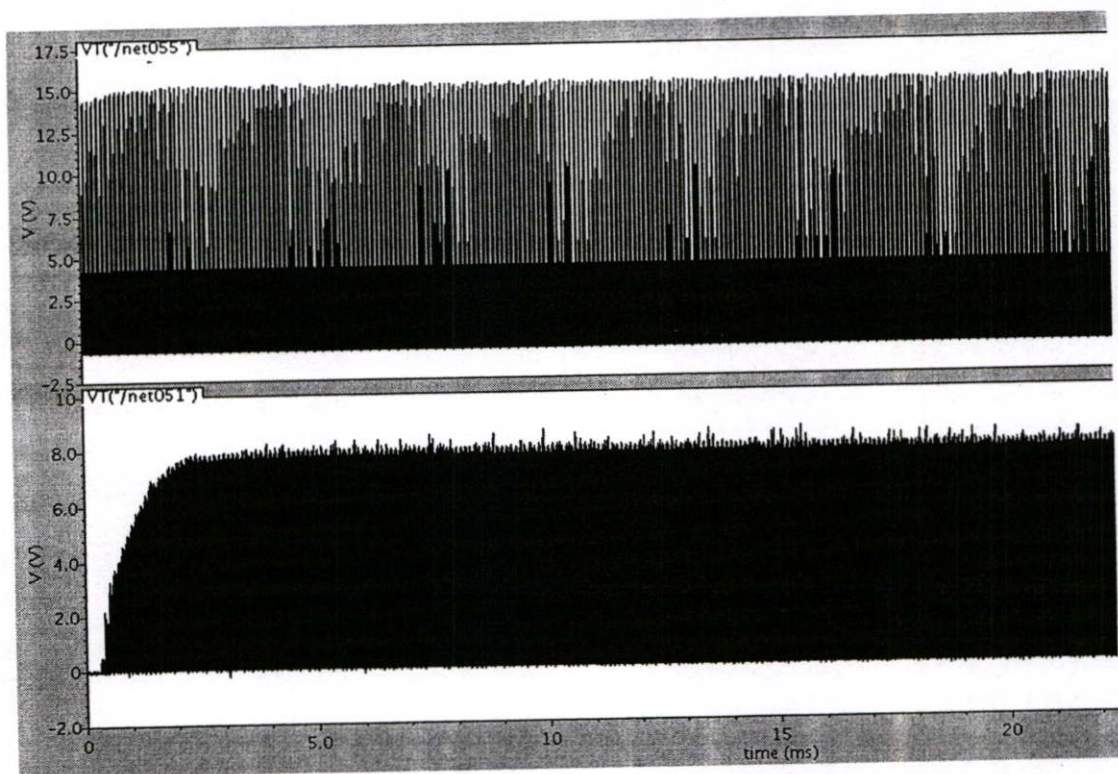
รูปที่ 5.7 เป็นผลการจำลองการทำงานของวงจรรักษาระดับแรงดันที่ค่าสัมประสิทธิ์การเหนี่ยวนำเท่ากับ 0.1 ซึ่งแรงดันที่รักษาระดับได้จะมีค่าอยู่ที่ประมาณ 14.4 โวลต์และมีการแกว่งของสัญญาณอยู่ในช่วง 320 มิลลิโวลต์ ซึ่งเกิดจากการมอดคูเลทสัญญาณอินพุทของวงจร

รูปที่ 5.8 เป็นผลการจำลองการทำงานของวงจรรักษาระดับแรงดันที่ค่าสัมประสิทธิ์การเหนี่ยวนำเท่ากับ 0.02 ซึ่งแรงดันที่รักษาระดับได้จะมีค่าอยู่ที่ประมาณ 7.77 โวลต์และมีการแกว่งของสัญญาณอยู่ในช่วง 150 มิลลิโวลต์ ซึ่งเกิดจากการมอดคูเลทสัญญาณอินพุทของวงจร

## 5.5 ผลการจำลองการทำงานของวงจรถอดสัญญาณนาฬิกา

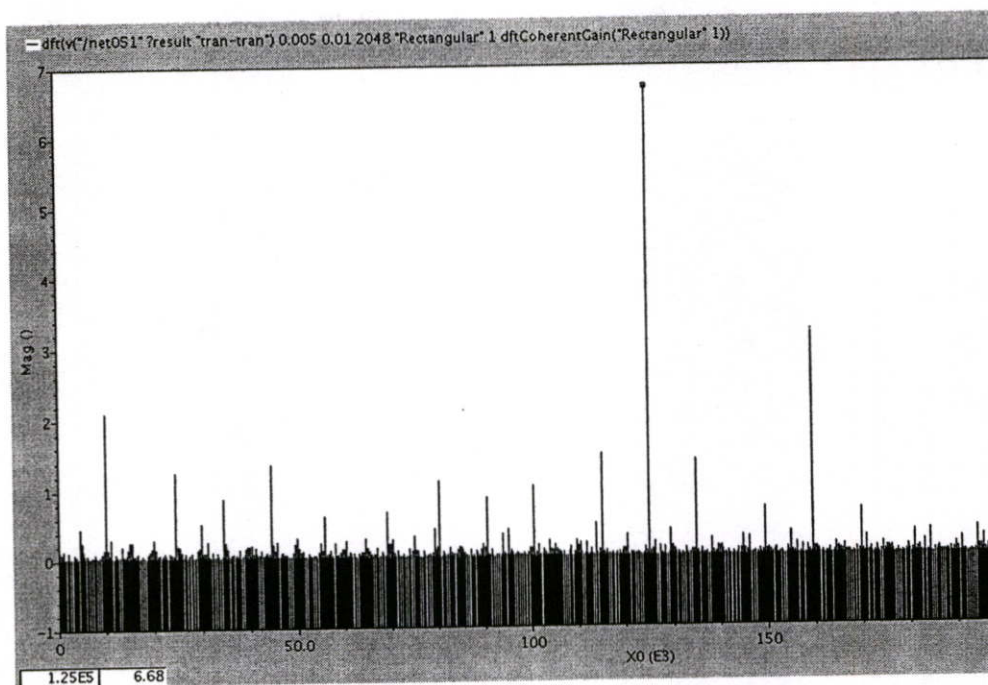


รูปที่ 5.9 ผลการจำลองการทำงานของวงจรอดสัญญาณนาฬิกาที่ค่าสัมประสิทธิ์การเหนี่ยวนำ 0.1

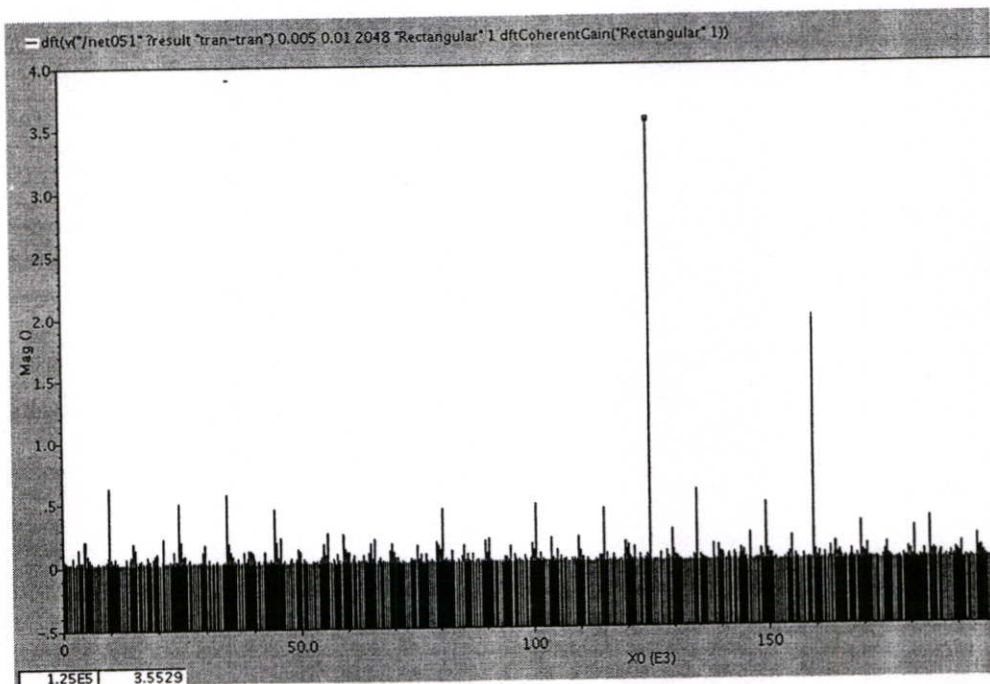


รูปที่ 5.10 ผลการจำลองการทำงานของวงจรอดสัญญาณนาฬิกาที่ค่าสัมประสิทธิ์การเหนี่ยวนำ

0.02



รูปที่ 5.11 ผลการจำลองการทำงานสเปกตรัมของวงจรถอดสัญญาณนาฬิกาที่ค่าสัมประสิทธิ์การ  
เหนี่ยวนำ 0.1

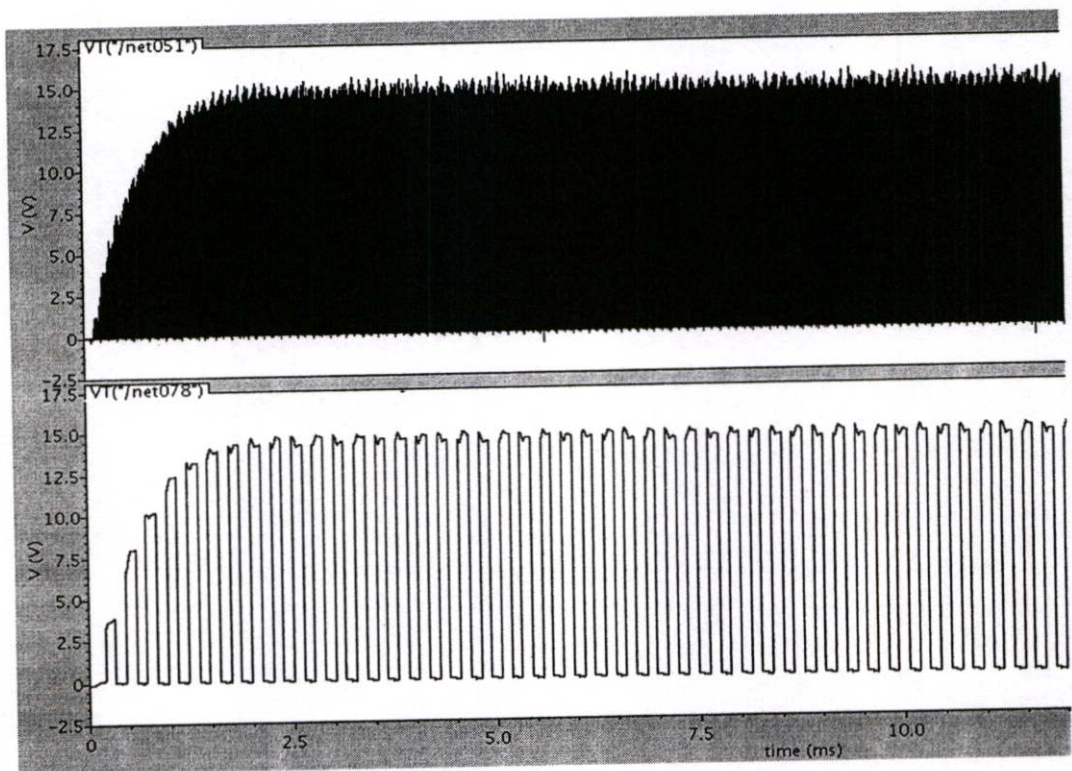


รูปที่ 5.12 ผลการจำลองการทำงานสเปกตรัมของวงจรถอดสัญญาณนาฬิกาที่ค่าสัมประสิทธิ์การ  
เหนี่ยวนำ 0.02

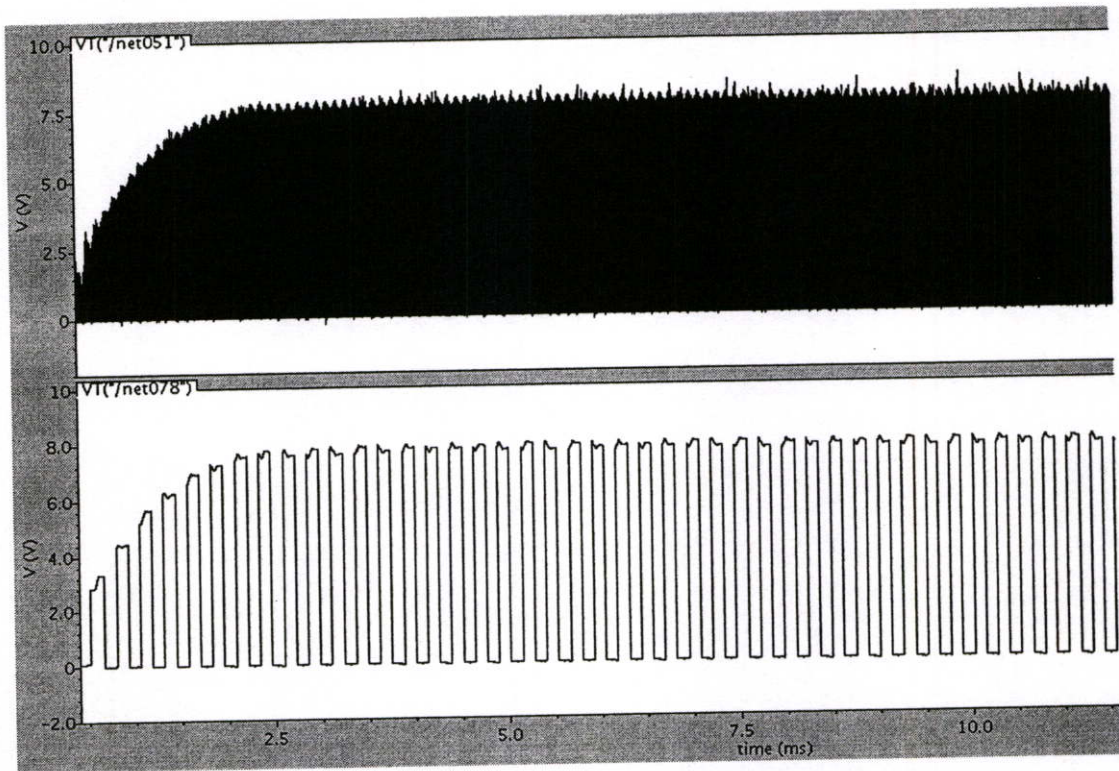
รูปที่ 5.9 และรูปที่ 5.10 เป็นผลการจำลองการทำงานของวงจรถอดสัญญาณนาฬิกาที่ค่าสัมประสิทธิ์การเหนี่ยวนำมีค่าเท่ากับ 0.1 และ 0.02 โดยจากผลการจำลองการทำงานจะเห็นว่าสัญญาณนาฬิกาที่ได้จะถูกถอดจากสัญญาณอินพุตซึ่งคือสัญญาณที่เหนี่ยวนำได้ที่ขดลวดเหนี่ยวนำของแท่งและเป็นสัญญาณเดียวกันกับสัญญาณเอาต์พุตของวงจรมอดคูเลเตอร์

