

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

ระบบระบุลักษณะของวัตถุด้วยคลื่นความถี่วิทยุ

RADIO FREQUENCY IDENTIFICATION



๕๖๓
๘ ๑๔๗๘
๑๕๕๘

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน..... 82470
วัน,เดือน,ปี...๑...๑...๑... 2551

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาคามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2550

b. ๑๑๙ ๔๖๓๒๕
i.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่ชนดานการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ระบบระบุลักษณะของวัตถุด้วยคลื่นความถี่วิทยุ
RADIO FREQUENCY IDENTIFICATION

โดย

นาย ธนารัตน์ หงส์มังกร 47012213

อาจารย์ที่ปรึกษา

ผศ. ประภากร สุวรรณะ

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2550

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ระบบระบุลักษณะของวัตถุด้วยคลื่นความถี่วิทยุ
RADIO FREQUENCY IDENTIFICATION

โดย

นาย ธนรัชต์ หงส์มังกร 47012213



ปริญญานิพนธ์สำหรับปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2550

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญานิพนธ์ ปีการศึกษา 2550

ภาควิชา อิเล็กทรอนิกส์

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง ระบบระบุลักษณะของวัตถุด้วยคลื่นความถี่วิทยุ (Radio Frequency Identification)

ผู้จัดทำ

1. นาย ธนารักษ์ หงส์มังกร 47012213



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

RFID

นาย ธนารักษ์ หงส์มังกร รหัส 47012213

ผศ. ประภากร สุวรรณะ อาจารย์ที่ปรึกษา

ภาคเรียนที่ 2 ปีการศึกษา 2550

บทคัดย่อ

โครงการนี้เป็นการนำเสนอระบบระบุลักษณะของวัตถุด้วยคลื่นความถี่วิทยุโดยใช้ย่านความถี่คลื่นพาห์ 13.56MHz โดยต้องการที่จะศึกษาเกี่ยวกับพื้นฐานและหลักการของ RFID ว่ามีการทำงานอย่างไรซึ่งวงจรที่ใช้ในโครงการนี้ส่วนแรกซึ่งเป็นส่วนของ Reader จะประกอบไปด้วยส่วนของมอดคูเลเตอร์, ออสซิลเลเตอร์, เพาเวอร์แอมป์, Reader Coil และส่วนที่สองคือส่วนของ Tag ซึ่งประกอบไปด้วยส่วนของ Tag Coil วงจรเรียงกระแส และส่วนของ Regulator ซึ่งส่วนของ Tag นั้นจะมีส่วนของวงจรที่ใช้ในการสร้างข้อมูลจำลองเพื่อใช้ในการทดลองนำไป Modulate แล้วส่งไปยัง Reader และใช้วิธีการ มอดคูเลชั่นแบบ ASK (Amplitude Shift Keying)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

RFID

Mr. Tanaratt Hongmangkorn ID. 47012213

Asst.Prof. Prapakorn Suwanna Adviser

Semester 2ND Year 2007

Abstract

This project presents the Radio Frequency Identifications that use 13.56MHz carrier frequency. This project wants to study about the basic and concept of RFID technology. The first part of the circuit that be use in this project is Reader. It contains Modulator,Oscillator,Power Amplifier and Reader Coil Antena. And the second is the part of Tag that contains Tag Coil Antena,Rectifier and Regulator. In the part of tag,it has the data simulation circuit for test to modulation and send it to the Reader. And uses the Amplitude Shift Keying Modulations.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

โครงการนี้จะไม่สามารถสำเร็จเสร็จลุล่วงไปได้เลย หากไม่ได้รับการช่วยเหลือและคำปรึกษาจาก ผศ.ประภากร สุวรรณะ อาจารย์ที่ปรึกษาที่คอยแนะนำและให้คำปรึกษาในการทำงานเป็นอย่างดี อีกทั้งเพื่อนๆที่คอยช่วยเหลือในการทำงาน และต้องขอขอบพระคุณบิดา มารดาของข้าพเจ้าทั้งสอง,ภาควิชาอิเล็กทรอนิกส์ ที่คอยสนับสนุนเงินทุนในการทำโครงการนี้เป็นอย่างดี



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

	หน้า
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 ความรู้เบื้องต้นเกี่ยวกับเทคโนโลยี RFID	1
1.2 ความถี่ของคลื่นพาหะ	3
1.2.1 มาตรฐานStandardization	3
1.3 คลื่นพาหะและมาตรฐานของระบบการชี้เฉพาะ โดยคลื่นความถี่วิทยุ	5
บทที่ 2 ทฤษฎี	7
2.1 ส่วนประกอบของระบบการชี้เฉพาะด้วยคลื่นความถี่วิทยุ	7
2.2 ลักษณะการทำงานของระบบการชี้เฉพาะด้วยคลื่นความถี่วิทยุ	7
2.2.1 วิธีการรับส่งข้อมูลระหว่างเครื่องลูกข่ายและเครื่องอ่าน	8
2.3 การสื่อสารแบบไร้สาย	9
2.4 เทคนิคการมอดูเลต	9
2.5 อัตราการรับส่งข้อมูลและแบนด์วิดท์	12
2.6 ระยะเวลาการรับส่งข้อมูลและกำลังส่ง	12
2.7 ขั้นตอนการทำงานระหว่าง เครื่องลูกข่าย และ เครื่องอ่าน	13
2.8 ลักษณะการทำงานรับส่งข้อมูล โดยใช้คลื่นวิทยุ	14
2.9 เทคโนโลยี RFID ที่ใช้การสื่อสารแบบ Duplexing	16
2.10 การส่งข้อมูลจากเครื่องลูกข่ายมายังเครื่องอ่าน	19
2.11 คุณลักษณะของการกำทอน และค่าคุณภาพของการกำทอน(Quality Factor,Q)	20
2.12 วงจรเรโซแนนซ์	22
2.13 ทฤษฎีพื้นฐานของการออกแบบ antenna	26
2.14 ค่าเหนี่ยวนำร่วม (Mutual Inductance)	34
2.15 วงจรตีเทกเตอร์ AM	38
2.16 การแมทซ์อิมพีแดนซ์ (Impedance Matching)	42
2.17 Class C Power Amplifier	50
บทที่ 3 การออกแบบวงจรในส่วนของ Reader และ Tag	52
3.1 การออกแบบวงจรในส่วนของ Reader	52

3.1.1 ส่วนของวงจรส่วนของวงจร Carrier Oscillator,PA Driver, Power Amplifier,Matching Circuit	52
3.1.2 ส่วนของวงจร Power Amplifier, Matching Circuit และ Reader Coil	53
3.1.3 ส่วนของวงจร Demodulator และ Low Pass Filter	57
3.1.4 ส่วนของวงจร Comparator	58
3.2 การออกแบบวงจรในส่วนของ Tag	59
3.2.1 การออกแบบวงจร Tag Regulator	59
3.2.2 การคำนวณหาค่า NQ ของ Tag	64
3.2.3 ส่วนของวงจรสร้างสัญญาณข้อมูลจำลองและ Load Modulator	70
บทที่ 4 การทดลองและบันทึกผล	71
4.1 วิธีการทดลอง	77
4.1.1 การวัดการกินกระแสของวงจร Tag ทั้งหมด	71
4.1.2 การทดสอบวงจรรักษาระดับแรงดัน	71
4.1.3 การทดลองวัดการเหนี่ยวนำที่ระยะต่างๆกัน	72
4.1.4 การทดลองเพื่อสังเกตสัญญาณที่ทำการ Modulate และสัญญาณที่ Demodulate ได้	72
4.2 ผลการทดลอง	72
4.2.1 ผลการทดลองการวัดการกินกระแสของวงจร Tag ทั้งหมด	72
4.2.2 ผลการทดสอบวงจรรักษาระดับแรงดัน	73
4.2.3 ผลการทดลองวัดการเหนี่ยวนำที่ระยะต่างๆกัน	74
4.2.4 ผลการทดลองเพื่อสังเกตสัญญาณที่ทำการ Modulate และสัญญาณที่ Demodulate ได้	76
บทที่ 5 สรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง	84
5.1 สรุปผลการทดลอง	84
5.2 วิจารณ์ผลการทดลอง	84

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป

	หน้า
รูปที่ 1.1 ตัวอย่างระบบ Auto – ID ในแต่ละประเภท	4
รูปที่ 2.2 แผนผังการทำงานของระบบการชี้เฉพาะด้วยคลื่นความถี่วิทยุ	8
รูปที่ 2.3 การสื่อสารระหว่างเครื่องลูกข่ายและตัวรับข้อมูล	9
รูปที่ 2.4 ตัวอย่างการทำ ASK	10
รูปที่ 2.5 ตัวอย่างการทำ FSK	10
รูปที่ 2.6 ตัวอย่างการทำ PSK	10
รูปที่ 2.7 รูปแสดงผลของ Load Modulation โดยวิธี ASK	11
รูปที่ 2.8 ความแตกต่างของการสื่อสารแบบ Full Duplex, Half-Duplex และ Sequential	15
รูปที่ 2.9 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างกระแสและคุณภาพการคำทอนของวงจรอนุกรม R-L-C	21
รูปที่ 2.10 วงจรเรโซแนนซ์ที่ใช้ LC	22
รูปที่ 2.11 วงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรม	23
รูปที่ 2.12 วงจรเรโซแนนซ์แบบขนาน หรือ วงจรเทงค์	24
รูปที่ 2.13 การคำนวณสนามแม่เหล็กที่ตำแหน่ง P เนื่องจากกระแสที่ไหลในลวดเส้นตรง	26
รูปที่ 2.14 การคำนวณสนามแม่เหล็กที่ตำแหน่ง P เนื่องจากกระแสที่ไหลในลวดเป็นรูป	27
รูปที่ 2.15 ความสัมพันธ์ระหว่างสนามแม่เหล็กกับระยะทาง r	27
รูปที่ 2.16 โครงสร้างพื้นฐานของตัวอ่านและแท็กส์ในการประยุกต์ใช้ RFID	29
รูปที่ 2.17 ตำแหน่งของสายอากาศของ Tag	30
รูปที่ 2.18 ขดลวดลูปสี่เหลี่ยมหลายชั้น	34
รูปที่ 2.19 ฟลักซ์สนามแม่เหล็กที่เกิดขึ้น	35
รูปที่ 2.20 ขดลวดที่ค่า Self-Inductance เท่ากับ L_1 และ L_2	36
รูปที่ 2.21 ทิศทางของกระแสและแรงดันที่เกิดขึ้นในขดลวด	37
รูปที่ 2.22 สัมประสิทธิ์การคัลป์ปลิง	38
รูปที่ 2.23 หลักการใช้โคโอดเป็นตัวคิเทกเตอร์สัญญาณ AM	39
รูปที่ 2.24 วงจรคิเทกเตอร์สัญญาณ AM	40
รูปที่ 2.25 หลักการกรองความถี่ IF	41
รูปที่ 2.26 วงจรเสมือนอิมพีแดนซ์	42
รูปที่ 2.27 วงจรแมทซ์อิมพีแดนซ์อย่างง่ายที่สุด	44
รูปที่ 2.28 การแมทซ์อิมพีแดนซ์ ระหว่าง R_1 และ R_2	46

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

	หน้า
รูปที่ 2.29 วงจรเสมือนของสายส่ง	47
รูปที่ 2.30 การคำนวณค่าอิมพีแดนซ์แมทซิ่งของสายส่งด้วยวงจร LC	49
รูปที่ 2.31 การคำนวณค่าอิมพีแดนซ์แมทซิ่งของสายส่งด้วยวงจร LC (ต่อ)	50
รูปที่ 2.32 กราฟแสดงวงจรขยายคลาส C	51
รูปที่ 2.33 กราฟแสดงการ drive กระแสของวงจรขยายคลาส C	51
รูปที่ 2.34 กราฟแสดงการ drive กระแสของวงจรขยายคลาส C ขณะเกิด overdrive	51
รูปที่ 3.1 Block diagram แสดงการทำงานของวงจรในส่วนของ Reader	52
รูปที่ 3.2 ส่วนของวงจร Carrier Oscillator, PA Driver, Power Amplifier, Matching Circuit ที่ใช้งาน	53
รูปที่ 3.3 ส่วนของวงจร Power Amplifier, Matching Circuit และ Reader Coil	53
รูปที่ 3.4 วงจร Demodulator และ Low Pass Filter ที่ใช้งาน	57
รูปที่ 3.5 วงจร Comparator ที่ใช้งาน	58
รูปที่ 3.6 บล็อกไดอะแกรมของวงจร Tag	59
รูปที่ 3.7 ส่วนของวงจร Tag Regulator	59
รูปที่ 3.8 Tag Coil ชนิด Rectangular loop	64
รูปที่ 3.9 กราฟแสดง ripple filter เพื่อใช้สำหรับการคำนวณ $R_{L(Ac)}$	67
รูปที่ 3.10 วงจร Load Modulator ที่ใช้งาน	70
รูปที่ 3.11 วงจรสร้างสัญญาณข้อมูลจำลอง	70
รูปที่ 4.1 วงจร Tag ที่ใช้ในการทดลอง	71
รูปที่ 4.2 รูปสัญญาณก่อนเกิดการ Modulation	76
รูปที่ 4.3 รูปสัญญาณที่ทำการ Modulate แล้วด้วย Duty Cycle 50% (ระยะห่างระหว่าง Tag-Reader = 0cm)	77
รูปที่ 4.4 รูปสัญญาณที่ทำการ Modulate แล้วด้วย Duty Cycle 50% (ระยะห่างระหว่าง Tag-Reader = 1cm)	78
รูปที่ 4.5 รูปสัญญาณที่ทำการ Modulate แล้วด้วย Duty Cycle 50% (ระยะห่างระหว่าง Tag-Reader = 2cm)	79
รูปที่ 4.6 รูปสัญญาณที่ทำการ Modulate แล้วด้วย Duty Cycle 50% (ระยะห่างระหว่าง Tag-Reader = 3cm)	80

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 4.7 รูปสัญญาณที่ทำการDemodulateและผ่านComparator แล้ว เมื่อสัญญาณมี Duty Cycle 50%	81
รูปที่ 4.8 รูปสัญญาณที่ทำการModulateแล้วด้วยDuty Cycle 20%	82
รูปที่ 4.9 รูปสัญญาณที่ทำการDemodulateและผ่านComparator แล้ว เมื่อสัญญาณมี Duty Cycle 20%	83



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

	หน้า
ตารางที่ 1.1 ยานความถี่ต่างๆของระบบการชี้เฉพาะ โดยคลื่นความถี่วิทยุและการใช้งาน	5
ตารางที่ 2.1 ความถี่มาตรฐานกับ RFID tags แบบ ต่างๆ ที่มา : “RFID Overview”, Greg Leeming, Intel Corporation, 2004	13
ตารางที่ 2.2 ความหลากหลายของชิปที่ใช้บันทึกข้อมูลในเครื่องถูกข่าย RFID แยกตามประเภท	17
ตารางที่ 2.3 แสดงผลการทำงานของ RFID ที่ความถี่ย่านต่างๆ	19
ตารางที่ 2.4 ค่าแสดงคุณลักษณะของการกำทอนของวงจร R-L-C	22
ตารางที่ 2.5 AWG WIRE CHART	33
ตารางที่ 3.1 สรุปค่าพารามิเตอร์ที่คำนวณได้ของวงจร Tag	69
ตารางที่ 4.1 ตารางแสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันและกระแส โดยวัดที่ V in ค่าต่างๆ	73
ตารางที่ 4.2 ตารางแสดงผลการทดลองเมื่อใช้ R Load = 250 Ω	74
ตารางที่ 4.3 ตารางแสดงผลการทดลองเมื่อใช้ R Load = 500 Ω	74
ตารางที่ 4.4 ตารางแสดงผลการทดลองเมื่อใช้ R Load = 750 Ω	75
ตารางที่ 4.5 ตารางแสดงผลการทดลองเมื่อใช้ R Load = 1k Ω	75
ตารางที่ 4.6 ตารางแสดงผลการทดลองเมื่อใช้ R Load = ∞	76

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความรู้เบื้องต้นเกี่ยวกับเทคโนโลยี RFID

RFID หรือระบบการชี้เฉพาะด้วยคลื่นความถี่วิทยุ (Radio Frequency Identification) คือระบบชี้เฉพาะอัตโนมัติ (Automatic Identification) ที่ใช้สัญญาณวิทยุพลังต่ำเพื่อแลกเปลี่ยนข้อมูล แบบไร้สาย (Wireless) องค์ประกอบในระบบการชี้เฉพาะ โดยคลื่นความถี่วิทยุ จะมีหลักๆอยู่ 2 ส่วนด้วยกัน คือ ส่วนแรกคือ ฉลากหรือป้ายขนาดเล็กซึ่งถือว่าเป็นเครื่องถูกข่ายที่จะถูกผนึกอยู่กับวัตถุที่เราสนใจ โดยฉลากนี้จะทำการบันทึกข้อมูลเกี่ยวกับวัตถุชิ้นนั้นๆเอาไว้ ฉลากดังกล่าวมีชื่อเรียกว่า ทรานสปอนเดอร์ (Transponder , Transmitter&Responder) หรือที่เรียกกันโดยทั่วไปว่า “เครื่องถูกข่าย” (Tag) ส่วนที่สองก็คืออุปกรณ์สำหรับอ่านหรือเขียนข้อมูลภายในเครื่องถูกข่าย มีชื่อเรียกอย่างรวมๆว่า ทรานสซีฟเวอร์ (Transceiver , Transmitter&Receiver) หรือเรียกกันโดยทั่วไปว่า “เครื่องอ่าน” (Reader) ทั้งสองส่วนจะสื่อสารกันโดยอาศัยช่องความถี่วิทยุ สัญญาณนี้ผ่านได้ทั้งโลหะและอโลหะแต่ละไม่สามารถติดต่อกับเครื่องอ่านให้อ่านได้โดยตรง เมื่อเครื่องอ่านส่งข้อมูลผ่านความถี่วิทยุ แสดงถึงความต้องการข้อมูลที่ถูกระบุไว้จากป้าย ป้ายจะตอบข้อมูลกลับและเครื่องอ่านจะส่งข้อมูลต่อไปยังส่วนประมวลผลหลักของคอมพิวเตอร์ โดยเครื่องอ่านจะติดต่อสื่อสารกับคอมพิวเตอร์โดยผ่านสายเครือข่าย LAN (Local Area Network) หรือส่งผ่านทางความถี่วิทยุจากทั้งอุปกรณ์มีสายและอุปกรณ์ไร้สาย

โดยหลักการทำงานนั้นจะใช้คลื่นความถี่วิทยุ (Radio Frequency) ในการสื่อสารระหว่างเครื่องอ่านข้อมูล (Reader) หรือ เครื่องเขียนข้อมูล (Writer) โดยการมอดดูเลชัน (Modulation) ข้อมูลที่ต้องการส่งเข้ากับคลื่นพาห์ (Carrier) แล้วแพร่กระจายคลื่นวิทยุผ่านสายอากาศ (Antenna) ออกไป

ในส่วนของป้ายหรือแท็กนั้นจะรับเอาคลื่นวิทยุที่ประกอบด้วย คลื่นพาห์และข้อมูลเข้ามาทางสายอากาศ และทำการแปลงคลื่นวิทยุดังกล่าวไปเป็นพลังงานไฟฟ้ายังผลให้วงจรอิเล็กทรอนิกส์ภายในสามารถส่งข้อมูลจำเพาะที่แสดงถึง “Identity” กลับมาประมวลผลที่ตัวอ่านได้ การรับส่งสัญญาณระหว่างแท็กกับตัวอ่านไม่จำเป็นต้องอยู่ในแนวเส้นตรง นอกจากนี้ตัวรีดเดอร์ (Reader) ของ RFID สามารถจำและประมวลผลแท็กส์ พร้อมกันได้เป็นร้อยๆอันเลยทีเดียว

ในส่วนปัจจุบันแท็กส์ ของ RFID ถูกทำขึ้นเป็นวงจรรวมแล้วต่อเข้ากับสายอากาศโดยข้อมูลจะถูกเก็บไว้ในไอซี แล้วส่งเข้าไปในสายอากาศ ขนาดของแท็กส์มีตั้งแต่เท่ากับเมล็ด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์หรือการเขียนเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนำไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาตถือว่าผิดกฎหมาย
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ข่าวจนถึงเท่ากับก้อนอิฐ โดยแท็กส์จะมีอยู่สองชนิดด้วยกันคือ แบบพาสซีฟ (ไม่ใช่แบตเตอรี่) และแบบแอคทีฟ (ใช้แบตเตอรี่ในตัวสำหรับการทำงาน) ส่วนความเร็วและช่วงของการส่งผ่านข้อมูลจะขึ้นอยู่กับความถี่ของสัญญาณวิทยุ, ขนาดของเสาอากาศ รวมทั้งกำลังงานของเอาต์พุต แท็กส์เป็นไปได้ทั้งแบบอ่านได้อย่างเดียว หรือทั้งอ่านและเขียน หรือแบบรวมกันทั้งสองแบบ โดยข้อมูลบางอย่างจะถูกเก็บไว้อย่างถาวรในแท็กส์อย่างเช่น ซีเรียลนัมเบอร์ ส่วนหน่วยความจำที่เหลือจะถูกไว้ใช้ภายหลัง โดยอาจใช้เพื่อเข้ารหัสข้อมูลหรืออาจใช้สำหรับอัปเดตข้อมูล

ระบบนั้น RFID ได้ถูกพัฒนามาตั้งแต่ปี ค.ศ. 1980 เพื่อวัตถุประสงค์หลักในการใช้กับงานที่ระบบฉลากแบบบาร์โค้ดไม่สามารถใช้การได้โดย จุดเด่นที่สำคัญของ RFID Tags เปรียบเทียบกับ Barcode

1. สามารถอ่านข้อมูลได้อย่างถูกต้องรวดเร็ว ไม่ต้องมีการสัมผัสกับ Tag
2. สามารถอ่านค่าได้แม้ในสภาพที่ทัศนวิสัยไม่ดี หรือสามารถอ่านค่าได้ในขณะที่วัตถุที่กำลังเคลื่อนที่ เช่น สินค้าที่กำลังเคลื่อนที่อยู่บนสายพานการผลิต
3. ทนต่อความเปียกชื้น แรงสั่นสะเทือน การกระทบกระแทก
4. สามารถอ่านและบันทึกข้อมูลได้หลายครั้ง สามารถนำกลับมาใช้ใหม่ได้ Tim Page 4/18
5. สามารถสื่อสารผ่านตัวกลางได้หลายอย่างเช่น น้ำ, พลาสติก, กระจก หรือ วัสดุทึบแสงอื่นๆ ในขณะที่ บาร์โค้ดทำไม่ได้
6. สามารถอ่านข้อมูลของผลิตภัณฑ์ได้พร้อมกันครั้งละ หลายๆชิ้น ในขณะที่ Barcode อ่านได้เพียงทีละชิ้น

ปัจจุบันมีการนำ RFID มาใช้งานกันในงานหลายอย่าง ไม่ว่าจะเป็นบัตรชนิดต่างๆ เช่น บัตรประจำตัวประชาชน บัตรเอทีเอ็ม บัตรสำหรับผ่านเข้า-ออกห้องพัก บัตรโดยสารของสายการบิน บัตรจอดรถในสลากรของสินค้าหรือแม้แต่ใช้ฝังลงในตัวสัตว์เพื่อบันทึกประวัติ เป็นต้น การนำ RFID มาใช้งานก็เพื่อประโยชน์ในการตรวจสอบการผ่านเข้าออกบริเวณใดบริเวณหนึ่งหรือเพื่ออ่านหรือเก็บข้อมูลเอาไว้ ยกตัวอย่างในกรณีที่เป็นสลากรสินค้า RFID ก็จะถูกนำมาใช้เก็บข้อมูลเกี่ยวกับสินค้า เพื่อให้สามารถทราบที่มาที่ไปของสินค้าชิ้นนั้นๆ ได้เป็นต้น สำหรับรูปแบบของเทคโนโลยี RFID ที่ใช้ในการดังกล่าวก็มีทั้งแบบสมาร์ทการ์ดที่สามารถถูกเขียนและอ่านข้อมูลออกมาได้โดยไม่ต้องมีการสัมผัสกับเครื่องอ่านบัตรหรือคอนแทกเลสสมาร์ทการ์ด, เหรียญ, เป้าหรือสลากรที่มีขนาดเล็กจนสามารถแทรกกระหว่างชั้นของเนื้อกระดาษหรือฝังเอาไว้ในตัวสัตว์ได้เลยทีเดียว การใช้บัตรอัจฉริยะ (Smart Card) และระบบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตรวจสอบรหัสโดยใช้ความถี่วิทยุ (RFID) เป็นที่ยอมรับอย่างสูงว่า RFID เป็นเทคโนโลยีที่เอื้ออำนวยต่อการใช้งานที่ต้องการ การบ่งบอกความแตกต่างหรือข้อมูลจำเพาะของแต่ละบุคคล ที่สามารถทำงานได้ถูกต้องแม่นยำ รวดเร็วและมีความเป็นอัตโนมัติกว่าระบบตรวจสอบรหัสในระบบอื่นๆ เช่น รหัสแบบแท่ง (Barcode) การใช้งานที่ง่ายและยังเพิ่มขีดความสามารถในการให้บริการเสริมในเชิงพาณิชย์ด้านต่างๆ อีกทั้งยังสอดคล้องกับเทคโนโลยีทางการเก็บข้อมูลคอมพิวเตอร์ยังผลให้การขยายตัวของการใช้งาน RFID/Smart Card สูงขึ้นอย่างก้าวกระโดด

1.2 ความถี่ของคลื่นพาหะ

ในปัจจุบันได้มีการรวมกลุ่มระหว่างแต่ละประเทศ เพื่อทำการกำหนดมาตรฐานความถี่คลื่นพาหะของระบบ RFID โดยมีสามกลุ่มใหญ่ๆคือ กลุ่มในประเทศยุโรปและแอฟริกา(Region 1) , กลุ่มประเทศอเมริกาเหนือและอเมริกาใต้ (Region 2) และสุดท้ายคือกลุ่มประเทศตะวันออกไกลและออสเตรเลีย (Region 3) ซึ่งแต่ละกลุ่มประเทศจะกำหนดแนวทางในการเลือกใช้ความถี่ต่างๆให้แก่บรรดาประเทศสมาชิก อย่างไรก็ตาม ความถี่ของคลื่นพาหะที่นิยมใช้งานในย่านความถี่ต่ำ ย่านความถี่ปานกลางและย่านความถี่สูงก็คือ 125 kHz ,13.56 kHz และ 2.45 GHz นอกจากนี้รัฐบาลของแต่ละประเทศโดยทั่วไปจะมีการออกกฎหมายเกี่ยวกับระเบียบการใช้งานย่านความถี่ต่างๆรวมถึงกำลังส่งของระบบ RFID ด้วย

1.2.1 มาตรฐานStandardization

เนื่องจากการที่กำหนดมาตรฐานออกมาใช้ในประเทศอย่างเป็นทางการถ้าจะส่งผลให้เทคโนโลยี RFID ในประเทศมีการพัฒนาซ้ำตามไปด้วย ซึ่งมาตรฐานของ RFID สามารถแบ่งออกเป็นสองส่วนได้แก่

คลื่นความถี่ (RF spectrum) : คลื่นความถี่ที่จะใช้สำหรับอุปกรณ์ RFID นี้ค่อนข้างยากที่จะกำหนดให้เป็นมาตรฐานสากล เนื่องจากแต่ละประเทศเป็นเจ้าของและเป็นผู้ควบคุมการใช้คลื่นความถี่เอง ดังนั้น จึงขึ้นอยู่กับแต่ละประเทศที่จะเป็นผู้พิจารณาจัดสรรคลื่นความถี่สำหรับการใช้งานประเทศต่างๆ

มาตรฐาน RFID (RFID Standard) : บริษัทผู้ผลิตต่างๆได้พัฒนาและผลิตระบบ RFID ออกมาโดยมีมาตรฐานที่ใช้ในการส่งถ่ายข้อมูลระหว่างเครื่องอ่านกับแท็กส์ที่แตกต่างกันออกไป ทั้งนี้ ขึ้นอยู่กับความต้องการของตลาดเป็นสำคัญ

อย่างไรก็ตาม หลายองค์กรได้ตระหนักถึงปัญหาเรื่องมาตรฐานนี้ และได้เริ่มมีการพัฒนาระบบมาตรฐานขึ้นมาทั้งในยุโรปและอเมริกา ตัวอย่างเช่น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- หน่วยงาน ANSI's X3T6 ซึ่งประกอบไปด้วยผู้ผลิตและผู้ใช้งานระบบ RFID ในอเมริกาได้กำลังทำการพัฒนามาตรฐานของระบบ RFID ที่ความถี่ 2.45 GHz ขึ้นมา
- The International Organization for standards : ISO ก็ได้มีมาตรฐานเกี่ยวกับการใช้ระบบ RFID กับงานปศุสัตว์ออกมาแล้ว คือ ISO 111784 และ 111785
- The Electronic Product Code (EPC Global) เป็นองค์กรที่เกิดจากความร่วมมือระหว่าง the Uniform Code Council (UCC) และ EAN International โดยได้รับการสนับสนุนจากภาคอุตสาหกรรม ทำหน้าที่ในการกำหนด และพัฒนามาตรฐานรหัสของสินค้าอิเล็กทรอนิกส์และ โครงข่าย มาตรฐาน EPC นี้เป็นมาตรฐานเปิด (Open standard) พัฒนาขึ้น โดย the Auto-ID Center ซึ่งได้รับทุนจากบริษัทขนาดใหญ่หลายบริษัท ได้แก่ บริษัท Coca-Cola , Intel , Wal-Mart และ Philips Semiconductors เป็นต้น โดยมีวัตถุประสงค์เพื่อที่จะทำให้ราคาอุปกรณ์ฮาร์ดแวร์ลดต่ำลงจนอยู่ในระดับที่สามารถนำ RFID ไปติดไว้กับสินค้ารายชิ้นนั้นได้



บาร์โค้ด



รหัสแท่ง 2 มิติ



สแกนนิ้วมือ



การรู้จำตัวอักษร



การจดจำภาพ



สแกนนิ้วมือ



การรู้จำเสียง

รูปที่ 1.1 ตัวอย่างระบบ Auto-ID ในแต่ละประเภท

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.3 คลื่นพาหะและมาตรฐานของระบบการชี้เฉพาะโดยคลื่นความถี่วิทยุ

ในปัจจุบันได้มีการรวมกลุ่มระหว่างแต่ละประเทศ เพื่อทำการกำหนดมาตรฐานความถี่คลื่นพาหะของระบบการชี้เฉพาะโดยคลื่นความถี่วิทยุ โดยมีสามกลุ่มใหญ่ๆคือ กลุ่มประเทศในยุโรปและแอฟริกา (Region 1) ,กลุ่มประเทศอเมริกาเหนือและอเมริกาใต้(Region 2) และสุดท้ายคือกลุ่มประเทศตะวันออกไกลและออสเตรเลีย (Region 3) ซึ่งแต่ละกลุ่มประเทศจะกำหนดแนวทางในการเลือกใช้ความถี่ต่างๆให้แก่บรรดาประเทศสมาชิก

ย่านความถี่	คุณลักษณะ	การใช้งาน
ย่านความถี่ต่ำ 100-500 kHz มาตรฐานความถี่ที่ใช้งานกัน โดยทั่วไปคือ 125 kHz	-ระยะการรับส่งข้อมูลใกล้ -ต้นทุนไม่สูง -ความเร็วในการอ่านข้อมูลต่ำ -ความถี่ในย่านนี้เป็นที่แพร่หลายทั่วโลก	-Access Control -ปลั๊กคว์ -ระบบคงคลัง -รถยนต์
ย่านความถี่กลาง 10-15MHz ความถี่มาตรฐานที่ใช้งาน ทั่วไปคือ 13.56 MHz	-ระยะการรับส่งข้อมูลปานกลาง -ราคามีแนวโน้มถูกลงในอนาคต -ความเร็วในการอ่านข้อมูลปานกลาง -ความถี่ในย่านนี้เป็นที่แพร่หลายทั่วโลก	- Access Control - สมาร์ทการ์ด
ย่านความถี่สูง 850 – 950 MHz 2.4-5.8 GHz ความถี่มาตรฐานที่ใช้งาน ทั่วไปคือ 2.45 GHz	- ระยะการรับส่งข้อมูลไกล (10เมตร) -ความเร็วในการอ่านข้อมูลสูง -ราคาแพง	- รถไฟ - ระบบเก็บค่าผ่านทาง

ตารางที่ 1.1 ย่านความถี่ต่างๆของระบบการชี้เฉพาะ โดยคลื่นความถี่วิทยุและการใช้งาน
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อย่างไรก็ตาม ความถี่ของคลื่นพาหะที่นิยมใช้งานในย่านความถี่ต่ำ ย่านความถี่ปานกลาง และ ย่านความถี่สูงก็คือ 125kHz , 13.56MHz และ 2.45GHz ตามลำดับดังที่แสดงไว้ในตารางที่ 1 นอกจากนี้รัฐบาลของแต่ละประเทศ โดยทั่วไปจะมีการออกกฎหมายเกี่ยวกับระเบียบการใช้งาน ย่านความถี่ต่างๆ รวมถึงกำลังส่งของระบบการชี้เฉพาะ โดยคลื่นความถี่วิทยุด้วย

ในแง่ของราคาและความเร็วในการสื่อสารข้อมูล เมื่อเทียบกันแล้ว ระบบการชี้เฉพาะโดย คลื่นความถี่วิทยุ ซึ่งใช้คลื่นพาหะย่านความถี่สูงเป็นระบบที่มีความเร็วในการส่งข้อมูลสูงสุดและมี ราคาแพงที่สุดด้วยเช่นกัน ส่วนระบบการชี้เฉพาะโดยคลื่นความถี่วิทยุที่ใช้คลื่นพาหะย่านความถี่ ต่ำก็จะมีการส่งข้อมูลต่ำก็จะมีการส่งข้อมูลต่ำและราคาก็จะต่ำคลคลันลงตามไปด้วย



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

ทฤษฎี

2.1 ส่วนประกอบของระบบการชี้เฉพาะด้วยคลื่นความถี่วิทยุ

ในระบบการชี้เฉพาะด้วยคลื่นความถี่วิทยุนั้น จะมีองค์ประกอบหลักๆอยู่ 3 ส่วน คือ

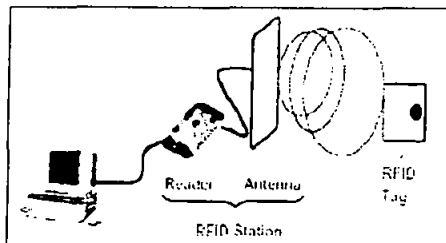
2.1.1 ทรานสปอนเดอร์,ป้าย (Transponder / Tag) หรือเรียกกันว่าเครื่องลูกข่าย โดยใช้ติดกับวัตถุต่างๆที่เราต้องการ โดยมีโครงสร้างภายในประกอบด้วย 2 ส่วนใหญ่ๆได้แก่ ส่วนของวงจรที่ใช้สำหรับเก็บข้อมูลของวัตถุ และขดลวดขนาดเล็กซึ่งทำหน้าที่เป็นสายอากาศ (Antenna) สำหรับรับ-ส่ง สัญญาณคลื่นความถี่วิทยุและสร้างพลังงานป้อนให้ส่วนของวงจร เป็นป้ายชนิดแบบพาสซีฟ (Passive) โดยเป็นป้ายแบบที่ไม่ต้องอาศัยแหล่งจ่ายภายนอกใดๆ เพราะภายในป้ายจะมีวงจรกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำขนาดเล็กเป็นแหล่งจ่ายไฟอยู่ในตัว ทำให้การอ่านข้อมูลได้ไม่ไกลมากนัก โดยระยะการอ่านของข้อมูลจะขึ้นอยู่กับกำลังงานของเครื่องส่งและคลื่นความถี่วิทยุที่ใช้

2.1.2 เครื่องสำหรับอ่าน/เขียนข้อมูลภายในป้าย (Interrogator / Reader) ด้วยคลื่นความถี่วิทยุ โดยเครื่องอ่านจะทำหน้าที่เชื่อมต่อเพื่ออ่านหรือเขียนข้อมูลลงในป้ายด้วยสัญญาณความถี่วิทยุภายในเครื่องอ่านประกอบด้วยเสาอากาศที่ทำด้วยขดลวดทองแดง เพื่อใช้รับ-ส่งสัญญาณ ภาครับและภาคส่งสัญญาณวิทยุ วงจรควบคุมการอ่านและการเขียนข้อมูลซึ่งมักจะเป็นวงจรจำพวกไมโครคอนโทรลเลอร์

2.1.3 ระบบประยุกต์ใช้งาน รวมถึงระบบฮาร์ดแวร์และซอฟต์แวร์ประยุกต์ใช้งาน หรือระบบฐานข้อมูล ทั้งนี้ขึ้นอยู่กับระบบการใช้งานที่เกี่ยวข้อง เช่น ระบบข้อมูลสินค้า ระบบบริหารงานบุคคล

2.2 ลักษณะการทำงานของระบบการชี้เฉพาะด้วยคลื่นความถี่วิทยุ

ระบบการชี้เฉพาะ โดยคลื่นความถี่วิทยุ เป็นระบบที่นำเอาคลื่นวิทยุมาเป็นคลื่นพาหะเพื่อใช้ในการสื่อสารข้อมูลระหว่างอุปกรณ์สองชนิดที่เรียกว่า เครื่องลูกข่าย(ป้าย) และตัวอ่านข้อมูล ซึ่งเป็นการสื่อสารแบบไร้สาย (Wireless) โดยการนำข้อมูลที่ต้องการส่ง มาทำการมอดูเลต (Modulation) กับคลื่นวิทยุแล้วส่งออกผ่านทางสายอากาศที่อยู่ในตัวรับข้อมูล ดังแผนผังการทำงานของระบบการชี้เฉพาะด้วยคลื่นความถี่วิทยุ ในรูปที่ 2.2



รูปที่ 2.2 แผนผังการทำงานของระบบการชี้เฉพาะด้วยคลื่นความถี่วิทยุ

การประยุกต์ใช้งาน ระบบการชี้เฉพาะด้วยคลื่นความถี่วิทยุ จะมีลักษณะการใช้งานที่คล้ายกับบาร์โค้ด (Bar code) และยังสามารถรองรับความต้องการอีกหลายอย่างที่บาร์โค้ดไม่สามารถตอบสนองได้ เนื่องจากบาร์โค้ดจะเป็นระบบที่อ่านได้อย่างเดียว ไม่สามารถทำการเปลี่ยนแปลงข้อมูลที่อยู่บนบาร์โค้ดได้ แต่เครื่องลูกข่ายของระบบการชี้เฉพาะ โดยคลื่นความถี่วิทยุ จะสามารถทั้งอ่านและบันทึกข้อมูลได้ ดังนั้นเราจึงสามารถเปลี่ยนแปลง หรือทำการบันทึกข้อมูลที่อยู่ในเครื่องลูกข่ายได้ตามความต้องการของผู้ใช้งาน