รูปที่ 5.11 และรูปที่ 5.12 เป็นสเปกตรัมของวงจรถอดสัญญาณนาฬิกาที่ค่าสัมประสิทธิ์การเหนี่ยวนำเท่ากับ 0.1 และ 0.02 จากผลการจำลองการทำงานจะเห็นว่าความถี่ของสัญญาณเอาต์พุตของวงจรมอดคูเลเตอร์จะมีค่าเท่ากับความถี่ของคลื่นพาห้ของระบบซึ่งมีค่าเท่ากับ 125 กิโลเฮิรตซ์

## 5.6 ผลการจำลองการทำงานของวงจรถอดสัญญาณนาฬิกา

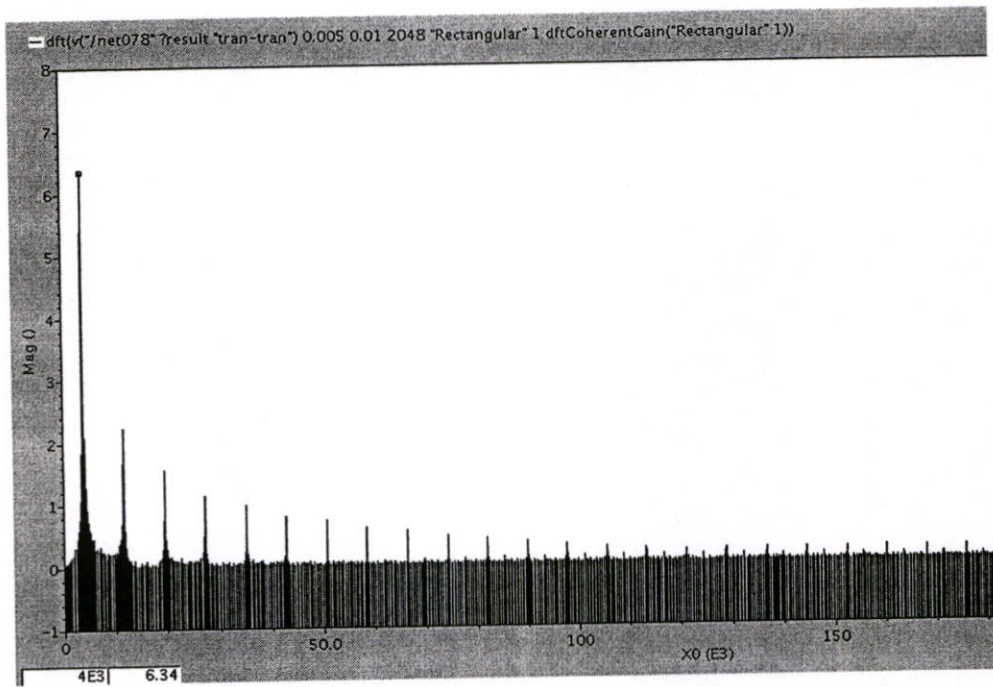


รูปที่ 5.13 ผลการจำลองการทำงานของวงจรถอดสัญญาณนาฬิกาที่ค่าสัมประสิทธิ์การเหนี่ยวนำ 0.1

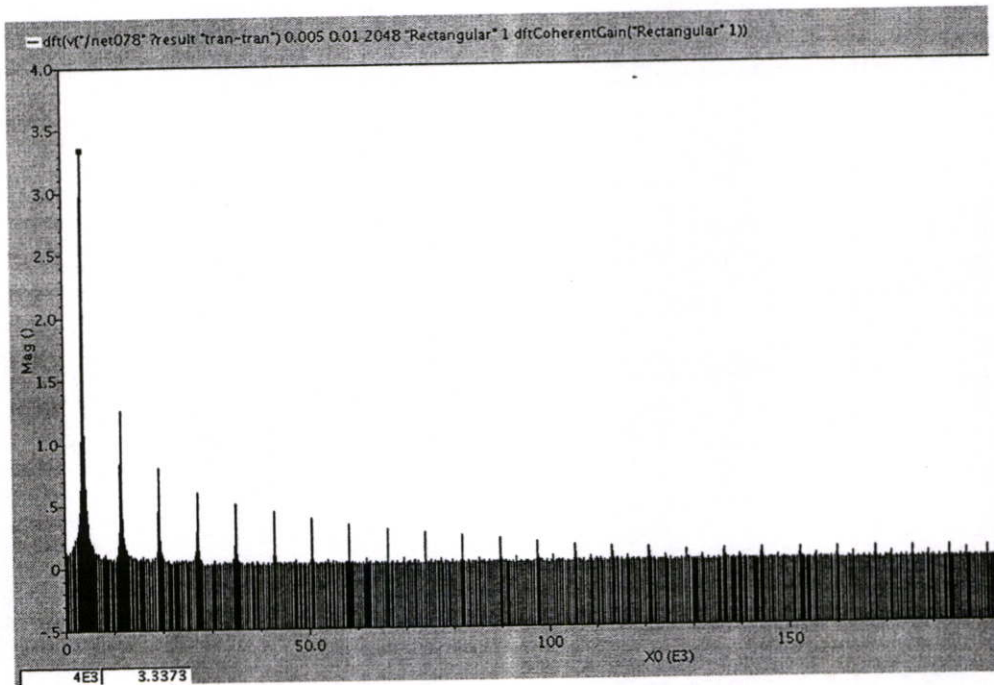


**รูปที่ 5.14** ผลการจำลองการทำงานของวงจรหารสัญญาณนาฬิกาที่ค่าสัมประสิทธิ์การเหนี่ยวนำ  
0.02

รูปที่ 5.13 และรูปที่ 5.14 เป็นผลการจำลองการทำงานของวงจรหารสัญญาณนาฬิกาที่ค่าสัมประสิทธิ์การเหนี่ยวนำมีค่าเท่ากับ 0.1 และ 0.02 โดยที่ภาพด้านบนคือสัญญาณเอาต์พุตของวงจรลดสัญญาณนาฬิกาส่วนด้านล่างคือสัญญาณนาฬิกาที่ผ่านวงจรความถี่พร้อมที่จะนำไปเป็นสัญญาณนาฬิกาให้กับส่วนดิจิทัล



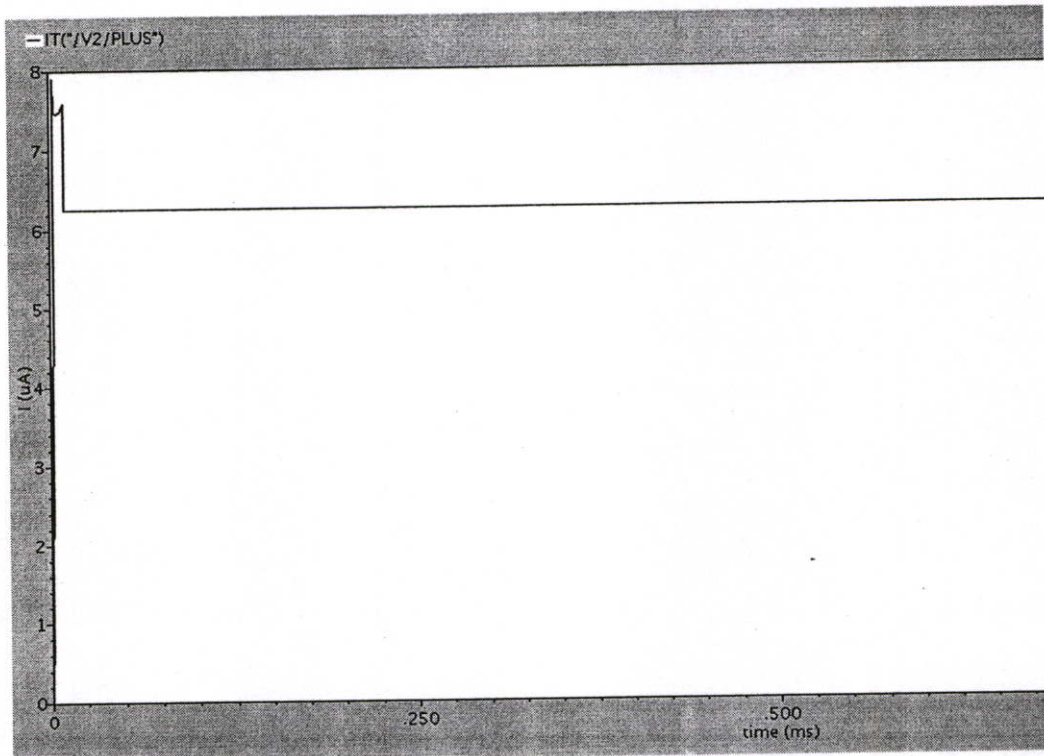
รูปที่ 5.15 ผลการจำลองการทำงานสเปกตรัมของวงจรหารสัญญาณนาฬิกาที่ค่าสัมประสิทธิ์การเหนี่ยวนำ 0.1



รูปที่ 5.16 ผลการจำลองการทำงานสเปกตรัมของวงจรหารสัญญาณนาฬิกาที่ค่าสัมประสิทธิ์การเหนี่ยวนำ 0.02

รูปที่ 5.15 และรูปที่ 5.16 เป็นสเปกตรัมของวงจรหารสัญญาณนาฬิกาที่ค่าสัมประสิทธิ์การเหนี่ยวนำเท่ากับ 0.1 และ 0.02 จากผลการจำลองการทำงานจะเห็นว่าความถี่ของสัญญาณเอาต์พุตของวงจรจะมีค่าเท่ากับความถี่ของคลื่นพาห์ของระบบหารด้วย 32 ซึ่งมีค่าเท่ากับประมาณ 3.9 กิโลเฮิร์ตซ์

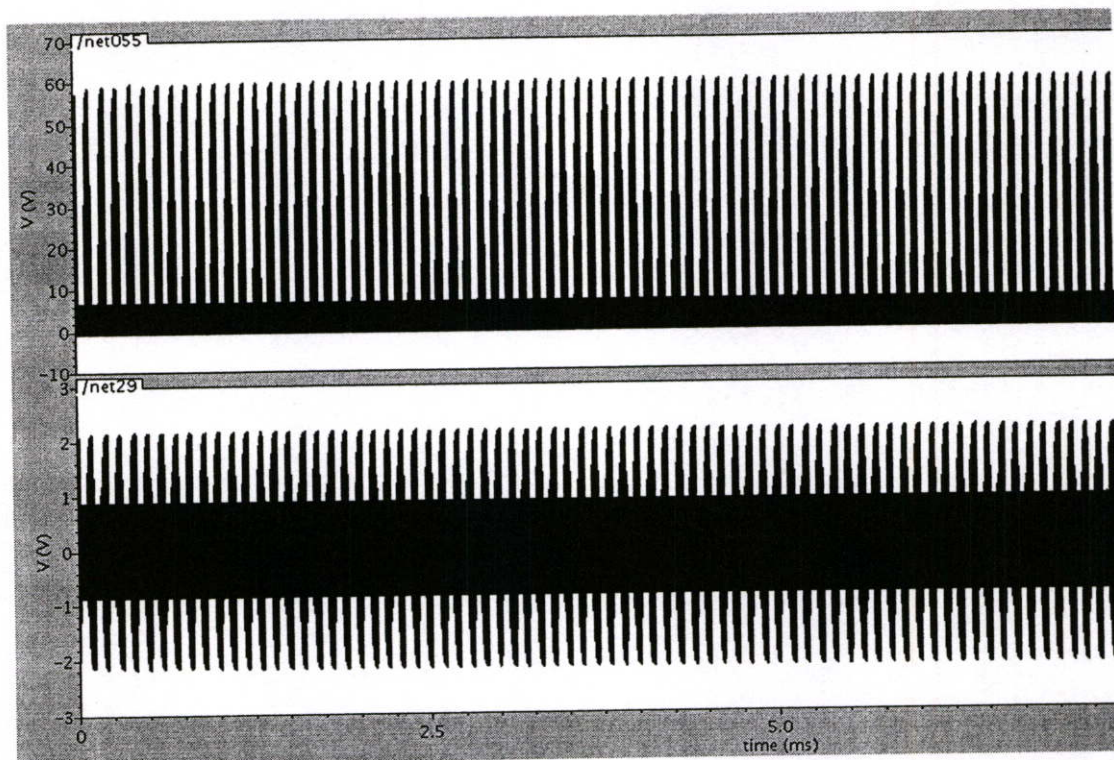
### 5.7 ผลการจำลองการทำงานของวงจรสร้างกระแสอ้างอิง



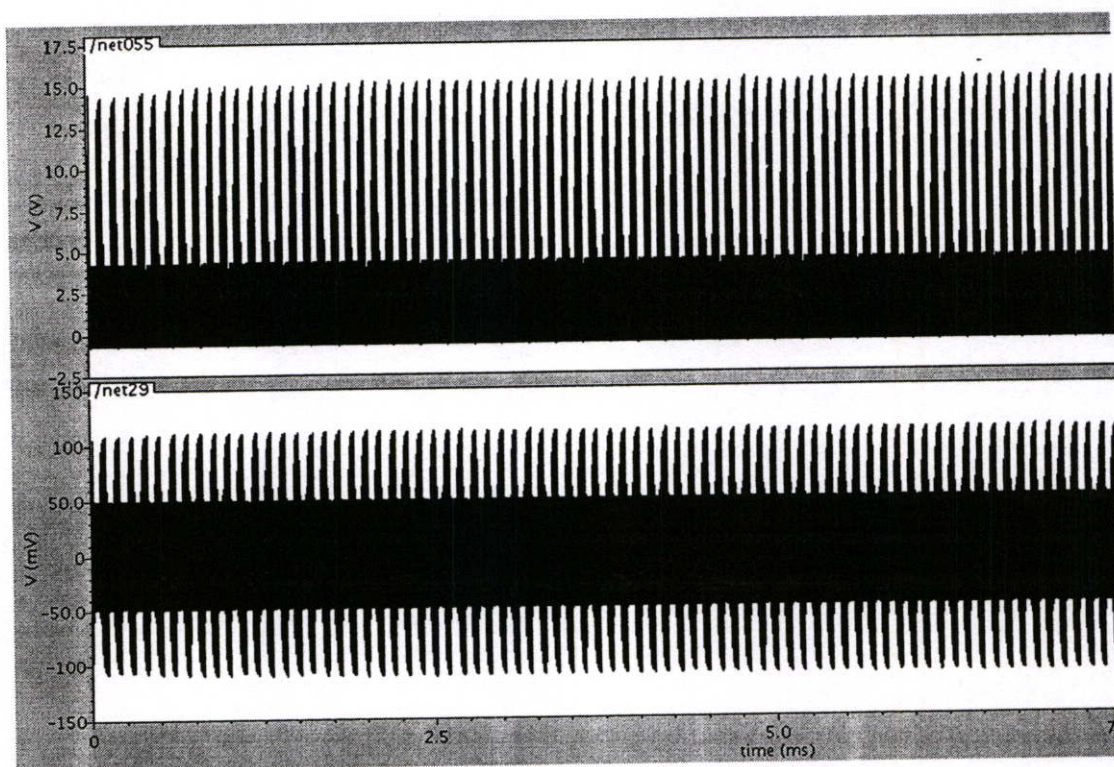
รูปที่ 5.17 ผลการจำลองการทำงานของวงจรสร้างกระแสอ้างอิง

รูปที่ 5.17 เป็นผลการจำลองการทำงานของวงจรสร้างกระแสอ้างอิง ซึ่งมีกระแสอ้างอิงที่ใช้งานในเท็กที่ทนแรงดันสูง 6 ไมโครแอมป์

### 5.8 ผลการจำลองการทำงานของวงจรมอดดูเลเตอร์



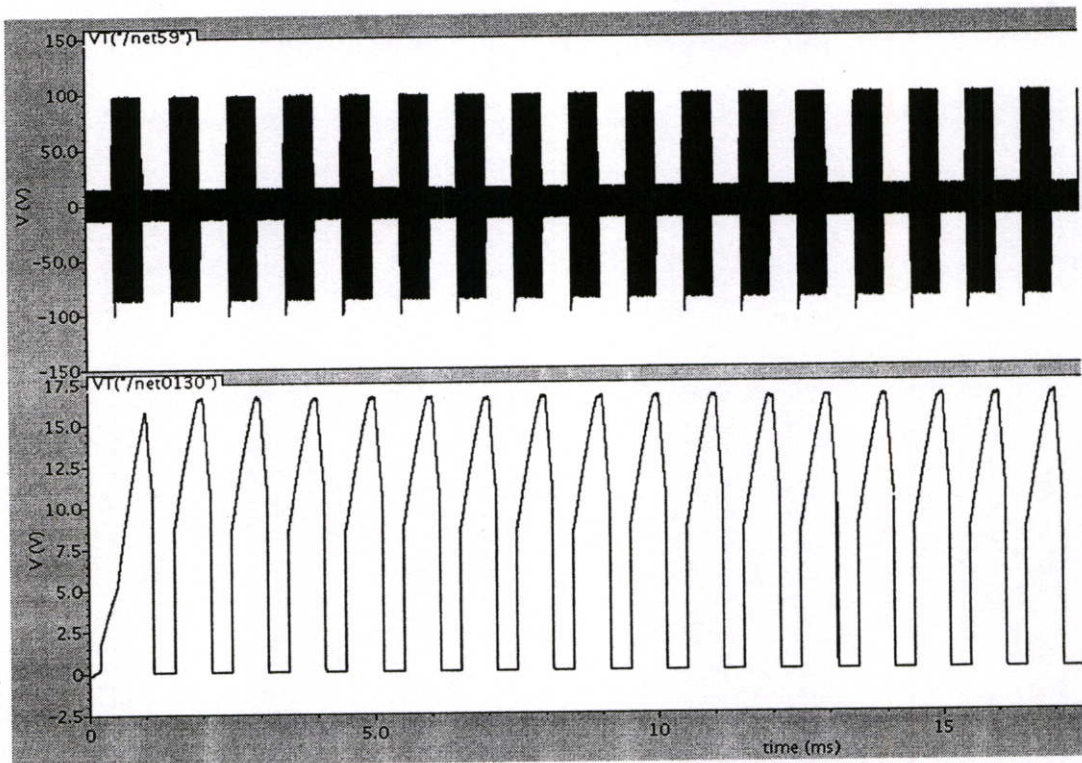
รูปที่ 5.18 ผลการจำลองการทำงานของวงจรมอดดูเลเตอร์ที่ค่าสัมประสิทธิ์การเหนี่ยวนำ 0.1



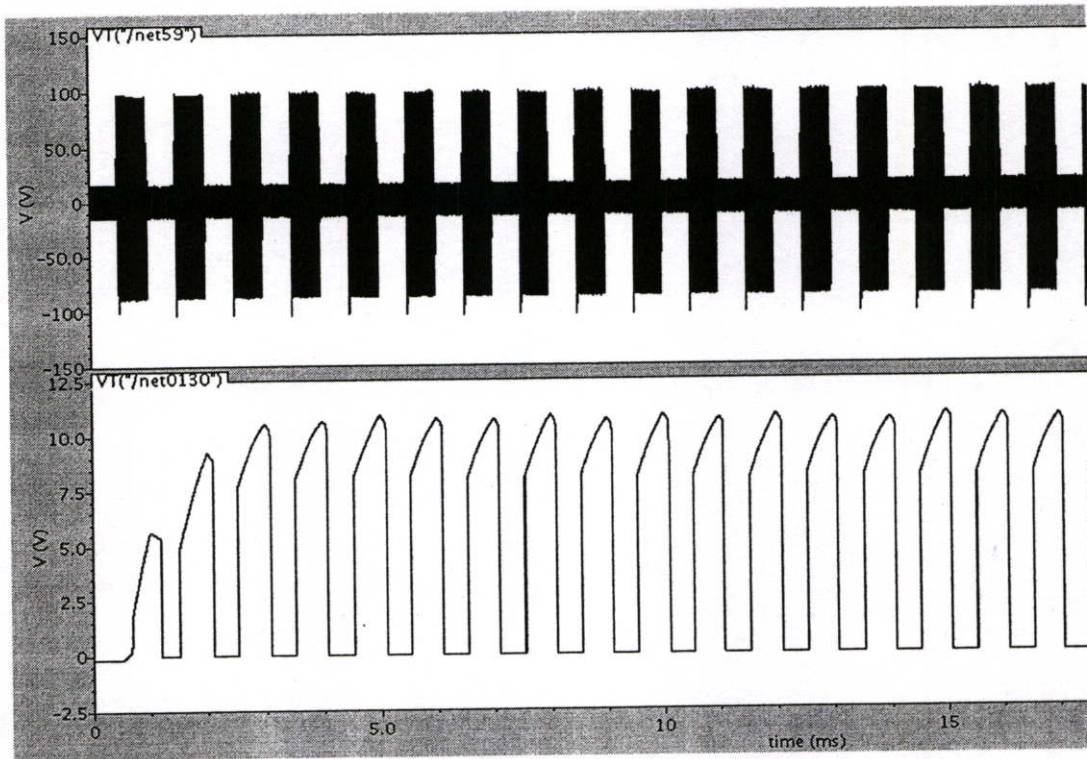
รูปที่ 5.19 ผลการจำลองการทำงานของวงจรมอดดูเลเตอร์ที่ค่าสัมประสิทธิ์การเหนี่ยวนำ 0.02

รูปที่ 5.18 และ 5.19 เป็นผลการจำลองการทำงานของมอดคูเลเตอร์ที่ค่าสัมประสิทธิ์การเหนี่ยวนำเท่ากับ 0.1 และ 0.02 โดยที่ด้านบนจะเป็นสัญญาณเอาต์พุทของวงจรมอดคูเลเตอร์ซึ่งเป็นสัญญาณเดียวกันกับสัญญาณที่เหนี่ยวนำได้ที่ขดลวดเหนี่ยวนำของแท่งส่วนด้านล่างคือสัญญาณที่รับได้ที่ขดลวดเหนี่ยวนำของเครื่องอ่าน จากผลการจำลองการทำงานจะเห็นว่าสัญญาณที่มีการมอดคูเลตด้วยลอจิก 1 ซึ่งทำให้สัญญาณเอาต์พุทของวงจรที่มีค่าค่านั้นมีค่าใกล้เคียงกันประมาณ 5 โวลต์ทั้งที่ค่าสัมประสิทธิ์การเหนี่ยวนำเท่ากับ 0.1 และ 0.02 ทำให้สัญญาณที่มีการมอดคูเลตนั้นไม่ส่งผลกระทบต่อวงจรอื่นๆเช่นวงจรถอดสัญญาณนาฬิกา

### 5.9 ผลการจำลองการทำงานของวงจรดีมอดคูเลเตอร์



รูปที่ 5.20 ผลการจำลองการทำงานของวงจรดีมอดคูเลเตอร์ที่ค่าสัมประสิทธิ์การเหนี่ยวนำ 0.1



รูปที่ 5.21 ผลการจำลองการทำงานของวงจรมอนอสเตเบิลเตอร์ที่ค่าสัมประสิทธิ์การหน่วงนำ 0.02

รูปที่ 5.20 และ 5.21 เป็นผลการจำลองการทำงานของวงจรมอนอสเตเบิลเตอร์ที่ค่าสัมประสิทธิ์การหน่วงนำมีค่าเท่ากับ 0.1 และ 0.02 โดยด้านบนจะเป็นสัญญาณที่มีการมอดดูเลทที่ส่งมาจากเครื่องอ่านส่วนด้านล่างคือสัญญาณที่มอดดูเลทได้ที่แท็ก

### 5.10 สรุปผลการจำลองการทำงานของแท็กที่ทนแรงดันสูงที่ออกแบบ

ผลการจำลองการทำงานของวงจรมอนอสเตเบิลเตอร์ที่ใช้แรงดันสูงสามารถสรุปได้ดังนี้

ตารางที่ 5.1 สรุปผลการจำลองการทำงานของวงจรมอนอสเตเบิลเตอร์ที่ใช้แรงดันสูง

เทคโนโลยี	ซีมอสที่ทนแรงดันสูง (High voltage CMOS)
คลื่นพาห์	125 กิโลเฮิร์ตซ์
ความถี่ของสัญญาณนาฬิกาของแท็ก	3.9 กิโลเฮิร์ตซ์
ช่วงความหน่วงนำที่สามารถทำงานได้ (k)	0.02 – 0.1
แรงดันไฟเลี้ยง	8 – 14 โวลต์
กระแสที่ใช้ในวงจร	12.24 – 47.17 มิลลิแอมป์

## บทที่ 6

# สรุปผลการวิจัย และข้อเสนอแนะ

### 6.1 สรุปผลการวิจัย

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอการออกแบบวงจรอนาล็อกส่วนหน้าของแท็กที่ทนแรงดันสูงซึ่งใช้งานในระบบอาร์เอฟไอดีที่ทำงานในย่านความถี่ต่ำ โดยในการออกแบบจะใช้เทคโนโลยีซีมอสที่ทนแรงดันสูงในการออกแบบทำให้วงจรอนาล็อกส่วนหน้าของแท็กที่ทนแรงดันสูงไม่จำเป็นต้องมีวงจรจำกัดแรงดันซึ่งส่งผลให้การมอดคูเลทข้อมูลของแท็กเพื่อส่งข้อมูลกลับไปเครื่องอ่านนั้นมีความลึกของการมอดคูเลทที่สูงขึ้นทำให้สามารถมีระยะในการส่งข้อมูลจากแท็กกลับไปเครื่องอ่านที่ไกลขึ้น ซึ่งในระบบอาร์เอฟไอดีที่ระยะการอ่านของระบบถูกจำกัดด้วยระยะการส่งข้อมูลจากแท็กกลับไปเครื่องอ่านแล้วจะทำให้สามารถสรุปได้ว่าการออกแบบวงจรอนาล็อกส่วนหน้าของแท็กให้เป็นแท็กที่ทนแรงดันสูงนั้นสามารถเพิ่มระยะการอ่านของระบบอาร์เอฟไอดีได้นอกจากนี้วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ยังได้นำเสนอระเบียบวิธีการออกแบบขดลวดเหนี่ยวนำของเครื่องอ่านและแท็กที่ใช้ในระบบอาร์เอฟไอดีที่ทำงานในย่านความถี่ต่ำเพื่อให้ระบบมีระยะการอ่านที่ไกลที่สุดอีกด้วย

### 6.2 ข้อเสนอแนะ

การออกแบบวงจรอนาล็อกส่วนหน้าของแท็กที่ทนแรงดันสูงนั้น กำลังงานที่ใช้ในวงจรทั้งหมดจะมาจากการเหนี่ยวนำของวงจรเรโซแนนซ์ ซึ่งกำลังงานที่ได้นั้นจะมีค่าที่จำกัดดังนั้นการออกแบบวงจรอนาล็อกส่วนหน้าของแท็กควรออกแบบให้มีการใช้กำลังงานที่ต่ำเพื่อให้สามารถทำงานได้ที่ระยะไกลที่สุด

## บรรณานุกรม

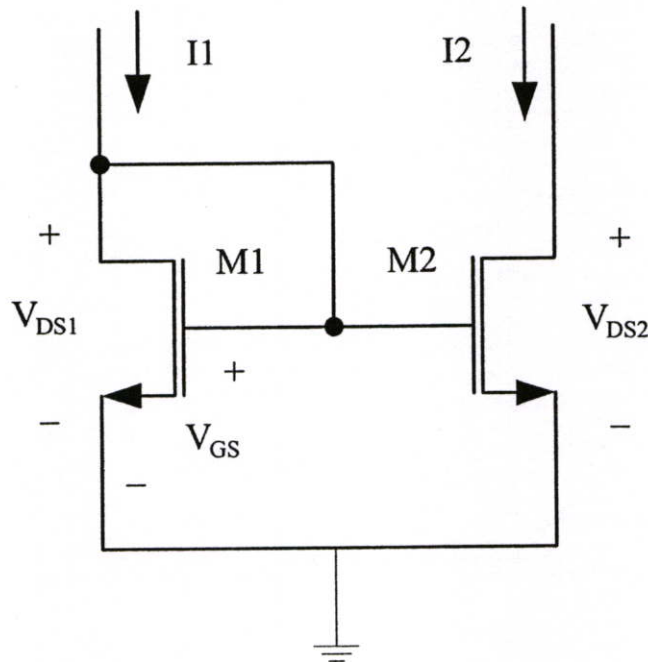
- [1] ศูนย์พัฒนาธุรกิจออกแบบวงจรรวม, “รู้จักกับเทคโนโลยีอาร์เอฟไอดี”, ศูนย์เทคโนโลยีอิเล็กทรอนิกส์และคอมพิวเตอร์แห่งชาติ สำนักงานพัฒนาวิทยาศาสตร์และเทคโนโลยีแห่งชาติ กระทรวงวิทยาศาสตร์และเทคโนโลยี, พิมพ์ครั้งที่ 1, พฤศจิกายน 2548
- [2] RFID in Thailand All Right Reserved., “จับกระแสฮิต 'RFID' มีดี..อะไรซ่อนอยู่?“, [Online], available World Wide Web, URL :  
<http://www.rfid.in.th/main/modules.php?name=Content&pa=showpage&pid=3>
- [3] F. Thornton and et all, “RFID Security,” Syngress, 2006
- [4] ดร. นระ คมนามูล, “การบริหารจัดการโลจิสติกส์ (Logistic) ตอนที่ 7 RFID สำหรับอุตสาหกรรมการผลิต โลจิสติกส์และซัพพลายเชน”, [Online], available World Wide Web, URL : [http://www.tpa.or.th/writer/read\\_this\\_book\\_topic.php?passTo=f241731bd26874e0a13071a66b4f289d&pageid=7&bookID=589&read=true&count=true](http://www.tpa.or.th/writer/read_this_book_topic.php?passTo=f241731bd26874e0a13071a66b4f289d&pageid=7&bookID=589&read=true&count=true)
- [5] P. Sanghera, “RFID + STUDY GUIDE AND PRACTICE EXAM”, Syngress, 2007
- [6] K. Finkensteller, “RFID Handbook: Fundamentals and Application in Contactless Smart Cards and Identification”, John Wiley & Sons, 2003
- [7] “Radio-frequency identification”, [Online], available World Wide Web, URL :  
[http://en.wikipedia.org/wiki/RFID#History\\_of\\_RFID\\_tags](http://en.wikipedia.org/wiki/RFID#History_of_RFID_tags)
- [8] TIFFA EDI SERVICES CO., LTD, “อาร์เอฟไอดีคืออะไร”, [Online], available World Wide Web, URL : <http://www.tiffaedi.com/rfid3.asp#top>
- [9] Yunlei Le and Jin Lui, “A 13.56MHz RFID Transponder Front-End with Merged Load Modulation and Voltage Doubler-Clamping Rectifier Circuits” , ISCAS 2005, pp. 5095 – 5098, 23 – 26 May 2005
- [10] Napong Panitantum and et all, “A CMOS RFID Transponder”, Thailand IC design incubator and Mahanakorn university
- [11] Jianyun Hu and Hao Min, “A low power and high performance analog front end for passive RFID transponder”, Fourth IEEE Workshop on Automatic Identification Advanced Technologies 2005, pp. 199 – 204, 17-18 Oct. 2005
- [12] C. Tsai and et. all, “The RF Circuit Design for Magnetic Power and Data Transmission”, CITA 2004