ข้อดีของระบบการชี้เฉพาะ โดยคลื่นความถี่วิทยุ อีกอย่างก็คือ เครื่องลูกข่ายและตัวอ่านข้อมูลสามารถสื่อสารผ่านตัวกลางได้หลายอย่างเช่น น้ำ, พลาสติก, กระดาษ หรือวัสดุทึบแสงอื่นๆ ในขณะที่บาร์โค้ดทำไม่ได้

2.2.1 วิธีการรับส่งข้อมูลระหว่างเครื่องลูกข่ายและเครื่องอ่าน

โดยมากมักจะใช้วิธีการมอดูเลตทางแอมพลิจูดหรือใช้การมอดูเลตทางแอมพลิจูดบวกกับการเข้ารหัสแมนเชสเตอร์ (Manchester encoded AM) แต่ทว่าในปัจจุบันก็มีเครื่องลูกข่ายที่ใช้การมอดูเลตแบบอื่นๆ ด้วย เช่น การมอดูเลชันแบบเฟสชิฟต์คีย์อิง (Phase Shift Keying : PSK) เฟรเควนซีชิฟต์คีย์อิง (Frequency Shift Keying : FSK) หรือการใช้การมอดูเลตทางความถี่ (Frequency Modulation : FM)

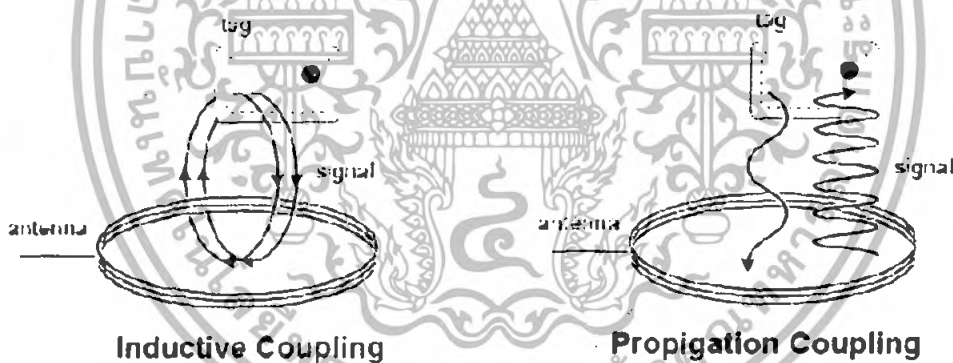
ในการรับส่งข้อมูลหรือสัญญาณวิทยุระหว่างเครื่องลูกข่ายกับเครื่องอ่าน จะได้อย่างมีประสิทธิภาพต่อเมื่อสายอากาศมีความยาวที่เหมาะสมกับความถี่พาหะที่ใช้ งานแน่นอนว่าในทางปฏิบัติคงไม่สามารถนำเสาอากาศที่ใหญ่ขนาดนั้นมาใช้งานกับเครื่องลูกข่ายขนาดเล็กได้ สายอากาศที่ดูจะเหมาะสมจะใช้ร่วมกับเครื่องลูกข่ายมากที่สุดก็คือ สายอากาศที่เป็นขดลวดขนาดเล็กหรือที่มีชื่ออย่างเป็นทางการว่าสายอากาศแบบแมกเนติก ไดโพล (Magnetic dipole Antenna) รูปแบบของสายอากาศแบบนี้ก็จะมียู่หลากหลายทั้งแบบที่เป็นขดลวดพันแกนอากาศหรือแกนเฟอร์ไรต์ แบบเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ที่เป็นวงรูปที่ทำขึ้นจากสายทองแดงบนแผ่นวงจรพิมพ์ ทั้งที่เป็นรูปแบบวงกลมและสี่เหลี่ยม ทั้งนี้ความเหมาะสมในการใช้งานก็แตกต่างกันไปตามความถี่พาหะและประเภทของงานด้วยเช่นกัน

นอกจากการรับส่งข้อมูลแล้วสายอากาศก็ยังสามารถทำหน้าที่เป็นแหล่งจ่ายไฟให้กับเครื่องลูกข่ายด้วย โดยอาศัยหลักการทำงานตามแนวคิดของไมเคิล ฟาราเดย์ เรื่องแรงดันเหนี่ยวนำในขดลวดที่เกิดขึ้นจากเส้นแรงแม่เหล็ก (จากเครื่องอ่าน) ที่มีค่าเปลี่ยนแปลงไปตามเวลา (Time-varying magnetic field) พุ่งผ่านสายอากาศของเครื่องลูกข่าย

2.3 การสื่อสารแบบไร้สาย

การสื่อสารข้อมูลของระบบการสื่อสาร โดยเฉพาะ โดยคลื่นความถี่วิทยุ คือระหว่างเครื่องลูกข่ายและตัวอ่านข้อมูล จะสื่อสารแบบไร้สายผ่านอากาศ โดยจะนำข้อมูลมาทำการมอดูเลต กับคลื่นพาหะที่เป็นคลื่นความถี่วิทยุ โดยมีสายอากาศ (Antenna) ที่อยู่ในตัวอ่านข้อมูลเป็นตัวรับและส่งคลื่นซึ่งแบ่งออกเป็น 2 วิธีด้วยกันคือ วิธีเหนี่ยวนำคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า (Inductive Coupling หรือ Proximity Electromagnetic) กับ วิธีการแผ่คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า (Electromagnetic Propagation Coupling) ดังรูปที่ 2.2



รูปที่ 2.3 การสื่อสารระหว่างเครื่องลูกข่ายและตัวรับข้อมูล

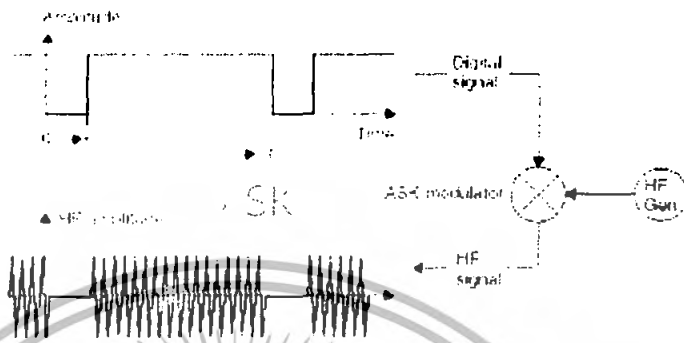
2.4 เทคนิคการมอดูเลต

เทคนิคการมอดูเลตข้อมูลเข้ากับคลื่นพาหะก็มีด้วยกันหลายวิธี เช่น ASK (Amplitude Shift Keying), FSK (Frequency Shift Keying) หรือ PSK (Phase Shift Keying) ซึ่งขึ้นอยู่กับผู้ออกแบบจะเลือกให้มีความเหมาะสมกับการใช้งานแต่ละประเภท

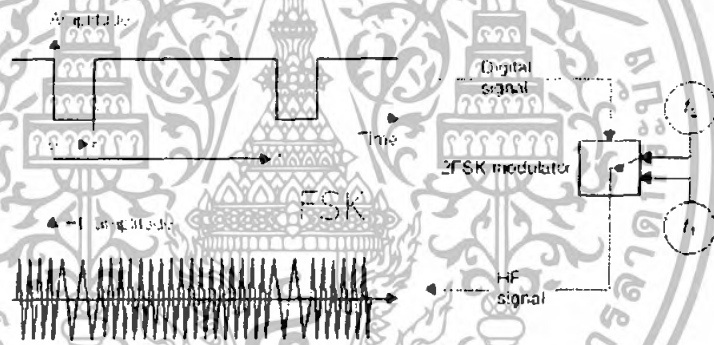
การมอดูเลตเชิงเลขทางแอมพลิจูด (ASK) ความถี่ของคลื่นพาหะ (Carrier Wave) ซึ่งทำหน้าที่นำสัญญาณอนาล็อกผ่านตัวกลางสื่อสารนั้นจะคงที่ ลักษณะของสัญญาณมอดูเลตเมื่อค่าของบิตของสัญญาณข้อมูลดิจิทัลมีค่าเป็น 1 ขนาดของคลื่นพาหะจะสูงขึ้นกว่าปกติ และเมื่อบิตมีค่าเป็น 0 จะไม่มีสัญญาณพาหะปรากฏ การมอดูเลตเชิงเลขทางความถี่ (FSK) ความถี่ของคลื่นพาหะจะสูงขึ้นกว่าปกติ และเมื่อบิตมีค่าเป็น 0 จะไม่มีสัญญาณพาหะปรากฏ การมอดูเลตเชิงเลขทางเฟส (PSK) ความถี่ของคลื่นพาหะจะคงที่ แต่เฟสของคลื่นพาหะจะเปลี่ยนไปเมื่อค่าของบิตของสัญญาณข้อมูลดิจิทัลมีค่าเป็น 1 และเมื่อบิตมีค่าเป็น 0 จะไม่มีสัญญาณพาหะปรากฏ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

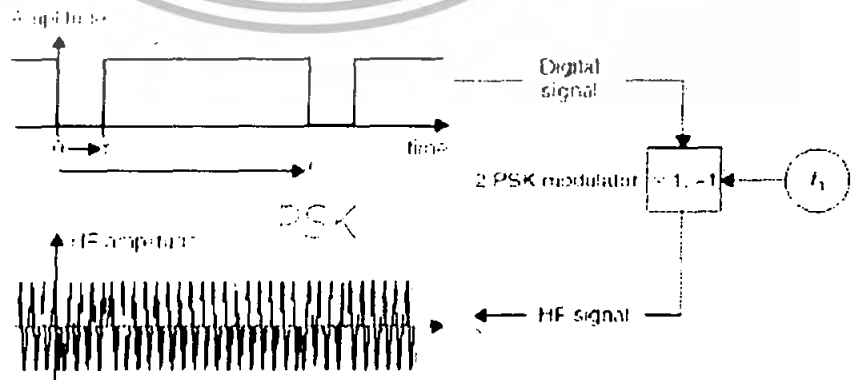
0 ขนาดของคลื่นพาห้จะตกลงกว่าปกติ การมอดูเลต ASK มักจะ ไม่ค่อยได้รับความนิยมเพราะจะถูก
รบกวนจากสัญญาณอื่นได้ง่าย



รูปที่ 2.4 ตัวอย่างการทำ ASK

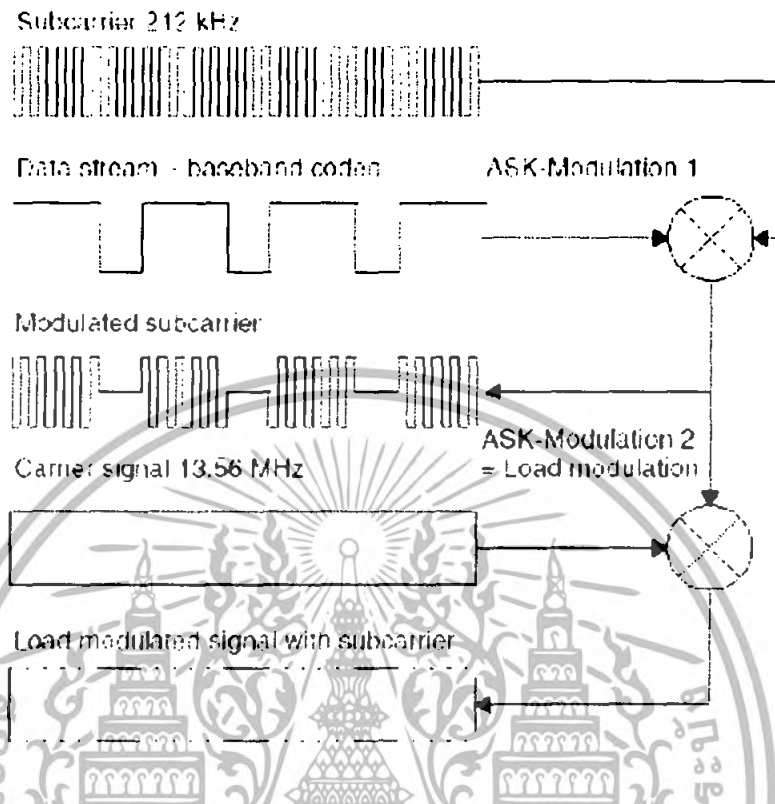


รูปที่ 2.5 ตัวอย่างการทำ FSK



รูปที่ 2.6 ตัวอย่างการทำ PSK

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.7 รูปแสดงผลของ Load Modulation โดยวิธี ASK

การมอดูเลตเชิงเลขทางความถี่ (FSK) ในการมอดูเลตแบบFSK ขนาดของคลื่นพาห์จะไม่เปลี่ยนแปลงที่เปลี่ยนแปลงคือความถี่ของคลื่นพาห์นั้นคือ เมื่อบิตมีค่าเป็น 1 ความถี่ของคลื่นพาห์จะสูงกว่าปกติและเมื่อบิตมีค่าเป็น 0 ความถี่ของคลื่นพาห์ก็จะต่ำกว่าปกติ

การมอดูเลตเชิงเลขทางเฟส (PSK) หลักการของPhase Keying (PSK) คือ ค่าของขนาดและความถี่ของคลื่นพาห์จะไม่มีการเปลี่ยนแปลงแต่ที่เปลี่ยนคือ เฟสของสัญญาณกล่าวคือ เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงสภาวะของบิตจาก 1 ไปเป็น 0 หรือเปลี่ยนจาก 0 ไปเป็น 1 เฟสของคลื่นจะเปลี่ยน (Shift) ไป 180 องศาด้วย หลักการPSK สามารถทำได้ทั้งแบบ 2 เฟส (0,90,180 และ 270 องศา)และแบบ 8 เฟส(0,45,90,135,180,225,270 และ 315 องศา) ในการมอดูเลตเพื่อเปลี่ยนสัญญาณข้อมูลดิจิทัลให้เป็นสัญญาณอนาล็อกทั้ง 3 แบบ วิธีการแบบPSK จะมีสัญญาณรบกวนเกิดขึ้นน้อยที่สุดได้สัญญาณที่มีคุณภาพดีที่สุดแต่วงจรการทำงานจะยุ่งยากกว่าและราคาสูงกว่า

2.5 อัตราการรับส่งข้อมูลและแบนด์วิดท์

อัตราการรับส่งข้อมูล (Data Transfer Rate) จะขึ้นอยู่กับความถี่ของคลื่นพาหะ โดยปกติถ้าความถี่ของคลื่นพาหะยิ่งสูง อัตราการรับส่งข้อมูลก็จะยิ่งสูงตามไปด้วย ส่วนการเลือกแบนด์วิดท์หรือย่านความถี่นั้นก็จะมีผลต่ออัตราการรับส่งข้อมูลเช่นกัน โดยมีหลักว่า แบนด์วิดท์ควรจะมีย่านมากกว่าอัตราการรับส่งข้อมูลที่ต้องการอย่างน้อยสองเท่า ยกตัวอย่างเช่น ถ้าใช้แบนด์วิดท์ในช่วง 2.4-2.5 GHz ก็จะสามารถรองรับอัตราการรับส่งข้อมูลได้ถึงประมาณ 2 megabits ต่อวินาที เป็นต้น แต่การใช้แบนด์วิดท์ที่กว้างเกินไปก็อาจทำให้เกิดปัญหาเกี่ยวกับสัญญาณรบกวนมาก หรือทำให้ S/N Ratio ต่ำลงนั่นเอง ดังนั้นการเลือกใช้แบนด์วิดท์ให้ถูกต้องก็เป็นส่วนสำคัญในการพิจารณา

2.6 ระยะเวลาการรับส่งข้อมูลและกำลังส่ง

ระยะเวลาการรับส่งข้อมูลในระบบการชี้เฉพาะ โดยคลื่นความถี่วิทยุ ขึ้นอยู่กับปัจจัยสำคัญต่างๆ คือ กำลังส่งของตัวอ่านข้อมูล (Reader/Interrogator Power) กำลังส่งของเครื่องลูกข่าย (Tag Power) และสภาพแวดล้อม ส่วนการออกแบบสายอากาศของตัวอ่านข้อมูล จะเป็นตัวกำหนดลักษณะรูปร่างของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าที่แผ่กระจายออกมาจากสายอากาศ ดังนั้นระยะเวลาการรับส่งข้อมูล บางทีอาจขึ้นอยู่กับมุมของการรับส่งระหว่างเครื่องลูกข่ายและตัวอ่านข้อมูลด้วยเช่นกัน ทั้งนี้ขึ้นอยู่กับรูปร่างของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าเป็นสำคัญความเข้มของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า โดยทั่วไปจะลดลงตามระยะทาง โดยแปรผกผันกับระยะทางยกกำลังสอง แต่ในบางสภาพแวดล้อมซึ่งอาจมีการสะท้อนกลับของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าจากสิ่งต่างๆรอบตัว เช่น โลหะ ก็อาจทำให้ความเข้มของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าลดลงอย่างรวดเร็ว โดยอาจแปรผกผันกับระยะทางยกกำลังสี่ ปรากฏการณ์เช่นนี้เราเรียกว่า "Multi-path Attenuation" ซึ่งจะส่งผลให้ระยะเวลาการรับส่งข้อมูลสั้นลง หรือแม้กระทั่งความชื้นในอากาศก็อาจมีผลในกรณีที่ความถี่สูงๆ ดังนั้นการนำระบบการชี้เฉพาะ โดยคลื่นความถี่วิทยุ ไปใช้งานก็ควรมีการคำนึงถึงสภาพแวดล้อม เพราะจะมีผลกระทบกับระยะเวลาการรับส่งข้อมูล และพยายามติดตั้งระบบให้ห่างไกลจากโลหะ ซึ่งอาจทำให้เกิดการสะท้อนของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าได้

กำลังส่งของเครื่องลูกข่ายที่จะส่งกลับมายังตัวอ่านข้อมูลนั้น โดยทั่วไปจะมีกำลังที่ต่ำมากเมื่อเทียบกับกำลังส่งของ ตัวอ่านข้อมูล ดังนั้นความไวในการตรวจจับสัญญาณของตัวอ่านข้อมูล ก็เป็นอีกจุดหนึ่งที่ต้องพิจารณา

ถึงแม้ในทางเทคนิคเราจะสามารถทำให้ตัวอ่านข้อมูลมีกำลังส่งมากแค่ไหนก็ได้ แต่โดยทั่วไปก็จะถูกจำกัดโดยกฎหมายของแต่ละประเทศ เช่นเดียวกับความถี่ ดังนั้นในระบบการชี้

เฉพาะ โดยคลื่นความถี่วิทยุ โดยทั่วไปจะมีกำลังส่งเพียงระหว่าง 100 -500 mW

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พารามิเตอร์	ย่านความถี่ต่ำ(LF)	ย่านความถี่สูง(HF)			ย่านความถี่สูงยิ่ง(UHF)	ย่านไมโครเวฟ
ความถี่	125-143 kHz	13.56 MHz	13.56 MHz	PJM13.56 MHz(*)	868-915 MHz	2.45 – 5.8 GHz
ส่วนแบ่งตลาด(**)	74%	17%		เริ่มใช้งานปี2003	6%	3%
ระยะในการอ่าน	ถึง 1.2 m	0.7-1.2m	ถึง 1.2m	ถึง 1.2m	ถึง 4m (***)	ถึง 15m (****)
Coupling	Magnetic	Magnetic			Electro Magnetic	Electro Magnetic
ความเร็วในการอ่าน	ไม่เร็วมาก	น้อยกว่า 1-5 วินาที (5 s for 32KB)	ปานกลาง (0.5m/s)	เร็วมาก(4m/s)	เร็ว	เร็วมาก
สถานะที่เริ่ม	ไม่มีผลกระทบ	ไม่มีผลกระทบ	ไม่มีผลกระทบ	ไม่มีผลกระทบ	มีผลกระทบ	มีผลกระทบ
มาตรฐาน ISO	11784/85 และ 14223	14443 A+B+C	18000-3.1/15693	18000-3.2	18000-6 และ EPC C0/C1/C1G2	18000-4
การประยุกต์ใช้งาน	Access, immobilizer, gas, laundry	Smart cards : identification, electronic ID, ticketing	Library, ticketing for big events, good logistics, tracking/tracking, ing, Palletts' registration	Baggage handling at airports, boarding pass, postal, pharmacy	Palletts' registration, trucks registry , trailer tracking	Road tolling, container tracking
<p>ที่มา : (*) Phase jitter modulation , (**) VDC - Report 2002 , worldwide shipments of RFID transponders(units), (***) In U.S.A. , (****) Active transponder with battery</p>						

ตารางที่ 2.1 ความถี่มาตรฐานกับ RFID tags แบบ ต่างๆ ที่มา : “RFID Overview”, Greg Leeming, Intel Corporation, 2004

2.7 ขั้นตอนการทำงานระหว่าง เครื่องดูข่าย และ เครื่องอ่าน

- ตัวเครื่องอ่านจะทำการส่งสัญญาณวิทยุอย่างต่อเนื่องหรือเป็นจังหวะ และรอคอยสัญญาณตอบจากตัว RFID tag

- เมื่อ RFID tag ได้รับสัญญาณคลื่นวิทยุที่ส่งมาจากเครื่องอ่านในระดับที่เพียงพอ ก็จะหาหนัวยนาเพื่อสร้างพลังงานป้อนให้ RFID tag ทำงาน โดย tag จะสร้างสัญญาณนาฬิกาเพื่อกระตุ้นให้วงจรภาคดิจิทัลใน tag ทำงาน

- ข้อมูลที่ถูกมอดูเลตจะถูกส่งไปยังขดลวดที่ทำหน้าที่เป็นสายอากาศ เพื่อส่งไปยังเครื่อง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อ่าน (Reader)

- เครื่องอ่านจะสามารถตรวจจับสัญญาณการเปลี่ยนแปลงของแอมพลิจูด (Envelope Detector) และใช้ พีก ดีเทกเตอร์ (Peak Detector) ในการแปลงสัญญาณที่ มอดูเลตแล้วจาก tag
- เครื่องอ่านจะถอดรหัสข้อมูลและส่งไปยังคอมพิวเตอร์ผ่านทางพอร์ตอนุกรมต่อไป

2.8 ลักษณะการทำงานรับส่งข้อมูลโดยใช้คลื่นวิทยุ

ถ้าแบ่งตามลักษณะการทำงานรับส่งข้อมูลโดยใช้คลื่นวิทยุได้อีก 2 ประเภท คือ มาตรฐาน RFID แบบที่ใช้การสื่อสารแบบ Full Duplex / Half Duplex และแบบ Sequential ซึ่งรูปแบบการสื่อสารทั้ง 3 ประเภทนี้มีความแตกต่างจากมาตรฐาน RFID ประเภท 1 บิต ที่ใช้เทคโนโลยีง่ายๆ ในการตรวจจับ โดยใช้หลักการเปลี่ยนแปลงคุณสมบัติทางกายภาพของวัสดุที่ใช้ทำเครื่องลูกข่าย เช่น การใช้งานจอร์อสซิลิโคนเดอริเวชัน หรือการใช้อุปกรณ์สารกึ่งตัวนำประเภท ไดโอด หรือวัสดุประเภทโลหะไร้สัญญาณซึ่งมีคุณสมบัติการตอบสนองต่อคลื่นแม่เหล็กเฉพาะตัว แล้วตรวจจับการเปลี่ยนแปลงคุณสมบัติโดยแทนเสมือนหนึ่งการเปลี่ยนสถานะลอจิกของอุปกรณ์เครื่องลูกข่าย RFID จาก “0” เป็น “1” หรือในทางกลับกัน

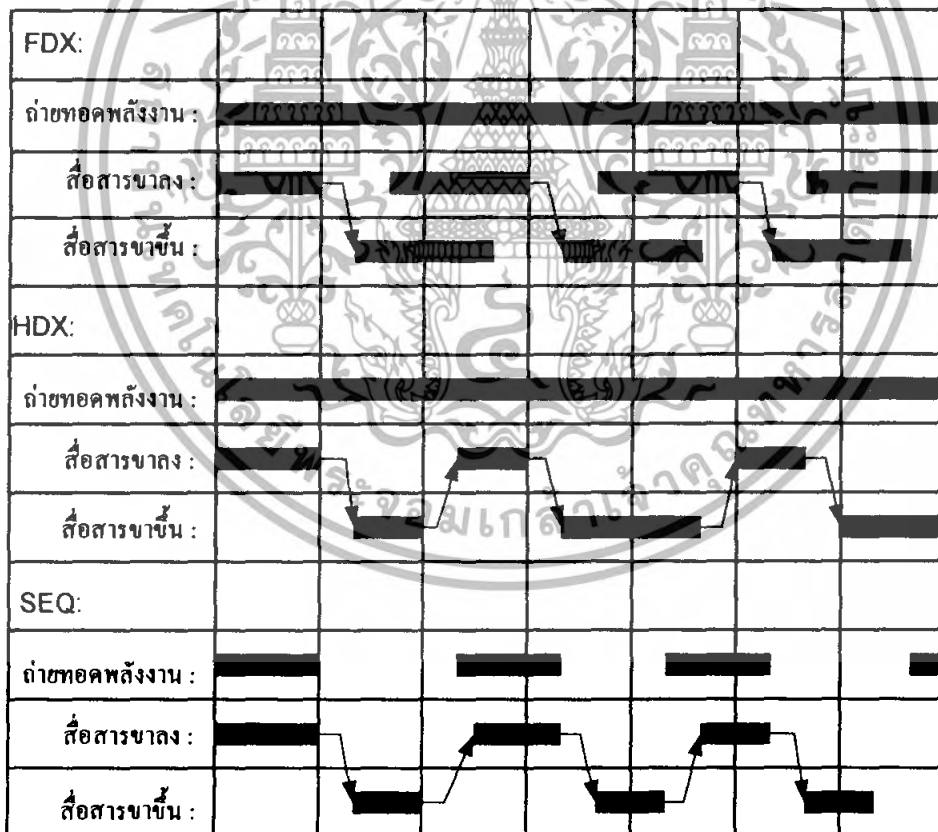
สำหรับอุปกรณ์ RFID ประเภทที่จะกล่าวถึงในบทความตอนนี้มีรูปแบบโครงสร้างภายในของเครื่องลูกข่ายและรูปแบบการทำงานที่ซับซ้อนกว่ากรณีของระบบ RFID แบบ 1 บิต กล่าวคือมีการติดตั้งชิป (Chip) ซึ่งเป็นไมโครโปรเซสเซอร์สำหรับบันทึกข้อมูลต่างๆ ไว้ภายในตัวเครื่องลูกข่ายซึ่งโดยทั่วไปขนาดความจุในการเก็บบันทึกข้อมูลของชิปเหล่านี้มีตั้งแต่หลักร้อยไบต์ไปจนถึงหลายๆ กิโลไบต์ ขึ้นอยู่กับความต้องการนำไปใช้งานเป็นสำคัญ นอกจากนั้นรูปแบบในการรับส่งข้อมูลระหว่างเครื่องลูกข่ายและเครื่องอ่านก็มีความแตกต่างกันออกไปตามกลวิธี ซึ่งสามารถแบ่งการทำงานออกได้ตามรูปที่ 2.4 อันประกอบไปด้วยการสื่อสารแบบ Full Duplex ซึ่งเครื่องอ่านจะทำการส่งสัญญาณที่สามารถตรวจจับและแปลงเป็นกำลังงานไฟฟ้าให้กับเครื่องลูกข่ายได้ตลอดเวลา

การส่งข้อมูลจากเครื่องอ่านไปยังเครื่องลูกข่าย (Downlink) และการส่งข้อมูลจากเครื่องลูกข่ายกลับมายังเครื่องอ่าน (Uplink) สามารถกระทำขึ้นเมื่อใดก็ได้ ไม่จำเป็นต้องรอจังหวะในการส่งไปกลับแต่อย่างใด ต่างจากการสื่อสารแบบ Half Duplex ซึ่งแม้เครื่องอ่านจะทำการส่งพลังงานไฟฟ้าไปให้กับเครื่องลูกข่ายตลอดเวลา แต่ก็ต้องมีการกำหนดจังหวะผลัดกันรับส่งข้อมูลระหว่างเครื่องอ่านและเครื่องลูกข่าย สำหรับการสื่อสารแบบสุดท้ายคือ Sequential นั้น จะมีการจำกัดเวลาในการส่งพลังงานไฟฟ้าจากเครื่องอ่านไฟให้เครื่องลูกข่ายในลักษณะพัลส์ (Pulse) หรือก้อนพลังงานที่ส่งออกในแต่ละช่วงเวลาและใช้การปรากฏขึ้นของพลังงานไฟฟ้าหรือพัลส์เป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาณกำหนดให้มีการส่งข้อมูล Downlink ส่วนช่วงที่ไม่มีพลังงานปรากฏอยู่จะเป็นการส่งสัญญาณ Uplink

สิ่งที่ยังคงความสับสนในแวดวงเทคโนโลยี RFID ปัจจุบันก็คือ ผู้ผลิตอุปกรณ์จำนวนมากยังไม่สามารถตกลงกันได้ในเรื่องของการกำหนดมาตรฐานทางเทคนิคของอุปกรณ์ RFID ที่มีการทำงานแบบ Half Duplex และ Sequential เนื่องจากหากไม่พิจารณาถึงความแตกต่างในเรื่องของการส่งพลังงานไฟฟ้าแล้ว รูปแบบการทำงานรับส่งข้อมูลของเทคโนโลยีทั้งสองแบบมีความเหมือนกันทุกประการ จก่ทำให้เกิดความเข้าใจคลาดเคลื่อนในวงกว้างจนถึงขนาดที่ผู้ผลิตอุปกรณ์บางรายประกาศว่ามาตรฐานในการรับส่งข้อมูลมีอยู่เพียง 2 ประเภท คือ Full Duplex และ Half Duplex โดยเข้าใจว่ามาตรฐานแบบใดที่ใช้การส่งพลังงานแบบพัลส์นั้นก็คือระบบแบบ Half Duplex ส่วนมาตรฐานแบบใดที่มีการส่งพลังงานอยู่ตลอดเวลาเป็นมาตรฐานแบบ Full Duplex ซึ่งเป็นสิ่งที่คลาดเคลื่อนจากมาตรฐานทางเทคนิค และผู้เขียนขอทำความเข้าใจที่ถูกต้องโดยยึดหลักในการรับส่งข้อมูลประกอบกับแนวทางในการส่งพลังงานดัง ได้กล่าวถึงข้างต้นเป็นสำคัญ



รูปที่ 2.8 ความแตกต่างของการสื่อสารแบบ Full Duplex, Half Duplex และ Sequential

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.9 เทคโนโลยี RFID ที่ใช้การสื่อสารแบบ Duplexing

เมื่อทำความเข้าใจกับรูปแบบในการรับส่งข้อมูลแล้ว ผู้เขียนจะขอกล่าวถึงมาตรฐานการสื่อสาร RFID แบบ Duplexing ซึ่งสามารถจำแนกตามรูปแบบการทำงานได้ 4 ประเภท อันได้แก่เทคโนโลยีแบบ Inductive Coupling, Electromagnetic backscatter Coupling, Close Coupling และเทคโนโลยี Electrical Coupling ซึ่งจะขอกล่าวแต่เทคโนโลยีแบบ Inductive Coupling

2.9.1 เทคโนโลยี แบบ Inductive Coupling

เป็นมาตรฐานที่ใช้หลักการเหนี่ยวนำทางคลื่นแม่เหล็ก โครงสร้างของเครื่องถูกข่ายประกอบไปด้วยแผงวงจรหรือชิปที่ใช้เก็บข้อมูลต่างๆ โดยมีขดลวดพื้นที่กว้างทำหน้าที่เป็นสายอากาศสำหรับรับและส่งสัญญาณ ทั้งนี้จะกล่าวถึงเทคนิคในการส่งจ่ายพลังงานไฟฟ้าจากเครื่องถูกข่ายเพื่อเลี้ยงให้อุปกรณ์ชิปสามารถทำงานได้ก่อนจะกล่าวถึงเทคนิคที่ใช้ในการรับส่งข้อมูล

2.9.2 การส่งพลังงานจากเครื่องอ่าน

เนื่องจากการทำงานของเครื่องถูกข่ายนั้นเป็นแบบพาสซีฟ (Passive operation) กล่าวคือไม่มีแหล่งพลังงานภายในเป็นของตนเอง จึงจำเป็นต้องรับพลังงาน(Energy) มาจากเครื่องอ่านโดยตรง ด้วยเหตุนี้ จึงต้องมีการออกแบบระบบสายอากาศของเครื่องอ่าน(ซึ่งทำหน้าที่เป็นเครื่องส่งทั้งข้อมูลและพลังงานไปในตัว) ให้สามารถส่งพลังงานคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าที่กำลังสูงสามารถตกกระทบขดลวดที่ทำหน้าที่เป็นสายอากาศของเครื่องถูกข่ายได้อย่างเหมาะสม

ประกอบทั้งความยาวคลื่นของสัญญาณคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าที่ส่งกระจายออกมาจากเครื่องอ่านนี้มีค่ามากกว่าระยะห่างระหว่างเครื่องถูกข่ายกับเครื่องอ่าน ซึ่งโดยทั่วไปมักวางห่างกันในหลักไม่มากนัก ในขณะที่เทคโนโลยี RFID แบบ Inductive Coupling ส่วนใหญ่ใช้ความถี่ต่ำเพียง 135 กิโลเฮิร์ตซ์หรืออาจจะต่ำกว่า ซึ่งคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า จะมีความยาวคลื่นสูงมากถึง 2,400 เมตร

สัญญาณคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าส่วนหนึ่งจะตกกระทบขดลวดสายอากาศของเครื่องถูกข่ายก่อให้เกิดแรงดันไฟฟ้าขนาดอ่อนๆ ขึ้นบนขดลวดดังกล่าว ซึ่งแรงดันไฟฟ้านี้จะถูกนำไปเข้ากระบวนการเรกติไฟร์โดยตัวเก็บประจุและไดโอดเพื่อกรองให้เป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงสำหรับป้อนให้กับอุปกรณ์ชิป ทั้งนี้หัวใจของการออกแบบอยู่ที่การเลือกค่าของตัวเก็บประจุ C1 ซึ่งจะต้องมีค่าสัมพันธ์กับค่าความเหนี่ยวนำของขดลวด L เพื่อให้สามารถกำหนดค่าความถี่กำหนด

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

(Resonance Frequency) ที่ตรงกับความถี่ของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าที่ถูกส่งออกมาจากเครื่องอ่าน เพื่อให้เกิดการเหนี่ยวนำพลังงานไฟฟ้าสูงสุดที่เครื่องลูกข่าย

สิ่งที่ผู้ออกแบบอุปกรณ์เครื่องอ่านและเครื่องลูกข่าย RFID แบบ Inductive Coupling ให้ความสำคัญมากที่สุดก็คือ การออกแบบขดลวดทั้งที่เครื่องอ่านและเครื่องลูกข่ายให้สามารถ ถ่ายทอดพลังงานไฟฟ้าให้แก่กันได้เป็นอย่างดีมีประสิทธิภาพมากที่สุด หากเปรียบเทียบการถ่ายทอด พลังงานไฟฟ้าระหว่างขดลวดทั้งสองมิได้พันอยู่บนแกนแม่เหล็กเดียวกัน กลับกลายเป็นใช้อากาศ ซึ่งมีคุณสมบัติในการนำพาสัญญาณที่เลวร้ายกว่าแกนแม่เหล็กมากๆ

ดังนั้นในการออกแบบระบบแบบ Inductive Coupling ให้มีประสิทธิภาพในการถ่ายทอด พลังงานให้มากที่สุดจึงต้องเน้นไปที่ย่านความถี่ที่เหมาะสมต่อการส่งกระจายพลังงาน จำนวนรอบ ของขดลวดที่เครื่องอ่าน และพื้นที่หน้าตัดของขดลวดที่เครื่องลูกข่าย มุมติดตั้ง และระยะห่าง ระหว่างเครื่องอ่านและเครื่องลูกข่าย

เมื่อความถี่ที่ใช้ในการสื่อสารมีค่าสูงมากขึ้น จะพบว่าค่าความเหนี่ยวนำที่ต้องใช้สำหรับ ขดลวดสายอากาศของเครื่องลูกข่ายจะมีค่าลดลง ซึ่งหมายถึงใช้จำนวนรอบในการพันลดลงเช่นกัน เช่น หากใช้งานที่ความถี่ย่าน 135 กิโลเฮิร์ตซ์ จะต้องมีการพันขดลวดอากาศที่เครื่องลูกข่าย ในช่วง 100-1,000 รอบ แต่หากเพิ่มความถี่ในการใช้งานเป็น 13.56 เมกะเฮิร์ตซ์ ก็จะสามารถลด จำนวนรอบของขดลวดจะเหลือเพียง 3-10 รอบเท่านั้น

	หน่วยความจำ (ไบต์)	ระยะห่างสูงสุด ในการเขียน/ อ่าน	การกิน กระแสไฟฟ้า	ความถี่ใช้งาน	การประยุกต์ใช้งาน
ASIC#1	6	15 cm.	10 mA	120 kHz	ใช้กับบัตรเครดิต
ASIC#2	32	13 cm.	600 mA	120 kHz	สายการผลิต, ตรวจสอบการ เข้าออก
ASIC#3	256	2 cm.	6mA	128 kHz	ขนส่งสาธารณะ
ASIC#4	256	0.5cm.	< 1 mA	4 MHz	สายการผลิต, ขนส่งสาธารณะ
ASIC#5	256	< 2cm.	1mA	4/13.56 kHz	สายการผลิต
ASIC#6	256	100 cm.	500mA	125kHz	ตรวจสอบการ เข้าออก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเป็นเอกสารอื่นใด 82470 อ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ASIC#7	2048	0.3 cm.	< 10 mA	4.91MHz	ชิปการ์ดแบบไร้ การสัมผัส
ASIC#8	1024	10 cm.	< 1 mA	13.56MHz	ขนส่งสาธารณะ
ASIC#9	8	100 cm.	<1 mA	125 kHz	สายการผลิต
ASIC#10	128	100 cm.	< 1 mA	125 kHz	ตรวจสอบการ เข้าออก