- [13] Zheng Zhu, “**RFID Analog Front End Design Tutorial version**”, Auto ID Lab at University of Adelaide North Terrace Adelaide, 2004
- [14] U. Kaiser and W. Steinhagen, “**A Low-Power IC for High Performance Identification Systems**”, *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Vol. 30, No. 3, March 1995
- [15] G. De Vita and G. Iannaccone, “**Ultra Low Power RF Section of a Passive Microwave RFID Transponder in 0.35 um BiCMOS**”, ISCAS, May 2005
- [16] N. Rueangsri and A. Thanachayanont, “**Coil Design for Optimum Operating Range of Magnetically-Coupled RFID System**”, ISCIT 2006, pp. 1199 – 1202, 18 – 20 October 2006
- [17] “**125 kHz RFID System Design Guide**”, DS 51115, Microchip Technology Inc.
- [18] Peter Sorrells *Microchip Technology Inc*, “**Optimizing read range in RFID systems**”, EDN , December 2000
- [19] P. Raker and et all, “**Secure Contactless Smartcard ASIC with DPA Protection**”, *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Vol. 36, No. 3, March 2001
- [20] T. A. Demassa and Z. Ciccone, “**Digital Integrated Circuits**”, John Wiley & Son, 1996
- [21] ผศ.ประภากร สุวรรณะ และ รศ. ดร. สมศักดิ์ ชุ่มช่วย, “**วิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์ 1**” ภาควิชาอิเล็กทรอนิกส์ คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
- [22] EM Microelectronic– Marin SA, “**EM 4005 EM4105**”
- [23] N. Rueangsri and A. Thanachayanont, “**High-Voltage Analog Front-end Transponder Circuit for Magnetically-coupled RFID Transponder**”, APCC 2007, pp. 335 – 338, 18 – 20 October 2007

## ภาคผนวก ก

### การสะท้อนกระแส (Current mirror)

ในภาคผนวกนี้จะแสดงให้เห็นถึงการสะท้อนกระแสของวงจรสะท้อนกระแส ซึ่งเป็นวงจรพื้นฐานที่สำคัญต่อการออกแบบวงจรมานานหลายทศวรรษ วงจรสะท้อนกระแสจะใช้หลักการที่ว่าถ้าแรงดันที่ตกคร่อมขาเกตและขาซอสของมอสทรานซิสเตอร์ 2 ตัวที่เหมือนกันทุกประการจะทำให้กระแสที่ไหลผ่านมอสทั้งสองตัวมีค่าเท่ากัน



รูปที่ ก.1 วงจรสะท้อนกระแสอย่างง่าย

รูปที่ ก.1 เป็นวงจรสะท้อนกระแสอย่างง่าย จากรูปจะสังเกตเห็นว่าแรงดันที่ตกคร่อมขาเกตและขาซอสของมอสทั้งสองตัวมีค่าเท่ากันคือ  $V_{GS}$  และถ้าให้แรงดัน  $V_{DS1} \geq V_{GS} - V_T$  จะได้ว่ามอส M1 จะทำงานอยู่ในย่านอิ่มตัวซึ่งมีค่ากระแสที่ไหลผ่าน ( $I_1$ ) ก่อนข้างคงที่ซึ่งสามารถคำนวณได้จาก

$$I_1 = \frac{1}{2} k_n' \frac{W_1}{L_1} (V_{GS} - V_T)^2 \quad (\text{ก.1})$$

และกระแสที่ไหลผ่าน M2 ก็จะสามารถคำนวณได้จาก

$$I_2 = \frac{1}{2} k_n' \frac{W_2}{L_2} (V_{GS} - V_T)^2 \quad (\text{ก.2})$$

ถ้านำเอาสมการทั้งสองมาหารกันก็จะได้ว่า

$$\frac{I_1}{I_2} = \frac{\frac{W_1}{L_1}}{\frac{W_2}{L_2}} \quad (\text{ก.3})$$

จากสมการที่ ก.3 สามารถสรุปได้ว่ากระแส  $I_D$  ที่ไหลผ่านมอส M1 และ M2 จะเป็นอัตราส่วนต่อกัน โดยที่กระแส  $I_1$  จะเหมือนกับแหล่งจ่ายกระแสที่สะท้อนกระแสไปเป็นกระแสเอาต์พุตคือกระแส

I2

## ภาคผนวก ข

### วงจรกรองความถี่ (Filter)

วงจรกรองความถี่ทำหน้าที่ในการกรองความถี่ที่ไม่ต้องการหรือสัญญาณรบกวนออกไปจากสัญญาณอินพุตของวงจร โดยจะเหลือไว้แต่เพียงสัญญาณที่ต้องการเท่านั้น วงจรกรองความถี่สามารถแบ่งออกเป็นวงจรกรองความถี่แบบแอคทีฟ (Active filter) และวงจรกรองความถี่แบบพาสซีฟ (Passive filter) โดยวงจรกรองความถี่แบบแอคทีฟนั้นจะเป็นการใช้งานตัวต้านทาน ตัวเก็บประจุร่วมกับวงจรขยายเช่นออปแอมป์ ส่วนวงจรกรองความถี่แบบพาสซีฟนั้นจะเป็นการใช้งานร่วมกันของตัวต้านทาน ตัวเก็บประจุและตัวเหนี่ยวนำ วงจรกรองความถี่ยังสามารถแบ่งออกตามลักษณะการกรองความถี่ได้อีกคือ วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (Low pass filter) วงจรกรองความถี่สูงผ่าน (High pass filter) วงจรกรองแถบความถี่ผ่าน (Band pass filter) และวงจรกรองตัดแถบความถี่ (Band reject filter) นอกจากนี้ในการสร้างวงจรกรองความถี่ก็จะสามารถเลือกได้อีกว่าจะจะเป็นวงจรกรองความถี่ที่มีกี่ลำดับ (Order) ซึ่งเป็นตัวที่กำหนดความแม่นยำของความถี่ที่ต้องการกรองนั่นเอง

ในการออกแบบวงจรกรองความถี่ปัจจัยสำคัญของวงจรคือความถี่คัทออฟ ความถี่คัทออฟคือความถี่ที่กำลังงานของสัญญาณเอาต์พุตมีค่าเหลือครึ่งหนึ่งของกำลังงานของสัญญาณอินพุตซึ่งสามารถเขียนเป็นสมการได้คือ

$$P_o[\omega_c] = \frac{1}{2} P_o[\omega_{mid}] \quad (\text{ข.1})$$

โดยที่

$P_o[\omega_c]$  คือกำลังงานของสัญญาณเอาต์พุตที่ความถี่ของสัญญาณมีค่าเท่ากับความถี่คัทออฟของวงจรกรอง

$P_o[\omega_{mid}]$  คือกำลังงานของสัญญาณเอาต์พุตที่ความถี่ของสัญญาณมีค่าเท่ากับความถี่กลางของวงจรกรอง

จากสมการของกำลังไฟฟ้า สมการที่ (ข.1) สามารถเขียนได้เป็น

$$\frac{|v_o(\omega_c)|^2}{R_L} = \frac{1}{2} \cdot \frac{|v_o(\omega_{mid})|^2}{R_L} \quad (\text{ข.2})$$

และ

$$|i_o(\omega_c)|^2 \cdot R_L = \frac{1}{2} \cdot |i_o(\omega_{mid})|^2 \cdot R_L \quad (ข.3)$$

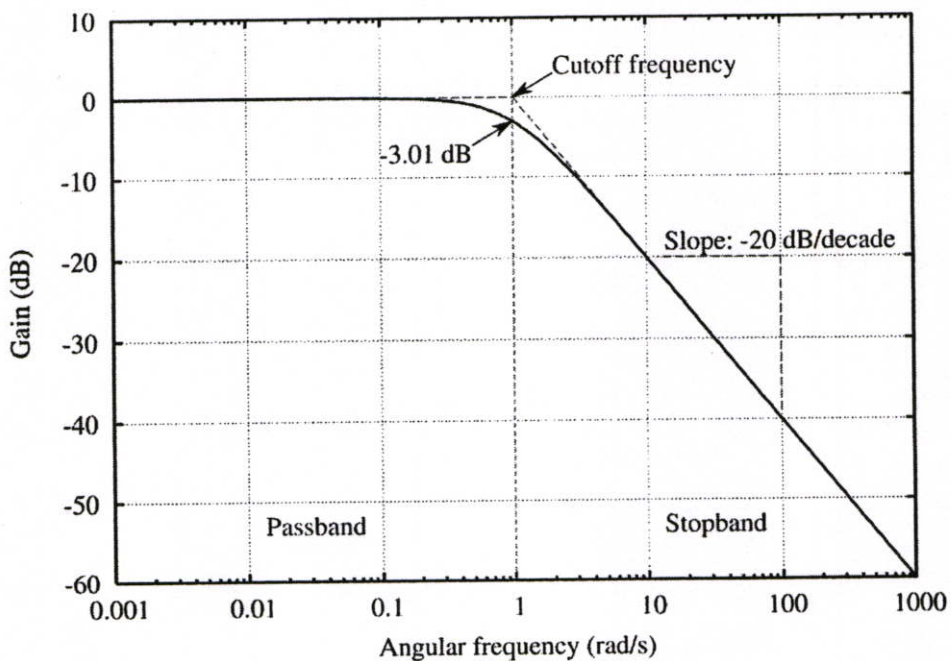
ซึ่งจากสมการที่ (ข.2) สามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$|v_o(\omega_c)| = \frac{|v_o(\omega_{mid})|}{\sqrt{2}} \quad (ข.4)$$

และสมการที่ (ข.3) สามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$|i_o(\omega_c)| = \frac{|i_o(\omega_{mid})|}{\sqrt{2}} \quad (ข.5)$$

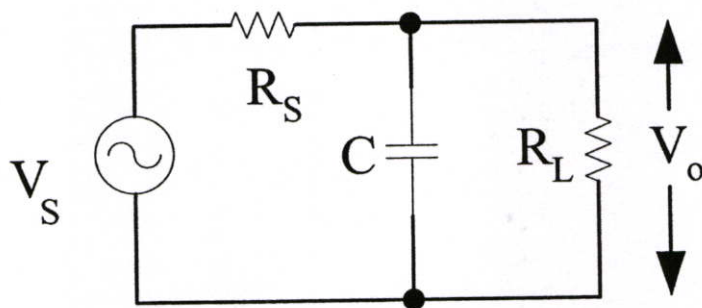
จากสมการที่ (ข.4) และ (ข.5) สามารถสรุปได้ว่าที่ความถี่ของสัญญาณอินพุตมีค่าเท่ากับความถี่คัทออฟ แรงดันและกระแสเอาต์พุตของสัญญาณจะมีค่าลดลงเหลือ  $1/\sqrt{2}$  หรือประมาณ 70.7 % ของสัญญาณอินพุต



รูปที่ ข.1 ตัวอย่างการตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน

รูปที่ ข.1 เป็นตัวอย่างของการตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านลำดับที่ 1 (1<sup>st</sup> order)

ในการคำนวณหาค่าความถี่คutoffของวงจรกรองความถี่นั้น ในภาคผนวก ข นี้จะยกตัวอย่างการคำนวณหาค่าความถี่คutoffของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านดังรูปที่ ข.2



รูปที่ ข.2 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านลำดับที่ 1

จากรูปที่ ข.2 สามารถเขียนเป็นสมการได้คือ

$$v_o = kv_s \frac{1}{1 + j\omega RC}; k = \frac{R_L}{R_L + R_s} \quad (\text{ข.6})$$

$$\frac{v_o}{v_s} = \frac{\frac{k}{RC}}{\frac{1}{RC} + j\omega} \quad (\text{ข.7})$$

จากสมการที่ (ข.7) ความถี่คutoffสามารถประมาณได้ว่ามีค่าเท่ากับ

$$\omega_c = \frac{1}{RC}; R = R_s // R_L \quad (\text{ข.8})$$

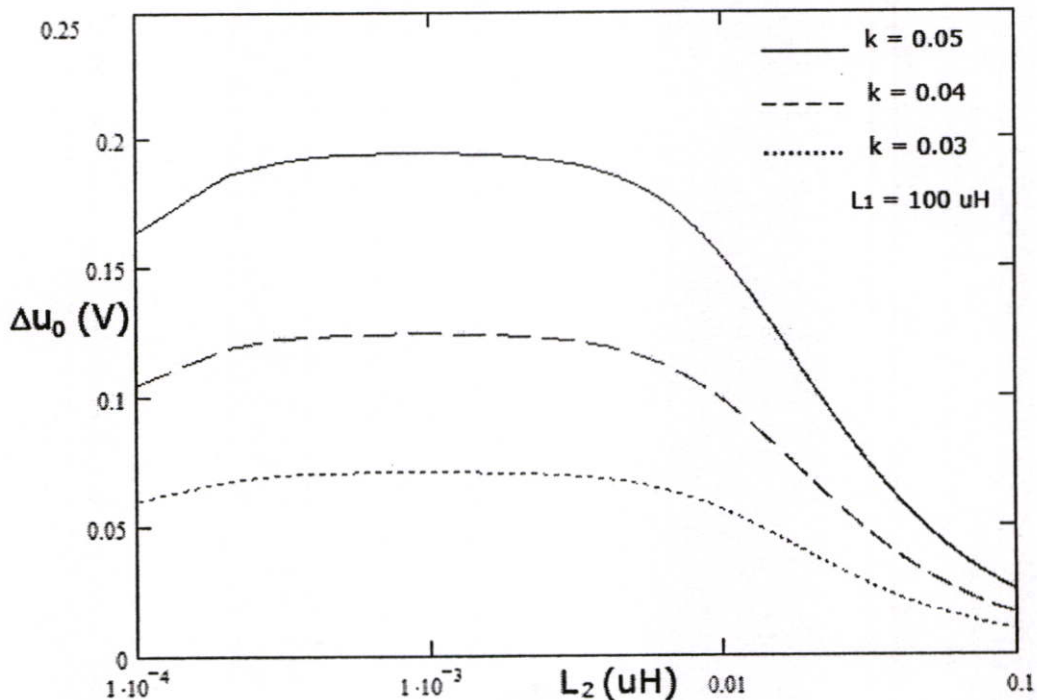
## ภาคผนวก ค

## การคำนวณหาค่าความเหนี่ยวนำที่เหมาะสมของขดลวดเหนี่ยวนำ ของแท็ก (Optimum Inductance of Transponder's Coil)

ในภาคผนวกนี้จะทำการแสดงการคำนวณหาค่าความเหนี่ยวนำที่เหมาะสมของขดลวดเหนี่ยวนำของแท็ก จากทฤษฎีของอิมพีแดนซ์เสมือนของแท็กที่ปรากฏที่เครื่องอ่าน (Transform transponder impedance) จะเห็นว่าขนาดของค่าความแตกต่างของแรงดันที่รับได้ที่เครื่องอ่าน เนื่องมาจากการมอดดูเลทของแท็กด้วยลอจิก 1 และ 0 สามารถคำนวณได้จากสมการที่ (ค.1)

$$\Delta u_0 = \left| \omega_0^2 k^2 L_1 L_2 i_1 \cdot \left( \frac{1}{R_2 + j\omega_0 L_2 + R_L} - \frac{1}{R_2 + j\omega_0 L_2 + R_L // R_{\text{mod}}} \right) \right| \quad (\text{ค.1})$$

จากสมการที่ (ค.1) สามารถพล็อตกราฟเพื่อแสดงความสัมพันธ์ระหว่างขนาดของแรงดัน  $\Delta u_0$  และค่าความเหนี่ยวนำของขดลวดเหนี่ยวนำของแท็ก ( $L_2$ ) ได้ดังรูปที่ ค.1



รูปที่ ค.1 ขนาดของแรงดัน  $\Delta u_0$  ที่รับได้ที่เครื่องอ่านเทียบกับค่าความเหนี่ยวนำของขดลวดเหนี่ยวนำของเครื่องอ่าน

จากรูปที่ ค.1 ค่าความเหนี่ยวนำที่เหมาะสมของขดลวดเหนี่ยวนำของแท็ก ( $L_2$ ) ที่ทำให้  $\Delta u_0$  มีค่าสูงที่สุดนั้นสามารถคำนวณได้จากการดิฟเฟอเรนเชียล (Differentiate) สมการที่ (ค.1) เทียบกับ  $L_2$  แล้วให้ผลลัพธ์มีค่าเท่ากับ 0 โดยในการพิจารณาจะทำการพิจารณาสามารถพิจารณาได้ว่าทั้งพจน์ที่ 1 และพจน์ที่ 2 ของสมการที่ (ค.1) ไม่สามารถมีค่าความชันที่ติดลบได้ ดังนั้นในการดิฟเฟอเรนเชียลสามารถแสดงได้ดังสมการที่ (ค.2)

$$\frac{d\Delta u_0}{dL_2} = \frac{d\left(\omega_0^2 k^2 L_1 L_2 i_1 \cdot \left(\frac{1}{R_2 + j\omega_0 L_2 + R_L} - \frac{1}{R_2 + j\omega_0 L_2 + R_L // R_{mod}}\right)\right)}{dL_2} \quad (\text{ค.2})$$

แทนค่า  $R_L // R_{mod}$  ด้วย  $Z_L$  จะได้ว่า

$$\frac{d\Delta u_0}{dL_2} = \frac{d\left(\omega_0^2 k^2 L_1 L_2 i_1 \cdot \left(\frac{1}{R_2 + j\omega_0 L_2 + R_L} - \frac{1}{R_2 + j\omega_0 L_2 + Z_L}\right)\right)}{dL_2} \quad (\text{ค.3})$$

แทนค่า  $\omega_0^2 k^2 L_1 i_1$  ด้วย A จะได้ว่า

$$\frac{d\Delta u_0}{dL_2} = \frac{d\left(A \cdot \left(\frac{L_2}{R_2 + j\omega_0 L_2 + R_L} - \frac{L_2}{R_2 + j\omega_0 L_2 + Z_L}\right)\right)}{dL_2} \quad (\text{ค.4})$$

จาก  $\frac{d(f_1(x) - f_2(x))}{dx} = \frac{d(f_1(x))}{dx} - \frac{d(f_2(x))}{dx}$  จะได้

$$\frac{d(\Delta u_0)}{dL_2} = A \cdot \left[ \frac{d\left(\frac{L_2}{R_2 + j\omega_0 L_2 + R_L}\right)}{dL_2} - \frac{d\left(\frac{L_2}{R_2 + j\omega_0 L_2 + Z_L}\right)}{dL_2} \right] \quad (\text{ค.5})$$

โดยที่จากสมการ (ค.5) พิจารณาที่ละพจน์จะได้ว่า

$$\frac{d\left(\frac{L_2}{R_2 + j\omega_0 L_2 + R_L}\right)}{dL_2} = \frac{(R_2 + j\omega_0 L_2 + R_L) \cdot \frac{dL_2}{dL_2} - L_2 \cdot \frac{d(R_2 + j\omega_0 L_2 + R_L)}{dL_2}}{(R_2 + j\omega_0 L_2 + R_L)^2} \quad (\text{ค.6})$$

จากสมการที่ (ค.6) สามารถพิจารณาได้เป็น

$$\frac{d(L_2)}{dL_2} = 1 \quad (\text{ค.7})$$

$$\frac{d(R_2 + j\omega_0 L_2 + R_L)}{dL_2} = j\omega_0 \quad (\text{ค.8})$$

แทนค่าสมการที่ (ค.7) และ (ค.8) ลงในสมการที่ (ค.6) จะได้

$$\frac{d\left(\frac{L_2}{R_2 + j\omega_0 L_2 + R_L}\right)}{dL_2} = \frac{(R_2 + j\omega_0 L_2 + R_L) \cdot (1) - L_2 \cdot (j\omega_0)}{(R_2 + j\omega_0 L_2 + R_L)^2} \quad (\text{ค.9})$$

จากสมการที่ (ค.5) พิจารณาพจน์ที่ 2 จะได้ว่า

$$\frac{d\left(\frac{L_2}{R_2 + j\omega_0 L_2 + Z_L}\right)}{dL_2} = \frac{(R_2 + j\omega_0 L_2 + Z_L) \cdot \frac{dL_2}{dL_2} - L_2 \cdot \frac{d(R_2 + j\omega_0 L_2 + Z_L)}{dL_2}}{(R_2 + j\omega_0 L_2 + Z_L)^2} \quad (\text{ค.10})$$

จากสมการที่ (ค.10) สามารถพิจารณาได้เป็น

$$\frac{d(L_2)}{dL_2} = 1 \quad (\text{ค.11})$$

$$\frac{d(R_2 + j\omega_0 L_2 + Z_L)}{dL_2} = j\omega_0 \quad (\text{ค.12})$$

แทนค่าสมการที่ (ค.11) และ (ค.12) ลงในสมการที่ (ค.10) จะได้

$$\frac{d\left(\frac{L_2}{R_2 + j\omega_0 L_2 + Z_L}\right)}{dL_2} = \frac{(R_2 + j\omega_0 L_2 + Z_L) \cdot (1) - L_2 \cdot (j\omega_0)}{(R_2 + j\omega_0 L_2 + Z_L)^2} \quad (\text{ค.13})$$

แทนค่าสมการที่ (ค.9) และ (ค.13) ลงในสมการที่ (ค.5) จะได้ว่า

$$\frac{d(\Delta u_0)}{dL_2} = A \cdot \left[ \frac{(R_2 + j\omega_0 L_2 + R_L) \cdot (1) - L_2 \cdot (j\omega_0)}{(R_2 + j\omega_0 L_2 + R_L)^2} - \frac{(R_2 + j\omega_0 L_2 + Z_L) \cdot (1) - L_2 \cdot (j\omega_0)}{(R_2 + j\omega_0 L_2 + Z_L)^2} \right] \quad (\text{ค.14})$$

หาค่า  $L_2$  ที่ทำให้  $\Delta u_0$  มีค่าสูงที่สุดได้โดยการให้สมการที่ (ค.14) มีค่าเท่ากับ 0 จะได้เป็น

$$0 = A \cdot \left[ \frac{(R_2 + j\omega_0 L_2 + R_L) \cdot (1) - L_2 \cdot (j\omega_0)}{(R_2 + j\omega_0 L_2 + R_L)^2} - \frac{(R_2 + j\omega_0 L_2 + Z_L) \cdot (1) - L_2 \cdot (j\omega_0)}{(R_2 + j\omega_0 L_2 + Z_L)^2} \right] \quad (\text{ค.15})$$

$$0 = A \cdot \frac{(R_2^2 \cdot Z_L + R_2 \cdot Z_L^2 - R_L \cdot R_2^2 - R_L \cdot \omega_0^2 \cdot L_2^2 + R_L^2 \cdot Z_L^2 - R_2 \cdot R_L^2 + Z_L \cdot \omega_0^2 \cdot L_2^2 - Z_L \cdot R_L^2)}{(R_2 + \omega_0 L_2 + R_L)^2 \cdot (R_2 + \omega_0 L_2 + Z_L)^2} \quad (\text{ค.16})$$

$$0 = (R_2^2 \cdot Z_L + R_2 \cdot Z_L^2 - R_L \cdot R_2^2 - R_L \cdot \omega_0^2 \cdot L_2^2 + R_L^2 \cdot Z_L^2 - R_2 \cdot R_L^2 + Z_L \cdot \omega_0^2 \cdot L_2^2 - Z_L \cdot R_L^2) \quad (\text{ค.17})$$

แก้สมการหาขนาดของ  $L_2$  แล้วแทนค่า  $Z_L$  กลับเป็น  $R_L // R_{\text{mod}}$  จะได้

$$L_2(\text{opt}) = \frac{\left[ -R_2 \cdot (R_L // R_{\text{mod}}) - R_L \cdot (R_L // R_{\text{mod}}) - R_2^2 - R_2 R_L \right]^{\frac{1}{2}}}{\omega_0} \quad (\text{ค.18})$$

สมการ (ค.18) สามารถนำมาคำนวณหาขนาด จะได้เป็นค่า  $L_2$  ที่ทำให้  $\Delta u_0$  มีค่าสูงที่สุด

## ภาคผนวก ง

## ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์

1. N. Rueangsri and A. Thanachayanont, "Coil Design for Optimum Operating Range of Magnetically-Coupled RFID System", ISGIT 2006, pp. 1199 – 1202, 18 – 20 October 2006
2. N. Rueangsri and A. Thanachayanont, "**High Voltage Analog Front-end Transponder Circuit for Magnetically Coupled RFID Transponder**", APCC 2007, pp. 335 – 338, 18 – 20 October 2007

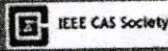
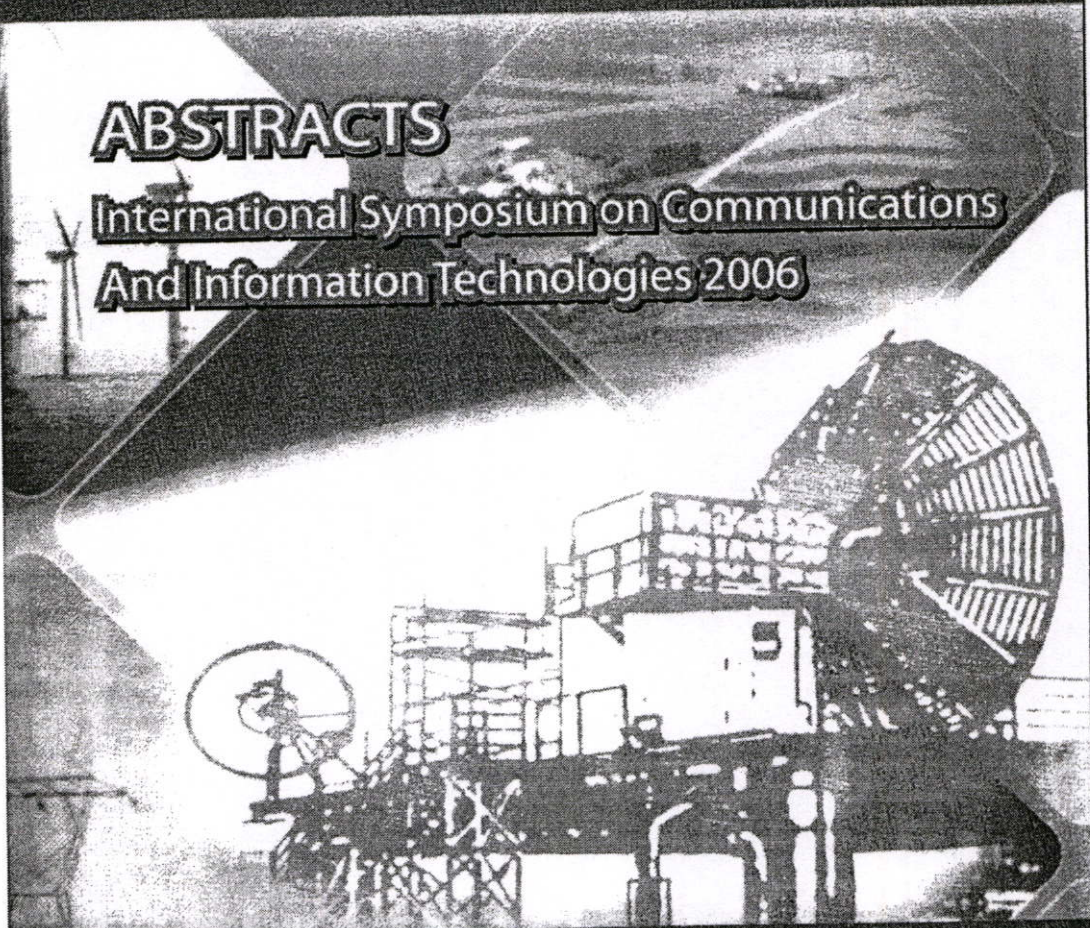
# ISCIT 2006

*October 18-20, 2006*

*Grand Mercure Fortune Hotel, Bangkok, Thailand*

## ABSTRACTS

International Symposium on Communications  
And Information Technologies 2006



# Coil Design for Optimum Operating Range of Magnetically-Coupled RFID System

Nakaran Rueangsri and Apinunt Thanachayanont

Faculty of Engineering & Research Center of Communications and Information Technology  
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok 10520, THAILAND

Tel: +66 2 7373000 # 3309, Fax +66 2 7392429, E-mail: [palm\\_mlap@hotmail.com](mailto:palm_mlap@hotmail.com), [ktapinun@kmitl.ac.th](mailto:ktapinun@kmitl.ac.th)

**Abstract** — This paper describes a systematic design procedure of coils for optimal operating range of magnetically-coupled radio frequency identification (RFID) system. Given the sensitivities of both RFID reader and tag, the proposed design procedure, theoretically, calculates the inductance values and dimensions of both reader and tag coils, and predicts the corresponding optimal operating distance. Two design examples for both 125 kHz and 13.56 MHz RFID systems using typical sensitivity values are given to illustrate the proposed design procedure.