ตารางที่ 2.2 ความหลากหลายของชิปที่ใช้บันทึกข้อมูลในเครื่องลูกข่าย RFID แยกตามประเภทของการประยุกต์ใช้งาน เปรียบเทียบกับการกินกระแสไฟฟ้าและคุณลักษณะด้านอื่นๆ

ซึ่งจะมีผลทำให้สามารถลดขนาดของอุปกรณ์เครื่องลูกข่ายลงได้ แต่ในขณะเดียวกันก็จะส่งผลให้แรงดันที่เกิดจากการเหนี่ยวนำของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าในย่านความถี่สูงลดลงเมื่อเทียบกับการใช้งานในย่านความถี่ต่ำ ทำให้จำกัดระยะทางในการใช้งานมากขึ้น การเลือกใช้อุปกรณ์ Inductive Coupling จึงต้องพิจารณาทั้งขนาดของเครื่องลูกข่ายและระยะทางที่ต้องการใช้งาน ตรวจสอบเป็นสำคัญ เพื่อใช้กำหนดเลือกย่านความถี่ที่เหมาะสมของอุปกรณ์ใช้งาน

สิ่งที่พึงให้ความสนใจเกี่ยวกับการออกแบบระบบ RFID แบบ Inductive Coupling ก็คือ พฤติกรรมการกินกระแสไฟฟ้าของอุปกรณ์ชิปที่ติดตั้งอยู่บนเครื่องลูกข่าย เนื่องจากค่อนข้างมีความหลากหลายและสัมพันธ์กับรูปแบบในการนำไปประยุกต์ใช้งาน การเลือกค่าความถี่พื้นฐานในการติดต่อสื่อสารระหว่างเครื่องอ่านกับเครื่องลูกข่าย ระยะทางพื้นที่ใช้งาน และขนาดของอุปกรณ์อันเนื่องมาจากจำนวนรอบของขดลวดสายอากาศ จึงจำเป็นต้องเกี่ยวข้องกับประเภทของการใช้งานอย่างหลีกเลี่ยงไม่ได้ ดังตารางที่ 3 เป็นการแสดงจำแนกประเภทของชิป(ASIC) รุ่นต่างๆ ซึ่งผู้เขียนไม่ขอเปิดเผยรุ่นและยี่ห้อ โดยเปรียบเทียบขนาดหน้าจอนความจำ การกินกระแสไฟฟ้า และคุณสมบัติอื่นๆ ทั้งนี้การเลือกใช้งานชิป ASIC นั้นจะต้องขึ้นอยู่กับวัตถุประสงค์ของการนำไปประยุกต์ใช้งานเป็นสำคัญ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

	LF	HF	UHF	Microwave
Frequency Range	< 135 KHz	13.56 MHz	860 - 960 MHz [1]	2.45 GHz
Standards Specifications	ISO/IEC 18000-2	ISO/IEC 18000-3 AutoID HF class 1 ISO 15693 ISO 14443 (A, B)	ISO/IEC 18000-6 AutoID class 0, class 1	ISO/IEC 18000-4
Typical Read Range	< 10 cm	1 m	4-5 m [2]	1 m
General	Larger Antennas resulting in higher cost tags. Least sizeable in performance degradation from metals and liquids	Less expensive than LF tags. Best suited for applications that do not require long range reading of high number of tags. This frequency has the widest application scope	In volume UHF tags have the potential to be cheaper than LF or HF due to recent advances in IC design. Good for reading multiple tags at long range. More affected than LF and HF by performance degradations from metals and liquids	Similar characteristics to UHF but faster read rates. Drawback is microwaves are much more susceptible to performance degradations from metals and liquids.
Tag power source	Mainly passive using inductive coupling (near field)	Mainly passive using inductive coupling (near field)	Active and passive tags using E-field back scatter in the far field	Active and passive tags using E-field back scatter in the far field
Typical applications	Access Control, Animal, Vehicle monitoring	Smart cards, Access Control, Payment ID, High level tagging, baggage control, Biometrics, Libraries, Journals, Transport, Agriculture	Supply Chain pallet and Box tagging, Budget Handling, electronic toll collection	Electronic toll collection, Real time Location of goods
Notes	Longest metalized base due to mature technology. However will be overtaken by higher frequencies	Currently the most widely available high frequency world-wide due to the adoption of smart cards in transport	Different frequencies and power allocated by different countries. US 4W (ERP) 915 MHz, Europe 0.5W (ERP) 868 MHz, J21	5.8 GHz more or less authorized for RFID
Multiple Tag Read Rate	Slower	←—————→		Faster
Ability to read near metal or wet surfaces	Better	←—————→		Worse
Passive Tag Size	Larger	←—————→		Smaller

ตารางที่ 2.3 แสดงผลการทำงานของ RFID ที่ความถี่ต่างกัน

2.10 การส่งข้อมูลจากเครื่องลูกข่ายมายังเครื่องอ่าน

มาตรฐาน RFID แบบ Inductive Coupling กำหนดรูปแบบการส่งข้อมูลจากเครื่องลูกข่ายมายังเครื่องอ่าน หรือ Uplink Communication โดยใช้เทคโนโลยีตัวเลือกที่เป็นการส่งกระจายคลื่นความถี่วิทยุออกเป็น 3 ประเภท คือ Load Modulation, Load Modulation with subcarrier และ Subharmonic procedure ซึ่งจะขออธิบายแค่ Load Modulation

- เทคโนโลยี Load Modulation

ดังได้กล่าวในตอนต้นแล้วว่าพฤติกรรมในการส่งพลังงานและสัญญาณระหว่างขดลวดของเครื่องอ่านและขดลวดของเครื่องลูกข่ายมีแบบจำลองที่ไม่ต่างจากการทำงานของขดลวดหม้อแปลงไฟฟ้าแต่อย่างใด หากแต่เพียงตัวกลางที่ใช้ในการถ่ายทอดพลังงานเป็นอากาศมิใช่โลหะหรือแท่งแม่เหล็กดังเช่นที่พบเห็นในหม้อแปลงไฟฟ้าทั่วไป อย่างไรก็ตามการใช้อากาศเป็นตัวกลาง

ถ่ายทอดสัญญาณระหว่างขดลวดทั้งสองนั้น จะทำได้ก็ต่อเมื่อระยะห่างระหว่างขดลวดของเครื่องอ่านเป็นอย่างไรก็ตาม การส่งพลังงานและการรับสัญญาณนั้นเพื่อเป็นการทำให้มั่นใจว่าข้อมูลที่ได้รับนั้นจะไม่ผิดพลาด ซึ่งการรับประกันนี้ทำได้โดยการใช้เทคนิคการเข้ารหัสข้อมูลและการตรวจสอบข้อผิดพลาด (Error Detection and Correction) ซึ่งการเข้ารหัสข้อมูลและการตรวจสอบข้อผิดพลาดนั้นเป็นการทำให้มั่นใจว่าข้อมูลที่ส่งไปนั้นจะไม่ผิดพลาดแม้ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

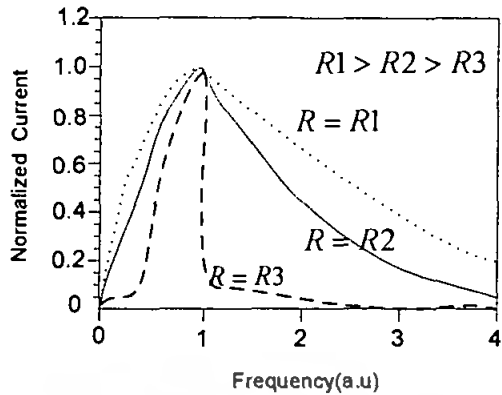
อ่านและเครื่องลูกข่ายห่างกันไม่เกิน 0.16 เท่าของค่าความยาวคลื่น (0.16) ซึ่งหากคิดกรณีที่ใช้ความถี่ในย่าน 135 กิโลเฮิร์ตซ์ ที่มีความยาวคลื่น 2,400 เมตร ก็จะหมายความว่า จะวางเครื่องลูกข่ายกับเครื่องอ่านห่างกันได้ในระยะทางไม่เกิน $0.16 * 2,400 = 384$ เมตร

หากมีการนำเครื่องลูกข่ายซึ่งมีคุณสมบัติของขดลวดและตัวเก็บประจุ(LC) ตรงกันกับค่าความถี่กำหนดของเครื่องอ่านมาใช้ในพื้นที่ตรวจสอบที่มีการแพร่กระจายสัญญาณคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าจากเครื่องอ่าน เครื่องลูกข่ายย่อมจะดึงพลังงานไฟฟ้าผ่านกระบวนการเหนี่ยวนำเพื่อสร้างแรงดันไฟเลี้ยงให้กับอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ภายใน ซึ่งหากพิจารณาใจแง่ของวงจรไฟฟ้าแล้วเครื่องอ่านจะมองเห็นเครื่องลูกข่ายเป็นโหลดวงจรตัวหนึ่งที่มีค่าอิมพีแดนซ์เท่ากับ ZT ต่อพ่วงอยู่กับขดลวดสายอากาศของเครื่องอ่าน การเปลี่ยนแปลงใดๆ ไม่ว่าจะเป็นการส่งหรือหยุดส่งพลังงานจากเครื่องอ่าน ย่อมมีผลต่อการเปลี่ยนแปลงค่าอิมพีแดนซ์ ZT ที่เครื่องอ่านมองเห็นอย่างแน่นอน เนื่องจากในของวงจร Resonant ที่เกิดจากขดลวด(L)และตัวเก็บประจุ (C) บนเครื่องลูกข่ายย่อมมีค่าอิมพีแดนซ์เปลี่ยนแปลงไปตามความถี่ที่ตกกระทบ และไม่มีการจ่ายพลังงานก็เทียบเท่ากับความถี่เท่ากับศูนย์ ซึ่งการเปลี่ยนแปลงค่าอิมพีแดนซ์เสมือน ZT นี้ย่อมมีผลต่อการเปลี่ยนแปลงระดับแรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมขดลวดสายอากาศของเครื่องอ่านโดยปริยาย ซึ่งนี่เองที่เป็นสัญญาณแจ้งให้เครื่องอ่านทราบว่ากำลังจะมีการส่งข้อมูลจากเครื่องลูกข่ายมา เรียกเทคโนโลยีนี้ว่า Load Modulation ส่วนจะประยุกต์ใช้งานส่งข้อมูลแบบ Half Duplex หรือ Full Duplex นั้นก็สุดแท้แต่การออกแบบวงจรตรวจจับและถอดรหัสสัญญาณซึ่งเป็นเรื่องที่ต้องรายละเอียดไปในการออกแบบ

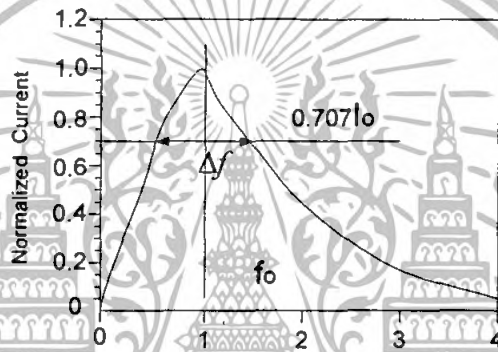
2.11 คุณลักษณะของการกำทอน และค่าคุณภาพของการกำทอน(Quality Factor,Q)

เมื่อพิจารณาคุณลักษณะของการกำทอนของวงจร R-L-C แล้วจะเห็นว่าเป็นการเปลี่ยนแปลง(ดูด/คาย) พลังงานโดยฉับพลัน ซึ่งปัจจัยหลักของการดูด/คาย นี้ก็คือความสามารถในการเก็บพลังงาน(ของ L,C) และความสามารถในการใช้พลังงาน (ของ R) ถ้านำวงจร R-L-C แบบอนุกรมมาหาการตอบสนองความถี่ของกระแสที่ไหลในวงจรที่มีค่า L,C คงที่ และเปลี่ยนค่า R แล้วจะ ได้ความสัมพันธ์ดังแสดงในรูปที่ 2.5(ก) ซึ่งจะเห็นได้ว่าในวงจรที่มีค่า R สูง ในทางทฤษฎีได้กำหนดคุณภาพของการกำทอนเป็นค่า Factor ที่เรียกว่า Quality Factor หรือ Q Factor ด้วยคำจำกัดคืออัตราส่วนระหว่างพลังงานที่สูญเสียต่อพลังงานที่เก็บได้ หรือ อัตราส่วนระหว่างช่วงความถี่ที่พลังงานลดลงครึ่งหนึ่ง (Δf) ต่อความถี่กำทอน (f_0) ดังแสดงในรูปที่ 2.5(ข) จากนิยามดังกล่าวสามารถหา Q Factor ตามสมการข้างล่างนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก) Normalized Current ที่ค่าต่างๆ



(ข) คุณลักษณะที่ใช้ในการหาคุณภาพของการกำทอน

รูปที่ 2.9 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างกระแสและคุณภาพการกำทอนของวงจรอนุกรม R-L-C

จาก $Q =$ พลังงานที่เก็บได้ต่อพลังงานที่สูญเสีย

$$Q = \frac{|V_L|}{|V_R|} = \frac{X_L}{R} = \frac{\omega_0 L}{R} = \frac{1}{\sqrt{LC}} \frac{L}{R} = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (2.1)$$

$$Q = \frac{\omega_0 L}{R} = \frac{\omega_0}{\Delta\omega} = \frac{f_0}{\Delta f} \quad (2.2)$$

โดยมักจะใช้สมการที่ 2.1 ในการออกแบบอุปกรณ์ที่นำมาใช้ในวงจร และจะใช้สมการที่ 2.2 ในการหา(วัด) ค่า Q Factor จากการทดลองวัดการตอบสนองความถี่

ที่กล่าวมานี้ทั้งหมดจะเป็นการวิเคราะห์หาค่าคงที่บ่งบอกถึงคุณลักษณะการกำทอนของวงจร R-L-C ที่ต่อแบบขนานจะมีขั้นตอนในการวิเคราะห์คล้ายกับการวิเคราะห์ที่กล่าวมาโดยใช้คุณสมบัติ Duality ของ วงจรไฟฟ้านั้นคือ

- เปลี่ยนการต่อแบบอนุกรมเป็นการต่อแบบขนาน
- เปลี่ยนค่า Impedance เป็นค่า Admittance
- เปลี่ยน Current เป็น Voltage นั้นเอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

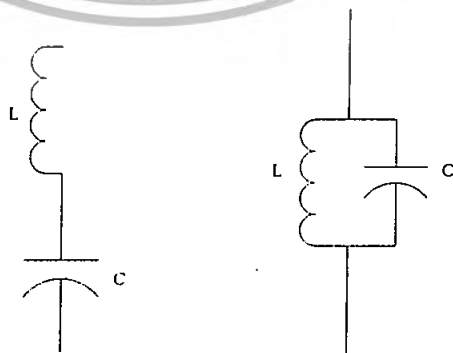
กล่าวโดยย่อได้คือในกรณีวงจร R-L-C แบบขนานนั้นเราใช้แหล่งจ่ายกระแสโดยมีตัวความต้านทาน ขนานกับ L และ C ที่ Resonance frequency จะทำให้ค่า Admittance ของวงจรต่ำสุดเท่ากับ 1/R และมีผลทำให้ค่าศักดาที่คร่อม L และ C มีค่าสูงสุด และคุณภาพของการตอบสนองหรือค่า Q Factor สามารถดูได้จากการตอบสนองทางความถี่ของค่าศักดาที่คร่อม L และ C นั้นเอง คุณสมบัติต่างๆ ของการกำทอนของวงจร R-L-C สามารถนำมาเขียนสรุปได้ตามตารางที่ 4

คุณสมบัติ	วงจรอนุกรม	วงจรขนาน
ความถี่กำทอน Resonance Frequency	$\frac{1}{\sqrt{LC}}$	$\frac{1}{\sqrt{LC}}$
ช่วงความถี่ที่พลังงาน 50 % (B) Half-power(-3dB) Bandwidth	$\frac{R}{L}$	$\frac{1}{RC}$
ค่าคุณภาพของการกำทอน(Q)	$\frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}}$	$R \sqrt{\frac{C}{L}}$

ตารางที่ 2.4 ค่าแสดงคุณลักษณะของการกำทอนของวงจร R-L-C

2.12 วงจรเรโซแนนซ์

วงจรเรโซแนนซ์(resonance) เป็นวงจรที่ต่อร่วมกันระหว่างตัวเก็บประจุ (C) กับขดลวดเหนี่ยวนำ (L) บางคนอาจเรียกวงจรแบบนี้ด้วยชื่ออื่น เช่น วงจรจูน (tune) วงจรแท็งก์ (tank) เป็นต้น วงจรเรโซแนนซ์ถูกนำมาใช้ในเครื่องรับและเครื่องส่งวิทยุทั่วไป ด้วยวัตถุประสงค์ให้วงจรเรโซแนนซ์เป็นตัวเลือกความถี่ และให้เป็นตัวกำหนดความถี่ที่กำเนิดขึ้น ให้เป็นตัวกั้นความถี่หรือให้เป็นทางผ่านของความถี่แล้วแต่กรณี วงจรเรโซแนนซ์แบบใช้ขดลวดร่วมกับตัวเก็บประจุ มีอยู่ 2 แบบคือ วงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรม(series resonance) และวงจรเรโซแนนซ์แบบขนาน(parallel resonance) ดังแสดงในรูปที่ 2.6



(ก) วงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรม

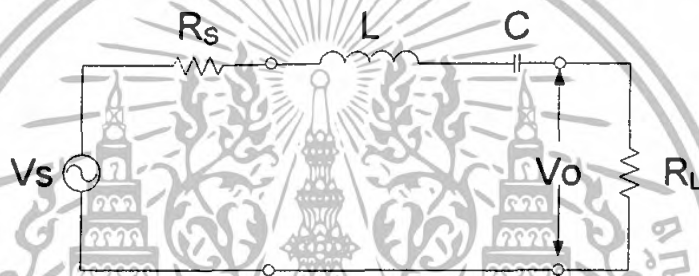
(ข) วงจรเรโซแนนซ์แบบขนาน

รูปที่ 2.10 วงจรเรโซแนนซ์ที่ใช้ LC

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ธรรมชาติของวงจรรีโซแนนซ์จะยอมให้ความถี่ค่าหนึ่งผ่านได้ดี เรียกว่า ความถี่เรโซแนนซ์ เมื่อป้อนความถี่เรโซแนนซ์แก่วงจรรีโซแนนซ์อนุกรม กระแสจะผ่านได้มากที่สุดโดยมีแรงดันตกคร่อมวงจรต่ำที่สุด ถ้าป้อนความถี่เรโซแนนซ์แก่วงจรรีโซแนนซ์ขนาน กระแสจะผ่านได้น้อยที่สุดโดยมีแรงดันตกคร่อมวงจรสูงที่สุด โดยปกติวงจรรีโซแนนซ์จะต้องมีแบนด์วิดท์ที่ยอมให้ความถี่ข้างเคียงกับความถี่เรโซแนนซ์ทั้งด้านสูงและด้านต่ำผ่านไปได้ช่วงหนึ่ง ความถี่เรโซแนนซ์จึงหมายถึงความถี่ที่ผ่านวงจรตลอดแบนด์วิดท์ ซึ่งอาจจะกว้างหรือแคบขึ้นอยู่กับคุณสมบัติของวงจรรีโซแนนซ์นั้นๆ

2.12.1 วงจรรีโซแนนซ์แบบอนุกรม(Series Resonance)



รูปที่ 2.11 วงจรรีโซแนนซ์แบบอนุกรม

จากวงจรในรูปที่ 2.7 ได้

$$\begin{aligned} \frac{V_o(s)}{V_s(s)} &= H(s) = \frac{R_L}{R_s + sL + \frac{1}{sC} + R_L} \\ &= \frac{sCR_L}{s^2LC + sc(R_s + R_L) + 1} \begin{bmatrix} 1 \\ LC \\ 1 \\ LC \end{bmatrix} \\ &= \frac{\frac{sR_L}{L} \left[\frac{R_s + R_L}{R_s + R_L} \right]}{s^2 + s \left(\frac{R_s + R_L}{L} \right) + \frac{1}{LC}} \\ \frac{V_o(s)}{V_s(s)} &= \frac{\frac{R_L}{R_s + R_L} s \left(\frac{R_s + R_L}{L} \right)}{s^2 + s \left(\frac{R_s + R_L}{L} \right) + \frac{1}{LC}} \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

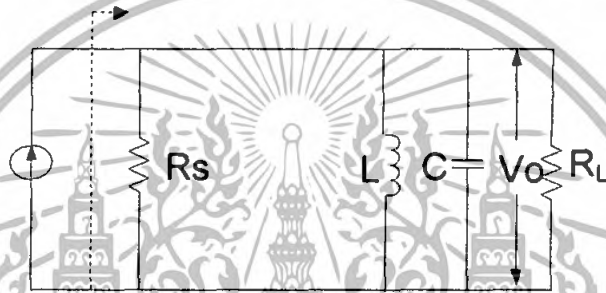
จะได้ Passband gain : $K = \frac{R_L}{R_s + R_L}$

ความถี่ศูนย์กลาง : $\omega_p = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ R/S

-3 dB Bandwidth : $BW = \frac{R_s + R_L}{L}$ R/S

และ $Q_p = \frac{\sqrt{b}}{a} = \frac{1}{\sqrt{LC}} \times \frac{L}{R_s + R_L} = \frac{1}{R_s + R_L} \sqrt{\frac{L}{C}}$

2.12.2 วงจรเรโซแนนซ์แบบขนาน หรือ วงจรแทงค์ (Parallel Resonance or Tank circuit)



รูปที่ 2.12 วงจรเรโซแนนซ์แบบขนาน หรือ วงจรแทงค์

จากวงจรในรูปที่ 2.8 R_s จะขนานอยู่กับ R_L ดังนั้น

$$R_{Total} = R_s \parallel R_L$$

อิมพีแดนซ์ของวงจรแทงค์ : Z_{tank} จะมีค่าเป็น

$$(Z_{tank})^{-1} = \frac{1}{R_T} + \frac{1}{sL} + sC$$

$$= \frac{sL + R_L + s^2 LR_T C}{sLR_T}$$

จะได้

$$Z_{tank} = \frac{sLR_T}{sL + R_T + s^2 LR_T C} \left[\frac{1}{LCR_T} \right]$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
 &= \frac{s \frac{1}{C} \left[\frac{R_T}{R_T} \right]}{s^2 + s \left(\frac{1}{R_T C} \right) + \frac{1}{LC}} \\
 &= \frac{R_T \cdot s \left[\frac{1}{R_T C} \right]}{s^2 + s \left(\frac{1}{R_T C} \right) + \frac{1}{LC}}
 \end{aligned}$$

จากหลักการของสมการ Band pass filter ค่าอิมพีแดนซ์ของวงจรขนาน RLC จะมีค่าสูงสุดที่ความถี่ $\omega_p : \omega_p \approx 1/\sqrt{b}$

$$\omega_{|Z_{\text{tankMAX}}|} = \omega_p = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

และค่าของอิมพีแดนซ์ที่ความถี่ $1/\sqrt{b} = 1/\sqrt{LC}$ จะมีค่าเท่ากับ K : $K = R_T$ หรือ

$$Z_{\text{MAX}} = R_T$$

ในขณะที่ Z_{tank} มีค่าสูงสุด ค่าของแรงดัน V_o ที่คร่อม Tank ก็จะมีค่าสูงสุด เช่นเดียวกันและค่า -3 dB Bandwidth จะมีค่าเป็น $\frac{1}{R_T C}$

หมายเหตุ รูปทั่วไปของฟังก์ชัน Band pass filter ที่มีอัตราขยาย K เท่า จะเป็น

$$\text{Gain}_{\text{BPF}} = \frac{Kas}{s^2 + as + b} = \frac{K \frac{\omega_p}{Q_p} s}{s^2 + \frac{\omega_p}{Q_p} s + \omega_p^2}$$

โดยที่

$K = \text{Passband gain}$

$\omega_p = \text{ความถี่ศูนย์กลางของ BPF}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.13 ทฤษฎีพื้นฐานของการออกแบบ antenna

2.13.1 กระแสและสนามแม่เหล็กไฟฟ้า

จากกฎของแอมแปร์เมื่อกระแสไหลในตัวนำจะเกิดสนามแม่เหล็กไฟฟ้ารอบๆตัวนำ สนามแม่เหล็กไฟฟ้าจะผลิตจากกระแสในตัวอุปกรณ์ ดังในรูปที่ 2.9 พิจารณามันในตัวนำวงกลมที่มีความยาวจำกัด

$$\beta_{\phi} = \frac{\mu_0 I}{4\pi r} (\cos \alpha_2 - \cos \alpha_1) \quad (\text{Weber/m}^2) \quad (2.3)$$

โดยที่

I = กระแส

μ_0 = ค่าความซึมซับทางแม่เหล็กของอากาศ = $4\pi \times 10^{-7}$ (Henry/meter)

r = ระยะทางจากศูนย์กลางของลวดตัวนำ

ถ้ากรณีที่ลวดตัวนำมีความยาวเป็นค่าอนันต์จะต้องแทน

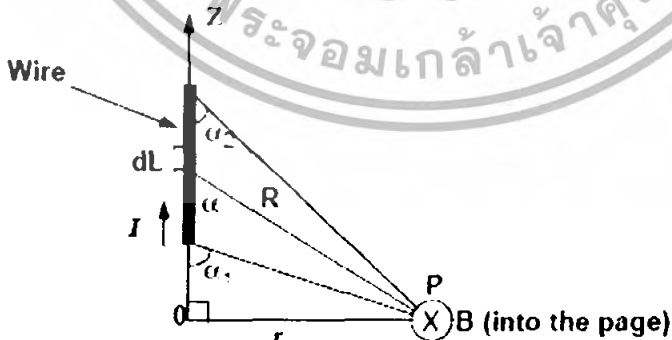
$$\alpha_1 = -180^\circ$$

$$\alpha_2 = 0^\circ$$

ฉะนั้นจากสมการที่ 2.3

สามารถเขียนใหม่ได้เป็นสมการที่ 2.4

$$\beta_{\phi} = \frac{\mu_0 I}{2\pi r} \quad (\text{Weber/m}^2) \quad (2.4)$$



รูปที่ 2.13 การคำนวณสนามแม่เหล็กที่ตำแหน่ง P เนื่องจากกระแสที่ไหลในลวดเส้นตรง

สนามแม่เหล็กถูกสร้างขึ้นจากลูปเสาอากาศ จะเป็นไปตามสมการที่ 2.5

$$V_o = 2\pi f N S Q B_0 \cos \alpha$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$B_z = \frac{\mu_0 I N a^2}{2r^3} \quad \text{for } r^2 \gg a^2 \quad (2.5)$$

โดยที่

I = กระแส

a = รัศมีของลูป

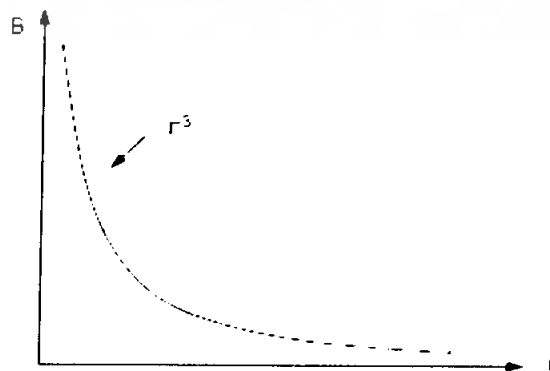
r = ระยะทางจากศูนย์กลางของลูป

สมการที่ 2.5 ต้องการชี้ว่าความแรงของสนามแม่เหล็กลดลงด้วย $1/r^3$ ซึ่งแสดงได้ดังรูปที่ 2.11 สนามแม่เหล็กจะมี Amplitude มากที่สุดในระนาบของและขึ้นอยู่กับทั้งกระแสและจำนวนรอบ

นอกจากนั้นสมการที่ 2.5 ถูกใช้ในการหาค่ากระแสต่อรอบที่ต้องการสำหรับระยะการอ่าน



รูปที่ 2.14 การคำนวณสนามแม่เหล็กที่ตำแหน่ง P เนื่องจากกระแสที่ไหลในลวดเป็นลูป



รูปที่ 2.15 ความสัมพันธ์ระหว่างสนามแม่เหล็กกับระยะทาง r

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.13.2 แรงดันที่เหนี่ยวนำได้จากขดลวดสายอากาศ

จากกฎของฟาราเดย์กล่าวว่า สนามแม่เหล็กที่เปลี่ยนแปลงตามเวลา ทะลุผ่านพื้นผิวที่ถูกครอบคลุมโดยเส้นทางเดินปิดจะเหนี่ยวนำให้เกิดรอบๆ ลูป

รูปที่ 2.12 แสดงโครงสร้างอย่างง่ายของการประยุกต์ใช้ RFID จากกฎของฟาราเดย์ เมื่อสายอากาศของแท็กและตัวอ่านอยู่ในบริเวณปิด สนามแม่เหล็กที่เปลี่ยนแปลงตามเวลาถูกสร้างขึ้นโดย สายอากาศของตัวอ่านเหนี่ยวนำแรงดัน(เรียกว่า แรงเคลื่อนไฟฟ้าหรือ EMF อย่างง่าย) ไปยังสายอากาศของแท็ก แรงดันเหนี่ยวนำที่ถูกเหนี่ยวนำในสายอากาศของตัวอ่านเป็นสาเหตุให้เกิดกระแสเหนี่ยวนำในแท็ก

แรงดันเหนี่ยวนำบนสายอากาศของแท็ก จะเท่ากับการชาร์ตของเส้นแรงแม่เหล็กสมการที่ 2.6

$$V = -N \frac{d\psi}{dt} \quad (2.6)$$

โดยที่

N = จำนวนรอบของสายอากาศ

ψ = เส้นแรงแม่เหล็กที่ทะลุผ่านในแต่ละรอบ

เครื่องหมายลบแสดงทิศทางของแรงเหนี่ยวนำซึ่งมีทิศทางตรงกันข้ามกับเส้นแรงแม่เหล็กที่เกิดขึ้น จากกฎของเลนส์ (Lenz's Law) เป็นการย้ำว่าทิศทางของกระแสในวงจรจะมีทิศทางเดียวกับสนามแม่เหล็กที่ผลิตขึ้นจากการเหนี่ยวนำของกระแสแต่จะตรงข้ามกับสนามแม่เหล็กที่จุดกำเนิด

เส้นแรงแม่เหล็กในสมการที่ 2.6 คือ ผลรวมของสนามแม่เหล็ก (Btotal) ซึ่งทะลุผ่านเข้าไปยังพื้นผิวของสายอากาศ

$$\psi = \int \mathbf{B} \cdot d\mathbf{S} \quad (2.7)$$

โดยที่

B = สนามแม่เหล็กจากสมการที่ 2.4

S = พื้นผิวของขดลวด

\mathbf{g} = ผลคูณภายใน(มุม \cos ระหว่าง เวกเตอร์สองเวกเตอร์)

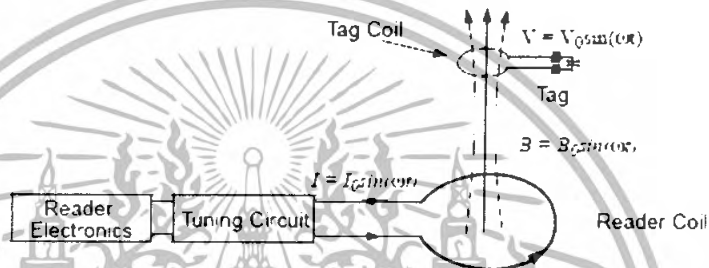
ซึ่งทั้ง B และ S เป็นปริมาณเวกเตอร์

ผลคูณภายในของสองเวกเตอร์ในสมการที่ 2.7 แสดงให้เห็นว่า เส้นแรงแม่เหล็กทั้งหมดที่ทะลุผ่าน ขดลวดสายอากาศ เกิดจากการหาตำแหน่งมุมของขดลวดสายอากาศ ผลคูณภายใน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ของสองเวกเตอร์จะมีค่าน้อยสุดเมื่อมุม \cos ระหว่างสองเวกเตอร์เท่ากับ 90 องศา หรือสองเวกเตอร์ตั้งฉากซึ่งกันและกัน และจะมากที่สุดเมื่อ มุม \cos คือ 0 องศา

ขดลวดของแท็กส์ได้รับขนาดเส้นแรงแม่เหล็กสูงสุดที่ทะลุผ่านเมื่อขดลวดของตัวอ่านและแท็กส์อยู่ในตำแหน่งที่ขนานกัน ซึ่งก็หมายถึงจะมีแรงดันเหนี่ยวนำมากที่สุดเกิดขึ้นที่ขดลวดของแท็กส์และจะได้ระยะอ่านมากที่สุดด้วย ผลคูณภายในที่แสดงดังสมการที่ 2.7 สามารถอธิบายในพจน์ของ mutual coupling ระหว่าง ขดลวดของตัวอ่านและแท็กส์ mutual coupling ระหว่างขดลวดทั้งสองจะสูงสุดในสภาวะที่กล่าวมาแล้วเบื้องต้น



รูปที่ 2.16 โครงสร้างพื้นฐานของตัวอ่านและแท็กส์ในการประยุกต์ใช้ RFID

นำสมการที่ 2.5 และ 2.7 มาแทนลงในสมการที่ 2.6 จะได้

$$\begin{aligned}
 V &= -N_2 \frac{d\psi_{21}}{dt} = -N_2 \frac{d}{dt} \left(\int B_g dS \right) \\
 &= -N_2 \frac{d}{dt} \left[\int \frac{\mu_0 i_1 N_1 a^2}{2(a^2 + r^2)^{3/2}} g dS \right] \\
 &= - \left[\frac{\mu_0 N_1 N_2 a^2 (\pi b^2)}{2(a^2 + r^2)^{3/2}} \right] \frac{di_1}{dt} \\
 &= -M \frac{di_1}{dt} \\
 M &= \left[\frac{\mu_0 \pi N_1 N_2 (ab)^2}{2(a^2 + r^2)^{3/2}} \right]
 \end{aligned}$$

โดยที่

V = แรงดันในขดลวดแท็กส์

i_1 = กระแสที่ไหลในขดลวดตัวอ่าน

a = รัศมีของขดลวดตัวอ่าน

b = รัศมีของขดลวดแท็กส์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

r = ระยะทางระหว่างขดลวดทั้งสอง

M = mutual inductance ระหว่างขดลวดแท่งสี่เหลี่ยมและขดลวดตัวอ่าน โดยที่

ค่า M เป็นไปตามสมการที่ 2.7

$$M = \left[\frac{\mu_0 \pi N_1 N_2 (ab)^2}{2(a^2 + r^2)^{3/2}} \right] \quad (2.7)$$

เส้นแรงแม่เหล็กเกิดจากมีกระแสในขดลวดปฐมภูมิ ซึ่งเส้นแรงแม่เหล็กเป็นสาเหตุให้เกิดแรงดันที่ขดลวดทุติยภูมิ

ในสมการที่ 2.6 แรงดันขดลวดของแท่งสี่เหลี่ยมจะขึ้นอยู่กับ mutual inductance ระหว่างขดลวดทั้งสอง mutual inductance ขึ้นอยู่กับรูปร่างของขดลวดและระยะห่างระหว่างขดลวดทั้งสอง แรงดันเหนี่ยวนำในขดลวดของแท่งสี่เหลี่ยมด้วยอัตรา r^{-3} ดังนั้น ระยะการอ่านจะลดลงในทางเดียวกัน

จากสมการที่ 2.6 และ 2.7 สมการรูปทั่วไปสำหรับแรงดันเหนี่ยวนำ V_0 ในขดลวดรูป

คือ

$$V_0 = 2\pi f N S Q B_0 \cos \alpha \quad (2.8)$$

โดยที่

f = ความถี่ของสัญญาณที่เข้ามา

N = จำนวนรอบของขดลวดในรูป

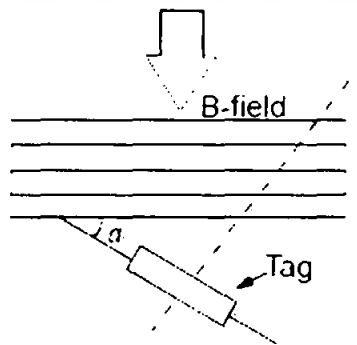
S = พื้นที่ของรูป มีหน่วยเป็น m^2

Q = quality factor ของวงจร

B_0 = ความเข้มของสัญญาณที่เข้ามา

α = มุมของสัญญาณที่เข้ามา

สมการที่ 8 quality factor (Q) คือ มาตรการในการเลือกความถี่ที่สนใจ



รูปที่ 2.17 ตำแหน่งของสายอากาศของ Tag

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกรวดูเชิงงานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แรงดันเหนี่ยวนำที่ทะลุขดลวดของสายอากาศในทิศทางมุมของสัญญาณที่เข้ามา แรงดันเหนี่ยวนำจะมากที่สุดเมื่อขดลวดตัวอ่านอยู่ในตำแหน่งที่ขนานกับสัญญาณที่เข้ามา นั่นก็คือ $a = 0$

2.13.3 ความต้านทานกระแสดตรงของตัวนำและชนิดของลวด

American Wire Gauge(AWG) เป็นเลขที่แสดงเส้นผ่านศูนย์กลางของลวดตัวนำ เลขนี้เป็นสัดส่วนตรงกันข้ามกับเส้นผ่านศูนย์กลาง ยิ่งลวดมีเส้นผ่านศูนย์กลางเล็กก็就会有ความต้านทานกระแสดตรงสูง ความต้านทานกระแสดตรงสำหรับตัวนำจะมีรูปแบบที่สัมพันธ์กับพื้นที่ตัดขวาง ดังสมการที่ 2.9

$$R_{DC} = \frac{l}{\sigma S} = \frac{l}{\sigma \pi a^2} \quad (2.9)$$

โดยที่

l = ความยาวทั้งหมดของลวด

σ = ความนำไฟฟ้าของลวด

S = พื้นที่ตัดขวาง

a = รัศมีของลวด

ค่าความต้านทานค่าน้อยๆ อาจเป็นไปได้สำหรับค่า Q ที่สูงๆ ของวงจรสายอากาศ นั้นหมายถึง ขดลวดที่มีเส้นผ่านศูนย์กลางจะต้องถูกเลือกให้เป็นไปได้กับวงจร RFID ตามตารางที่ 2.4 แสดงถึง เส้นผ่านศูนย์กลางสำหรับลวดที่มีสิ่งห่อหุ้มและเปลือย และแสดงถึงความต้านทานกระแสดตรง