**Keyword** : RFID, Transponder, Inductive link, Coil design, Optimum inductance, Design procedure

## I. INTRODUCTION

Radio-frequency identification system [1] has become the enabling technology in many applications, such as access control, transportation, traceability and wireless sensing. In many applications, it is desired to maximize the operating range of RFID. The operating range of RFID system depends on several factors including power transmitted by reader, energy coupling efficiency, power dissipation in the transponder, reader sensitivity, Q factor, data modulation. [2] General design guidelines for optimal read range of RFID system have been discussed in [1]-[4]. In practice, design and implementation of RFID system is built upon trial and error, cumulative experience of technicians and engineers. Therefore, one still lacks of a systematic design procedure for optimal operating range of RFID system.

This paper proposes a systematic design procedure for optimal operating range of RFID system. Given the sensitivities of both RFID reader and tag, the proposed design procedure, theoretically, calculates the inductance values and dimensions of both reader and tag coils, and predicts the corresponding optimal operating distance.

## II. PROPOSED DESIGN PROCEDURE

Power and data transfers in a magnetically-coupled resonant RFID system can be equivalently represented as shown in Fig. 1. The reader front-end is represented by a current source driving a series resonant circuit ( $C_1$  and  $L_1$ ), which produces the maximum current through its coil at the resonant frequency. The transponder or tag front-end is represented by a parallel resonant circuit ( $C_2$  and  $L_2$ ), which produces a maximum voltage at its coil at the resonant frequency. Maximum coupling between both coils occurs when both resonant frequencies are identical, and this

resonant frequency is the carrier frequency of RFID system, which is typically 125 kHz or 13.56 MHz.

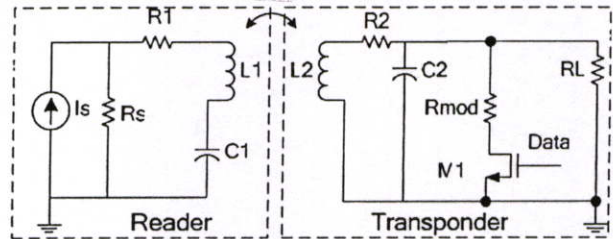


Fig. 1. Equivalent circuit of magnetically-coupled RFID system

The operating range ( $S_0$ ) of a magnetically-coupled RFID system is determined by the lesser between (1) the maximum distance which the tag receives minimum required power for operation from the interrogating field of the reader ( $S_{R-T}$ ), and (2) the maximum distance which the reader correctly detects the data sent from the tag ( $S_{T-R}$ ).

$S_{R-T}$  is determined by the RF power transmitted by reader, which is governed by regulations (e.g. FCC in the United States, ETSI in Europe, and MPT in Japan), and the minimum coil voltage ( $u_{2min}$ ) required for transponder's operation.  $S_{T-R}$  is governed by the reader sensitivity and the modulation depth of the transponder [2], [3]. This paper describes a systematic design procedure of coils that optimizes the operating range of RFID system.

### A. Optimum inductance of transponder's coil

In magnetically-coupled RFID system, load modulation is generally employed for data transmission from transponder to reader. Load modulation is performed by varying circuit parameters of the transponder resonant circuit in time with the transmitted data stream. There are generally two types of load modulation, namely resistive and capacitive. Load modulation changes the amplitude and phase of the reader resonant circuit through the transform transponder impedance ( $Z_T$ ), allowing the transmitted data to be demodulated accordingly.

In the presence of load modulation, the reader's series resonant circuit can be represented as shown in Fig. 2. The voltage ( $u_0$ ) developed at the reader's resonant circuit can be calculated as given in (1), where  $\omega_0$  is resonant frequency,  $M$  is the mutual inductance between transponder and reader coils,  $L_1$  is the inductance of the reader's coil,  $L_2$  is the

inductance of transponder's coil,  $i_1$  is the current through in reader's coil,  $C_1$  is the capacitance of the reader's resonant circuit,  $R_1$  is the resistance of the reader's coil,  $R_2$  is the resistance of the transponder's coil, and  $Z_L$  is the effective load impedance of transponder resonant circuit.

$$u_0 = j\omega_0 L_1 \cdot i_1 + \frac{1}{j\omega_0 C_1} + R_1 \cdot i_1 - j\omega_0 M \cdot \frac{j\omega_0 M i_1}{R_2 + j\omega_0 L_2 + Z_L} \quad (1)$$

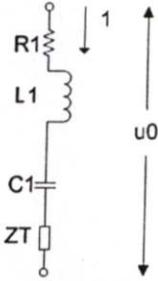


Fig. 2. Equivalent circuit of the reader series resonant circuit in the presence of load modulation

The impedance  $Z_L$  equals to  $R_L$  and  $(R_L // R_{mod})$  when the transmitted data is '0' and '1', respectively. This changes the amplitude and phase of  $u_0$  accordingly with the transmitted data. Changes in  $u_0$  ( $\Delta u_0$ ) due to resistive load modulation can be written as in (2). Maximum changes in  $u_0$  allows data to be detected and demodulated more easily, and for a given reader sensitivity, it translates to longer RFID read range. This section analyzes the optimum inductance of transponder's coil to achieve the maximum change in  $u_0$ .

$$\Delta u_0 = \left( \frac{\omega_0^2 k^2 L_1 L_2 i_1}{R_2 + j\omega_0 L_2 + R_L} - \frac{\omega_0^2 k^2 L_1 L_2 i_1}{R_2 + j\omega_0 L_2 + (R_L // R_{mod})} \right) \quad (2)$$

Given the values of  $R_L$ ,  $R_{mod}$ , and  $R_2$ , the optimum value of  $L_2$ , which gives the maximum  $\Delta u_0$ , can be calculated by differentiating (2) with respect to  $L_2$ . The resulting optimum  $L_2$  is given by (3). Fig. 3 plots  $\Delta u_0$  against  $L_2$  for different values of coupling coefficient  $k$ . It can be seen that the maximum  $\Delta u_0$  can be obtained, for all values of  $k$ , by using the optimum  $L_2$ . Fig. 4 also shows that, for a given reader sensitivity, the optimum  $L_2$  produces the smallest  $k$  and thus the longest read range. It should also be noted that  $\Delta u_0$  is linearly proportional with  $L_1$ , as shown in (2).

$$L_2(opt) = \frac{[R_2 \cdot (R_L // R_{mod}) + R_L \cdot (R_L // R_{mod}) + R_2^2 + R_2 R_L]^{\frac{1}{2}}}{\omega_0} \quad (3)$$

The optimum  $L_2$  can be used to calculate the dimension of the transponder's coil accordingly, for example in (4) for a circular coil [1], where  $N_2$  is the number of turn,  $r_T$  is the radius, and  $d$  is the diameter.

$$L_2 = N_2^2 \cdot \mu_0 \cdot r_T \cdot \ln\left(\frac{2r_T}{d}\right) \quad (4)$$

### B. Distance for energy transmission from reader to transponder ( $S_{R-T}$ )

Using the optimum  $L_2$ , the maximum distance for power transmission from reader to transponder can be calculated for a given minimum transponder's coil voltage ( $u_{2min}$ ). According to [1], the distance for power transmission from reader to transponder ( $S_{R-T}$ ) can be calculated by (5), where  $H_{min}$  in (6), is the minimum interrogating magnetic field strength required for transponder's operation, and  $N_1$  and  $r_R$  are the number of turns and radius of the reader's coil, respectively. Fig. 5 plots  $S_{R-T}$  against  $r_R$ , showing the existence of optimum  $r_R$ . For a given  $H_{min}$ , the optimum  $r_R$  can be calculated as given by (7). By substituting (7) into (5), the optimum  $S_{R-T}$  can be found. The optimum  $r_R$  is also used to design the reader's coil inductance according to the desired shape.

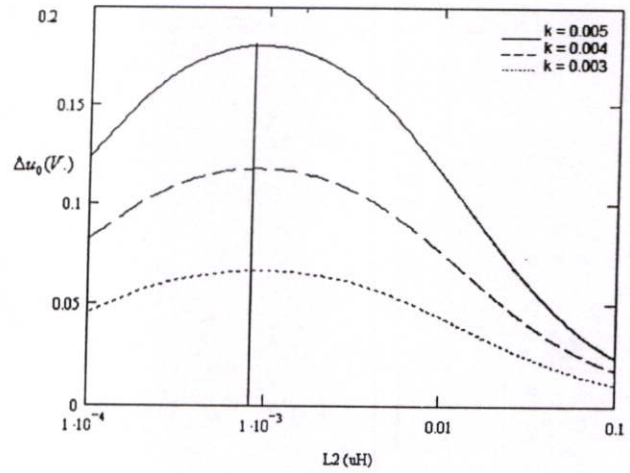


Fig. 3. Change in voltage of the reader's resonant circuit due to load modulation vs. inductance of the transponder's coil.

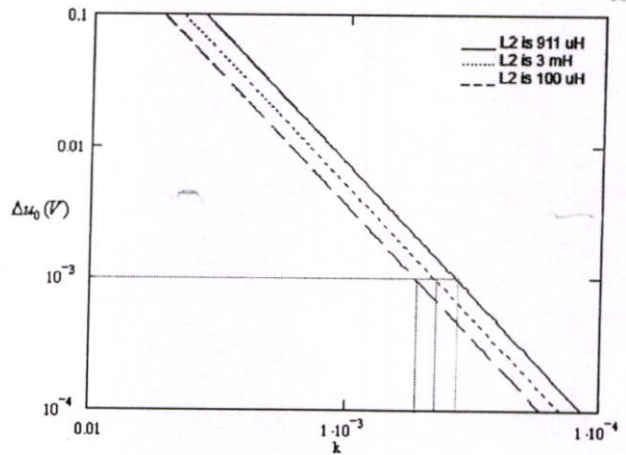


Fig. 4. Change in voltage of the reader's resonant circuit due to load modulation vs. coupling coefficient values.

$$S_{R-T} = \sqrt[3]{\left(\frac{i_1 \cdot N_1 \cdot r_R^2}{2 \cdot H_{\min}}\right)^2 - r_R^2} \quad (5)$$

$$H_{\min} = \frac{u_{2(\min)} \cdot \sqrt{\left(\frac{\omega_0 L_2 + \omega_0 R_2 C_2}{R_L}\right)^2 + \left(1 - \omega_0^2 L_2 C_2 + \frac{R_2}{R_L}\right)^2}}{\omega_0 \cdot \mu_0 \cdot \pi \cdot r_T^2 \cdot N_2} \quad (6)$$

$$r_R(\text{opt}) = \frac{1}{9} \cdot \sqrt{6} \cdot N_1 \cdot \frac{i_1}{H_{\min}} \quad (7)$$

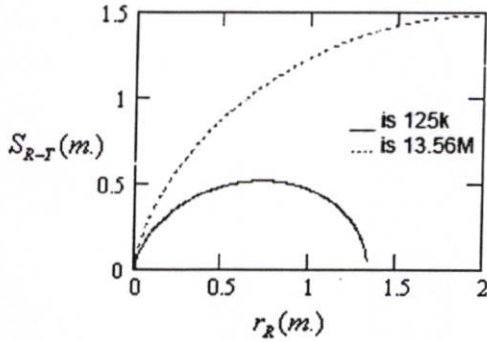


Fig. 5. Distance for energy transmission from reader to transponder

C. Distance for data transmission from transponder to reader ( $S_{T-R}$ )

For a given reader's sensitivity ( $\Delta u_{\min}$ ), the minimum coupling coefficient ( $k_{\min}$ ) that transponder can communicate with reader can be calculated by using (2), which is rearranged in (8) for convenience. Therefore the maximum distance for data transmission from transponder to reader ( $S_{T-R}$ ) can be calculated by using (9).

$$k_{\min} = \sqrt{\Delta u_{\min} \cdot \left( \frac{\omega_0^2 L_1 L_2 i_1}{R_2 + j\omega_0 L_2 + R_L} - \frac{\omega_0^2 L_1 L_2 i_1}{R_2 + j\omega_0 L_2 + (R_L // R_{\text{mod}})} \right)^{-1}} \quad (8)$$

$$k_{\min} = \frac{r_T^2 \cdot r_R^2}{\sqrt{r_T \cdot r_R} \cdot \left( \sqrt{S_{T-R}^2 + r_R^2} \right)^3} \quad (9)$$

Therefore the optimized operating range of RFID system is determined by the lesser between  $S_{R-T}$  and  $S_{T-R}$  given in (5) and (9), respectively. The aforementioned design procedure is summarized by the flow chart in Fig. 6.

III. DESIGN EXAMPLES

To illustrate the proposed design procedure, two design examples for 125 kHz and 13.56 MHz RFID systems are described in this section. Typical parameters in existing RFID system, summarized in Table I, are used for calculation. The results are summarized in Table II.

TABLE I  
INPUT DESIGN PARAMETERS

Parameters	125 kHz	13.56 MHz
$R_L$ (k $\Omega$ )	10	10
$Z_L$ ( $\Omega$ )	1	1
$R_2$ ( $\Omega$ )	50	50
d (cm.)	0.1 (AWG 18) [4]	0.1 (AWG 18) [4]
$N_1$ (Turns)	40 [5]	4 [4]
$N_2$ (Turns)	100 [2]	3 [2]
$U_{2(\min)}$ (V.)	12	12
$i_1$ (A.)	1.11 [5]	1.11 [5]

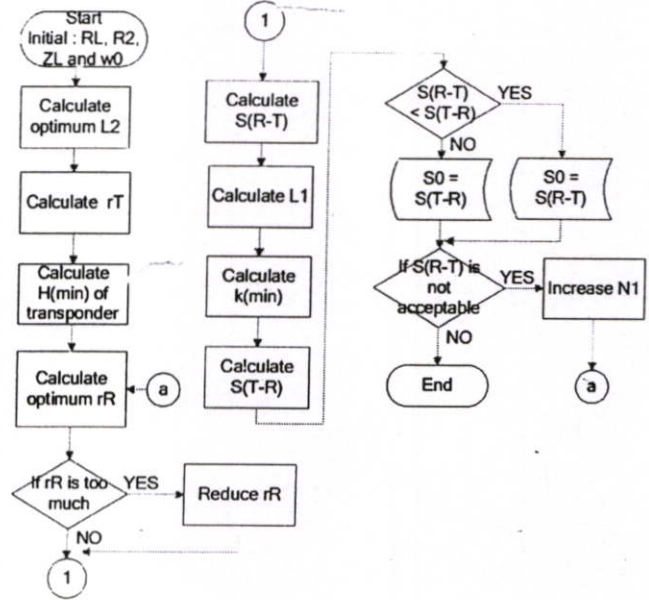


Fig. 6. Flowchart of the proposed design procedure.