2.13.4 ความต้านทานกระแสดกลับของตัวนำ

สำหรับกระแสดตรง พาหะตัวนำจะกระจายอยู่รอบๆ ส่วนต่างๆ ของลวด ถ้าความถี่เพิ่มขึ้นที่ศูนย์กลางของตัวนำสนามแม่เหล็กไฟฟ้าจะเพิ่มขึ้น ดังนั้นความต้านทานของขดลวดที่มีต่อการนำไฟฟ้าสลับที่ใกล้ๆ จุดศูนย์กลางของลวดจะเพิ่มขึ้น ด้วยเหตุนี้ ในบริเวณที่มีความหนาแน่นของกระแสดความต้านทานจะสูงขึ้น

ดังนั้น ประจุจะเคลื่อนจากจุดศูนย์กลางของลวดตรงไปยังขอบๆ ของลวด เป็นผลทำให้ความหนาแน่นที่จุดศูนย์กลางของลวดลดลงและเพิ่มขึ้นที่บริเวณใกล้กับขอบของลวด นี้คือ 'skin effect' ลึกเข้าไปในตัวนำ ความหนาแน่นของกระแสดกลเป็น $1/e$ หรือ 37% ($= 0.3679$) ของค่าที่พื้นผิว เป็นที่รู้กันว่าเป็นลักษณะของ skin depth และ คือปัจจัยของความถี่และค่าความซึม

ชั้นและค่าความนำของตัวกลาง ผลต่างๆ ของ skin effect ทั้งหมดทั้งปวงเพิ่มขึ้นในความต้านทานกระแสสลับของลวด

ค่า skin depth คำนวณได้จากสมการที่ 2.10

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi f \mu \sigma}} \quad (2.10)$$

โดยที่

f = ความถี่

μ = ค่าความซึมซับ

μ_0 = ค่าความซึมซับของอากาศ

$\mu_r = 1$ สำหรับ ทองแดง, อะลูมิเนียม, ทอง และอื่นๆ

= 4000 สำหรับ เหล็กบริสุทธิ์

σ = ค่าความนำไฟฟ้าของวัสดุ

= $5.8 \times 10^7 (\Omega/m)$ สำหรับ ทองแดง

= $3.82 \times 10^7 (\Omega/m)$ สำหรับ อะลูมิเนียม

= $4.1 \times 10^7 (\Omega/m)$ สำหรับ ทอง

= $6.1 \times 10^7 (\Omega/m)$ สำหรับ เงิน

ความต้านทานลวดเพิ่มขึ้นตามความถี่ และ ความต้านทานที่ขึ้นอยู่กับ skin depth ถูกเรียกว่า ความต้านทานกระแสสลับ สูตรโดยประมาณของความต้านทานกระแสสลับ เป็นไปตามสมการที่ 2.11

$$R_{ac} = \frac{1}{\sigma A_{active}} \approx \frac{1}{2\pi a \delta \sigma} \quad (\Omega) \quad (2.11)$$

$$= \frac{1}{2a} \sqrt{\frac{f \mu}{\pi \sigma}} \quad (\Omega)$$

$$= (R_{dc}) \frac{a}{2\delta} \quad (\Omega)$$

โดยที่ พื้นที่ skin depth บนลวดตัวนำคือ

$$A_{active} = 2\pi a \delta$$

ความต้านทานกระแสสลับเพิ่มขึ้นด้วยรากที่สองของความถี่ที่ใช้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Wire Size (AWG)	Dia. in Mils (bare)	Dia. in Mils (coated)	Ohms/ 1000 ft.	Cross Section (mils)
1	289.3	—	0.126	83690
2	287.8	—	0.156	66360
3	229.4	—	0.197	52620
4	204.3	—	0.249	41740
5	181.9	—	0.313	33090
6	162.0	—	0.395	26240
7	166.3	—	0.498	20820
8	129.5	131.6	0.628	16510
9	114.4	116.3	0.793	13090
10	101.9	106.2	0.999	10380
11	90.7	93.5	1.26	8230
12	80.8	83.3	1.59	6530
13	72.0	74.1	2.00	5180
14	64.1	66.7	2.52	4110
15	57.1	59.5	3.18	3260
16	50.8	52.9	4.02	2580
17	45.3	47.2	5.05	2060
18	40.3	42.4	6.39	1620
19	36.5	37.9	8.05	1290
20	32.0	34.0	10.1	1020
21	28.5	30.2	12.8	812
22	25.3	28.0	16.2	640
23	22.6	24.2	20.3	511
24	20.1	21.6	25.7	404
25	17.9	19.3	32.4	320

Note: 1 mil = 2.54×10^{-3} cm

Wire Size (AWG)	Dia. in Mils (bare)	Dia. in Mils (coated)	Ohms/ 1000 ft.	Cross Section (mils)
26	15.9	17.2	41.0	253
27	14.2	15.4	51.4	202
28	12.6	13.6	65.3	159
29	11.3	12.3	81.2	123
30	10.0	11.0	106.0	100
31	8.9	9.9	131	79.2
32	8.0	8.8	162	64.0
33	7.1	7.9	206	50.4
34	6.3	7.0	261	39.7
35	5.6	6.3	331	31.4
36	5.0	5.7	415	25.0
37	4.5	5.1	512	20.2
38	4.0	4.5	648	16.0
39	3.5	4.0	847	12.2
40	3.1	3.6	1080	9.61
41	2.8	3.1	1320	7.84
42	2.5	2.8	1660	6.25
43	2.2	2.5	2140	4.84
44	2.0	2.3	2590	4.00
45	1.76	1.9	3350	3.10
46	1.57	1.7	4210	2.46
47	1.40	1.6	5290	1.96
48	1.24	1.4	6750	1.54
49	1.11	1.3	8420	1.23
50	0.99	1.1	10600	0.98

Note: 1 mil = 2.54×10^{-3} cm

ตารางที่ 2.5 AWG WIRE CHART

2.13.5 ความต้านทานของตัวนำด้วยการประมาณที่ความถี่ต่ำ

เมื่อ skin depth ส่วนใหญ่จะเปรียบเทียบกับรัศมีของตัวนำ ความต้านทานสามารถได้รับการประมาณด้วยความถี่ต่ำได้

$$R_{low\ frequency} \approx \frac{1}{\sigma \pi a^2} \left[1 + \frac{1}{48} \left(\frac{a}{\delta} \right)^2 \right] \quad (2.12)$$

พจน์แรกของสมการที่ 2.12 คือ ความต้านทานกระแสดตรง ส่วนพจน์ที่สองคือความต้านทานกระแสลับ

2.13.6 ตัวเหนี่ยวนำที่ประกอบด้วยขดลวดสี่เหลี่ยมหลายชั้น

ค่าความเหนี่ยวนำของขดลวดสี่เหลี่ยมหลายชั้นคำนวณจากสมการที่ 2.13

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$L = \frac{0.0276(CN)^2}{1.908C + 9b + 10h} \quad \mu H \quad (2.13)$$

โดยที่

N = จำนวนรอบ

$C = x+y+2h$

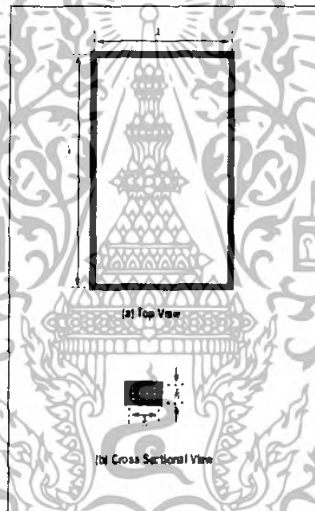
X = ความกว้างของขดลวด

Y = ความยาวของขดลวด

b = ความกว้างของภาคตัดขวาง

h = ความสูงของภาคตัดขวาง

หมายเหตุ อยู่ในหน่วยเซนติเมตร



รูปที่ 2.18 ขดลวดรูปสี่เหลี่ยมหลายชั้น

2.14 ค่าเหนี่ยวนำร่วม (Mutual Inductance)

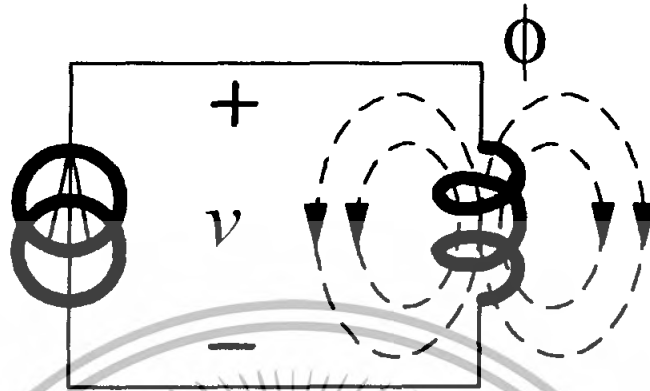
ค่าความเหนี่ยวนำร่วม คือ ความสามารถของขดลวดหนึ่งทีเหนี่ยวนำแรงดันให้เกิดขึ้นที่ขดลวดข้างเคียง โดยมีหน่วยเป็นเฮนรี (H)

วงจรทางไฟฟ้าสามารถแบ่งการเชื่อมโยงได้ 2 แบบคือ

- การเชื่อมโยงทางตัวนำ (Conductively Coupled) หมายถึง รูปหนึ่งในวงจร ไปมีผลต่ออีกรูปหนึ่งในวงจรผ่านกระแส
- การเชื่อมโยงทางสนามแม่เหล็ก (Magnetically Coupled) หมายถึง รูปหนึ่งในวงจร ไปมีผลต่ออีกรูปหนึ่งในวงจรที่ไม่ได้เชื่อมต่อ อกันผ่านทางสนามแม่เหล็กหม้อแปลง (Transformer) เป็นอีก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตัวอย่างหนึ่งที่ใช้หลักการการเชื่อมต่อทางสนามแม่เหล็ก ซึ่งจะถูมองในรูปพลังงานที่ถ่ายเทจากวงจรหนึ่งไปยังอีกวงจรหนึ่ง



รูปที่ 2.19 ฟลักซ์สนามแม่เหล็กที่เกิดขึ้น

จากรูปที่ 2.15 ขดลวดพัน N รอบจะมี กระแสไหล, $i(t)$ ผ่านทำให้เกิดฟลักซ์สนามแม่เหล็ก ϕ ที่เกิดขึ้น รอบๆขดลวด จากกฎของฟาราเดย์กล่าวไว้ว่า

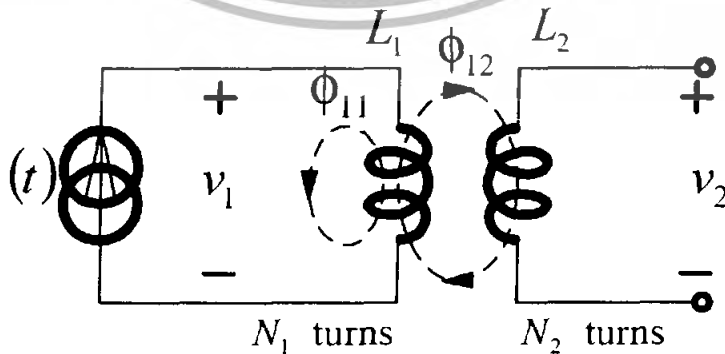
$$v = N \frac{d\phi}{dt}$$

ฟลักซ์, ϕ ก็เกิดจากอัตราการเปลี่ยนแปลงกระแสต่อเวลาดังนั้น

$$v = N \frac{d\phi}{dt} \frac{di}{di}$$

หรือ $v = L \frac{di}{dt}$ โดยที่ $L = N \frac{d\phi}{di}$

โดยที่ L จะถูกเรียกว่า Self-Inductance เนื่องจาก ผลของแรงดันที่เกิดขึ้นจากการเปลี่ยนแปลงกระแสต่อเวลาในขดลวดเดียวกัน



รูปที่ 2.20 ขดลวดที่ค่า Self-Inductance เท่ากับ L_1 และ L_2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขดลวด 2 ขดที่ค่า Self-Inductance เท่ากับ L_1 และ L_2 มาวางใกล้กันดังรูปที่ 2.16 ขดลวด L_1 และ L_2 พัน N_1 และ N_2 รอบตามลำดับ เนื่องจากขดลวด L_2 ไม่มีกระแสไหล ฟลักซ์ทั้งหมดที่เกิดขึ้นในขดลวดที่ 1 คือ $\phi_1 = \phi_{11} + \phi_{12}$

$$\text{แรงดันที่เกิดขึ้นที่ขดลวดที่ 1: } v_1 = N_1 \frac{d\phi_1}{dt} = N_1 \frac{d\phi_1}{di_1} \frac{di_1}{dt} = L_1 \frac{di_1}{dt}$$

$$\text{แรงดันที่เกิดขึ้นที่ขดลวดที่ 2: } v_2 = N_2 \frac{d\phi_{12}}{dt} = N_2 \frac{d\phi_{12}}{di_1} \frac{di_1}{dt} = M_{21} \frac{di_1}{dt}$$

โดยที่ M_{21} : mutual-Inductance ของขดลวด

ในทางตรงกันข้าม ถ้าให้ขดลวด L_1 ไม่มีกระแสไหลทำนองเดียวกัน ฟลักซ์ทั้งหมดที่เกิดขึ้นในขดลวดที่ 2 คือ: $\phi_2 = \phi_{21} + \phi_{22}$

$$\text{แรงดันที่เกิดขึ้นในขดลวดที่ 2: } v_2 = N_2 \frac{d\phi_2}{dt} = N_2 \frac{d\phi_2}{di_2} \frac{di_2}{dt} = L_2 \frac{di_2}{dt}$$

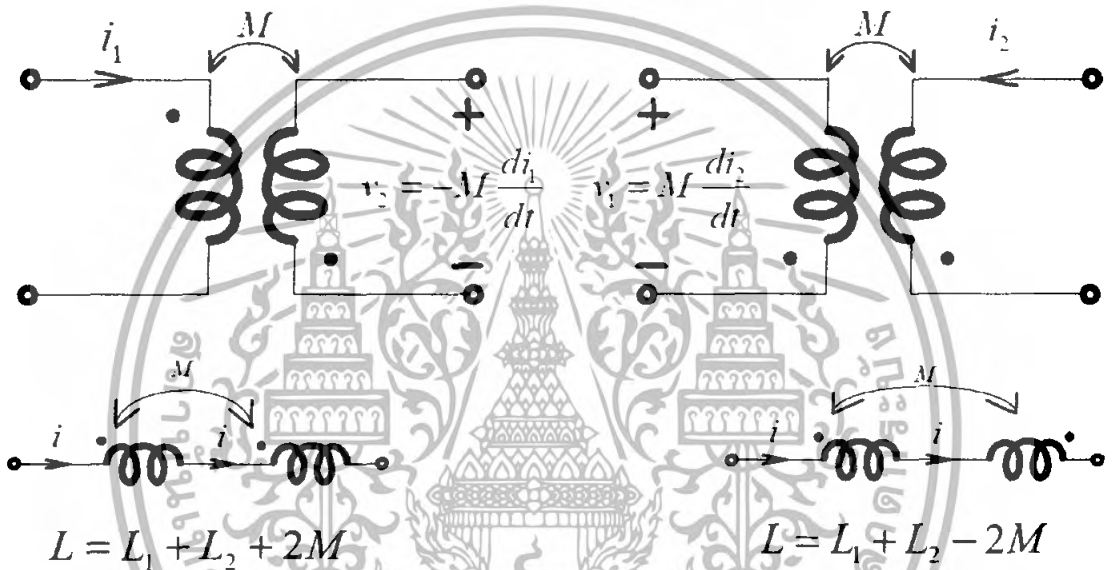
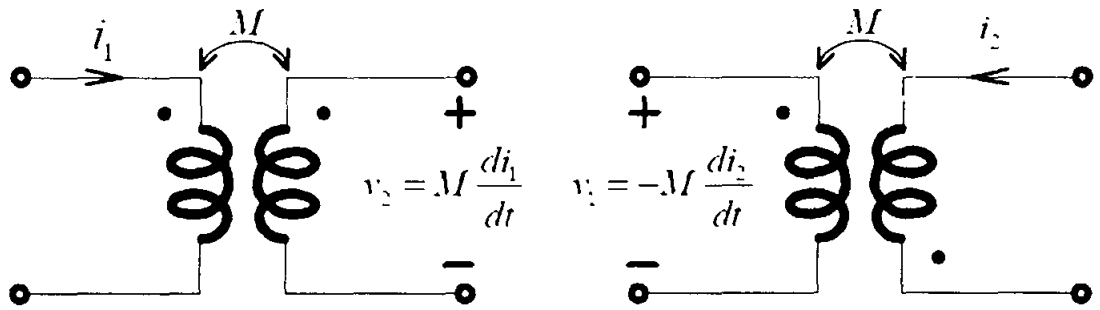
$$\text{ซึ่งทำให้ } v_1 = L_1 \frac{di_1}{dt}$$

$$\text{แรงดันที่เกิดขึ้นในขดลวดที่ 1: } v_1 = N_1 \frac{d\phi_{21}}{dt} = N_1 \frac{d\phi_{21}}{di_2} \frac{di_2}{dt} = M_{12} \frac{di_2}{dt}$$

จะพบว่า $M_{21} = M_{12} = M$ โดยที่ M คือค่า Mutual Inductance ระหว่างขดลวด 2 ขด

ความยุ่งยากในการกำหนดแรงดัน ความเหนี่ยวนำร่วม สามารถพิจารณาได้โดยใช้ Dot Convention ดังนั้น

- ถ้ากระแสไหลเข้าจุดของขดลวดอันแรก แรงดันเหนี่ยวนำร่วมของขดลวดที่สองที่ขั้วของจุดจะเป็นบวก
- ถ้ากระแสไหลออกจากจุดของขดลวดอันแรก แรงดันเหนี่ยวนำร่วมของขดลวดที่สองที่ขั้วของจุดจะเป็นลบ



รูปที่ 2.21 ทิศทางของกระแสและแรงดันที่เกิดขึ้นในขดลวด

2.14.1 พลังงานในวงจรที่เชื่อมโยงกัน (Energy in a Coupled Circuit)

พลังงานสะสมในตัวเหนี่ยวนำ $\left(w = \frac{1}{2} Li^2 \right)$

พลังงานสะสมในขดลวดเหนี่ยวนำ $\left(w = \frac{1}{2} L_1 i_1^2 + \frac{1}{2} L_2 i_2^2 \pm M i_1 i_2 \right)$

พลังงานที่เกิดขึ้นจะต้องมากกว่าหรือเท่ากับ 0 ดังนั้น $\frac{1}{2} L_1 i_1^2 + \frac{1}{2} L_2 i_2^2 + M i_1 i_2 > 0$

ความสัมพันธ์ระหว่างค่า M และค่า L คือ $\sqrt{L_1 L_2} - M$ หรือ $M \sqrt{L_1 L_2}$

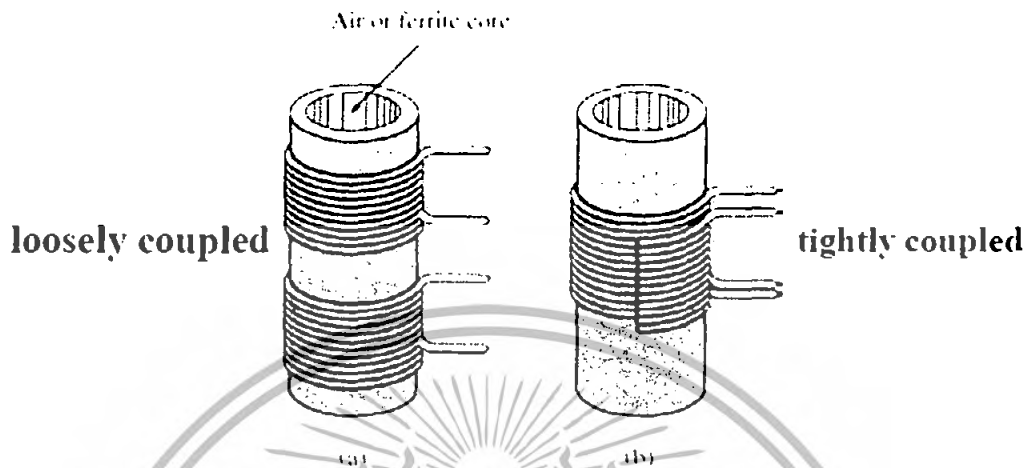
อัตราส่วนของค่าความเหนี่ยวนำรวม ต่อค่าเฉลี่ยของค่าความเหนี่ยวนำส่วนตัวคือค่าสัมประสิทธิ์การคัปปลิง (Coefficient of coupling), k

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}}; 0 < k < 1$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับ $k < 0.5$ จะเรียกว่า Loosely Coupled

สำหรับ $k > 0.5$ จะเรียกว่า Tightly Coupled



รูปที่ 2.22 สัมประสิทธิ์การคัปปลิง

2.14.2 หม้อแปลงแบบเชิงเส้น (Linear Transformers)

- ขดลวดปฐมภูมิ (primary coil) เป็นขดลวดที่เชื่อมต่อกับแหล่งจ่าย
- ขดลวดทุติยภูมิ (secondary coil) เป็นขดลวดที่เชื่อมต่อกับโหลด
- แกน (core) เป็นส่วนแกนที่ขดลวดพันรอบ โดยหม้อแปลงจะเป็นแบบเชิงเส้นก็ต่อเมื่อ
- แกนเป็นวัสดุซึ่งขาดทางแม่เหล็ก (permeability) คงที่ อาทิเช่น อากาศพลาสติก เบคไลท์ และ ไม้

2.15 วงจรดีเทกเตอร์ AM

วงจรดีเทกเตอร์ AM (AM detector) หรือวงจร AM ดิมอดูเลเตอร์ (AM demodulator) เป็นวงจรตรวจจับสัญญาณเสียง (AF) หรือวงจรแยกเอาสัญญาณเสียงหรือข้อมูลข่าวสารที่มอดูเลตแบบ AM อยู่กับสัญญาณ IF ออก การตรวจจับสัญญาณเสียงจากสัญญาณ AM จะใช้ไดโอดแบบจุดสัมผัส (point contact) ที่สามารถทำงานได้กับความถี่สูงและมีแรงดันตกคร่อมต่ำ โดยทั่วไป จะเรียกกันว่า เจอร์เมเนียมไดโอด (germanium diode) เพราะใช้ธาตุเจอร์เมเนียมเป็นสารกึ่งตัวนำ ตัวอย่างเบอร์ไดโอดที่นำมาใช้ เช่น 1N34A, 1N60 และ 0A70 เป็นต้น

1) การไบแอสไดโอด

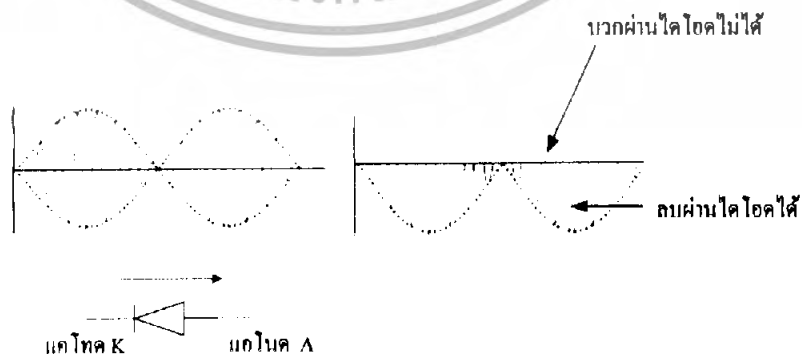
การไบแอสตรง (forward bias) หมายถึงภาวะที่ไดโอดนำกระแสจะมีกระแสไฟบวกไหลจากแอโนดไปยังแคโทด โดยการจะให้แรงดันที่แอโนดมีศักย์เป็นบวกสูงกว่าแคโทด และในกรณี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ที่ป้อนไฟสลับความถี่ต่างๆ เข้าที่แอนโอด กระแสที่ผ่านไดโอดได้จะปรากฏเฉพาะซีกบวกเท่านั้น จึงเรียกว่าใช้ไดโอดตัดแยกคลื่นหรือคิเทกเอาเฉพาะซีกบวก

ถ้าหากเรากลับขั้วไดโอดแล้วป้อนไฟเข้าทางด้านแคโทด การทำให้แคโทดเกิดไบแอสตรงที่ขาแคโทดจะต้องมีศักย์โพลบสูงกว่าแอนโอด กระแสโพลบจึงจะผ่านจากแคโทดไปยังแอนโอดได้หรือถ้าป้อนไฟสลับความถี่ต่างๆ เข้าที่แคโทดของไดโอด กระแสที่ผ่านจากแคโทดไปยังแอนโอดได้จะปรากฏเฉพาะซีกลบเท่านั้น ซึ่งเรียกว่าใช้ไดโอดตัดแยกคลื่นหรือคิเทกเอาเฉพาะคลื่นซีกลบ

การไบแอสกลับ(reverse bias) หมายถึงภาวะที่ไดโอดไม่นำกระแสหรือกั้นกระแสไว้ในขณะที่ขาแอนโอดเป็นลบและขาแคโทดเป็นบวก ในขณะนี้จะไม่มีการไหลผ่านไดโอดเลย ถ้าหากป้อนสัญญาณความถี่กระแสกลับให้ไดโอดช่วงที่เป็นไบแอสกลับสัญญาณจะหายไปหมดทั้งแถบดังรูปที่ 2.18 (ก) คลื่นซีกลบหายไป (ข) คลื่นซีกบวกหายไป



(ข) ไดโอดตัดคลื่นซีกลบ

รูปที่ 2.23 หลักการใช้ไดโอดเป็นตัวคิเทกเตอร์สัญญาณ AM

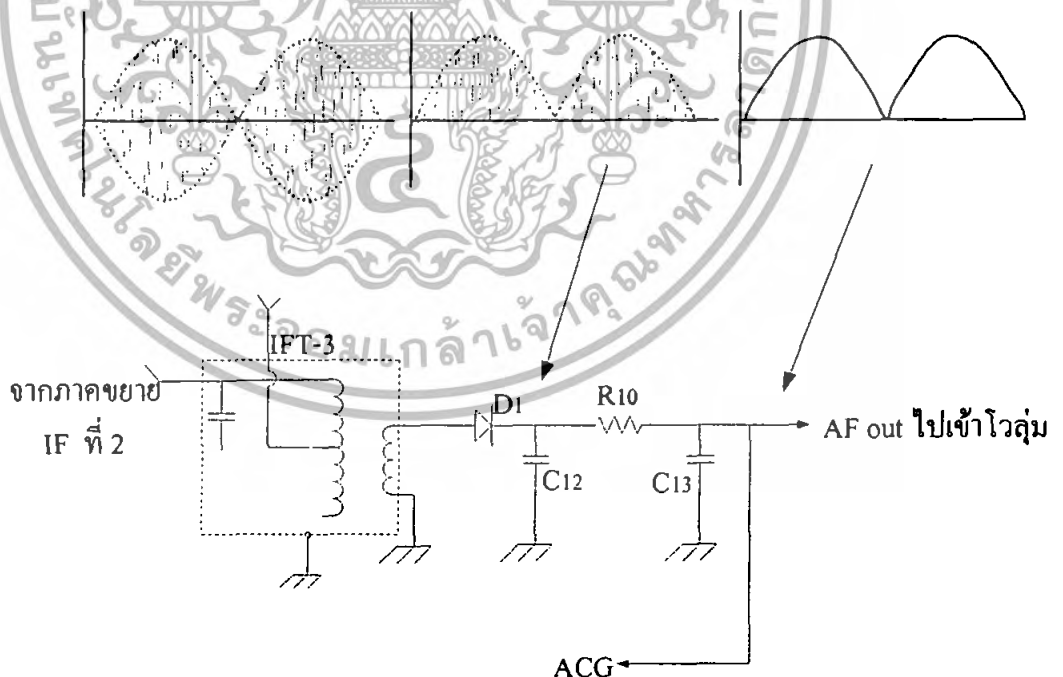
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2) การใช้ไดโอดตีเทกเตอร์

สัญญาณ AM ที่จะนำมาเข้าวงจรเพื่อตัดแยกเอาสัญญาณเสียงนั้นเป็นสัญญาณ IF ความถี่ 455 kHz แอมพลิจูดด้านบนซีกบวกมียอดไม่สม่ำเสมอและแอมพลิจูดด้านล่างซีกลบก็เช่นเดียวกัน การที่แอมพลิจูดของสัญญาณไม่สม่ำเสมอนี้เกิดจากการมอดูเลตสัญญาณเสียงจากสถานีส่ง

หลักการทำงานตามรูปที่ 2.20 สัญญาณ IF จากขดลวดทุติยภูมิของ IFT-3 ป้อนเข้าขาแอนโนดของไดโอด D1 แรงดันซีกบวกที่เป็นไบแอสตรงจะผ่านไดโอด D1 ไปได้ ส่วนแรงดันซีกลบถูกกั้นไว้เพราะเป็นไบแอสกลับ สัญญาณที่ตัดแยกได้ทางบวกจะเข้าวงจรฟิลเตอร์ C12, R10, C13 เพื่อขจัดความถี่ IF และเหลือสัญญาณเสียงหรือ AF ออกไปเข้าโวลุ่ม และเข้าวงจรขยายเสียงต่อไปสัญญาณ AF อีกส่วนหนึ่งจะนำไปป้อนเป็นแรงดัน AGC

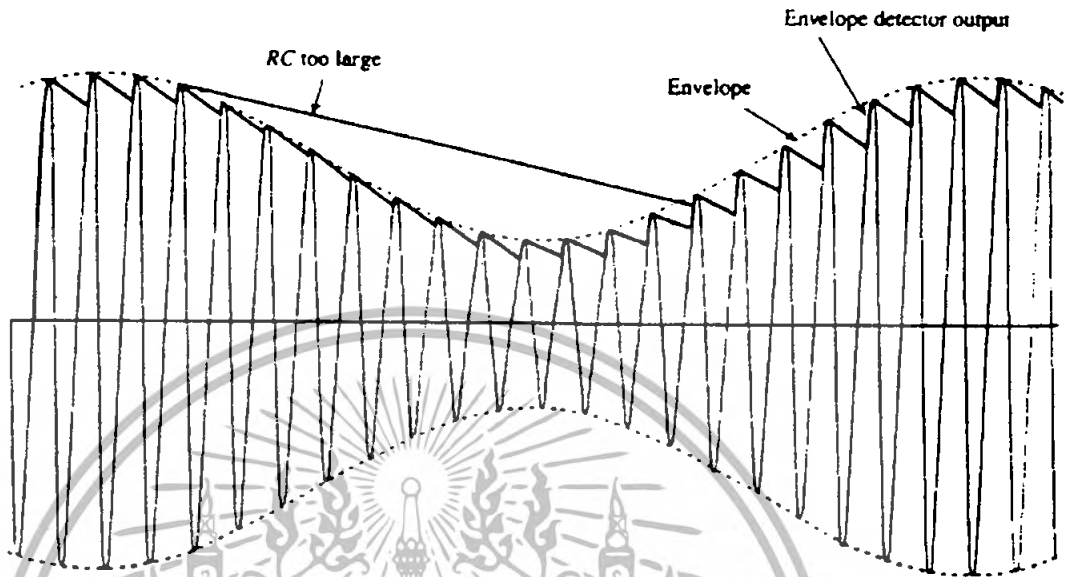
ลักษณะการแยกสัญญาณเสียงออกจากคลื่น IF ของ AM โดยใช้วงจรตีเทกเตอร์นี้ใช้วิธีเดียวกับ การเรียงกระแสแบบครึ่งคลื่น (half wave rectifier) ผิดกันแต่ไดโอดที่ใช้แยกสัญญาณเสียงนี้จะ เป็นแบบความถี่สูงจะมีแรงดันตกคร่อมตัวต่ำ และวงจรที่ใช้กรองสัญญาณจะใช้ตัวเก็บประจุที่มีค่าต่ำ



รูปที่ 2.24 วงจรตีเทกเตอร์สัญญาณ AM

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3) หลักการกรองความถี่ IF



รูปที่ 2.25 หลักการกรองความถี่ IF

จากรูปที่ 22 เราตัดแยกสัญญาณ IF ได้คลื่นซีกบวก ความถี่ของขอดีสัญญาณมีค่า 455 kHz เนื่องจากเป็นคลื่นไซน์จึงมีช่องว่างระหว่างคลื่นแต่ละลูก ขอดีคลื่นแต่ละลูกห่างกัน $1/455$ ms นั่นคือแรงดันไฟบวกที่เราตัดแยกมาได้ทางด้านบนจะมีช่วงที่ไฟบวกขาดหายไปเป็นเวลา $1/455$ ms เมื่อนำสัญญาณนี้ผ่านเข้ากรองด้วย C12, R10, C13 จะทำหน้าที่เก็บประจุในช่วงขอดีบวกและคายประจุเต็มลงไปในช่วงที่แรงดันขาดไป ก็จะทำให้แรงดันบวกมีขอดีสม่ำเสมอตามแนวสัญญาณ AF มากขึ้น แล้วความถี่ 455 kHz ก็หายไประยะเวลาหนึ่ง เพราะถูกเก็บและคายโดย C12, C13 ค่าการเก็บและคายประจุของวงจรซีฟิเตอร์ (RC filter) ต้องมีค่าพอดีที่จะคายประจุให้เต็มช่องว่าง แต่ในทางปฏิบัติจะใช้ค่าสูงขึ้นไปเล็กน้อย เพื่อกรองสัญญาณความถี่สูงให้ได้สัญญาณเสียงที่มีความนุ่มนวลมากขึ้น ค่า RC ที่มากเกินไปจะทำให้ระยะเวลาในการเก็บประจุและคายประจุมาก แอมพลิจูดด้านบวกและลบจะผิดเพี้ยนมาก แต่ถ้าค่า RC มีค่าน้อยเกินไปการเก็บและคายประจุลงในช่องว่างของความถี่ IF ก็จะไม่เต็ม ซึ่งไม่สามารถกรองความถี่สูงได้จะมีสัญญาณรบกวนทางความถี่สูงออกมาด้วย สัญญาณเสียงที่ได้จะอยู่บนไฟตรงชั่วบวกละถ้าหากการตัดแยกสัญญาณได้สัญญาณซีกลบ เมื่อนำวงจรซีฟิเตอร์แล้วสัญญาณเสียงที่ออกมาจะอยู่บนไฟตรงชั่วบวกละ

2.16 การแมทซ์อิมพีแดนซ์ (Impedance Matching)

วงจรแมทซ์ซิ่ง (Matching circuit) เป็นวงจรที่ใช้ในการแปลงค่าอิมพีแดนซ์ของวงจร หรือ โคร่งข่ายเพื่อให้วงจร หรือ โคร่งข่าย มีค่า Z_s' และ /หรือ Z_L' ตามที่เราต้องการ เพื่อให้วงจร หรือ โคร่งข่ายทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพ และ/หรือ ให้เกิดการถ่ายทอดกำลังสูงสุด

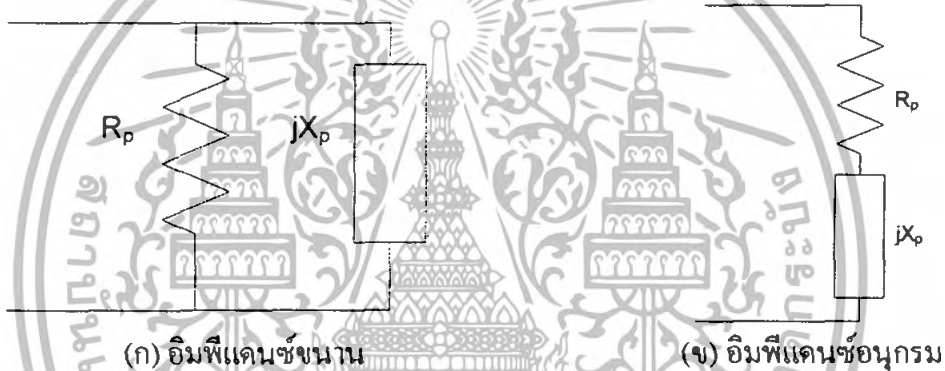
วงจรที่ใช้ในการแมทซ์ซิ่งอาจใช้เพียง ตัวความต้านทาน หรือ หม้อแปลง หรือวงจร L-C

2.16.1 วงจรเสมือน การแปลงระหว่าง อิมพีแดนซ์อนุกรม และอิมพีแดนซ์ขนาน

หลักการที่สำคัญของการออกแบบวงจรแมทซ์อิมพีแดนซ์ คือการแปลงอิมพีแดนซ์ที่อยู่ใน

รูป

$$Z_p = R_p // jX_p \Leftrightarrow R_{se} + jX_{se} = Z_{sc}$$



รูปที่ 2.26 วงจรเสมือนอิมพีแดนซ์

จากรูปที่ 21(ก)จะได้ $Z_p = R_p // jX_p$

$$\begin{aligned} Z_p &= \frac{R_p \cdot jX_p}{R_p + jX_p} \cdot \frac{R_p - jX_p}{R_p - jX_p} \\ &= \frac{R_p^2 jX_p + X_p^2 R_p}{R_p^2 + X_p^2} \end{aligned}$$

$$\therefore Z_p = \frac{X_p^2 R_p}{R_p^2 + X_p^2} + j \frac{R_p^2 X_p}{R_p^2 + X_p^2} \quad (2.14)$$

จากรูปที่ 21(ข)จะได้ $Z_{se} = R_{se} + jX_{se}$

$$Z_p \equiv Z_{se} \quad (2.15)$$

$$\text{จะได้ } \frac{X_p^2 R_p}{R_p^2 + X_p^2} + j \frac{R_p^2 X_p}{R_p^2 + X_p^2} \equiv R_{se} + jX_{se}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\text{Real part; } R_{se} = \frac{X_p^2 R_p}{R_p^2 + X_p^2} \quad (2.14)$$

$$\text{Re}\{Z_{se}\} = R_{se} = \frac{R_p}{1 + \left(\frac{R_p}{X_p}\right)^2} \quad (2.15)$$

$$\text{Imaginary part; } X_{se} = \frac{R_p^2 X_p}{R_p^2 + X_p^2} \quad (2.16)$$

$$\text{จากสมการ 16 } R_p^2 + X_p^2 = \frac{X_p^2 \cdot R_p}{R_{se}}$$

$$\text{แทนลงในสมการที่ 18 จะได้ } X_{se} = R_p^2 X_p \cdot \frac{R_{se}}{X_p^2 R_p}$$

$$\text{Im}\{Z_{se}\} = X_{se} = R_{se} \left(\frac{R_p}{X_p} \right) \quad (2.17)$$

และจากสมการที่ 2.15

$$R_p = R_{se} \left(1 + \frac{R_p^2}{X_p^2} \right) \quad (2.18)$$

$$\text{จากสมการที่ 2.17: } \frac{R_p}{X_p} = Q_p = \frac{X_{se}}{R_{se}} = Q_{se} \quad (2.19)$$

$$\text{จากสมการที่ 2.15 : } \text{Im}\{Z_p\} = X_p = \frac{R_p}{X_s / R_{se}} \quad (2.20)$$