TABLE II  
RESULTS FROM THE DESIGN PROCEDURE.

Parameters	125 kHz	13.56 MHz
$L_2$ ( $\mu$ H)	911	8.4
$L_1$ ( $\mu$ H)	10,600	333
$r_T$ (m)	0.02	0.018
$r_R$ (m)	0.726	2
$H_{\min}$ (A/m)	15	0.55
$S_{R-T}$ (m)	0.513	1.4
$k_{\min}$ ( $\Delta u_{\min}=0.1V$ )	0.0035	-
$k_{\min}$ ( $\Delta u_{\min}=0.01V$ )	0.0011	0.0006
$k_{\min}$ ( $\Delta u_{\min}=1mV$ )	-	0.0002
$S_{T-R}$ ( $\Delta u_{\min}=0.1V$ ) (m)	0.32	-
$S_{T-R}$ ( $\Delta u_{\min}=0.01V$ ) (m)	0.91	1
$S_{T-R}$ ( $\Delta u_{\min}=1mV$ ) (m)	-	2.55

Table II shows that  $S_{R-T}$  is equal to 0.513 m and 1.4 m for 125 kHz and 13.56 MHz systems, respectively. In the 125

kHz system, the maximum operating range ( $S_0$ ) is equal to  $S_{T-R}$  of 0.32 m and  $S_{R-T}$  of 0.513 m when the reader's sensitivity ( $\Delta u_{0min}$ ) is 0.1 V and 0.01V, respectively. In the 13.56 MHz system,  $S_0$  is equal to  $S_{T-R}$  of 1 m and  $S_{R-T}$  of 1.4 m when the reader's sensitivity ( $\Delta u_{0min}$ ) is 0.01 V and 0.001V, respectively. Therefore, it can be deduced that the maximum operating range of RFID system ( $S_0$ ) is determined by  $S_{R-T}$  and  $S_{T-R}$  when the reader's sensitivity is high (i.e.  $\Delta u_{0min}$  is small) and low (i.e.  $\Delta u_{0min}$  is large), respectively.

Using the parameters in Tables I and II, Cadence Spectre simulations were performed to verify the results. Fig. 7 shows that the maximum change in  $u_0$  is obtained at  $L_2$  around 900  $\mu\text{H}$ , as predicted in Table II. Fig. 9 plots  $\Delta u_0$  against  $L_2$  at different values of  $L_1$ , which shows the optimum value of  $L_2$ . It also shows that the optimum  $L_2$  is independent of  $L_1$ .

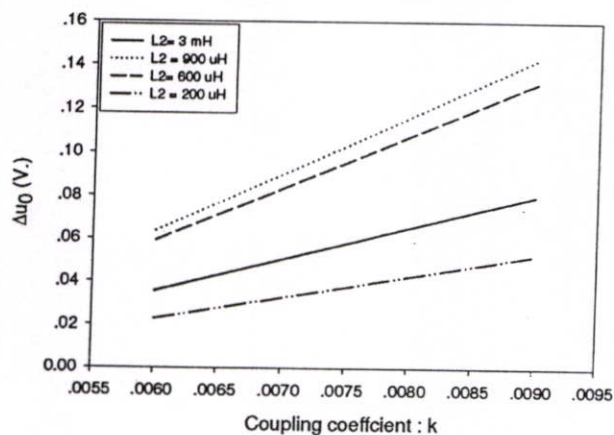


Fig. 7. Change in  $u_0$  due to load modulation vs.  $k$  at different values of  $L_2$ .

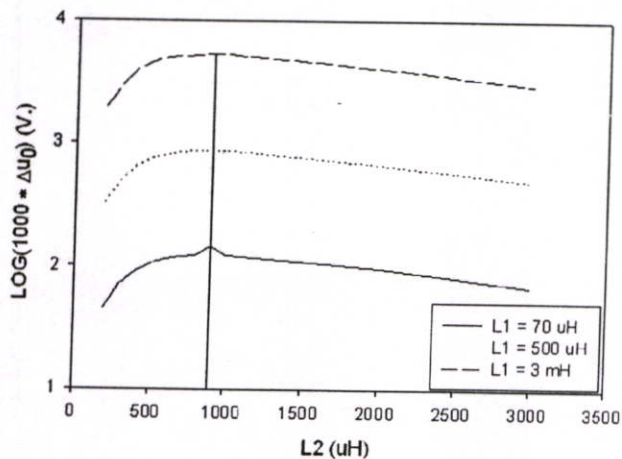


Fig. 8. Change in  $u_0$  due to load modulation vs.  $L_2$  at different values of  $L_1$ .

optimum inductance values for both reader's coil and transponder's coil, and estimates the maximum operating distance of RFID system. The proposed procedure can be used to implement an interactive design tool for optimizing read range of RFID system.

#### ACKNOWLEDGMENT

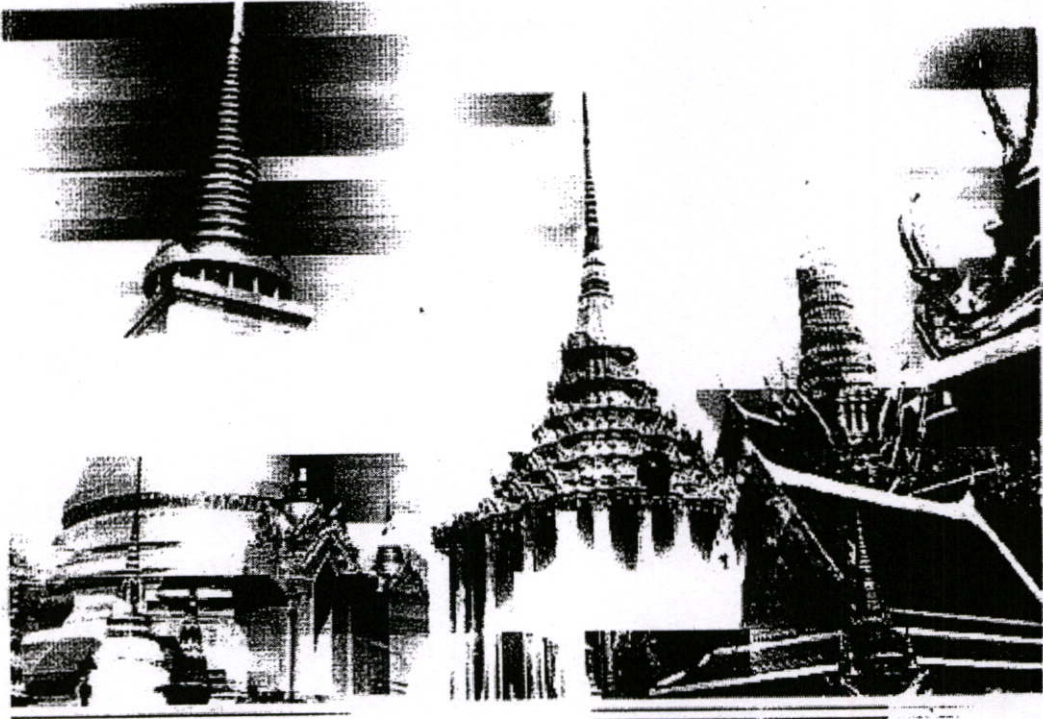
Financial support from Thailand Research Fund (grant no. RSA 4680027), and Thailand Graduate Institute of Science and Technology (grant no. TG-44-22-49-085M), are gratefully acknowledged.

#### REFERENCES

- [1] Klaus Finkenzeller, *RFID Handbook* second edition. Wiley
- [2] "125 kHz RFID System Design Guide," DS 51115, Microchip Technology Inc.
- [3] Peter Sorrells *Microchip Technology Inc*, "Optimizing read range in RFID systems," EDN, December 2000
- [4] "13.56 MHz RFID System Design Guide," DS 00710B, Microchip Technology Inc.
- [5] "Designing a Base station Coil for the HCS410," DS00677A, Microchip Technology Inc.

#### IV. CONCLUSION

A systematic design procedure of coils for optimal operating range of magnetically-coupled RFID system has been described. Given the sensitivities of RFID reader and transponder, the proposed design procedure calculates the



# APCC 2007

## 2007 Asia-Pacific Conference on Communications

October 18-20, 2007

Bangkok, Thailand

### PROCEEDINGS



IEEE COMMUNICATIONS SOCIETY  
THAILAND CHAPTER



IEEE CAS Society  
Thailand Chapter



IEEE MITI/PIED  
THAILAND CHAPTER



IEEE  
COMMUNICATIONS  
SOCIETY

# High-Voltage Analog Front-end Circuit for a Magnetically-coupled RFID Transponder

Nakarin Rueangsri and Apinunt Thanachayanont

Faculty of Engineering & Research Center of Communications and Information Technology  
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok 10520, THAILAND  
Tel: +66 2 7373000 # 3309, Fax +66 2 7392429, E-mail: palm\_mlap@hotmail.com , ktapinun@kmitl.ac.th

**Abstract** – An analog front-end circuit for a 125-kHz RFID transponder has been designed by using a 0.35- $\mu\text{m}$  high-voltage CMOS process. Due to the use of high voltage MOS transistors in all constituent circuits, RF-to-DC power conversion has been achieved at the maximum coupling coefficient without RF limiter circuits, thus saving significant chip area. Furthermore, large load modulation depth is also permitted to achieve longer reading distance, when compared to a conventional low voltage RFID circuit, simulation results are given to verify the circuit.

**Keyword** – RFID, high-voltage transponder, ASK modulation, Adaptive load modulation, reader sensitivity

## I. Introduction

Radio-frequency identification [1] is extensively used in many applications, such as logistics and supply chain management, automation, access control, transportation, traceability and wireless sensing. In many applications, it is desired to maximize the operating distance of RFID, which depends on several factors including power transmitted by reader, energy coupling efficiency, power dissipation in the transponder, reader sensitivity, Q factor, data modulation [2].

The operating range of an RFID system is determined by the lesser of (1) the maximum distance at which a tag receives minimum required power for operation from the interrogating field of the reader ( $S_{R-T}$ ), and (2) the maximum distance at which a reader correctly detects the data sent from the tag ( $S_{T-R}$ ). The RF transmission power is governed by regulations, e.g. FCC in the United States, ETSI in Europe, and MPT in Japan, therefore  $S_{R-T}$  is determined by the minimum induced voltage at the coil of the tag required for its operation.  $S_{T-R}$  is determined by the reader's sensitivity and the load modulation depth of the transponder [2], [3].

Traditionally, a parallel LC resonant circuit is used at the front-end of an RFID transponder to boost the coil voltage, which can be up to about 100 V. This magnitude of voltage is usually too large for a typical CMOS process, which is used to realize the RFID transponder microchip. Therefore, an RF limiter circuit is usually employed to draw a large current from the coil, in order to limit the induced voltage to about 8-10 V to avoid damages to CMOS devices. An typical RF limiter is realized by using an adaptively biased shunt MOSFET with large aspect ratio (W/L), thus a large chip area is sacrificed.

Furthermore, since the coil's voltage is limited to about 8-10 V, the load modulation depth of the transponder is usually not more than 6-8 V, assuming that a supply voltage

of 2 V is required for the tag's circuit operation. Given a fixed reader's sensitivity, a large load modulation depth can result in a longer transponder-to-reader operating distance. Therefore it is desired to maximize the load modulation depth.

This paper presents the design of an analog front-end for low-frequency RFID transponder using a 0.35- $\mu\text{m}$  high-voltage CMOS process. All circuits have been realized by using high voltage devices which can withstand up to 80 V, therefore RF voltage limiters are not required. Furthermore, due to a large induced coil voltage, large modulation depth is allowed to render longer reading distance.

## II. High Voltage RFID System

Fig. 1 shows a simple equivalent circuit of RFID system. The induced voltage of the reader coil, due to transponder being in the interrogation zone, can be calculated by using the transform impedance theory [1], as shown in eq. (1), where  $u_0$  is the induced voltage at reader's coil,  $Z_L$  is the equivalent load impedance of transponder,  $L_1$  is the coil inductance of the reader,  $L_2$  is the coil inductance of the transponder,  $R_1$  is the resistance of the reader coil,  $R_2$  is the resistance of the transponder coil,  $C_1$  is the resonant capacitor of the reader coil,  $C_2$  is the resonant capacitor of the transponder coil, and  $k$  is the coupling coefficient.

$$u_0 = j\omega_0 L_1 \cdot i_1 + \frac{1}{j\omega_0 C_1} + R_1 \cdot i_1 - j\omega_0 M \cdot \frac{j\omega_0 M i_1}{R_2 + j\omega_0 L_2 + Z_L} \quad (1)$$

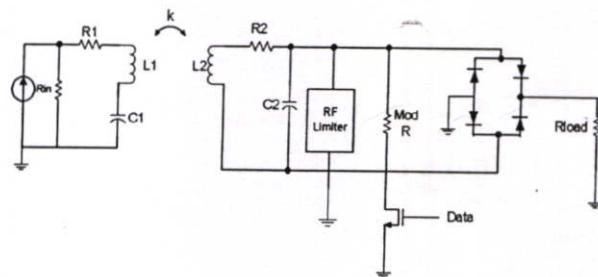


Figure 1. Equivalent circuit of RFID system.

Data is transmitted from transponder to reader via the use of load modulation which reflects as a voltage change at the reader coil. Subject to load modulation, the voltage change at the reader coil ( $\Delta u_0$ ) can be calculated as given by eq. (2), where  $R_{mod}$  is the equivalent load modulation resistance.

$$\Delta u_0 = \left( \frac{\omega_0^2 k^2 L_1 L_2 i_1}{R_2 + j\omega_0 L_2 + R_L} - \frac{\omega_0^2 k^2 L_1 L_2 i_1}{R_2 + j\omega_0 L_2 + (R_L // R_{mod})} \right) \quad (2)$$

The reader sensitivity determines the minimum  $\Delta u_0$  that can be detected. For a given reader sensitivity, the maximum  $S_{T-R}$  is obtained when the desired minimum  $\Delta u_0$  is achieved at the smallest value of  $k$  [2]. This can be achieved by using optimally tuned resonant circuits at both coils and a large load modulation depth of the transponder coil voltage. A deep load modulation can give the desired  $\Delta u_0$  at a less value of  $k$ , thus the RFID operating distance can be increased.

To achieve a large load modulation depth, an all high voltage analog front-end has been proposed in this paper. Due to the use of high voltage devices, an induced voltage in the order of 60-80 V is allowed thus enabling deep load modulation. Furthermore, RF limiter is no longer necessary thus significant chip area can be saved.