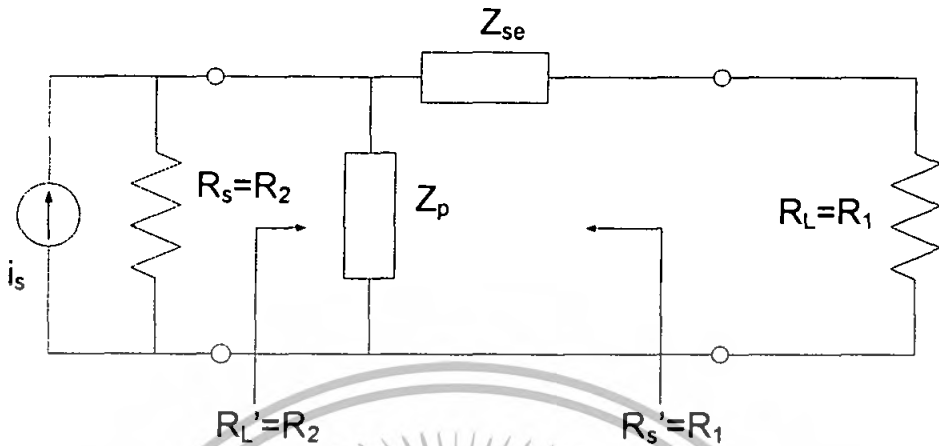
แทนค่า $\frac{R_p}{X_p}$ ในสมการที่ 2.18 ด้วย $\frac{X_{se}}{R_{se}}$ จะได้

$$\text{Re}\{Z_p\} = R_p = R_{se} \left(1 + \left(\frac{X_{se}}{R_{se}} \right)^2 \right) \quad (2.21)$$

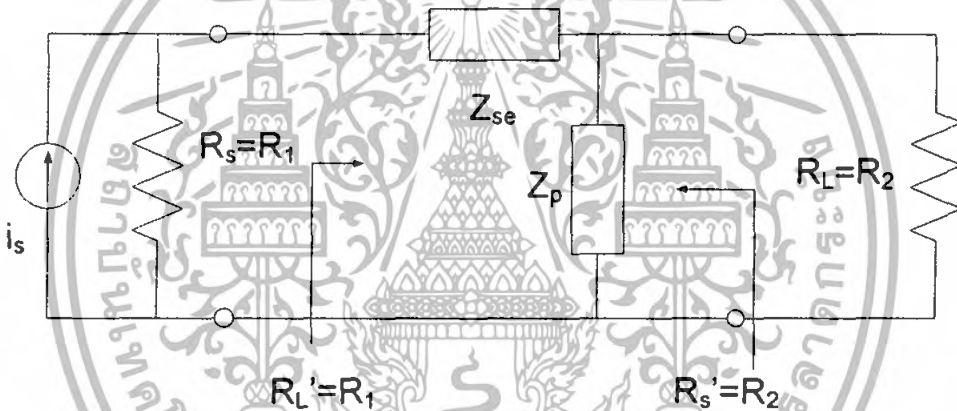
ค่าอัตราส่วน $\frac{R_p}{X_p}$ หรือ $\frac{X_{se}}{R_{se}}$ อาจถูกเรียกว่าค่า Q ของอิมพีแดนซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.16.2 วงจรแมทซ์อิมพีแดนซ์อย่างง่าย



(ก) กรณี $R_s > R_L$: $R_2 \equiv R_s$ และ $R_1 \equiv R_L$



(ข) กรณี $R_s < R_L$: $R_1 \equiv R_s$ และ $R_2 \equiv R_L$

รูปที่ 2.27 วงจรแมทซ์อิมพีแดนซ์อย่างง่ายที่สุด

จากรูปที่ 2.22 แหล่งกำเนิดสัญญาณ i_s ซึ่งมีค่าอิมพีแดนซ์ R_s จะต้องแมทซ์กับ R_L เพื่อให้ได้การถ่ายทอดกำลังไฟฟ้าจาก i_s ไปยัง R_L ให้มากที่สุด

- แหล่งกำเนิด i_s ควรต่อกับโหลดที่มีค่า $R_L' = R_s$
- R_L ควรต่อกับแหล่งกำเนิดที่มีค่า $R_s' = R_L$ การถ่ายทอดกำลังไฟฟ้าใน รูปที่ 2.22 อาจหมายถึง

- การถ่ายทอดกำลังไฟฟ้าในจากแหล่งกำเนิดไปสู่วงจรขยาย ในกรณีนี้อิมพีแดนซ์ที่ทางเข้าของวงจรขยาย จะเสมือนเป็น R_L หรือ $R_L = R_{IN}$

- การถ่ายทอดกำลังไฟฟ้าจากวงจรขยายไปยัง R_L ในกรณีนี้อิมพีแดนซ์ที่ทางออก

ของวงจรขยาย จะเสมือนเป็น R_s หรือ $R_{o(n)} = R_s$ และ $R_{IN(n+1)} = R_L$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 2.23 R_2 หมายถึง ด้านที่มีอิมพีแดนซ์สูงกว่า ในกรณีที่

- $R_2 > R_L$ $R_2 \equiv R_s$ และ $R_1 \equiv R_L$ ดังในรูปที่ 2.23 (ก)

- $R_2 < R_L$ $R_2 \equiv R_L$ และ $R_1 \equiv R_s$ ดังในรูปที่ 2.23 (ข)

โดยการนำอิมพีแดนซ์ Z_p ไปต่อขนานกับฝั่งที่มีความต้านทานสูงกว่า หรือ R_2 เลือกค่าของ Z_p เพื่อให้

$$R_2 // \pm jX_p = R_1 \pm jX_{se1}$$

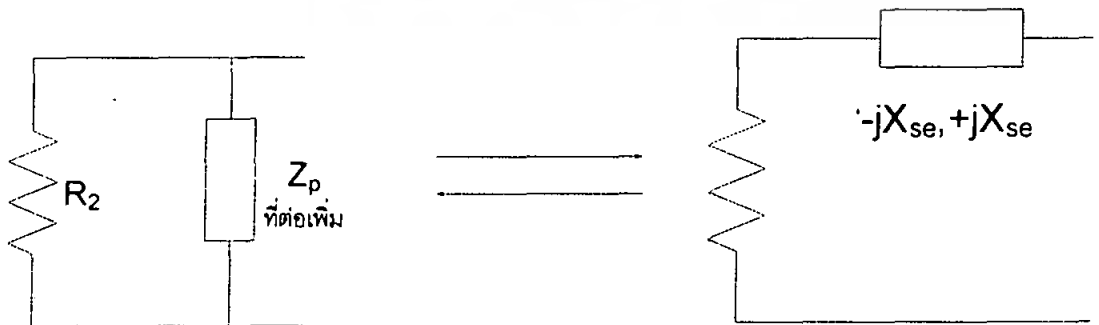
นั่นคือ R_2 จะถูกทำให้มีค่าความต้านทานเสมือนเป็น R_1 จากสมการที่ 2.15

$$R_{se} = \frac{R_p}{1 + \left(\frac{R_p}{X_p}\right)^2}$$

$$R_1 = \frac{R_2}{1 + \left(\frac{R_2}{X_p}\right)^2}$$

จะได้ $X_p = \frac{R_2}{\sqrt{\left(\frac{R_2}{R_1}\right) - 1}}$ (2.22)

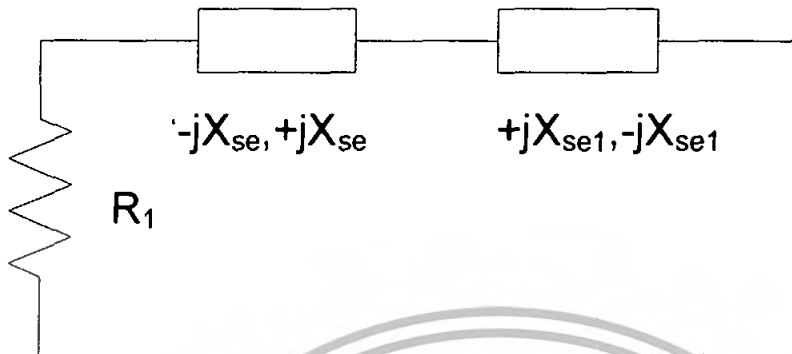
$$\text{ซึ่ง } Z_p = \pm jX_p = \frac{\pm jR_2}{\sqrt{\left(\frac{R_2}{R_1}\right) - 1}}$$
 (2.23)



R_2 ถูกแปลงเป็น R_1 โดยต่อ Z_p

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(ก) R_2 ถูกแปลงเป็น $R_1 \pm jX_{se1}$ โดยการนำ $Z_p = \pm jX_p$ ไปต่อขนานกับ R_2



$Z_{se} = \mu jX_{se1}$ ถูกต่อเพิ่ม

(ข) $\pm jX_{se1}$ ที่เกิดจากการนำ Z_p ไปต่อขนานกับ R_2 ถูกกำจัดโดยการนำ $Z_{se} = \mu jX_{se1}$ ไปต่ออนุกรมเพิ่ม

รูปที่ 2.28 การเมทซ์อิมพีแดนซ์ ระหว่าง R_2 และ R_1

โดยการนำ $Z_p = \pm jX_p = \frac{\pm jR_2}{\sqrt{\frac{R_2}{R_1} - 1}}$ ไปต่อขนานกับ R_2 ทำให้ R_2 ถูกแปลงเป็น R_1 ต่ออนุกรมกับ

$\pm jX_{se1}$ ดังรูปที่ 2.23 (ก) จากสมการ ที่ 19 ค่าของ X_{se1} จะมีค่าเป็น $X_{se} = R_{se} \cdot \frac{R_p}{X_p}$

$$X_{se1} = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_2 / \sqrt{\frac{R_2}{R_1} - 1}} = R_1 \sqrt{\frac{R_2}{R_1} - 1}$$

$$\text{หรือ } Z_{se1} = \pm jR_1 \sqrt{\frac{R_2}{R_1} - 1} \quad (2.24)$$

$$\text{นั่นคือ } R_2 // \frac{\pm jR_2}{\sqrt{\frac{R_2}{R_1} - 1}} = R_1 \pm jR_1 \sqrt{\frac{R_2}{R_1} - 1}$$

โดยการนำอิมพีแดนซ์ $Z_{se} = \mu Z_{se1}$ ไปต่ออนุกรมกับ R_1 ดังรูปที่ 2.23(ข) จะได้ค่าของอิมพีแดนซ์ Z_{se} ที่นำไปต่ออนุกรมกับ R_1 เป็น

$$Z_{se} = \mu jR_1 \sqrt{\frac{R_2}{R_1} - 1} \quad (2.25)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยการเลือกให้ Z_p และ Z_{se} เป็นอิมพีแดนซ์ที่มีเฟสตรงกันข้าม อิมพีแดนซ์ R_2 จะถูกแมทซ์กับ R_1 ค่าของ Z_p และ Z_{se} สามารถเขียนเป็นรูปทั่วไปได้เป็น

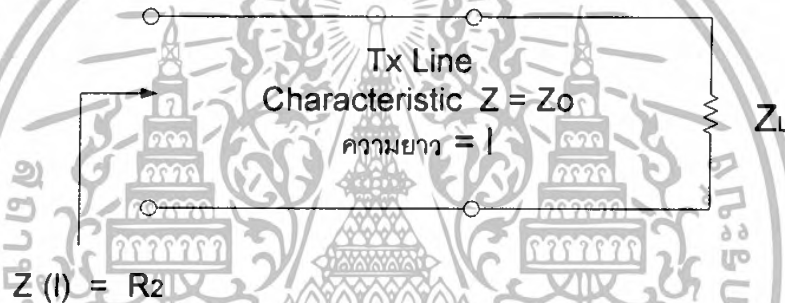
$$|Z_p|_{\text{ขนานกับ } R_2} = \frac{R_2}{\sqrt{\frac{R_2}{R_1} - 1}} \tag{2.26}$$

$$\text{และ } |Z_{se}|_{\text{อนุกรมกับ } R_1} = R_1 \sqrt{\frac{R_2}{R_1} - 1} \tag{2.27}$$

โดยที่ $R_2 > R_1$

2.16.3 Reader Coil Matching Using Quarter Wave Transformer

Transmission Line Theory



รูปที่ 2.29 วงจรเสมือนของสายส่ง

Transmission Line (Tx) ซึ่งมี Characteristic Impedance เท่ากับ Z_o มีความยาว l เมตร ต่ออยู่กับ Load ซึ่งมีอิมพีแดนซ์ Z_L ค่าอิมพีแดนซ์รวมจะขึ้นอยู่กับความยาว l ค่า Z_o และ Z_L : $Z(l)$ จะมีค่า

$$Z_L = Z_o \left[\frac{Z_L + jZ_o \tan \beta l}{Z_o + jZ_L \tan \beta l} \right]$$

โดยที่ $\beta = \frac{2\pi}{\lambda} \text{ Rad}$

กรณีที่ 1 ถ้า $Z_L = Z_o$ จะได้ว่า $Z_L = Z_o = Z(l)$ โดยไม่ขึ้นกับความยาว

จาก
$$\beta l = \frac{2\pi}{\lambda} \cdot l = 2\pi \frac{l}{\lambda}$$

ถ้ากำหนดให้
$$\frac{l}{\lambda} = \frac{L}{\lambda}$$

จะได้ว่า
$$\beta l = 2\pi \frac{L}{\lambda}$$

ดังนั้น
$$Z_L = Z_0 \frac{Z_L + jZ_0 \tan 2\pi \frac{L}{\lambda}}{Z_0 + jZ_L \tan 2\pi \frac{L}{\lambda}}$$

กรณีที่ 2 ถ้า $L = \frac{\lambda}{2}$ จะได้ว่า $Z(l) = Z_L$ โดยที่ไม่ขึ้นกับค่าของ Z_0

กรณีที่ 3 ถ้า $L = \frac{\lambda}{4}$ จะได้ว่า $Z(l) = Z_2 = \frac{Z_0^2}{Z_1}$ หรือ $Z_0 = \sqrt{Z_1 Z_2}$

λ ในสมการ Tx Line เป็นความยาวคลื่นของ Tx Line มิใช่ค่า λ_0 ของ Free Space เนื่องจากความเร็วของคลื่นใน Tx Line ไม่เท่ากับความเร็วแสง ซึ่ง λ_0 มีค่าดังสมการ

$$\lambda_0 = \frac{c}{f}$$

เมื่อ c คือค่าความเร็วแสงซึ่งมีค่าเท่ากับ 3×10^8 m/s

และจาก
$$\lambda = \frac{V_p}{f}$$

โดยที่ V_p คือ Phase Velocity

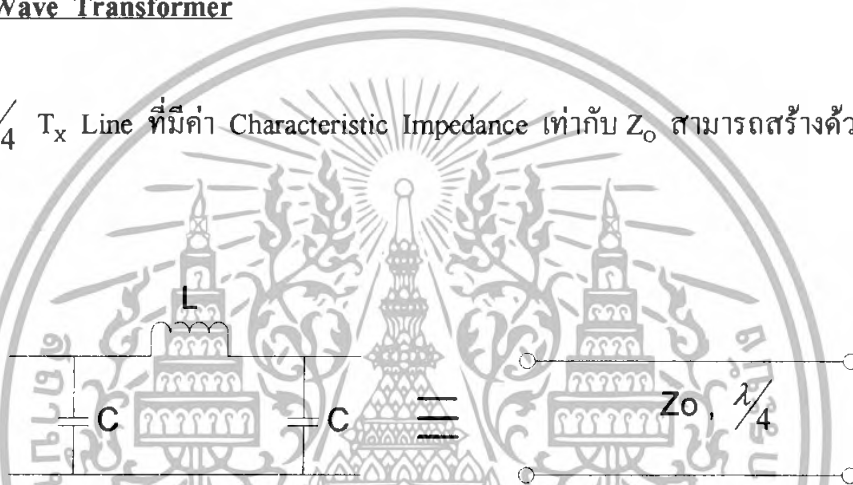
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะกำหนดได้ว่า $V_p/C = U = \text{Velocity Coefficient}$ ซึ่งจะเป็นค่าคงที่ของ T_x Line ชนิดต่างๆ เช่น สาย RG 58 มีค่า $U \approx 0.66$ ดังนั้นค่าความยาวคลื่นของ T_x Line จะเท่ากับ

$$\lambda_{T_x} = \frac{3 \times 10^8 U}{f}$$

Quarter Wave Transformer

$\lambda/4$ T_x Line ที่มีค่า Characteristic Impedance เท่ากับ Z_0 สามารถสร้างด้วยวงจร LC ดังรูป



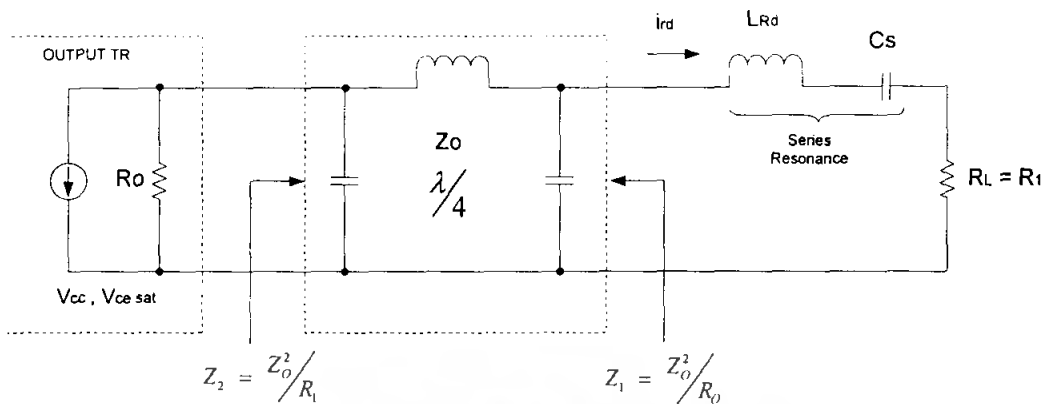
รูปที่ 2.30 การคำนวณค่าอินพีแดนซ์แมทซ์ของสายส่งด้วยวงจร LC

โดยที่

$$L = \frac{Z_0}{2\pi f}$$

$$C = \frac{1}{2\pi f Z_0}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.31 การคำนวณค่าอิมพีแดนซ์แมทซิ่งของสายส่งด้วยวงจร LC (ต่อ)

จากการทดลองพบว่า P_o ของ Class C Power Amp. ที่อยู่ในสถานะ Overdrive เพื่อรองรับ ASK Modulation จะมีค่าประมาณ 1.6 เท่าของ P_o ที่คำนวณจากสมการ $P_o = \frac{(V_{CC} - V_{SAT})^2}{2R_2}$ ดังนั้นจึงควรเพิ่มค่า R_2 ขึ้นไป 1.6 เท่าของ R_2 ที่คำนวณจาก $R_2 = \frac{(V_{CC} - V_{SAT})^2}{2P_o}$ ดังนั้นจะได้ว่า

$$R_2 \approx \frac{(V_{CC} - V_{CE(SAT)})^2}{1.25 I_{rd}^2 R_L} \approx \frac{(V_{CC} - V_{CE(SAT)})^2}{1.25 P_o}$$

2.17 Class C Power Amplifier

$$P_{O(MAX)} = \frac{(V_{CC} - V_{CE(SAT)})^2}{2 \text{Re}\{Z_{CP}\}}$$

จะได้

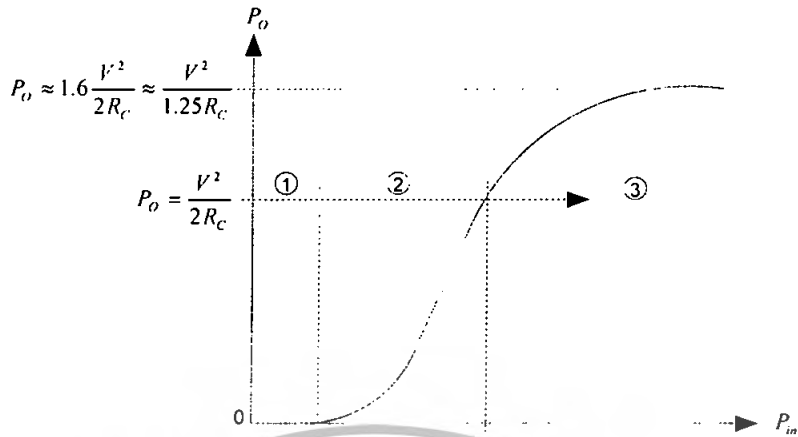
$$R_C = \text{Re}\{Z_{CP}\} = \frac{(V_{CC} - V_{CE(SAT)})^2}{2P_{O(MAX)}}$$

เพื่อให้สามารถ Mod เป็น ASK ได้จาก Reader \rightarrow Tag Base Drive ของ Power Amplifier: PA

จะต้องมากพอที่จะทำให้ $i_c = \frac{(V_{CC} + V_{MOD(PK)} - V_{CE(SAT)})}{\text{Re}\{Z_{CP}\}}$

ในสถานะ Unmod หรือ $V_{MOD} = 0$ ทรานซิสเตอร์จะอยู่ในสถานะ overdrive คุณสมบัติของ Class C PA โดยทั่วไปจะเป็นดังรูป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

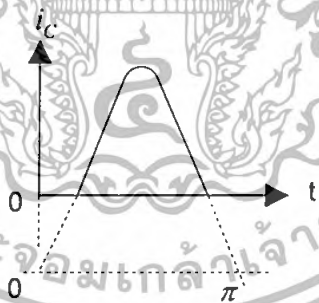


รูปที่ 2.32 กราฟแสดงวงจรรขยายคลาส C

จากกราฟวงจรรขยายคลาส C แบ่งการพิจารณาออกเป็น 3 ช่วง ดังนี้

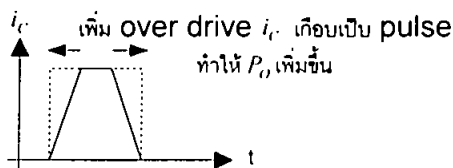
ช่วงที่ 1: P_{in} มีค่าต่ำกว่า $V_{in} \leq V_{Threshold}$, $P_o \approx 0$

ช่วงที่ 2: $i_c(t)$ เป็นบางส่วนของ sine wave $\theta_{ON} < 180^\circ$



รูปที่ 2.33 กราฟแสดงการ drive กระแสของวงจรรขยายคลาส C

ช่วงที่ 3: เริ่ม over drive $i_c(t)$ จะมีรูปคลื่นเป็น Rectangular pulse มากขึ้น ดังรูปที่



รูปที่ 2.34 กราฟแสดงการ drive กระแสของวงจรรขยายคลาส C ขณะเกิด overdrive

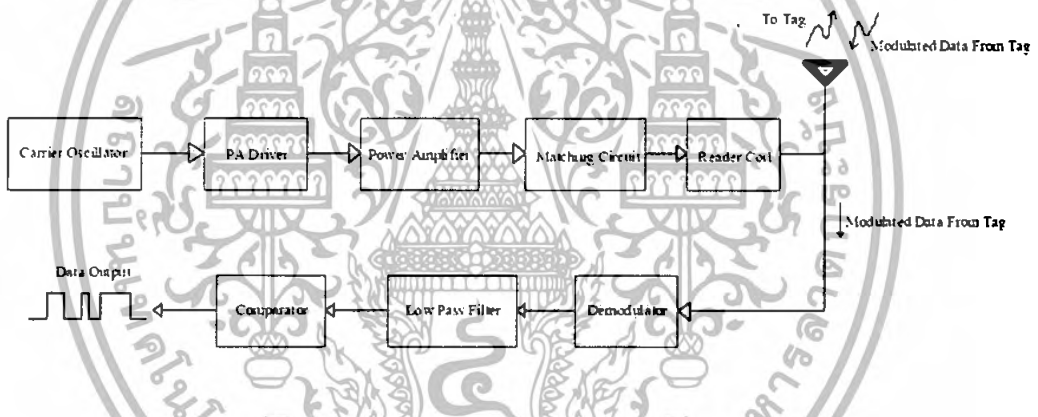
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

การออกแบบวงจรในส่วนของ Reader และ Tag

3.1 การออกแบบวงจรในส่วนของ Reader

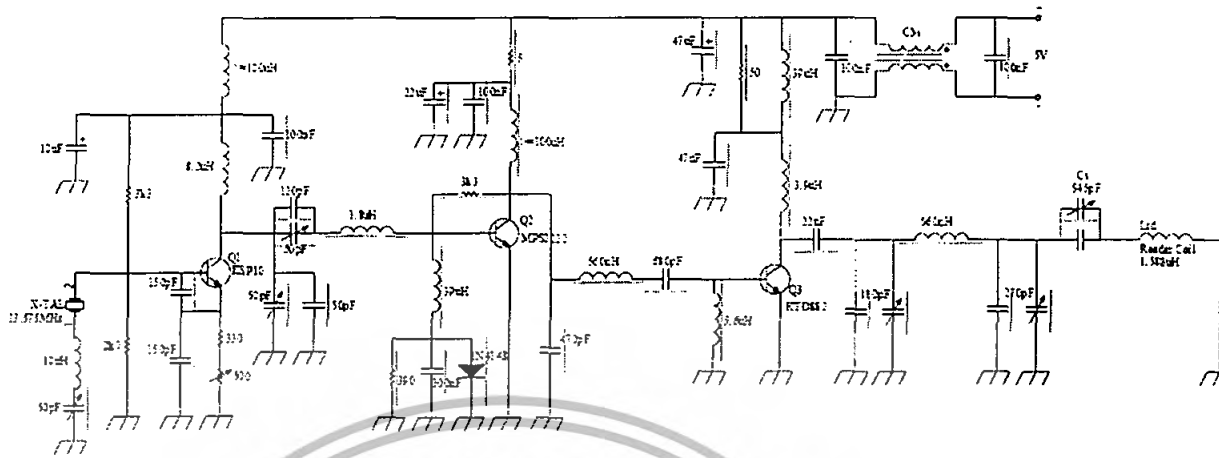
วงจรในส่วนของ Reader นั้น ประกอบไปด้วยส่วนสำคัญต่างๆคือ ส่วนของ Carrier Oscillator, PA Driver, Power Amplifier, Matching Circuit และ Reader Coil มีหลักการทำงานคร่าวๆ โดยสร้างสัญญาณ Carrier ความถี่ 13.56 MHz แล้วนำสัญญาณที่ได้มาผ่านวงจร Power Amplifier เพื่อขยายสัญญาณให้มีกำลังมากพอที่จะส่งผ่านอากาศไปสู่ Tag ซึ่งหลังจากขยายสัญญาณแล้วก็จะผ่านวงจรในส่วนของ Matching Circuit เพื่อให้เกิดการส่งผ่านกำลังงานได้สูงสุด(Maximum Power Transfer) แล้วจึงขับกำลังงานผ่าน Reader Coil ซึ่งทำหน้าที่เสมือนเป็นสายอากาศ ส่งข้อมูลผ่านอากาศไปสู่ Tag แล้วนำสัญญาณที่ Modulated จาก Tag มาทำการ Demodulate เพื่อดึงสัญญาณข้อมูลจาก Tag ต่อไป



รูปที่ 3.1 Block diagram แสดงการทำงานของวงจรในส่วนของ Reader

3.1.1 ส่วนของวงจร Carrier Oscillator, PA Driver, Power Amplifier, Matching Circuit

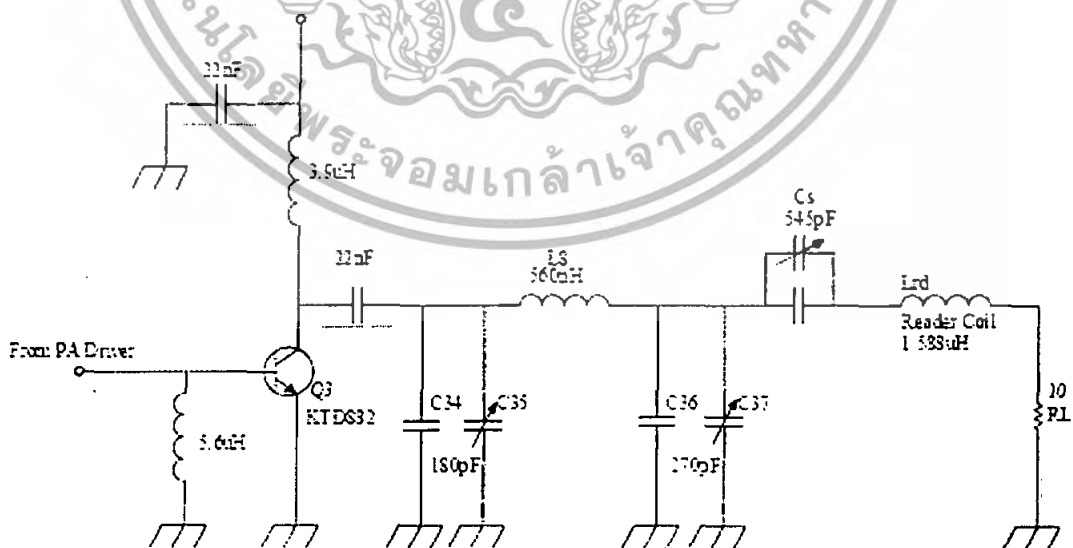
ส่วนของวงจร Carrier Oscillator, PA Driver, Power Amplifier, Matching Circuit ที่ใช้งาน แสดงดังรูปที่ 3.2



รูปที่ 3.2 ส่วนของวงจร Carrier Oscillator, PA Driver, Power Amplifier, Matching Circuit ที่ใช้งาน

วงจรในส่วนของ Carrier Oscillator, PA Driver, Power Amplifier, Matching Circuit ที่ใช้งานนั้น มีหลักการทำงานคือ ใช้วงจร Colpits X-TAL Oscillator เป็นวงจรสร้างสัญญาณ Carrier โดยใช้ X-TAL 13.55MHz แล้วนำไปผ่านวงจร PA Driver แล้วจึงนำไปขยายกำลังโดย Power Amplifier แล้วส่งสัญญาณผ่านอากาศไปยัง Tag ต่อไป

3.1.2 ส่วนของวงจร Power Amplifier, Matching Circuit และ Reader Coil



รูปที่ 3.3 ส่วนของวงจร Power Amplifier, Matching Circuit และ Reader Coil

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การออกแบบส่วนของ Matching Circuit มีขั้นตอนการออกแบบดังต่อไปนี้

1.) หาค่าของ $(NQ_L)_{TAG}$ เพื่อใช้ในการคำนวณค่า $(NI)_{READ}$ ในการหาค่า $(NQ)_{TAG}$ ซึ่งเนื่องจากเป็น ASK Continuous Mode และต้องการผลของ Load Modulation ที่ชัดเจนดังนั้น Tag Coil ต้องเป็นการ Step Up จากฝั่ง Reader จึงเลือกใช้

$$N_{TAG} = 3 \text{ รอบ}$$

2.) คำนวณหาค่า $(NI)_{Reader}$ จากค่า $(NQ_L)_{TAG}$ จากข้อ 1 จากสมการ

$$(NI)_{Rd} \text{ rms} = \frac{2V_{Tag} \text{ rms} (a^2 + r^2)^{1.5}}{2\pi f s \cos \alpha \mu_0 a^2 (NQ_L)_{Tag} A_{\text{rms}}}$$

กำหนดให้ a : Read Radius $\approx 38 \times 10^{-3} \text{ m}$

r : Read Range $\approx 0 \rightarrow 3 \text{ cm}$

s : Read Surface $\approx (5 \times 8) \text{ cm}^2 \approx 4 \times 10^{-3} \text{ m}^2$

$V_{Tag} \approx 6.25 V_{\text{rms}}$

$NQ_L \approx 10.413$

$\cos \alpha = 0.9 \quad (\pm 25.8^\circ)$

ดังนั้น

$$(NI)_{Rd} \text{ rms} = \frac{2 \times 6.25 \times [(38 \times 10^{-3})^2 + 0.03^2]^{1.5}}{2\pi \times 13.56 \times 10^6 \times 4 \times 10^{-3} \times 0.9 \times 4\pi \times 10^{-7} \times (38 \times 10^{-3})^2 \times 10.413}$$

$$\approx 245.22 \text{ mA}_{\text{rms}}$$

3.) พัน Reader Coil โดยใช้ (3×6) นิ้ว Loop

เนื่องจากต้องการผลของ Load Modulation ที่ชัดเจน $N_{TAG} > N_{Rd}$ ดังนั้นจึงใช้

$$N_{Reader} = 1.83 \text{ รอบ}$$

แต่เนื่องจากค่า L_{Reader} ที่อ่านค่าได้จาก LCR Meter นั้น เป็นค่า L ที่ความถี่ต่ำซึ่งยังไม่คิดผลของ Parasitic Capacitance จึงต้องวัดค่าความถี่ Resonance ของ L_{Reader} เพื่อคำนวณหา Parasitic Capacitance ซึ่งจะนำไปคำนวณหาค่าของ L_{Reader} ที่ความถี่ที่ใช้งาน

ที่ 13.56 MHz ค่า L_{Reader} หาได้จาก

3.1) วัดค่า L ของ Reader Coil (L_{Rd}') ที่ความถี่ต่ำ ได้ = 1.54 μH

3.2) วัดค่า Self Resonant ของ Reader Coil (f_{sp}) = 77.8 MHz

3.3) หาค่า Parasitic Capacitance (C_p)

$$\text{จาก } C_p = \frac{1}{4\pi^2 f_{sp}^2 L_{Rd}'}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ 4π²f_{sp}²L_{Rd}' ศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\text{จะได้ } C_p = 2.72 \text{ pF}$$

3.4) หาอิมพีแดนซ์ของ Reader Coil (Z_{LRd}) ที่ 13.56 MHz

$$\begin{aligned} \text{จาก } Z_{LRd} &= -j4.319k\Omega // +j131.21\Omega \\ &= +j135.298 \Omega \end{aligned}$$

3.5) จากค่า Z_{LRd} จะหาค่า L_{Rd} ได้จาก

$$\begin{aligned} L_{Rd} &= \frac{|Z_{LRd}(f)|}{2\pi f} \\ &= 1.588 \text{ uH} \end{aligned}$$

4.) กำหนด BW = 1.5 MHz

5.) จากค่า $(NI)_{Read}$ และจำนวนรอบของ Reader Coil จะได้

$$\begin{aligned} i_{drive} = i_{Rd} &= \frac{(NI)_{Read}}{N_{Rd}} \\ &= \frac{245.22}{1.83} = 134 \text{ mA}_{rms} \end{aligned}$$

6.) การออกแบบวงจร MATCHING

หาค่า R_L โดยสมมติ Perfect MATCH : $R_L = \pi BW L_{Rd}$

$$\text{คำนวณครั้งที่ 1; } R_{L1} = \pi \times 1.5 \times 10^6 \times 1.588 \times 10^{-6} = 7.48 \Omega$$

$$P_o = i_{Rd}^2 R_L = 0.134^2 \times 7.48 = 134.3 \text{ mW}$$

$$R_c = \frac{[V_{CC} - V_{CE SAT}]^2}{1.25 \times P_o} = \frac{[7 - 0.5]^2}{1.25 \times 0.1343} = 251.68 \Omega$$

$$Z_o \text{ ที่ MATCH ระหว่าง } 251.68 \leftrightarrow 7.48$$

$$Z_o = [251.68 \times 7.48]^{1/2} = 43.39 \Omega$$

$$R'_{L1} = Z_o^2 / 2R_2 = 3.74 \Omega$$

คำนวณครั้งที่ 2; $R_{L2} = 3.74 + 7.48 = 11.22 \Omega$

$$P_o = i_{Rd}^2 R_L = 0.134^2 \times 11.22 = 201.47 \text{ mW}$$

$$R_c = \frac{[V_{CC} - V_{CE SAT}]^2}{1.25 \times P_o} = \frac{[7 - 0.5]^2}{1.25 \times 0.20147} = 167.77 \Omega$$

$$Z_o \text{ ที่ MATCH ระหว่าง } 167.77 \leftrightarrow 11.22$$

$$Z_o = [167.77 \times 11.22]^{1/2} = 43.39 \Omega$$

$$R'_{L2} = Z_o^2 / 2R_2 = 5.61 \Omega$$

คำนวณครั้งที่ 3; $R_{L3} = (7.48 \times 2) - 5.61 = 9.35 \Omega$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$P_o = i_{rd}^2 R_L = 0.134^2 \times 9.35 = 167.89 \text{ mW}$$

$$R_c = \frac{[V_{CC} - V_{CE SAT}]^2}{1.25 \times P_o} = [7 - 0.5]^2 / 1.25 \times 0.16789 = 201.32 \Omega$$

$$Z_o \text{ ที่ MATCH ระหว่าง } 201.32 \leftrightarrow 9.35$$

$$Z_o = [201.32 \times 9.35]^{1/2} = 43.39 \Omega$$

$$R'_{l,3} = Z_o^2 / 2R_2 = 4.675 \Omega$$

คำนวณครั้งที่4; $R_{L4} = (7.48 \times 2) - 4.675 = 10.28 \Omega$

$$P_o = i_{rd}^2 R_L = 0.134^2 \times 10.28 = 184.68 \text{ mW}$$

$$R_c = \frac{[V_{CC} - V_{CE SAT}]^2}{1.25 \times P_o} = [7 - 0.5]^2 / 1.25 \times 0.18468 = 183.02 \Omega$$

$$Z_o \text{ ที่ MATCH ระหว่าง } 183.02 \leftrightarrow 10.28$$

$$Z_o = [183.02 \times 10.28]^{1/2} = 43.38 \Omega$$

$$R'_{l,4} = Z_o^2 / 2R_2 = 5.14 \Omega$$

คำนวณครั้งที่5; $R_{L5} = (7.48 \times 2) - 5.14 = 9.82 \Omega$

$$P_o = i_{rd}^2 R_L = 0.134^2 \times 9.82 = 176.33 \text{ mW}$$

$$R_c = \frac{[V_{CC} - V_{CE SAT}]^2}{1.25 \times P_o} = [7 - 0.5]^2 / 1.25 \times 0.17633 = 191.69 \Omega$$

$$Z_o \text{ ที่ MATCH ระหว่าง } 191.69 \leftrightarrow 9.82$$

$$Z_o = [191.69 \times 9.82]^{1/2} = 43.39 \Omega$$

$$R'_{l,5} = Z_o^2 / 2R_2 = 4.91 \Omega$$

คำนวณครั้งที่6; $R_{L6} = (7.48 \times 2) - 4.91 = 10.05 \Omega$

$$P_o = i_{rd}^2 R_L = 0.134^2 \times 10.05 = 180.46 \text{ mW}$$

$$R_c = \frac{[V_{CC} - V_{CE SAT}]^2}{1.25 \times P_o} = [7 - 0.5]^2 / 1.25 \times 0.18046 = 187.30 \Omega$$

$$Z_o \text{ ที่ MATCH ระหว่าง } 187.30 \leftrightarrow 10.05$$

$$Z_o = [187.30 \times 10.05]^{1/2} = 43.39 \Omega$$

$$R'_{l,6} = Z_o^2 / 2R_2 = 5.03 \Omega$$

คำนวณครั้งที่7; $R_{L7} = (7.48 \times 2) - 5.03 = 9.935 \Omega$

$$P_o = i_{rd}^2 R_L = 0.134^2 \times 9.935 = 178.39 \text{ mW}$$

$$R_c = \frac{[V_{CC} - V_{CE SAT}]^2}{1.25 \times P_o} = [7 - 0.5]^2 / 1.25 \times 0.17839 = 189.47 \Omega$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Z_0 ที่ MATCH ระหว่าง $189.47 \leftrightarrow 9.935$

$$Z_0 = [189.47 \times 9.935]^{1/2} = 43.39 \Omega$$

$$R'_{L,7} = Z_0^2 / 2R_2 = 4.97 \Omega$$

L-C $\frac{\lambda}{4}$ section ;

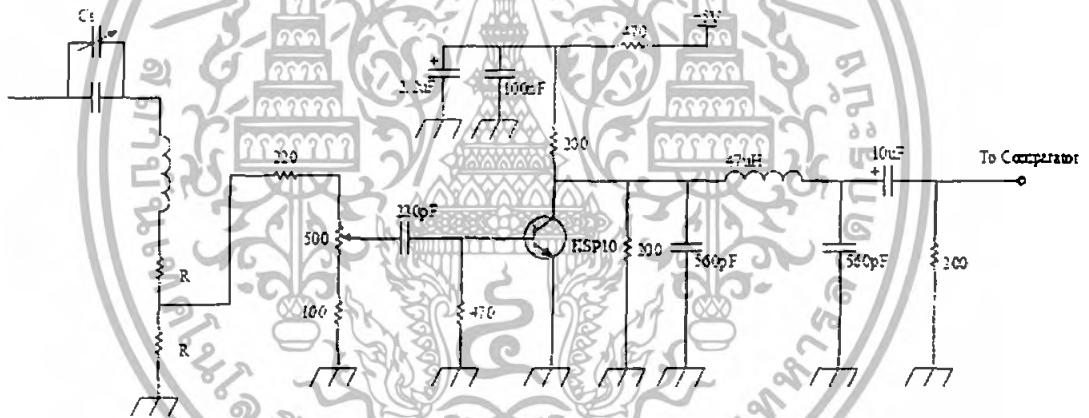
$$L = Z_0 / 2\pi f = 43.39 / (2\pi \times 13.56 \times 10^6) = 509.27 \text{ nH}$$

$$C = 1 / 2\pi f Z_0 = 1 / (2\pi \times 13.56 \times 10^6 \times 43.39) = 270.5 \text{ pF}$$

$$|Z_{CS}| = |Z_{LRd}| = 2\pi \times 13.56 \times 10^6 \times 1.588 \times 10^{-6} = 135.298 \Omega$$

$$C_s = \frac{1}{2\pi f |Z_{CS}|} = 86.75 \text{ pF}$$

3.1.3 ส่วนของวงจร Demodulator และ Low Pass Filter

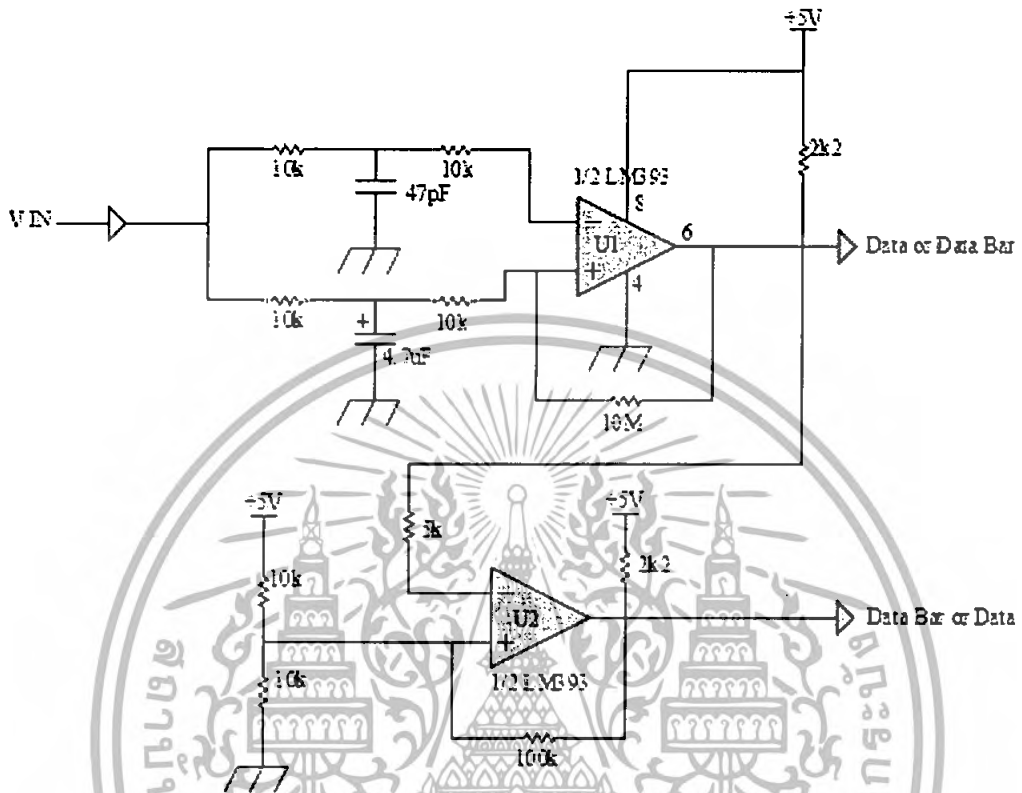


รูปที่ 3.4 วงจร Demodulator และ Low Pass Filter ที่ใช้งาน

วงจร Demodulator และ Low Pass Filter ที่ใช้งานนั้นมีหลักการทำงานคือ นำสัญญาณ Modulated Data มาทำการ Demod โดยการผ่าน p-n Junction ของ Q_4 และนำไปผ่าน Low Pass Filter เพื่อกำจัดส่วนของสัญญาณความถี่สูง จะทำให้ได้สัญญาณ Data กลับคืนมา แต่เนื่องจากอยู่ในรูปของ Common Emitter จึงทำให้ได้สัญญาณที่กลับเฟสไปจากเดิม 180 องศา จึงต้องนำไปผ่านวงจร Inverse Comparator อีกครั้งหนึ่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

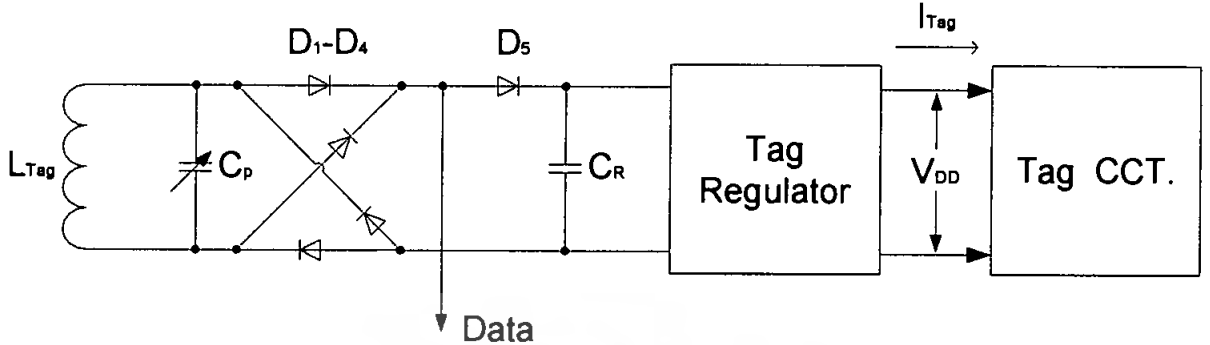
3.1.4 ส่วนของวงจร Comparator



รูปที่ 3.5 วงจรComparatorที่ใช้งาน

จากรูป U1 จะทำการเปรียบเทียบแรงดันจากสัญญาณที่ผ่านมาจาก Low Pass Filter เรียบร้อยแล้ว ซึ่งเป็นวงจร Adaptive Threshold Comparator ซึ่งจะมีการเปลี่ยนแปลงระดับแรงดัน Reference เอง เมื่อขนาดของสัญญาณ Input เปลี่ยนแปลงเพื่อให้สามารถเปรียบเทียบแรงดันได้แม้ระดับสัญญาณ Input เปลี่ยนแปลงไปก็ตาม ส่วน U2 จะทำหน้าที่การกลับสถานะ Logic จาก High เป็น Low หรือจาก Low เป็น High โดยทำการเปรียบเทียบแรงดันจาก Output ของ U1 ซึ่งมีแรงดันอยู่ในช่วง 0-5V มาเข้าที่ขา Inverting Input กับแรงดันที่ Divider กันแล้วได้เท่ากับ 2.5V ที่ขา Non-Inverting Input จะทำให้ได้สัญญาณ Output ของ U2 เป็น Logic ตรงกันข้ามกับ Output ของ U1

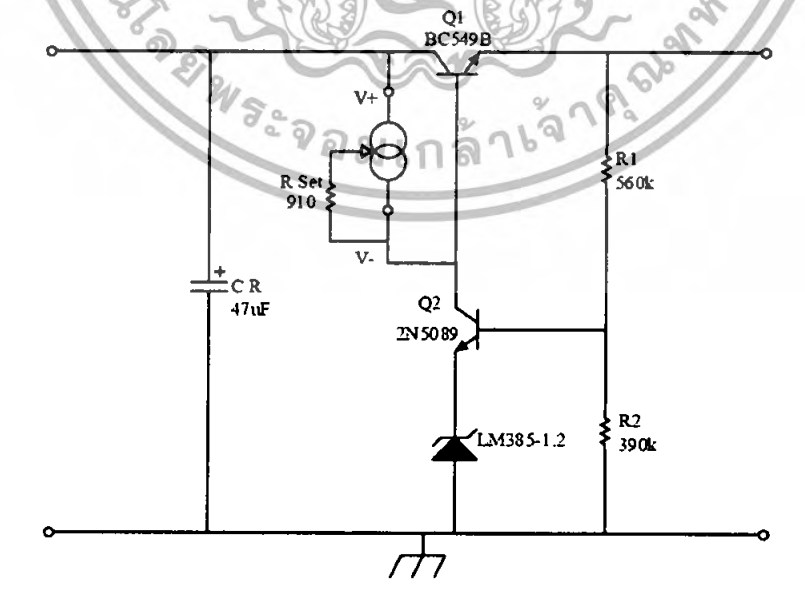
3.2 การออกแบบวงจรในส่วนของ Tag



รูปที่ 3.6 บล็อกไดอะแกรมของวงจร Tag

จากรูปแสดงให้เห็นส่วนประกอบหลักของวงจรฝั่ง Tag โดย L_{Tag} เป็นขดลวดซึ่งทำหน้าที่เป็นเสาอากาศรับ-ส่งสัญญาณระหว่าง Reader และ Tag ส่วน C_p ทำหน้าที่เป็นวงจรรีโซแนนซ์ร่วมกับ L_{Tag} ที่ความถี่ 13.56 MHz และเนื่องจาก Tag ที่ใช้เป็นชนิด Passive ไม่มีแหล่งจ่ายพลังงานอยู่ภายใน แต่จะใช้การเหนี่ยวนำพลังงาน (อยู่ในรูปของกระแสสลับ) จาก Reader ผ่านเข้ามาทาง L_{Tag} จึงจำเป็นต้องมีวงจรเรกติไฟร์ (D_1-D_4) เพื่อทำหน้าที่แปลงไฟสลับให้เป็นไฟตรง จากนั้นจึงนำแรงดันที่ได้ไปผ่านวงจรเรกกูเลเตอร์เพื่อควบคุมแรงดันให้คงที่มากยิ่งขึ้น สำหรับ C_R เป็นตัวเก็บประจุซึ่งทำหน้าที่ลดแรงดันริบเบิลที่เกิดหลังจากการเรกติไฟร์

3.2.1 การออกแบบวงจร Tag Regulator



รูปที่ 3.7 ส่วนของวงจร Tag Regulator

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปเป็นวงจรจ่ายแรงดันคงที่ (Regulator) ให้กับวงจรส่วนต่างๆ ของ Tag โดยใช้ทรานซิสเตอร์ Q_1 เป็นวงจรขยายกระแส และ Q_2 ทำหน้าที่เป็นวงจรป้อนกลับ (Feedback) ร่วมกับ R_1 และ R_2 ซึ่งวงจรป้อนกลับจะช่วยควบคุมแรงดันและกระแสเอาต์พุตให้มีค่าคงที่ ส่วน LM 385-1.2 ต่อเพื่อเพิ่มแรงดันอ้างอิงภายในรูปป้อนกลับให้มีค่ามาก สำหรับขั้นตอนการออกแบบวงจรมีดังนี้

1.) กำหนดค่า V_o

เนื่องจาก Brown Out Detect ของ PIC มีค่าประมาณ 4 V ดังนั้น แรงดันเอาต์พุตของวงจรเรกกูเลเตอร์จึงควรมีค่ามากกว่า 4 V

$$\text{กำหนดให้ } V_o \approx 4.3 \text{ V} + \Delta V_o$$

เมื่อ ΔV_o เป็นแรงดันรบกวนที่เกิดจากการ discharge ของ C_2 ในขณะที่ Reader Coil OFF

$$\text{ถ้ากำหนดให้ } \Delta V_o \text{ มีค่าประมาณ } 0.5 \text{ V}_{p-p}$$

$$\text{จะได้ } V_o \approx 4.3 + 0.5 \approx 4.8 \text{ V}$$

2.) การหาค่า R Set

เนื่องจากกระแสที่ต้องการมีค่า

$$I_{Set} = I_{C2 \min} + I_{B1 \max}$$

โดยที่ $I_{C2 \min}$ เป็นกระแสที่ใช้ไบอัส LM 385-1.2 ให้เกิดการเบรกคาวน์ ซึ่งจะต้องมีค่าไม่น้อยกว่า $20 \mu\text{A}$ ดังนั้นจึงกำหนดให้ $I_{C2 \min}$ มีค่าเท่ากับ $40 \mu\text{A}$ (Double for margin)

ส่วน $I_{B1 \max}$ เป็นกระแสเบสที่นำไปไบอัส Q_1 ซึ่งมีค่าเท่ากับ

$$I_{B1 \max} \approx \frac{I_{O \max}}{\beta_1}$$

ซึ่ง $I_{O \max}$ ที่ต้องการมีค่าประมาณ 8.5 mA และจาก Datasheet ของ BC 549B พบว่ามีค่า β ประมาณ 200 ดังนั้นจะได้ค่าของ $I_{B1 \max}$ จึงเท่ากับ

$$I_{B1 \max} = 8.5 \times 10^{-3} / 200 = 42.5 \mu\text{A}$$

เพราะฉะนั้นกระแสที่ไหลจึงมีค่าเท่ากับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_{Set} = 40 + 42.5 = 82.5 \mu A$$

กำหนดให้แรงดัน $V^+ - V^-$ มีค่า 1 V และจาก Data Sheet ของ LM334

$$I_{Set} = 227 \mu V / R_{Set}$$

จะได้ $R_{Set} = 839.27 \Omega$ ที่ $T = 305$ องศาเซลวิน

ดังนั้นจึงเลือกใช้

$$R_{Set} = 910 \Omega$$

3.) คำนวณค่า I_{C2} ใหม่จากค่า $V^+ - V^- = 1V$

$$\text{จาก } I_{Set} = I_{C2 \min} + I_{B1 \max}$$

$$\text{จะได้ } I_{C2 \min} = I_{Set} - I_{B1 \max}$$

แทนค่า I_{Set} และค่า $I_{B1 \max}$ จะได้

$$I_{C2 \min} = 82.5 \mu A - 42.5 \mu A$$

$$I_{C2 \min} = 40 \mu A$$

จะเห็นว่าค่า $I_{C2 \min}$ มีค่ามากกว่ากระแสที่ LM385-1.2 ใช้ในการเบรกคาวน์ คือ $20 \mu A$

เนื่องจากในขั้นตอนการหาค่า R_3' ได้มีการกำหนดค่าของ $I_{C2 \min}$ ไว้ถึง $40 \mu A$ (2 เท่าของ $20 \mu A$)

ดังนั้นกระแส $I_{C2 \min}$ ที่เกิดจาก R_3 จึงเพียงพอต่อการเบรกคาวน์ของ LM385-1.2 นั้นเอง

4.) การหาค่า R_1 และ R_2

เนื่องจาก Q_2 ทำหน้าที่เป็นวงจรป้อนกลับ (Feedback) ร่วมกับ R_1, R_2 และถ้าเรา
กำหนดให้ $I_{R2} \geq 20I_{B2 \max}$ ก็จะสามารถประมาณได้ว่า $I_{B2 \max}$ มีค่าน้อยมาก ดังนั้น

$$1.25 + V_{BE2} = V_O \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} \right)$$

$$\text{หรือ } V_O \approx (1.25 + V_{BE2}) \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right)$$

และยังสามารถหาค่าของ R_2 ได้จาก

$$R_2' = \frac{V_Z + V_{BE2}}{I_{R2}} = \frac{1.25 + V_{BE2}}{20I_{B2 \max}}$$

$$\text{โดยที่ } V_{BE2} \approx V_T \ln \left(\frac{I_{C2 \min}}{I_S(Q_2)} \right)$$

เมื่อ $V_T = 26 \text{ mV}$

$I_S(Q_2)$ จาก SPICE Model ของ MPSA 18 พบว่ามีค่าประมาณ $5.911 \times 10^{-15} \text{ A}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และค่าของ $I_{C2 \min}$ มีค่าเท่ากับ $40.83 \mu\text{A}$ ดังนั้น

แทนค่าลงในสมการ

$$\text{จะได้ } V_{BE2} = 0.589$$

$$\text{และจาก } I_{B2\max} = \frac{I_{C2\max}}{\beta_2} \approx \frac{I_{R3}}{\beta_2} \quad (I_{B1} \ll I_{C2\max})$$

เมื่อค่า β ต่ำสุดของ MPSA 18 จาก Datasheet เท่ากับ 400

$$\text{จะได้ } I_{B2\max} = 208.33 \text{ nA}$$

จากนั้นจึงแทนค่า V_{BE2} และ $I_{B2\max}$ ก็จะได้ค่าของ R_2' เท่ากับ

$$R_2' = 441.36 \text{ k}\Omega$$

แต่เนื่องจากความต้านทานค่าดังกล่าวไม่มี ดังนั้นจึงปิดค่า R_2 ลงเพื่อให้ได้ V_o มากกว่าที่
ต้องการ คือ

$$R_2 = 390 \text{ k}\Omega$$

และจะได้อัตราส่วนของ R_1/R_2 เท่ากับ

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{V_o}{V_{BE2} + 1.25} - 1$$

แทนค่า V_o และ V_{BE} จากสมการ 1-18 จะได้

$$R_1/R_2 = 1.34$$

แทนค่า R_2 จะได้

$$R_1 = 521.91 \text{ k}\Omega$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แต่เนื่องจากความต้านทานค่าดังกล่าวไม่มี ดังนั้นจึงปรับค่า R_1 ขึ้นเพื่อให้ได้ V_o มากกว่าที่
ต้องการ คือ

$$R_1 = 560 \text{ k}\Omega$$

5.) การหาค่า C_R

จากคุณสมบัติของ C $i_c = C \frac{dV}{dt}$

จะได้ $C_R = \frac{i_c}{dV/dt}$

โดยที่ i_c คือ กระแสที่ C_R discharge ด้วยอัตรา dV/dt
และถ้าสมมติให้การ discharge ของ C_R เป็นกระแสคงที่มีค่าเท่ากับ I_o

จะได้ว่า $\frac{dV}{dt} = \frac{\Delta V_r (p-p)}{\Delta t_{off}}$

ถ้ากำหนดให้ $\Delta V_r = 1 \text{ V}$

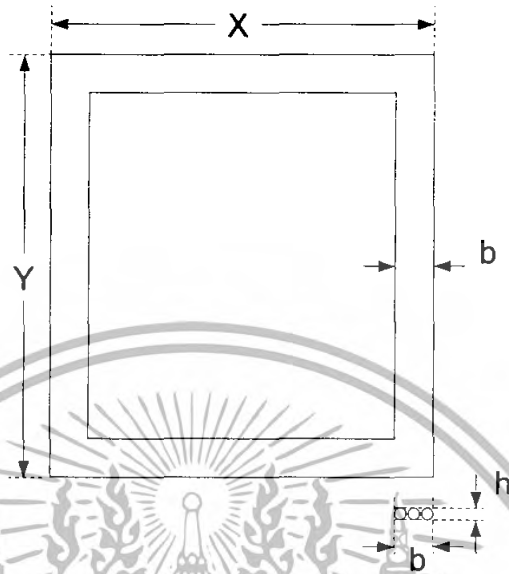
ดังนั้น $\frac{dv}{dt} = \frac{1}{3ms} = 333.3 \text{ V/Sec}$

จะได้ว่า $C_R \geq I_o / 333.3 \geq 8.5 \times 10^{-3} / 333.3$

ดังนั้น $C_R \geq 25.50 \mu\text{F}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2.2 การคำนวณหาค่า NQ ของ Tag



รูปที่ 3.8 Tag Coil ชนิด Rectangular loop

Tag Coil เป็น Rectangular loop ขนาด $\approx (5 \times 8)$ cm² จำนวน 1, 2, 3, 4 และ 5 รอบ ใช้ลวด No.36 ซึ่งมีค่า Bare die (d_T) ≈ 0.36 mm , Total die ≈ 0.4 mm ใช้งาน ณ ความถี่ใช้งาน 13.56 MHz กำหนดให้ $V_{DC IN} = 4.8$ V และ $I_{DC IN} = 6.75$ mA คำนวณหาค่า $(NI)_{rms}$ ของวงจรจับ Reader coil ได้ดังนี้

Step1 หาค่าของ L_{TAG}

X : Average width of coil ≈ 5 cm

Y : Average Length of coil ≈ 8 cm

H : coil height ≈ 0.015 cm

$C = x+y+2h = 5+8+(2 \times 0.015) = 13.03$ cm

$d_T = 0.36$ mm ≈ 0.4 mm

b : width of cross section $\approx Nd_T + (N-1)0.1$ mm

N(รอบ)	1	2	3	4	5
b(cm)	0.04	0.09	0.14	0.19	0.24

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จาก
$$L_{sN} = \frac{0.0276(CN)^2}{1.908C + 9b + 10h} \quad \mu\text{H}$$

เมื่อ N คือ จำนวนรอบของขดลวด ซึ่งมีค่าตั้งแต่ 1 – 5 รอบ

จะได้ว่า
$$L_{s1} = \frac{0.0276(13.03 \times 1)^2}{(1.908 \times 13.03) + (9 \times 0.04) + (10 \times 0.015)} = 0.185 \quad \mu\text{H}$$

$$L_{s2} = \frac{0.0276(13.03 \times 2)^2}{(1.908 \times 13.03) + (9 \times 0.09) + (10 \times 0.015)} = 0.726 \quad \mu\text{H}$$

$$L_{s3} = \frac{0.0276(13.03 \times 3)^2}{(1.908 \times 13.03) + (9 \times 0.14) + (10 \times 0.015)} = 1.605 \quad \mu\text{H}$$

$$L_{s4} = \frac{0.0276(13.03 \times 4)^2}{(1.908 \times 13.03) + (9 \times 0.19) + (10 \times 0.015)} = 2.806 \quad \mu\text{H}$$

$$L_{s5} = \frac{0.0276(13.03 \times 5)^2}{(1.908 \times 13.03) + (9 \times 0.24) + (10 \times 0.015)} = 4.312 \quad \mu\text{H}$$

Step2 หาค่า $R_{S(AC)}$ และ $R_{P(AC)}$ ของ Tag coil

จาก
$$R_{S(AC)} \approx \frac{\rho \ell_T}{A_{AC}}$$

และ
$$R_{P(AC)} \approx R_{S(AC)}(1 + Q_u^2)$$

โดยที่ ρ : Copper Resistivity $\approx 1.7 \times 10^{-8} \Omega - m$

$$\sigma$$
 : Copper Conductivity $= \frac{1}{\rho} \approx 5.8 \times 10^7 (\Omega - m)^{-1}$

จากผลของ Skin effect :
$$\delta \approx \frac{1}{\sqrt{f\pi\mu\sigma}}$$

จะได้
$$\delta_{\text{copper}} \approx \frac{1}{\sqrt{13.56 \times 10^6 \times \pi \times 4\pi \times 10^{-7} \times 5.8 \times 10^7}} \approx 17.9 \times 10^{-6} \text{ m}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จาก A_{AC} ของลวด $\approx \frac{\pi}{4} [d_T^2 - (d_T - 2\delta)^2]$

$$\approx \frac{\pi}{4} [(0.36 \times 10^{-3})^2 - (0.36 \times 10^{-3} - 0.0358 \times 10^{-3})^2]$$

$$\approx \frac{\pi}{4} [(1.296 \times 10^{-7}) - (1.051 \times 10^{-7})]$$

$$\approx 1.924 \times 10^{-8} \text{ m}^2$$

จาก l_{TN} : ความยาวของลวดทั้งหมด $\approx 2N(x+y)$

$$l_{T1} = (2 \times 1)(5+8) = 0.26 \text{ m}$$

$$l_{T2} = (2 \times 2)(5+8) = 0.52 \text{ m}$$

$$l_{T3} = (2 \times 3)(5+8) = 0.78 \text{ m}$$

$$l_{T4} = (2 \times 4)(5+8) = 1.04 \text{ m}$$

$$l_{T5} = (2 \times 5)(5+8) = 1.30 \text{ m}$$

ดังนั้น $R_{S(AC)} \approx \frac{\rho l_T}{A_{AC}} \approx \frac{1.7 \times 10^{-8} \times l_{TN}}{1.924 \times 10^{-8}} \approx 0.88 \times l_{TN}$

จะได้ว่า $R_{S1(AC)} = 0.88 \times 0.26 = 0.228 \ \Omega$

$$R_{S2(AC)} = 0.88 \times 0.52 = 0.457 \ \Omega$$

$$R_{S3(AC)} = 0.88 \times 0.78 = 0.686 \ \Omega$$

$$R_{S4(AC)} = 0.88 \times 1.04 = 0.915 \ \Omega$$

$$R_{S5(AC)} = 0.88 \times 1.30 = 1.144 \ \Omega$$

และจาก $Q_{uN} \approx \frac{2\pi f L_s}{R_{S(AC)}} \approx \frac{2\pi \times 13.56 \times 10^6 \times L_{SN}}{R_{SN(AC)}} \approx 8.52 \times 10^7 \times \frac{L_s}{R_{S(AC)}}$

จะได้ $Q_{u1} \approx 8.52 \times 10^7 \times \frac{0.185 \times 10^{-6}}{0.228} = 69.132$

$$Q_{u2} \approx 8.52 \times 10^7 \times \frac{0.726 \times 10^{-6}}{0.457} = 135.351$$

$$Q_{u3} \approx 8.52 \times 10^7 \times \frac{1.605 \times 10^{-6}}{0.686} = 199.338$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$Q_{u4} \approx 8.52 \times 10^7 \times \frac{2.806 \times 10^{-6}}{0.915} = 261.28$$

$$Q_{u5} \approx 8.52 \times 10^7 \times \frac{4.312 \times 10^{-6}}{1.144} = 321.138$$

ดังนั้น

$$R_{P(AC)} \approx R_{sN(AC)}(1 + Q_{uN}^2)$$

จะได้ว่า

$$R_{p1(AC)} \approx 0.228(1 + 69.132^2) = 1089 \ \Omega$$

$$R_{p2(AC)} \approx 0.457(1 + 135.351^2) = 8372 \ \Omega$$

$$R_{p3(AC)} \approx 0.686(1 + 199.338^2) = 27.26 \text{ k}\Omega$$

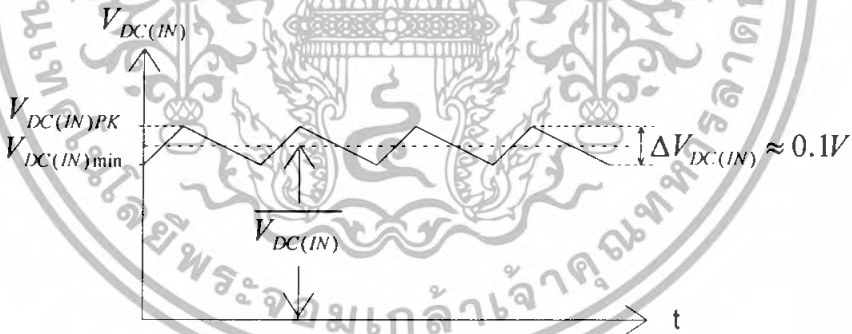
$$R_{p4(AC)} \approx 0.915(1 + 261.28^2) = 62.47 \text{ k}\Omega$$

$$R_{p5(AC)} \approx 1.144(1 + 321.138^2) = 117.98 \text{ k}\Omega$$

Step3 หาค่า $C_{p(\text{resonance})}$, $R_{L(AC)}$, R_{TOT} , Q_L , NQ_L

จาก $R_{TOT} \approx R_p // R_{L(AC)}$

- หาค่า $R_{L(AC)}$



รูปที่ 3.9 กราฟแสดง ripple filter เพื่อใช้สำหรับการคำนวณ $R_{L(AC)}$

$$V_{IX'(IN)min} = V_O + 1.7$$

โดยที่ V_O คือ แรงดันเอาต์พุตของวงจร Tag ซึ่งมีค่าประมาณ 4.48 V

ดังนั้น

$$\begin{aligned} \overline{V_{IX'(IN)}} &= V_{IX'(IN)min} + 0.5\Delta V_{IX'(IN)} \\ &= 4.48 + 1.7 = 6.18 \text{ V} \end{aligned}$$

จาก $P_{AC} \approx P_{IX'(IN)}$;

$$\frac{V_{AC(rms)}^2}{R_{(AC)}} = \overline{V_{IX'(IN)}} \times I_{TAG} = 52.79 \text{ mW}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_{ACPK} \approx V_{DC(IN)min} + \Delta V_{DC(IN)} + 1.5 = 7.74 \text{ V}_{pk}$$

$$V_{AC(rms)} = \frac{V_{AC(PK)}}{\sqrt{2}} = 5.47 \text{ V}$$

$$R_{L(AC)} = \frac{V_{AC(rms)}^2}{P_{DC(IN)}} \approx 567.75 \text{ } \Omega$$

ดังนั้น

จาก

$$C_p \approx \frac{1}{4\pi^2 f^2 L_{sN}} \approx \frac{1}{4\pi^2 \times (13.56 \times 10^6)^2 \times L_{sN}}$$

จะได้ว่า

$$C_{p1} \approx \frac{1}{7.26 \times 10^{15} \times 0.185 \times 10^{-6}} = 744.5 \text{ pF}$$

$$C_{p2} \approx \frac{1}{7.26 \times 10^{15} \times 0.726 \times 10^{-6}} = 189.7 \text{ pF}$$

$$C_{p3} \approx \frac{1}{7.26 \times 10^{15} \times 1.605 \times 10^{-6}} = 85.82 \text{ pF}$$

$$C_{p4} \approx \frac{1}{7.26 \times 10^{15} \times 2.806 \times 10^{-6}} = 49.09 \text{ pF}$$

$$C_{p5} \approx \frac{1}{7.26 \times 10^{15} \times 4.312 \times 10^{-6}} = 31.94 \text{ pF}$$

จาก

$$BW \approx \frac{1}{2\pi C_p R_{TOT}} \approx \frac{1}{2\pi \times C_{p(\text{vary})} \times R_{TOT}} \text{ Hz}$$

จะได้

$$BW_1 \approx \frac{1}{2\pi \times 7.445 \times 10^{-10} \times 308.275} \approx 0.693 \text{ MHz}$$

$$BW_2 \approx \frac{1}{2\pi \times 1.897 \times 10^{-10} \times 408.993} \approx 2.051 \text{ MHz}$$

$$BW_3 \approx \frac{1}{2\pi \times 8.582 \times 10^{-11} \times 423.322} \approx 4.380 \text{ MHz}$$

$$BW_4 \approx \frac{1}{2\pi \times 4.909 \times 10^{-11} \times 427.060} \approx 7.591 \text{ MHz}$$

$$BW_5 \approx \frac{1}{2\pi \times 3.194 \times 10^{-11} \times 428.438} \approx 11.630 \text{ MHz}$$

จาก

$$Q_L = \frac{f_{pk}}{BW} = \frac{13.56 \times 10^6}{BW}$$

จะได้

$$Q_{L1} = \frac{13.56 \times 10^6}{0.693 \times 10^6} = 19.567$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$Q_{L2} = \frac{13.56 \times 10^6}{2.051 \times 10^6} = 6.611$$

$$Q_{L3} = \frac{13.56 \times 10^6}{4.380 \times 10^6} = 3.096$$

$$Q_{L4} = \frac{13.56 \times 10^6}{7.591 \times 10^6} = 1.786$$

$$Q_{L5} = \frac{13.56 \times 10^6}{11.630 \times 10^6} = 1.165$$

จาก $L_p = L_s \left(1 + \frac{1}{Q_U^2}\right)$

$$L_{p1} = 0.185 \times 10^{-6} \left(1 + \frac{1}{(69.132)^2}\right) = 0.185 \text{ uH}$$

$$L_{p2} = 0.726 \times 10^{-6} \left(1 + \frac{1}{(35.351)^2}\right) = 0.726 \text{ uH}$$

$$L_{p3} = 1.605 \times 10^{-6} \left(1 + \frac{1}{(199.338)^2}\right) = 1.605 \text{ uH}$$

$$L_{p4} = 2.806 \times 10^{-6} \left(1 + \frac{1}{(261.28)^2}\right) = 2.806 \text{ uH}$$

$$L_{p5} = 4.312 \times 10^{-6} \left(1 + \frac{1}{(321.138)^2}\right) = 4.312 \text{ uH}$$

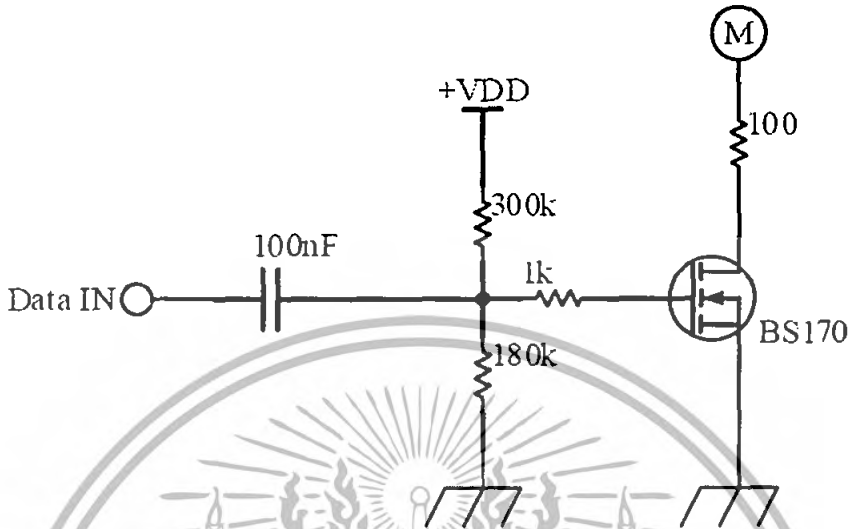
สรุปค่าพารามิเตอร์ต่างๆ สำหรับการหาค่า NQ ของวงจรฝั่ง Tag ได้ดังตาราง

N(turn)	b(cm)	$L_s (\mu H)$	$\ell_T (m)$	$R_{S(AC)} (\Omega)$	Q_U	$L_p (\mu H)$	$C_p (pF)$	$R_{P(AC)} (\Omega)$	NQ_L
1	0.04	0.185	0.26	0.228	69.132	0.185	744.5	1089	19.56
2	0.09	0.726	0.52	0.457	135.351	0.726	189.7	8372	13.22
3	0.14	1.305	0.78	0.686	199.338	1.605	85.82	27.26 k	9.28
4	0.19	2.806	1.04	0.915	261.28	2.806	49.09	62.47 k	7.14
5	0.24	4.312	1.30	1.144	321.138	4.312	31.94	117.98 k	5.82

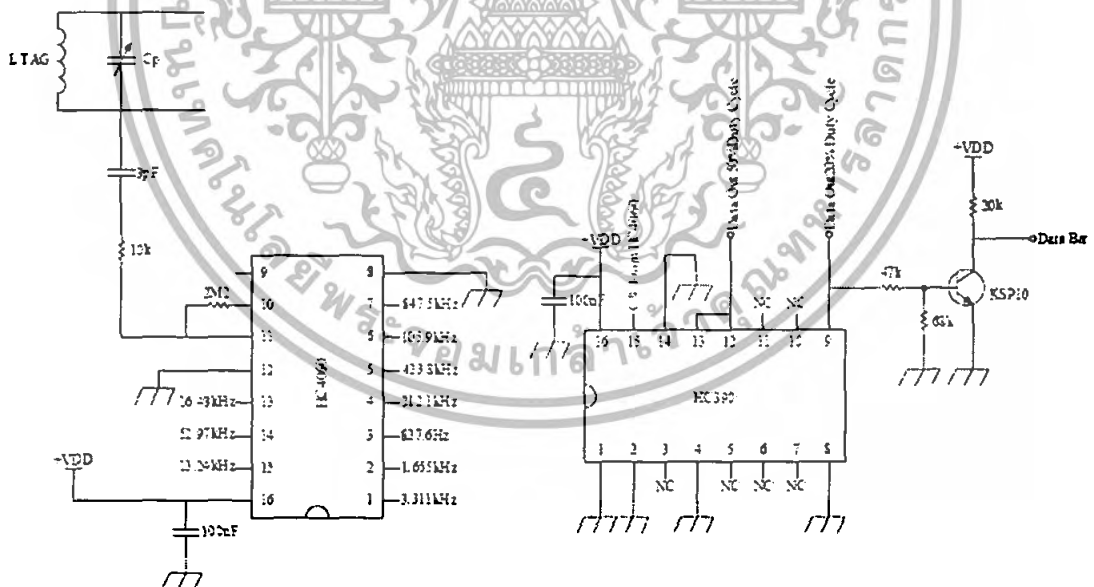
ตารางที่ 3.1 สรุปค่าพารามิเตอร์ที่คำนวณได้ของวงจร Tag