### III. Circuit implementation

Fig. 2 shows the architecture of a typical analog front-end for low-frequency RFID transponder, with the exception of RF limiter circuit since all building block circuits have been realized with high-voltage devices. The RF limiter was left out because our simulation results showed that the induced coil voltage at the maximum  $k$  of 0.1 is less than the maximum tolerance voltage (80 V) of the technology.

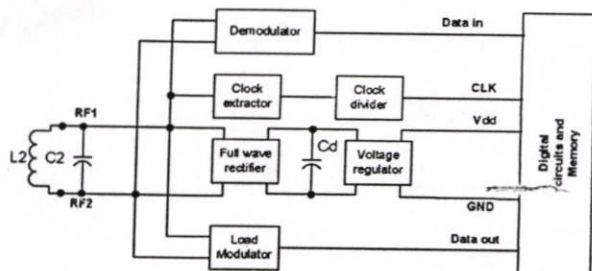


Figure 2. Block diagram of HV RFID analog front-end.

#### A. Resonant circuit

The resonant circuit should be properly tuned to allow optimum power and data transfers from an interrogating reader, in order to achieve the maximum operating distance. Optimum values of both  $L_2$  and  $C_2$  can be calculated as given by eqns. (3) and (4) [2]. In this work, the carrier frequency is 125 kHz,  $L_2 = 911 \mu\text{H}$  and  $C_2 = 1.8 \text{ nF}$  were obtained from the calculation.

$$L_2(\text{opt}) = \frac{[R_2 \cdot (R_L // R_{mod}) + R_L \cdot (R_L // R_{mod}) + R_2^2 + R_2 R_L]^{\frac{1}{2}}}{\omega_0} \quad (3)$$

$$C_2 = \frac{1}{\omega_0^2 \cdot L_2(\text{opt})} \quad (4)$$

#### B. Full wave rectifier

The full-wave rectifier circuit converts the input RF voltage to DC voltage to supply to all circuits. In typical low-voltage RFID analog front-end, it is desirable to minimize the voltage dropped across the rectifier circuit, in order to get the maximum power supply voltage under small values of  $k$  (i.e. for long read distance). However, in this work, the conventional full-wave diode rectifier, shown in Fig. 3, is used because the voltage dropped across diodes ( $\sim 0.65\text{V}$ ) is much smaller than the induced coil voltage.

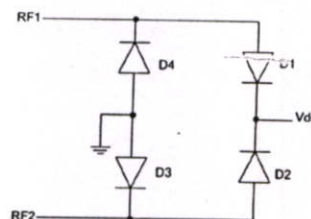


Figure 3. Full wave diode rectifier

#### C. Voltage regulator

The voltage regulator [7], shown in Fig. 4, is used to provide a regulated power supply voltage to all constituent circuits. To achieve deep load modulation without disrupting the operation of all circuits, a series voltage regulator is used to isolate the unregulated DC voltage ( $V_{dc}$ ) from the regulated power supply voltage ( $V_{dd}$ ) and a 400-pF shunt capacitor ( $C_d$ ) is used to reduce the voltage ripple. The regulated  $V_{dd}$  is varied from 4.8 V to 9.9 V at the minimum and maximum values of  $k$ , respectively.

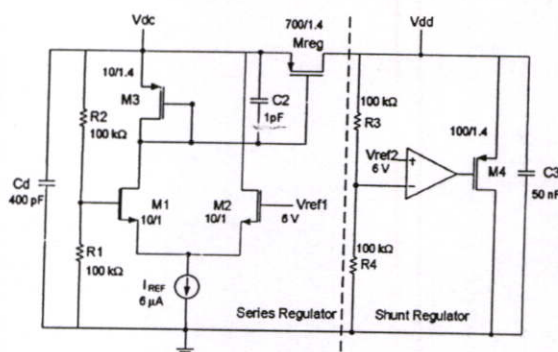


Figure 4. Voltage Regulator

#### D. Clock extractor

A conventional CMOS Schmitt trigger inverter [4], shown in Fig. 5, is used to extract the clock signal from the input RF carrier frequency. The sizes of transistors have been optimally scaled to work with the range of  $k$  from 0.03 to 0.1.

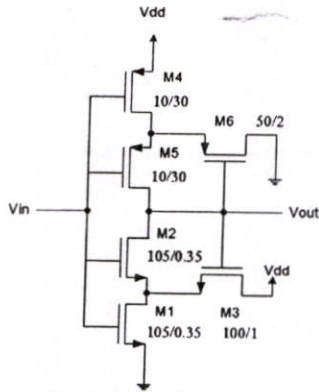


Figure 5. Clock extractor

### E. Clock divider

The extracted 125-kHz clock signal is further divided by a divide-by-32 circuit to provide a 3.9-kHz clock signal to digital back-end circuits. The divide-by-32 circuit is realized by using five identical cascaded asynchronous divide-by-2 circuits, as shown in Fig. 6, which are realized by using dynamic latch circuits [5].

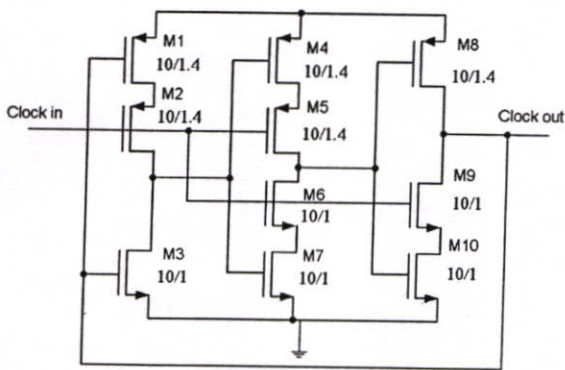


Figure 6. Divide-by-two clock divider

### F. Adaptive load modulator

Fig. 7 shows the resistive load modulator. Transistor  $M_1$  acts as a switch, which is controlled by the transmitted digital data. The diode-connected transistor,  $M_2$ , realizes an active resistor, which exhibits an adaptive resistance characteristic under different values of  $k$  and induced coil voltage. Comparing with a fixed load resistor, an adaptive resistor provides a small resistance for large induced coil voltage (large  $k$ ), while providing a large resistance for small induced coil voltage (small  $k$ ). The size of  $M_2$  has been optimized to provide suitable modulation depth for all values of  $k$ . As a result, this relaxes the requirement of the following clock extractor, thus allowing the use of simple Schmitt trigger inverter circuit.

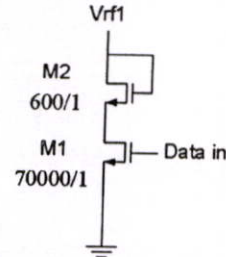


Figure 7. Adaptive load modulator.

### G. Demodulator

Fig. 8 shows the demodulator circuit that extracts the input digital data bitstream from the induced RF voltage. Two simple RC low-pass filters are used to average the RF voltage, of which the output voltages are compared by a simple voltage comparator to produce the output digital data. Both resistors of the low-pass filter are realized by MOSFETs operating in the triode region. Bulk-switching transistors  $M_{15}$ - $M_{16}$  are used to connect the body of  $M_{14}$  to a higher RF voltage for correct operation. The current source  $I_b$  is provided by an on-chip bandgap reference.

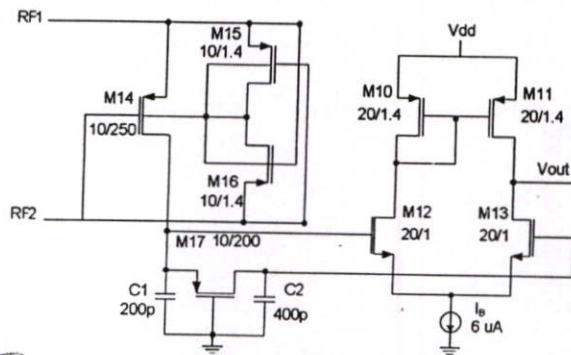


Figure 8. Demodulator

## IV. Simulation Results

The overall analog front-end circuit was simulated by using Cadence Spectre<sup>TM</sup> with process parameters from a high voltage 0.35- $\mu\text{m}$  CMOS technology, which has the maximum tolerance voltage of 80V. The threshold voltage of n-channel MOSFET is about 2.5 V. The transmitted data rate was 1 kb/sec with 90% modulation depth and 125-kHz carrier frequency. The current in the reader coil was assumed to be 1.0 A, while the current consumption of all digital circuits was assumed to be 2  $\mu\text{A}$ .

Fig. 9 shows the waveforms of the voltage at the reader coil during load modulation of the transponder at  $k = 0.1$ , for both the proposed high-voltage front-end and a typical low-voltage counterpart. All parameters in the simulation were identical except for the use of high-voltage devices and the exclusion of RF limiter. The envelope variations are 3.2 V and 0.2 V for high-voltage and low-voltage front-ends, respectively. Therefore, it can be concluded that the high-voltage front-end can provide a much larger  $\Delta u_0$  at the reader coil, which renders an increased operating distance.

Fig. 10 shows the waveforms of the transmitted data at the reader coil and the extracted data received by the transponder, at the minimum  $k$  of 0.02. Fig. 11 shows the waveforms of the extracted clock signal and the transponder coil voltage during load modulation, at the maximum  $k$  of 0.1.

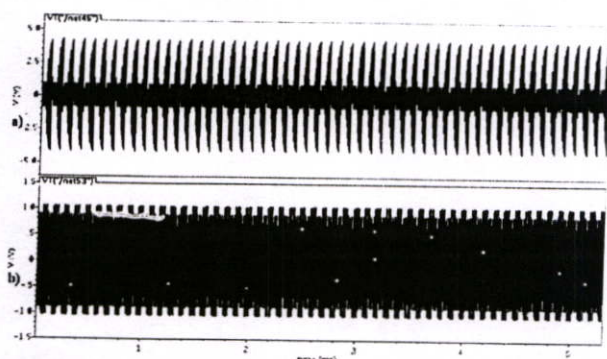


Figure 9. Received voltage at reader coil due to load modulation of a) high voltage transponder and b) low-voltage transponder

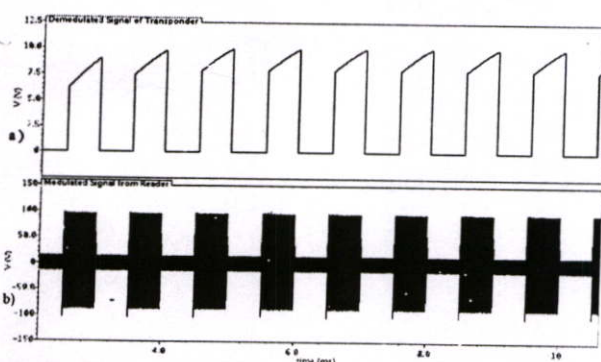


Figure 10. Demodulation at  $k = 0.02$  a) Demodulated signal transponder and b) transmitted signal at reader coil

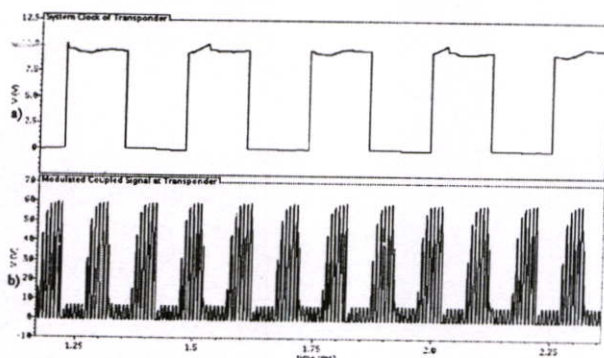


Figure 11. a) Extracted clock signal and b) transponder coil voltage during load modulation

TABLE I.  
Performance summary

Technology	0.35- $\mu$ m high-voltage CMOS
Carrier Frequency	125 kHz
Modulation Type	90% ASK
Data rate	3.9 kbps
Range of $k$	0.02 - 0.1
Current in reader coil	1 A.

## V. Conclusion

An all high-voltage analog front-end circuitry for RFID transponder is presented. Since all circuits have been realized with high-voltage devices, large load modulation depth is permitted to increase the operating distance. Moreover, RF limiter is no longer needed, therefore significant chip area and power consumption are saved. The proposed circuit has a strong potential for realization of a long read-range RFID transponder.

## VI. Acknowledgment

Financial support from Thailand Research Fund (grant no. RSA 4680027), and Thailand Graduate Institute of Science and Technology (grant no. TG-44-22-49-085M), are gratefully acknowledged.

## VII. References

- [1] Klaus Finkenzeller, *RFID Handbook : fundamentals and applications in contactless smart cards and identification*, 2 ed., Wiley, 2003.
- [2] N. Rueangsri and A. Thanachayanont, "Coil Design for Optimum Operating Range of Magnetically-Coupled RFID System," *IEEE ISICIT 2006*, pp. F4D-2
- [3] B. Jiang, J. R. Smith and et. al., "Energy Scavenging for Inductively Coupled Passive RFID Systems," *IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference (IMTC 2005)*, pp. 984-989, May 2005
- [4] T. A. Demassa and Z. Ciccone, *Digital Integrated Circuits.*, John Wiley & Son, 1996
- [5] Y. Ji-Ren, I. Karlsson and C. Svensson, "A True Single-Phase-Clock Dynamic CMOS Circuit Technique," *IEEE Transactions on Solid-State Circuits*, vol. sc-22, no. 5, pp. 899 - 901, 1987
- [6] "EM 4005 EM4105," EM Microelectronic - Marin SA
- [7] P. Raker et al., "Secure Contactless Smartcard ASIC with DPA Protection," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 36, no.3, pp. 559 - 565, March 2001

## ประวัติผู้เขียน

ชื่อ-นามสกุล	นายนครินทร์ เรืองศรี
วัน เดือน ปีเกิด	19 กุมภาพันธ์ 2526
ที่อยู่	550 ถ. ช้างเผือก ต. ในเมือง อ. เมืองนครราชสีมา จ. นครราชสีมา
ประวัติการศึกษา	2547 จบการศึกษาระดับปริญญาตรีจากสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า เจ้าคุณทหารลาดกระบัง คณะวิศวกรรมศาสตร์ สาขาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์
ความชำนาญ	การออกแบบวงจรรวมอนาล็อก สมองกลฝังตัว
ประวัติการวิจัย	2547 โครงการเครื่องจัดคิวอัตโนมัติ (ปริญญาโท) 2548 โครงการระบบป้ายรถเมล์อัจฉริยะ (แสดงในงานแสดงผลงาน ระดับมหาวิทยาลัย ปี 2548) 2549 โครงการไม้เท้านำทางอัจฉริยะสำหรับผู้พิการทางสายตา (แสดง ในงานลาดกระบังนิทรรศน์ปี 2549)
ทุนการศึกษา	ทุนการศึกษาโครงการทุนบัณฑิตวิทยาศาสตร์และเทคโนโลยีแห่งชาติ (TGIST) หมายเลขทุน TG-44-22-49-085M