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2.3 ส่วนของวงจรสร้างสัญญาณข้อมูลจำลองและ Load Modulator



รูปที่ 3.10 วงจร Load Modulator ที่ใช้งาน



รูปที่ 3.11 วงจรสร้างสัญญาณข้อมูลจำลอง

จากรูปใช้ IC HC4060 ซึ่งเป็นตัวหารความถี่ในการสร้างสัญญาณข้อมูลจำลอง และใช้ IC HC390 ซึ่งเป็นวงจรรนับ เพื่อใช้ในการสร้างสัญญาณข้อมูลจำลองรูปแบบต่าง แล้วนำสัญญาณไป

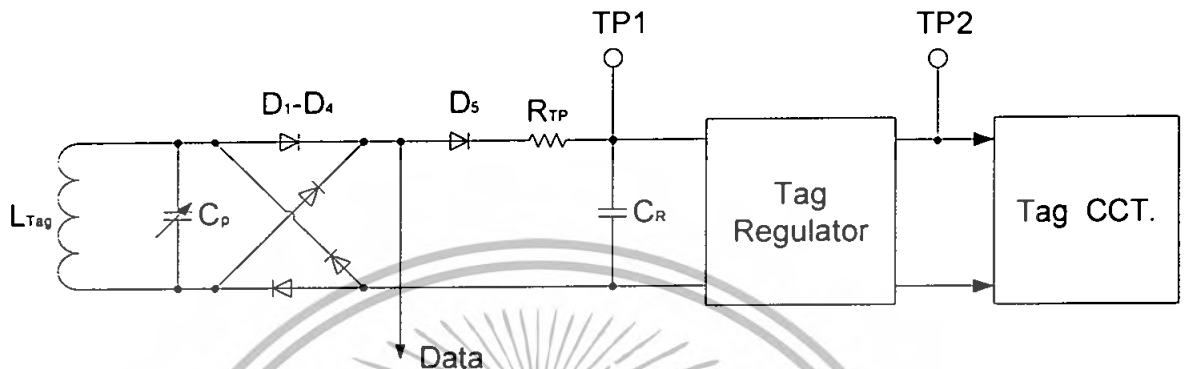
เข้าวงจร Load Modulator เพื่อส่งไปยัง Raeder Coil ต่อไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

การทดลองและบันทึกผล

4.1 วิธีทำการทดลอง



รูปที่ 4.1 วงจร Tag ที่ใช้ในการทดลอง

4.1.1 การวัดการกินกระแสของวงจร Tag ทั้งหมด

- จ่ายไฟเลี้ยงให้แก่วงจร Reader 5V
- วาง Tag ลงบน Reader Coil เพื่อเหนี่ยวนำพลังงานให้แก่ Tag
- วัดแรงดันตกคร่อม R_{TP} จากนั้นคำนวณหากระแสที่ Tag ใช้ จากค่าแรงดันที่วัดได้
- บันทึกผลการทดลอง

4.1.2 การทดสอบวงจรรักษาระดับแรงดัน

- ทดลองป้อนแรงดันค่าต่างๆกันให้แก่วงจรรักษาระดับแรงดัน
- วัดค่าแรงดันที่ได้หลังจากผ่านวงจรรักษาระดับแรงดันแล้วเมื่อ Open Circuit ที่ Output
- ทดลองดึงกระแสจาก Tag โดยต่อ Load 250 โอห์ม ที่ Output
- บันทึกผลการทดลอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.1.3 การทดลองวัดการเหนี่ยวนำที่ระยะต่างๆกัน

- จ่ายไฟเลี้ยงให้แก่วงจร Reader 5V
- วัดแรงดันของ Tag Circuit ที่ Tag Coil เหนี่ยวนำเข้ามาโดยวัดแรงดันที่จุดTP1และTP2ที่ระยะทางต่างๆ
- เปลี่ยนLoadที่ใช้และระยะทางระหว่างReaderกับTagเป็นค่าต่างๆดังนี้ 250,500,750,1kและ No Loadตามลำดับ
- บันทึกผลการทดลอง

4.1.4 การทดลองเพื่อสังเกตสัญญาณที่ทำการModulateและสัญญาณที่Demodulateได้

- จ่ายไฟเลี้ยงให้แก่วงจร Reader 5V
- วาง Tag ลงบน Reader Coil เพื่อเหนี่ยวนำพลังงานให้แก่ Tag
- ใช้ Oscilloscope วัดสัญญาณที่ R_L ของ Reader Coil เพื่อสังเกตรูปสัญญาณที่Modulateได้
- ใช้ Oscilloscope วัดสัญญาณที่ Output ของComparator หลังจากที่ได้Demodulateสัญญาณเรียบร้อยแล้วเพื่อสังเกตรูปสัญญาณที่ Demodulate ได้
- บันทึกรูปสัญญาณที่วัดได้

4.2 ผลการทดลอง

4.2.1ผลการทดลองการวัดการกินกระแสของวงจร Tag ทั้งหมด

เมื่อทำการวัดค่าการกินกระแสของTagโดยการวัดค่าแรงดันตกคร่อม R_{TP} จากนั้นคำนวณหากระแสที่Tagใช้ จากค่าแรงดันที่วัดได้ ซึ่งในที่นี้ใช้ $R_{TP}=10$ โอห์ม และวัดค่าแรงดันตกคร่อมได้เท่ากับ 16.9 mV ดังนั้นการใช้กระแสของ Tag จะเท่ากับ

$$16.9 \text{ mV}/10 = 1.69 \text{ mA}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2.2 ผลการทดสอบวงจรรักษาระดับแรงดัน

V_{in} (V)	$V_o@ R_L = \infty$ (V)	$I_{in}@ R_L = \infty$ (mA)	$V_o@ R = 250\Omega$ (V)	$I_{in}@ R_L=250\Omega$ (mA)
4.5	3.5	0.02	3.07	12.2
5.0	3.95	0.02	3.54	14.07
6.0	4.32	0.08	4.385	17.46
7.0	4.323	0.09	4.392	17.49
9.0	4.449	0.09	4.397	17.5
12.0	4.424	0.09	4.388	17.5
15.0	4.44	0.09	4.389	17.51
18.0	4.41	0.1	4.377	17.41
21.0	4.429	0.1	4.385	17.5
24.0	4.394	0.12	4.365	17.76

ตารางที่ 4.1 ตารางแสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันและกระแส โดยวัดที่ V_{in} ค่าต่างๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2.3 ผลการทดลองวัดการเหนี่ยวนำที่ระยะต่างๆกัน

- $V_s = 5 \text{ V}$ $R_L = 250 \ \Omega$

ระยะ (cm)	I_{in} (mA)	V_{TP1} (V)	V_{TP2} (V)
0.000	17.46	28.62	4.356
0.500	17.48	25.38	4.376
1.000	17.59	21.49	4.379
1.500	17.64	12.03	4.396
2.000	17.65	6.254	4.392
2.500	13.86	4.985	3.494
3.000	11.83	4.36	2.997

ตารางที่ 4.2 ตารางแสดงผลการทดลองเมื่อใช้ $R_{Load} = 250 \ \Omega$

- $V_s = 5 \text{ V}$ $R_L = 500 \ \Omega$

ระยะ (cm)	I_{in} (mA)	V_{TP1} (V)	V_{TP2} (V)
0.000	8.76	37.39	4.379
0.500	8.76	35.68	4.371
1.000	8.76	33.38	4.369
1.500	8.79	25.61	4.372
2.000	8.8	21.77	4.370
2.500	8.83	14.83	4.382
3.000	8.86	11.37	4.386

ตารางที่ 4.3 ตารางแสดงผลการทดลองเมื่อใช้ $R_{Load} = 500 \ \Omega$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- $V_s = 5\text{ V}$ $R_L = 750\ \Omega$

ระยะ (cm)	I_{in} (mA)	V_{TP1} (V)	V_{TP2} (V)
0.000	5.92	39.59	4.407
0.500	5.92	38.07	4.406
1.000	5.92	34.46	4.410
1.500	5.92	28.84	4.409
2.000	5.93	24.21	4.411
2.500	5.93	18.11	4.411
3.000	5.93	13.52	4.414

ตารางที่ 4.4 ตารางแสดงผลการทดลองเมื่อใช้ $R_{Load} = 750\ \Omega$

- $V_s = 5\text{ V}$ $R_L = 1\text{ k}\Omega$

ระยะ (cm)	I_{in} (mA)	V_{TP1} (V)	V_{TP2} (V)
0.000	4.51	40.67	4.416
0.500	4.52	39.68	4.419
1.000	4.51	36.48	4.405
1.500	4.5	30.01	4.406
2.000	4.5	25.87	4.411
2.500	4.51	17.58	4.418
3.000	4.51	15.79	4.423

ตารางที่ 4.5 ตารางแสดงผลการทดลองเมื่อใช้ $R_{Load} = 1\text{ k}\Omega$

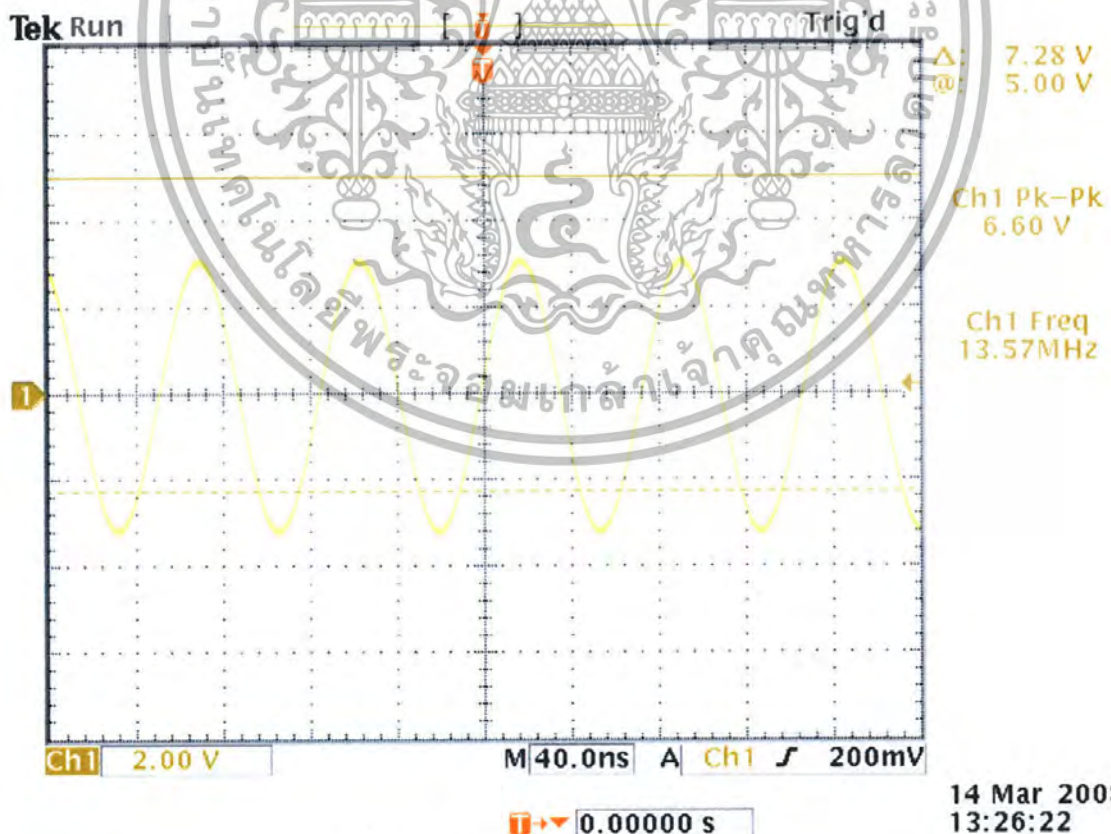
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- $V_s = 5\text{ V}$ $R_L = \text{No Load}$

ระยะ (cm)	I_{in} (mA)	V_{TP1} (V)	V_{TP2} (V)
0.000	0.01	49.45	4.397
0.500	0.03	47.07	4.427
1.000	0.03	45.92	4.435
1.500	0.04	40.75	4.45
2.000	0.05	37.48	4.454
2.500	0.07	26.33	4.456
3.000	0.08	21.92	4.457

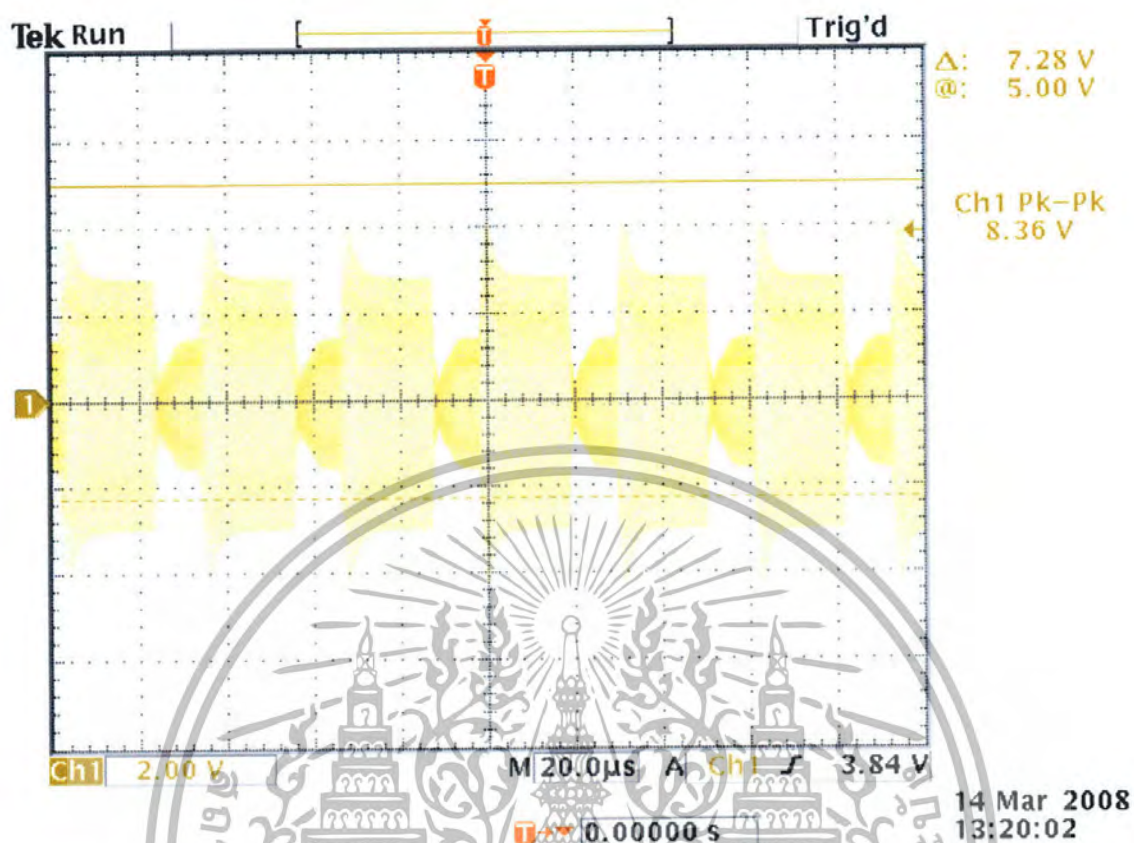
ตารางที่ 4.6 ตารางแสดงผลการทดลองเมื่อใช้ $R_{Load} = \infty$

4.2.4 ผลการทดลองเพื่อสังเกตสัญญาณที่ทำการ Modulate และสัญญาณที่ Demodulate ได้



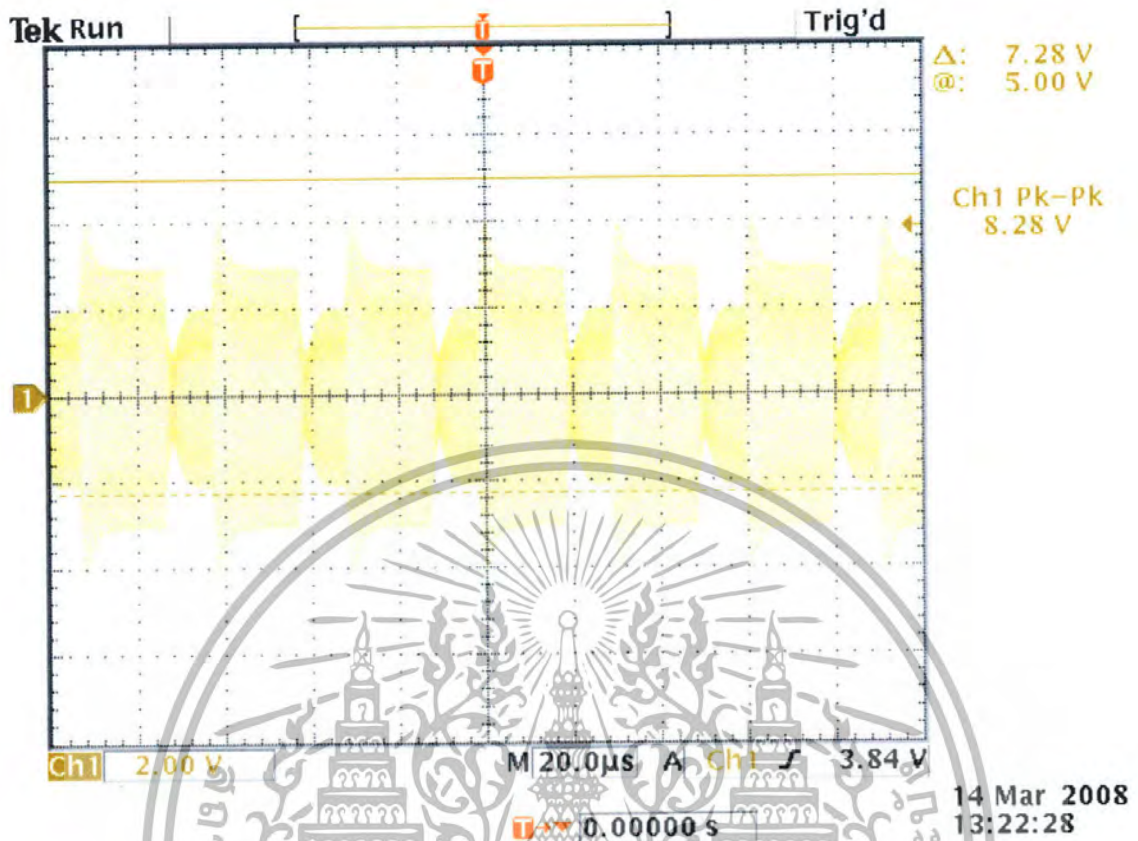
รูปที่ 4.2 รูปสัญญาณก่อนเกิดการ Modulation

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



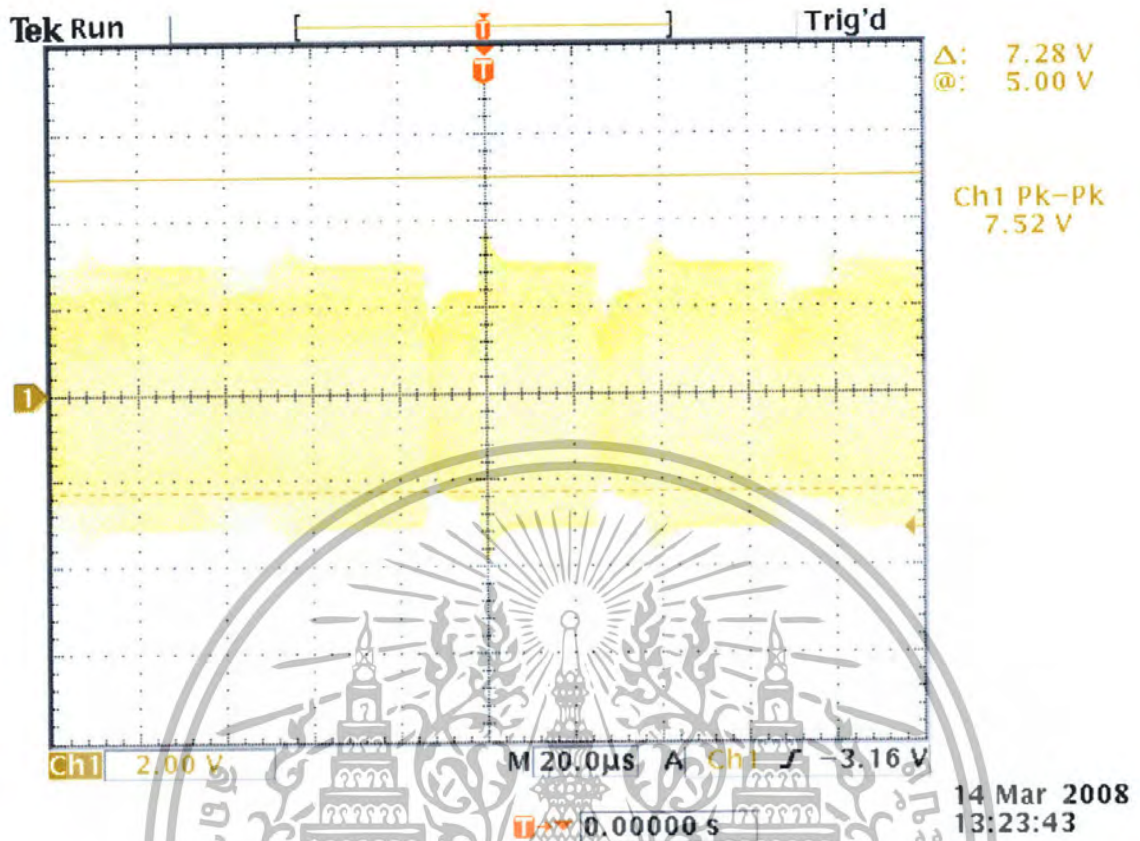
รูปที่ 4.3 รูปสัญญาณที่ทำการ Modulate แล้วด้วย Duty Cycle 50%
(ระยะห่างระหว่าง Tag-Reader = 0cm)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



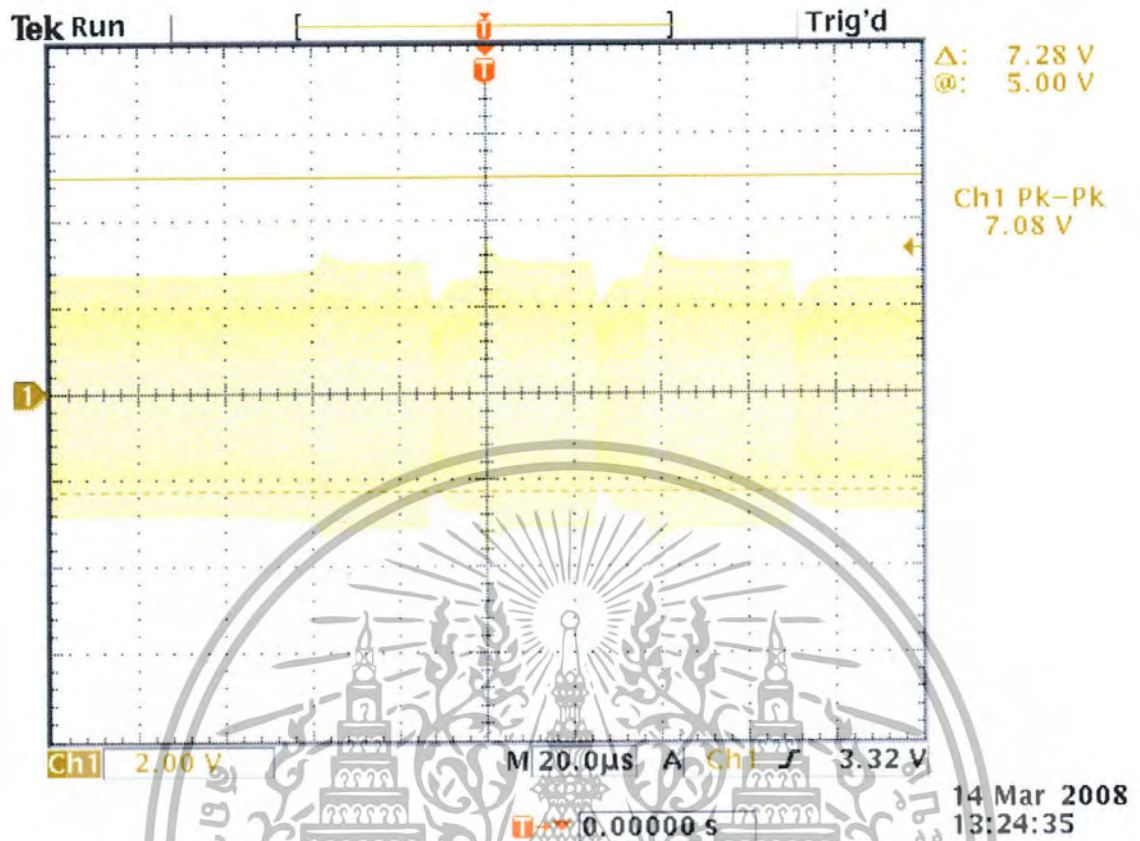
รูปที่ 4.4 รูปสัญญาณที่ทำการ Modulate แล้วด้วย Duty Cycle 50%
 (ระยะห่างระหว่าง Tag-Reader = 1cm)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



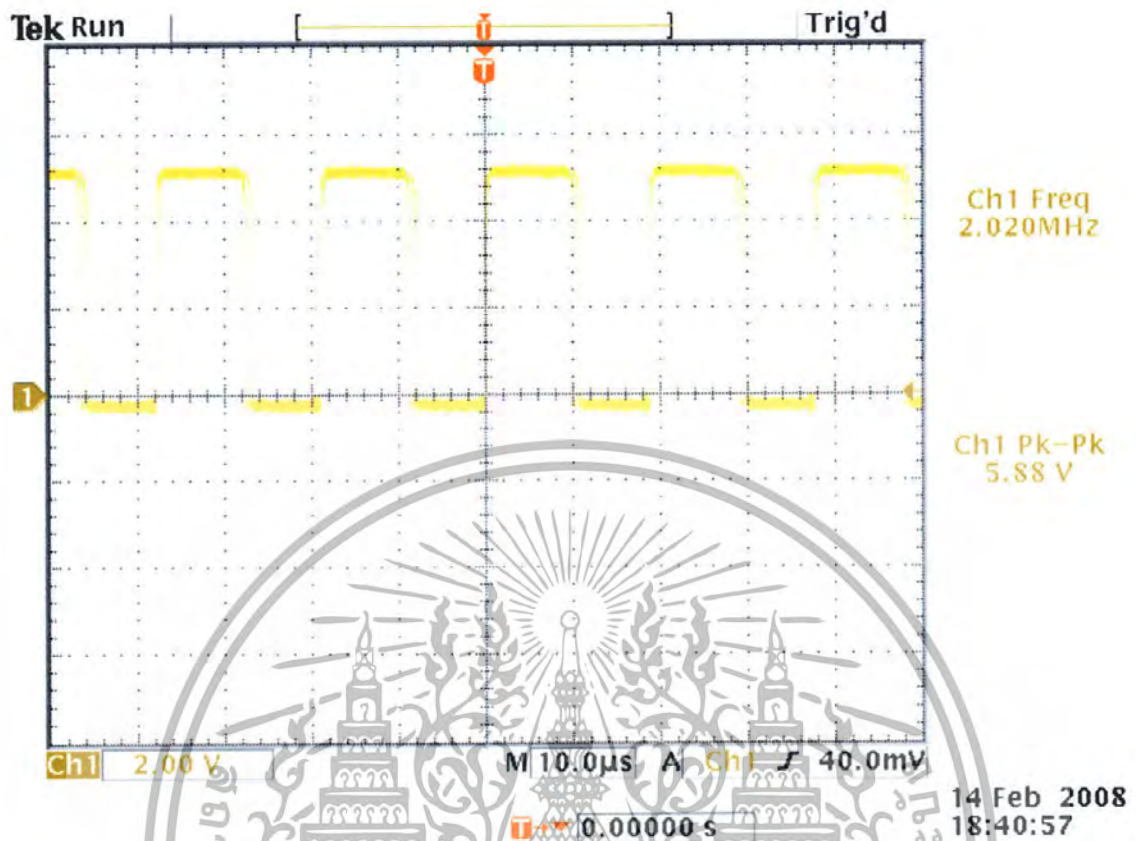
รูปที่ 4.5 รูปสัญญาณที่ทำการ Modulate แล้วด้วย Duty Cycle 50%
(ระยะห่างระหว่าง Tag-Reader = 2cm)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



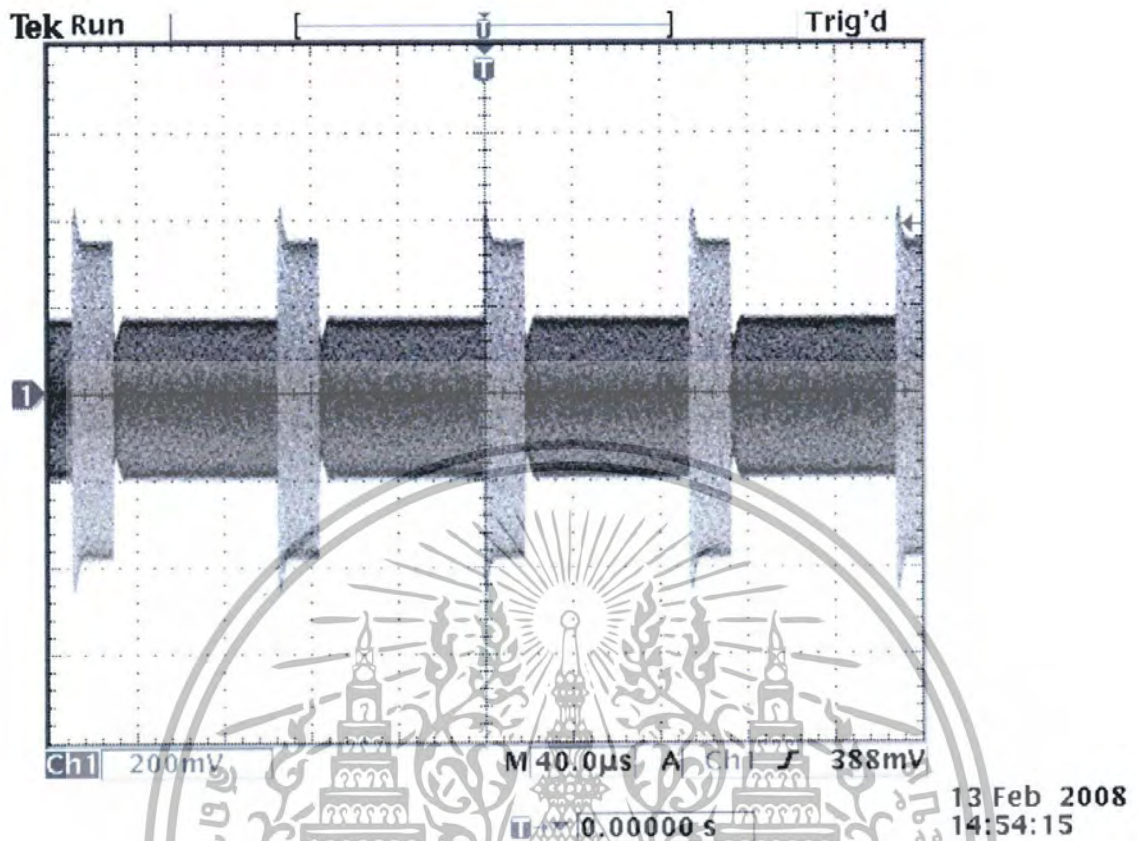
รูปที่ 4.6 รูปสัญญาณที่ทำการModulateแล้วด้วยDuty Cycle 50%
 (ระยะห่างระหว่าง Tag-Reader = 3cm)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



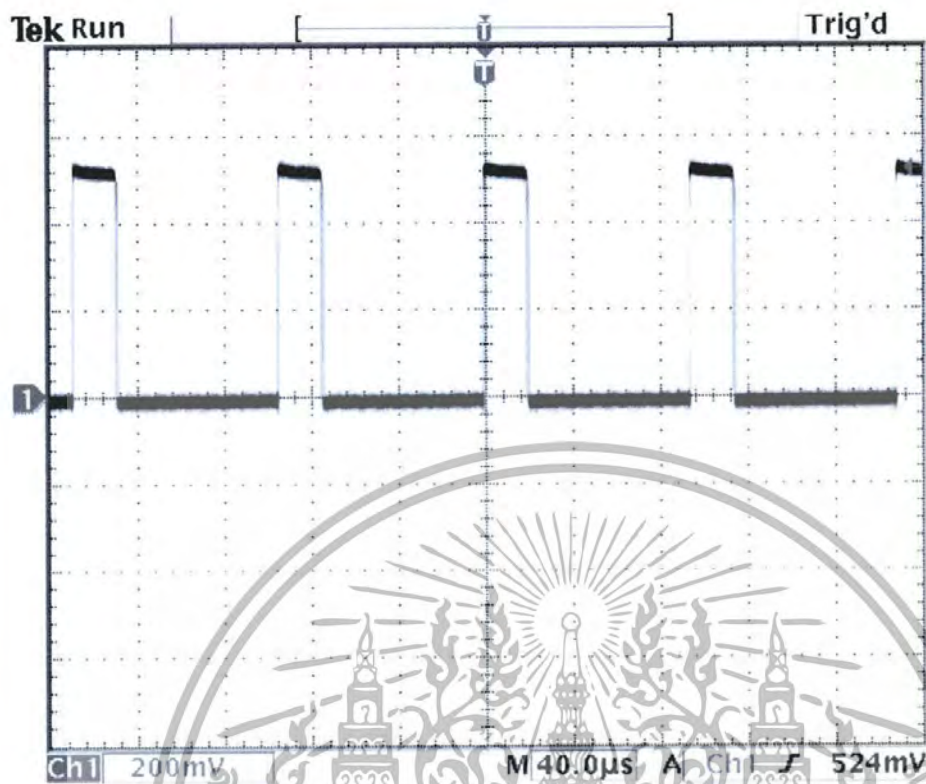
รูปที่ 4.7 รูปสัญญาณที่ทำการ Demodulate และผ่าน Comparator แล้ว
เมื่อสัญญาณมี Duty Cycle 50%

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.8 รูปสัญญาณที่ทำการModulateแล้วด้วยDuty Cycle 20%

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



200mV M 40.0μs A Ch1 F 524mV

0.00000 s

13 Feb 2008
13:51:52

รูปที่ 4.9 รูปสัญญาณที่ทำการ Demodulate และผ่าน Comparator แล้ว

เมื่อสัญญาณมี Duty Cycle 20%

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

สรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง

5.1 สรุปผลการทดลอง

เมื่อทำการเหนี่ยวนำสัญญาณจาก Reader Coil ไปยัง Tag ผลที่ได้ คือ วงจร Tag สามารถรับสัญญาณที่เหนี่ยวนำมาจาก Reader Coil ได้ และสามารถเรียงกระแส, กรองแรงดันและ Regulate ได้ตามที่คาดหมายโดยวงจร Regulator นั้น สามารถรักษาระดับแรงดันได้ค่อนข้างคงที่และวงจร Regulator นั้นจะกินกระแสค่าต่างๆค่าหนึ่งเสมอ ถึงแม้จะไม่มี Load ก็ตามและเมื่อระยะทางห่างมากขึ้น แรงดันที่สามารถเหนี่ยวนำมายัง Tag นั้นก็จะมีค่าลดลง

เมื่อทำการวัดสัญญาณที่ทำการ Modulation ที่ระยะห่างของ Tag - Reader ระยะต่างๆกัน พบว่าเมื่อระยะทางเพิ่มขึ้นจะทำให้สัญญาณนั้นเกิดความเพี้ยนไปมาก จึงเป็นผลทำให้ ที่ระยะทางเกิน 2cm จะทำให้ไม่สามารถทำการ Demodulation ได้

วงจรสร้างสัญญาณข้อมูลจำลองและ Load Modulator ก็สามารถทำงานได้สังเกตได้จากผลการทดลอง

วงจร Demodulator และ Comparator ก็สามารถทำงานได้สังเกตได้จากผลการทดลองเช่นเดียวกัน

5.2 วิจารณ์ผลการทดลอง

ผลการทดลองที่ได้เป็นที่น่าพอใจตามที่คาดหมาย แต่อาจจะมีอุปสรรคและความคลาดเคลื่อนอยู่บ้างซึ่งอาจมีสาเหตุมาจาก

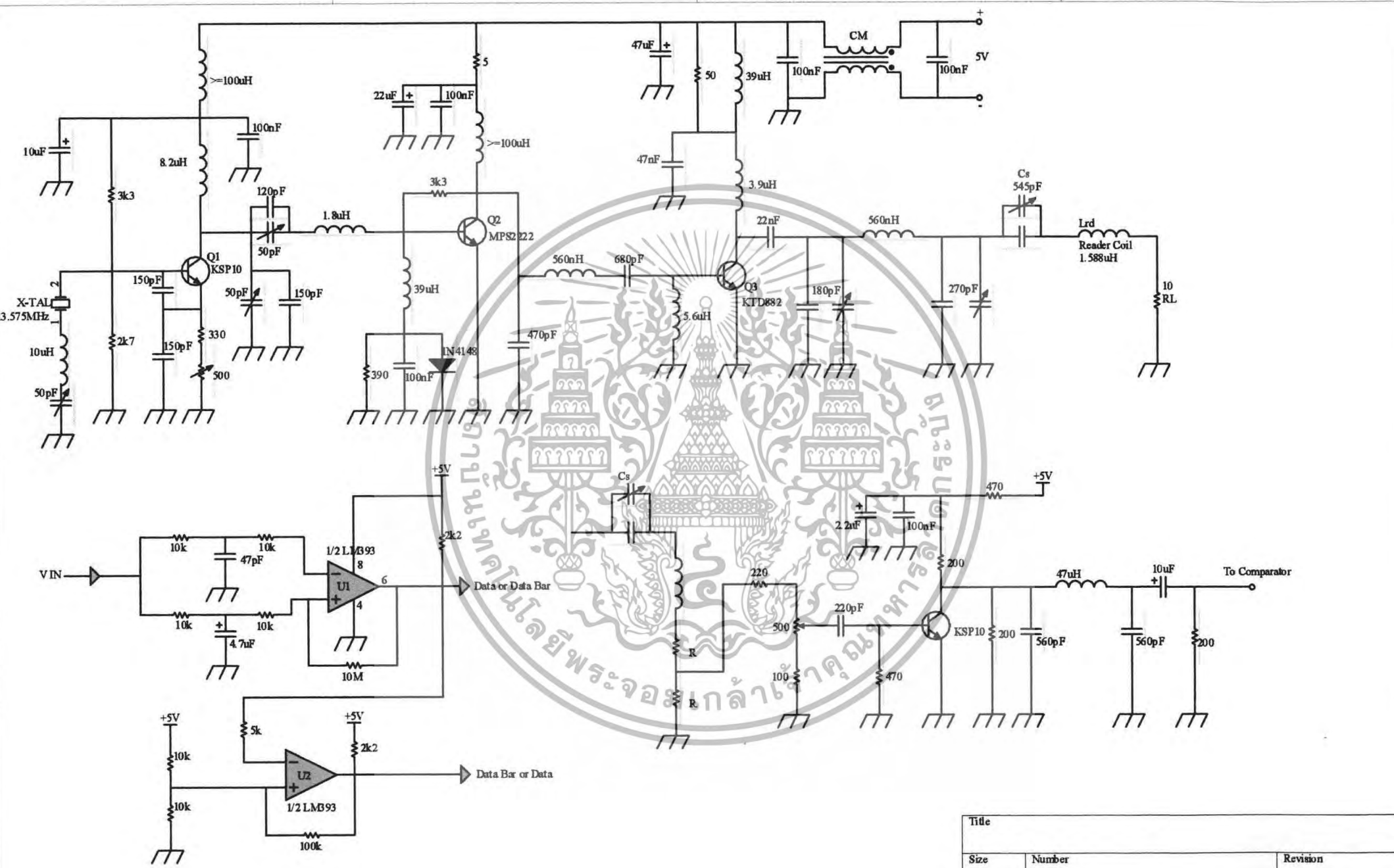
- การออกแบบ Layout ของวงจรทำได้ไม่ดีพอ จึงทำให้ผลของ L และ C แผง มีผลกระทบต่อผลการทดลองค่อนข้างมาก
- การวัดระยะห่างของ Tag กับ Reader ไม่เที่ยงตรงพอเนื่องจากไม่สามารถหาวัสดุมารองคั่นระหว่าง Tag และ Reader ที่มีระยะที่เที่ยงตรงแน่นอนได้
- ค่าที่อ่านได้นั้นอาจผิดพลาดเนื่องจากการอ่านค่าของอุปกรณ์ซึ่งอุปกรณ์นั้นมีความคลาดเคลื่อนในตัวเอง

เอกสารอ้างอิง

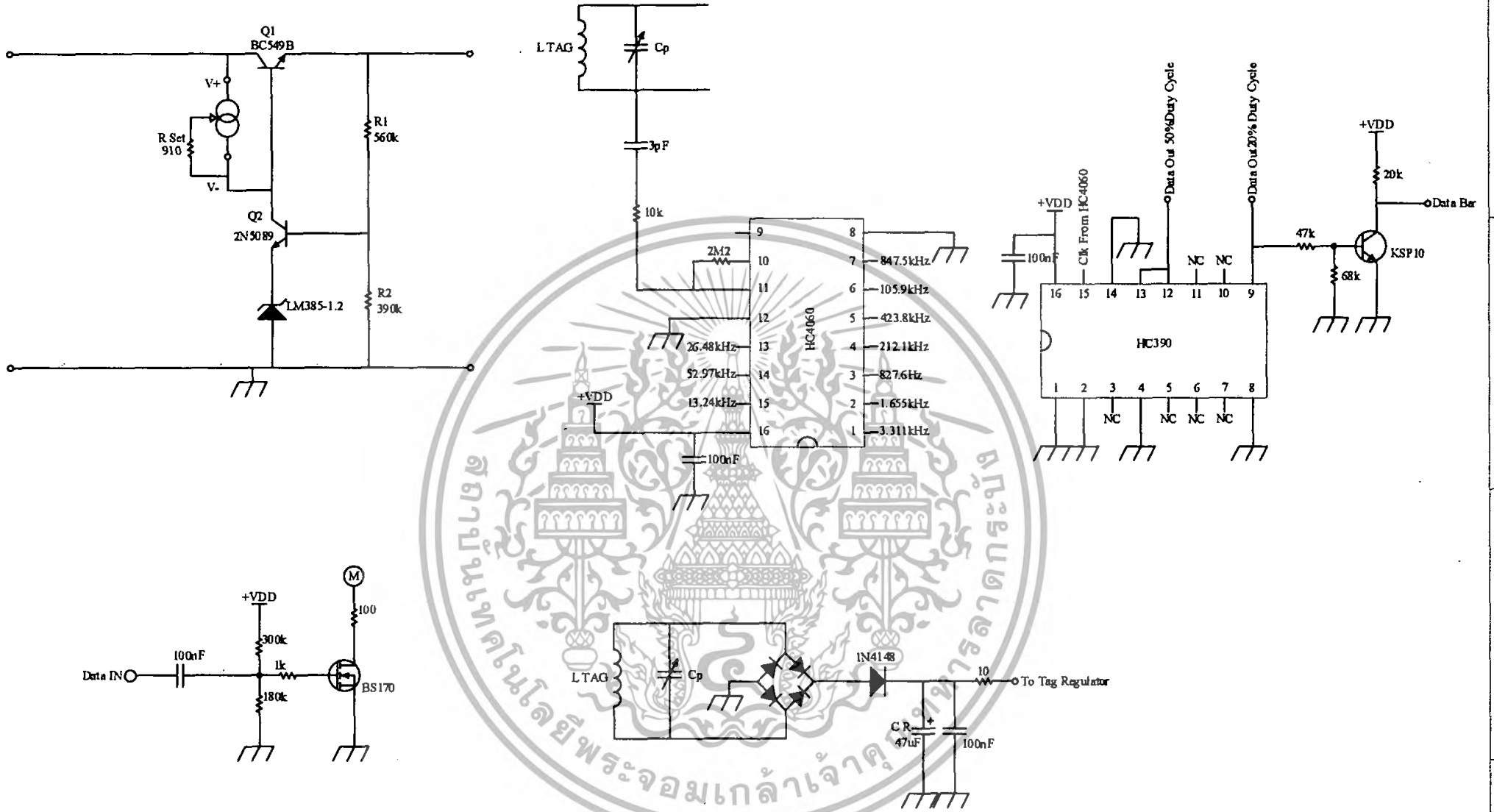
1. ประกาศ สุวรรณะ, “High Frequency Communication”
2. ลัญฉกร วุฒิสัทธาภักดิ์, “หลักการไฟฟ้าสื่อสาร” , สำนักพิมพ์แห่งจุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย , 2546
3. Klaus Finkenzeller, “RFID Handbook” , John Wiley & Sons , 2003
4. Microchip , “Antenna Circuit Design for RFID Application” , 2003
5. Motorola , “Matching Network Designs with Computer Solutions , 1993



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



Title		
Size	Number	Revision
A4		
Date:	15/03/08	Sheet of
File:	Sheet1 SchDoc	Thomson Rev



Title		
Size	Number	Revision
A4		
Date:	15/03/08	Sheet of
File:	Sheet L Sub Dnc	Drawn By

MC74HC390A



Dual 4-Stage Binary Ripple Counter with $\div 2$ and $\div 5$ Sections

High-Performance Silicon-Gate CMOS

ON Semiconductor®

<http://onsemi.com>

The MC74HC390A is identical in pinout to the LS390. The device inputs are compatible with standard CMOS outputs; with pullup resistors, they are compatible with LSTTL outputs.

This device consists of two independent 4-bit counters, each composed of a divide-by-two and a divide-by-five section. The divide-by-two and divide-by-five counters have separate clock inputs, and can be cascaded to implement various combinations of $\times 2$ and/or $\times 5$ up to a $\times 100$ counter.

Flip-flops internal to the counters are triggered by high-to-low transitions of the clock input. A separate, asynchronous reset is provided for each 4-bit counter. State changes of the Q outputs do not occur simultaneously because of internal ripple delays. Therefore, decoded output signals are subject to decoding spikes and should not be used as clocks or strobes except when gated with the Clock of the HC390A.

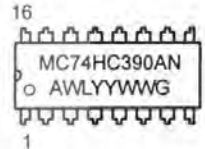
Features

- Output Drive Capability: 10-LSTTL Loads
- Outputs Directly Interface to CMOS, NMOS, and TTL
- Operating Voltage Range: 2.0 to 6.0 V
- Low Input Current: 1 μ A
- High Noise Immunity Characteristic of CMOS Devices
- In Compliance with the Requirements Defined by JEDEC Standard No 7A
- Chip Complexity: 244 FETs or 61-Equivalent Gates
- Pb-Free Packages are Available*

MARKING DIAGRAMS



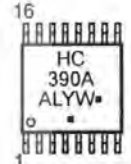
PDIP-16
N SUFFIX
CASE 648



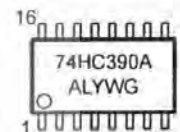
SOIC-16
D SUFFIX
CASE 751B



TSSOP-16
DT SUFFIX
CASE 948F



SOEIAJ-16
F SUFFIX
CASE 966



A = Assembly Location
L, WL = Wafer Lot
Y, YY = Year
W, WW = Work Week
G = Pb-Free Package
• = Pb-Free Package
(Note: Microdot may be in either location)

ORDERING INFORMATION

See detailed ordering and shipping information in the package dimensions section on page 2 of this data sheet.

*For additional information on our Pb-Free strategy and soldering details, please download the ON Semiconductor Soldering and Mounting Techniques Reference Manual, SOLDERRM/D.

MC74HC390A

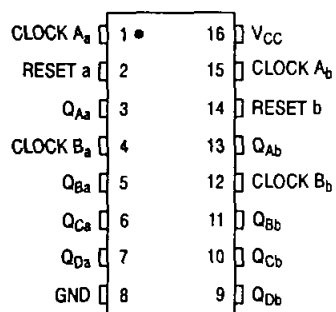


Figure 1. Pin Assignment

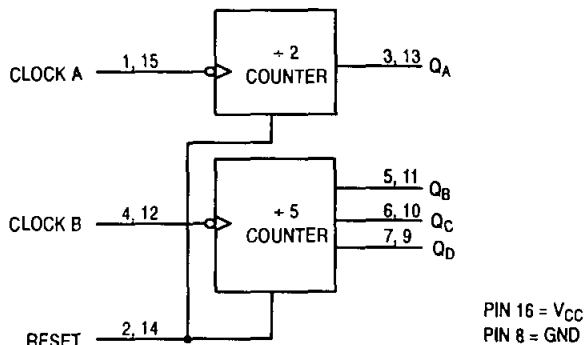


Figure 2. Logic Diagram

FUNCTION TABLE

Clock		Reset	Action
A	B		
X	X	H	Reset + 2 and + 5
	X	L	Increment + 2
X		L	Increment + 5

ORDERING INFORMATION

Device	Package	Shipping†
MC74HC390AN	PDIP-16	500 Units / Rail
MC74HC390ANG	PDIP-16 (Pb-Free)	500 Units / Rail
MC74HC390AD	SOIC-16	48 Units / Rail
MC74HC390ADG	SOIC-16 (Pb-Free)	48 Units / Rail
MC74HC390ADR2	SOIC-16	2500 Units / Reel
MC74HC390ADR2G	SOIC-16 (Pb-Free)	2500 Units / Reel
MC74HC390ADTR2	TSSOP-16*	2500 Units / Reel
MC74HC390ADTR2G	TSSOP-16*	2500 Units / Reel
MC74HC390AF	SOEIAJ-16	50 Units / Rail
MC74HC390AFG	SOEIAJ-16 (Pb-Free)	50 Units / Rail
MC74HC390AFEL	SOEIAJ-16	2000 Units / Reel
MC74HC390AFELG	SOEIAJ-16 (Pb-Free)	2000 Units / Reel

†For information on tape and reel specifications, including part orientation and tape sizes, please refer to our Tape and Reel Packaging Specifications Brochure, BRD8011/D.

*This package is inherently Pb-Free.

<http://onsemi.com>

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC74HC390A

MAXIMUM RATINGS

Symbol	Parameter	Value	Unit
V _{CC}	DC Supply Voltage (Referenced to GND)	- 0.5 to + 7.0	V
V _{in}	DC Input Voltage (Referenced to GND)	- 0.5 to V _{CC} + 0.5	V
V _{out}	DC Output Voltage (Referenced to GND)	- 0.5 to V _{CC} + 0.5	V
I _{in}	DC Input Current, per Pin	± 20	mA
I _{out}	DC Output Current, per Pin	± 25	mA
I _{CC}	DC Supply Current, V _{CC} and GND Pins	± 50	mA
P _D	Power Dissipation in Still Air, Plastic DIP† SOIC Package† TSSOP Package†	750 500 450	mW
T _{stg}	Storage Temperature	- 65 to + 150	°C
T _L	Lead Temperature, 1 mm from Case for 10 Seconds Plastic DIP, SOIC or TSSOP Package	260	°C

This device contains protection circuitry to guard against damage due to high static voltages or electric fields. However, precautions must be taken to avoid applications of any voltage higher than maximum rated voltages to this high-impedance circuit. For proper operation, V_{in} and V_{out} should be constrained to the range GND ≤ (V_{in} or V_{out}) ≤ V_{CC}. Unused inputs must always be tied to an appropriate logic voltage level (e.g., either GND or V_{CC}). Unused outputs must be left open.

Maximum ratings are those values beyond which device damage can occur. Maximum ratings applied to the device are individual stress limit values (not normal operating conditions) and are not valid simultaneously. If these limits are exceeded, device functional operation is not implied, damage may occur and reliability may be affected.

†Derating — Plastic DIP: - 10 mW/°C from 65° to 125°C
SOIC Package: - 7 mW/°C from 65° to 125°C
TSSOP Package: - 6.1 mW/°C from 65° to 125°C

For high frequency or heavy load considerations, see Chapter 2 of the ON Semiconductor High-Speed CMOS Data Book (DL129/D).

RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

Symbol	Parameter	Min	Max	Unit
V _{CC}	DC Supply Voltage (Referenced to GND)	2.0	6.0	V
V _{in} , V _{out}	DC Input Voltage, Output Voltage (Referenced to GND)	0	V _{CC}	V
T _A	Operating Temperature, All Package Types	- 55	+ 125	°C
t _r , t _f	Input Rise and Fall Time (Figure 1)	V _{CC} = 2.0 V V _{CC} = 3.0 V V _{CC} = 4.5 V V _{CC} = 6.0 V	0 1000 600 500 400	ns

DC ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Voltages Referenced to GND)

Symbol	Parameter	Test Conditions	V _{CC} V	Guaranteed Limit			Unit
				- 55 to 25°C	≤ 85°C	≤ 125°C	
V _{IH}	Minimum High-Level Input Voltage	V _{out} = 0.1 V or V _{CC} - 0.1 V I _{out} ≤ 20 μA	2.0	1.5	1.5	1.5	V
			3.0	2.1	2.1	2.1	
			4.5	3.15	3.15	3.15	
			6.0	4.2	4.2	4.2	
V _{IL}	Maximum Low-Level Input Voltage	V _{out} = 0.1 V or V _{CC} - 0.1 V I _{out} ≤ 20 μA	2.0	0.5	0.5	0.5	V
			3.0	0.9	0.9	0.9	
			4.5	1.35	1.35	1.35	
			6.0	1.8	1.8	1.8	
V _{OH}	Minimum High-Level Output Voltage	V _{in} = V _{IH} or V _{IL} I _{out} ≤ 20 μA	2.0	1.9	1.9	1.9	V
			4.5	4.4	4.4	4.4	
			6.0	5.9	5.9	5.9	
		V _{in} = V _{IH} or V _{IL} I _{out} ≤ 2.4 mA I _{out} ≤ 4.0 mA I _{out} ≤ 5.2 mA	3.0	2.48	2.34	2.20	
			4.5	3.98	3.84	3.70	
			6.0	5.48	5.34	5.20	
V _{OL}	Maximum Low-Level Output Voltage	V _{in} = V _{IH} or V _{IL} I _{out} ≤ 20 μA	2.0	0.1	0.1	0.1	V
			4.5	0.1	0.1	0.1	
			6.0	0.1	0.1	0.1	
		V _{in} = V _{IH} or V _{IL} I _{out} ≤ 2.4 mA I _{out} ≤ 4.0 mA I _{out} ≤ 5.2 mA	3.0	0.26	0.33	0.40	
			4.5	0.26	0.33	0.40	
			6.0	0.26	0.33	0.40	

<http://onsemi.com>

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC74HC390A

DC ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Voltages Referenced to GND)

Symbol	Parameter	Test Conditions	V _{CC} V	Guaranteed Limit			Unit
				- 55 to 25°C	≤ 85°C	≤ 125°C	
I _{in}	Maximum Input Leakage Current	V _{in} = V _{CC} or GND	6.0	± 0.1	± 1.0	± 1.0	μA
I _{CC}	Maximum Quiescent Supply Current (per Package)	V _{in} = V _{CC} or GND I _{out} = 0 μA	6.0	4	40	160	μA

NOTE: Information on typical parametric values can be found in Chapter 2 of the ON Semiconductor High-Speed CMOS Data Book (DL129/D).

AC ELECTRICAL CHARACTERISTICS (C_L = 50 pF, Input t_r = t_f = 6 ns)

Symbol	Parameter	V _{CC} V	Guaranteed Limit			Unit
			- 55 to 25°C	≤ 85°C	≤ 125°C	
f _{max}	Maximum Clock Frequency (50% Duty Cycle) (Figures 1 and 3)	2.0 3.0 4.5 6.0	10 15 30 50	9 14 28 45	8 12 25 40	MHz
t _{PLH} , t _{PHL}	Maximum Propagation Delay, Clock A to QA (Figures 1 and 3)	2.0 3.0 4.5 6.0	70 40 24 20	80 45 30 26	90 50 36 31	ns
t _{PLH} , t _{PHL}	Maximum Propagation Delay, Clock A to QC (QA connected to Clock B) (Figures 1 and 3)	2.0 3.0 4.5 6.0	200 160 58 49	250 185 65 62	300 210 70 68	ns
t _{PLH} , t _{PHL}	Maximum Propagation Delay, Clock B to QB (Figures 1 and 3)	2.0 3.0 4.5 6.0	70 40 26 22	80 45 33 28	90 50 39 33	ns
t _{PLH} , t _{PHL}	Maximum Propagation Delay, Clock B to QC (Figures 1 and 3)	2.0 3.0 4.5 6.0	90 56 37 31	105 70 46 39	180 100 56 48	ns
t _{PLH} , t _{PHL}	Maximum Propagation Delay, Clock B to QD (Figures 1 and 3)	2.0 3.0 4.5 6.0	70 40 26 22	80 45 33 28	90 50 39 33	ns
t _{PHL}	Maximum Propagation Delay, Reset to any Q (Figures 2 and 3)	2.0 3.0 4.5 6.0	80 48 30 26	95 65 38 33	110 75 44 39	ns
t _{TLH} , t _{THL}	Maximum Output Transition Time, Any Output (Figures 1 and 3)	2.0 3.0 4.5 6.0	75 27 15 13	95 32 19 15	110 36 22 19	ns
C _{in}	Maximum Input Capacitance	-	10	10	10	pF

- For propagation delays with loads other than 50 pF, see Chapter 2 of the ON Semiconductor High-Speed CMOS Data Book (DL129/D).
- Information on typical parametric values can be found in Chapter 2 of the ON Semiconductor High-Speed CMOS Data Book (DL129/D).

C _{PD}	Power Dissipation Capacitance (Per Counter)*	Typical @ 25°C, V _{CC} = 5.0 V	
		35	

* Used to determine the no-load dynamic power consumption: P_D = C_{PD} V_{CC}²f + I_{CC} V_{CC}. For load considerations, see Chapter 2 of the ON Semiconductor High-Speed CMOS Data Book (DL129/D).

<http://onsemi.com>

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC74HC390A

TIMING REQUIREMENTS (Input $t_r = t_f = 6$ ns)

Symbol	Parameter	V _{CC} V	Guaranteed Limit			Unit
			- 55 to 25°C	≤ 85°C	≤ 125°C	
t_{rec}	Minimum Recovery Time, Reset Inactive to Clock A or Clock B (Figure 2)	2.0	25	30	40	ns
		3.0	15	20	30	
		4.5	10	13	15	
		6.0	9	11	13	
t_w	Minimum Pulse Width, Clock A, Clock B (Figure 1)	2.0	75	95	110	ns
		3.0	27	32	36	
		4.5	15	19	22	
		6.0	13	15	19	
t_w	Minimum Pulse Width, Reset (Figure 2)	2.0	75	95	110	ns
		3.0	27	32	36	
		4.5	20	24	30	
		6.0	18	22	28	
t_r, t_f	Maximum Input Rise and Fall Times (Figure 1)	2.0	1000	1000	1000	ns
		3.0	800	800	800	
		4.5	500	500	500	
		6.0	400	400	400	

NOTE: Information on typical parametric values can be found in Chapter 2 of the ON Semiconductor High-Speed CMOS Data Book (DL129/D).

PIN DESCRIPTIONS

INPUTS

Clock A (Pins 1, 15) and Clock B (Pins 4, 15)

Clock A is the clock input to the + 2 counter; Clock B is the clock input to the + 5 counter. The internal flip-flops are toggled by high-to-low transitions of the clock input.

CONTROL INPUTS

Reset (Pins 2, 14)

Asynchronous reset. A high at the Reset input prevents counting, resets the internal flip-flops, and forces Q_A through Q_D low.

OUTPUTS

Q_A (Pins 3, 13)

Output of the + 2 counter.

Q_B, Q_C, Q_D (Pins 5, 6, 7, 9, 10, 11)

Outputs of the + 5 counter. Q_D is the most significant bit. Q_A is the least significant bit when the counter is connected for BCD output as in Figure 4. Q_B is the least significant bit when the counter is operating in the bi-quinary mode as in Figure 5.

SWITCHING WAVEFORMS

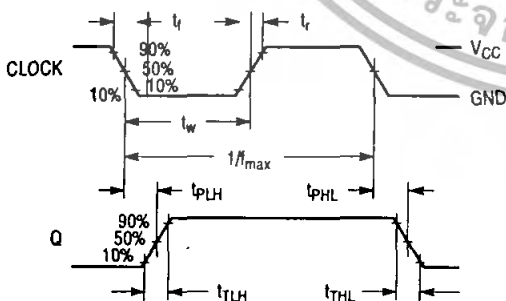


Figure 3.

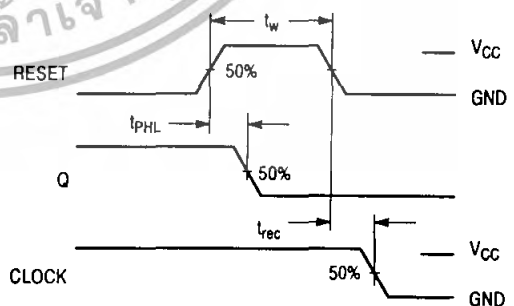
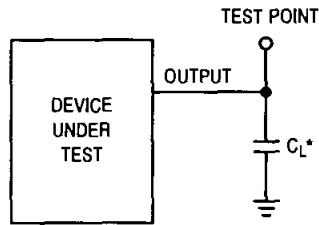


Figure 4.

MC74HC390A

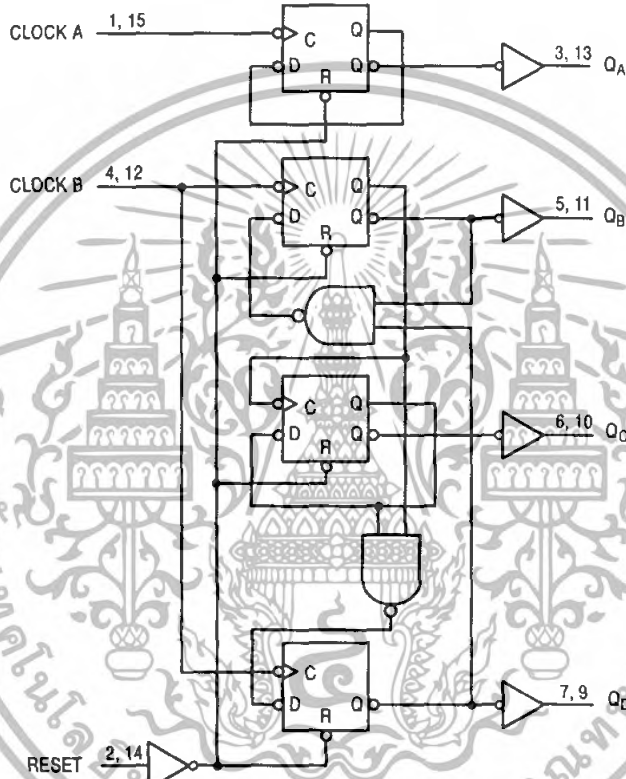
TEST CIRCUIT



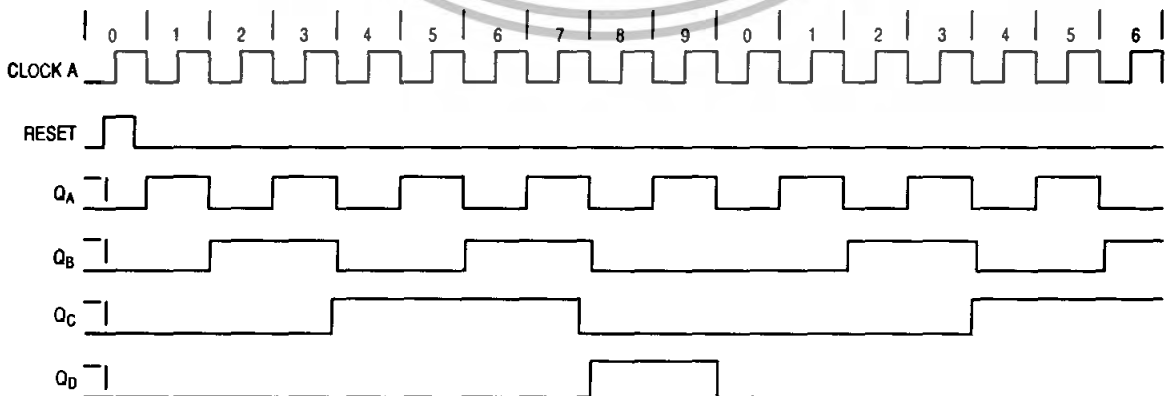
*Includes all probe and jig capacitance

Figure 5.

EXPANDED LOGIC DIAGRAM



TIMING DIAGRAM (Q_A Connected to Clock B)



<http://onsemi.com>

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC74HC390A

APPLICATIONS INFORMATION

Each half of the MC54/74HC390A has independent + 2 and + 5 sections (except for the Reset function). The + 2 and + 5 counters can be connected to give BCD or bi-quinary (2-5) count sequences. If Output Q_A is connected to the Clock B input (Figure 4), a decade divider with BCD output is obtained. The function table for the BCD count sequence is given in Table 1.

To obtain a bi-quinary count sequence, the input signals connected to the Clock B input, and output Q_D is connected to the Clock A input (Figure 5). Q_A provides a 50% duty cycle output. The bi-quinary count sequence function table is given in Table 2.

Table 1. BCD Count Sequence*

Count	Output			
	Q_D	Q_C	Q_B	Q_A
0	L	L	L	L
1	L	L	L	H
2	L	L	H	L
3	L	L	H	H
4	L	H	L	L
5	L	H	L	H
6	L	H	H	L
7	L	H	H	H
8	H	L	L	L
9	H	L	L	H

* Q_A connected to Clock B input.

Table 2. Bi-Quinary Count Sequence**

Count	Output			
	Q_A	Q_D	Q_C	Q_B
0	L	L	L	L
1	L	L	L	H
2	L	L	H	L
3	L	L	H	H
4	L	H	L	L
8	H	L	L	L
9	H	L	L	H
10	H	L	H	L
11	H	L	H	H
12	H	H	L	L

** Q_D connected to Clock A input.

CONNECTION DIAGRAMS

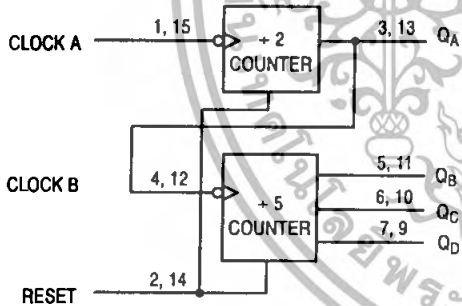


Figure 6. BCD Count

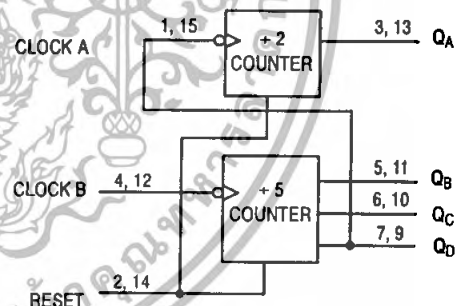


Figure 7. Bi-Quinary Count

BS170 / MMBF170
N-Channel Enhancement Mode Field Effect Transistor

General Description

These N-Channel enhancement mode field effect transistors are produced using Fairchild's proprietary, high cell density, DMOS technology. These products have been designed to minimize on-state resistance while provide rugged, reliable, and fast switching performance. They can be used in most applications requiring up to 500mA DC. These products are particularly suited for low voltage, low current applications such as small servo motor control, power MOSFET gate drivers, and other switching applications.

Features

- High density cell design for low $R_{DS(ON)}$
- Voltage controlled small signal switch
- Rugged and reliable.
- High saturation current capability.



Absolute Maximum Ratings

$T_c = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted

Symbol	Parameter	BS170	MMBF170	Units
V_{DS}	Drain-Source Voltage	60		V
V_{DGR}	Drain-Gate Voltage ($R_{GS} \leq 1M\Omega$)	60		V
V_{GSS}	Gate-Source Voltage		± 20	V
I_D	Drain Current - Continuous	500	500	mA
	- Pulsed	1200	800	
P_D	Maximum Power Dissipation	830	300	mW
	Derate Above 25°C	6.6	2.4	
T_J, T_{STG}	Operating and Storage Temperature Range	-55 to 150		$^\circ\text{C}$
T_L	Maximum Lead Temperature for Soldering Purposes, 1/16" from Case for 10 Seconds	300		$^\circ\text{C}$

THERMAL CHARACTERISTICS

$R_{\theta JA}$	Thermal Resistance, Junction-to-Ambient	150	417	$^\circ\text{C/W}$
-----------------	---	-----	-----	--------------------

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Electrical Characteristics (continued)

BS170 / MMBF170

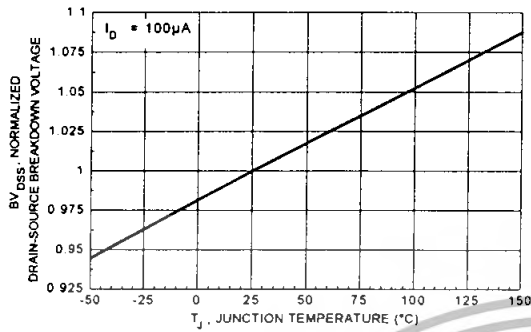


Figure 7. Breakdown Voltage Variation with Temperature.

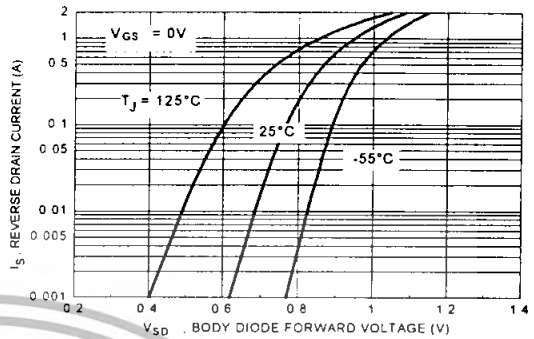


Figure 8. Body Diode Forward Voltage Variation with Current and Temperature.

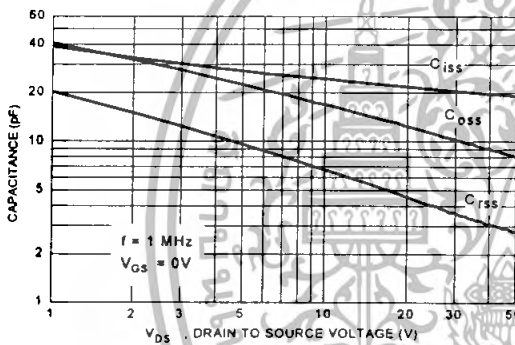


Figure 9. Capacitance Characteristics.

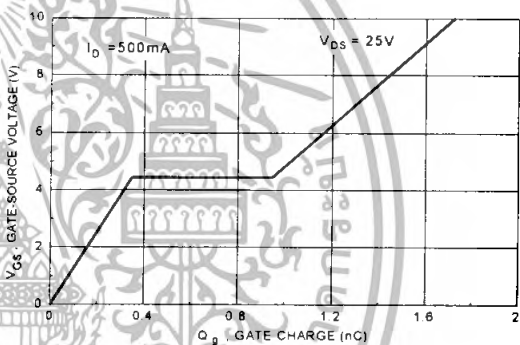


Figure 10. Gate Charge Characteristics.

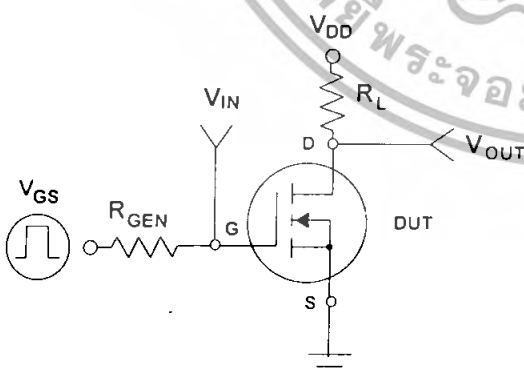


Figure 11. Switching Test Circuit.

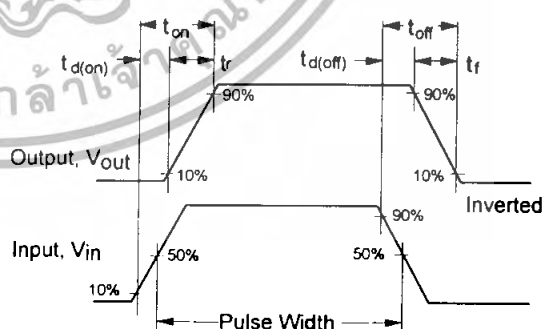


Figure 12. Switching Waveforms.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Electrical Characteristics ($T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

Symbol	Parameter	Conditions	Type	Min	Typ	Max	Units
OFF CHARACTERISTICS							
BV_{DSS}	Drain-Source Breakdown Voltage	$V_{GS} = 0\text{ V}, I_D = 100\ \mu\text{A}$	All	60			V
I_{DSS}	Zero Gate Voltage Drain Current	$V_{DS} = 25\text{ V}, V_{GS} = 0\text{ V}$	All			0.5	μA
I_{DSSF}	Gate - Body Leakage, Forward	$V_{GS} = 15\text{ V}, V_{DS} = 0\text{ V}$	All			10	nA
ON CHARACTERISTICS (Note 1)							
$V_{GS(TH)}$	Gate Threshold Voltage	$V_{DS} = V_{GS}, I_D = 1\text{ mA}$	All	0.8	2.1	3	V
$R_{DS(ON)}$	Static Drain-Source On-Resistance	$V_{GS} = 10\text{ V}, I_D = 200\text{ mA}$	All		1.2	5	Ω
g_{FS}	Forward Transconductance	$V_{DS} = 10\text{ V}, I_D = 200\text{ mA}$	BS170		320		mS
		$V_{DS} \geq 2\text{ V}_{DS(ON)}, I_D = 200\text{ mA}$	MMBF170		320		
DYNAMIC CHARACTERISTICS							
C_{iss}	Input Capacitance	$V_{DS} = 10\text{ V}, V_{GS} = 0\text{ V},$ $f = 1.0\text{ MHz}$	All		24	40	pF
C_{oss}	Output Capacitance		All		17	30	pF
C_{rfs}	Reverse Transfer Capacitance		All		7	10	pF
SWITCHING CHARACTERISTICS (Note 1)							
t_{on}	Turn-On Time	$V_{DS} = 25\text{ V}, I_D = 200\text{ mA},$ $V_{GS} = 10\text{ V}, R_{GEN} = 25\ \Omega$	BS170			10	ns
		$V_{DS} = 25\text{ V}, I_D = 500\text{ mA},$ $V_{GS} = 10\text{ V}, R_{GEN} = 50\ \Omega$	MMBF170			10	
t_{off}	Turn-Off Time	$V_{DS} = 25\text{ V}, I_D = 200\text{ mA},$ $V_{GS} = 10\text{ V}, R_{GEN} = 25\ \Omega$	BS170			10	ns
		$V_{DS} = 25\text{ V}, I_D = 500\text{ mA},$ $V_{GS} = 10\text{ V}, R_{GEN} = 50\ \Omega$	MMBF170			10	

Note:

1. Pulse Test: Pulse Width $\leq 300\ \mu\text{s}$, Duty Cycle $\leq 2.0\%$.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Electrical Characteristics

BS170 / MMBF170

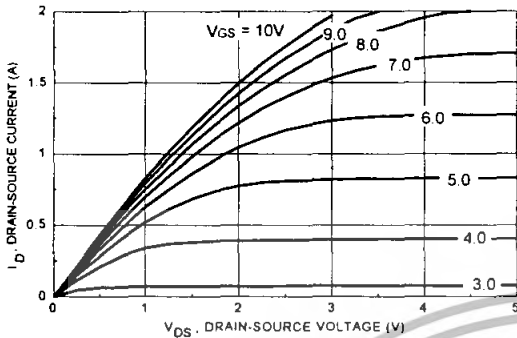


Figure 1. On-Region Characteristics.

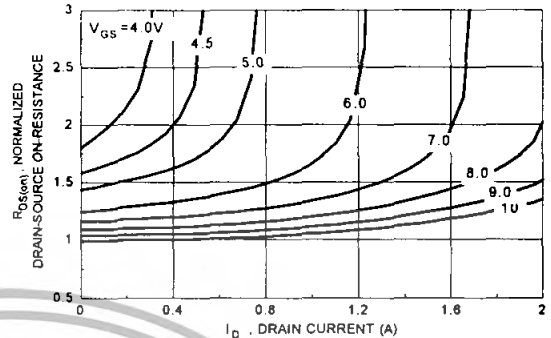


Figure 2. On-Resistance Variation with Gate Voltage and Drain Current.

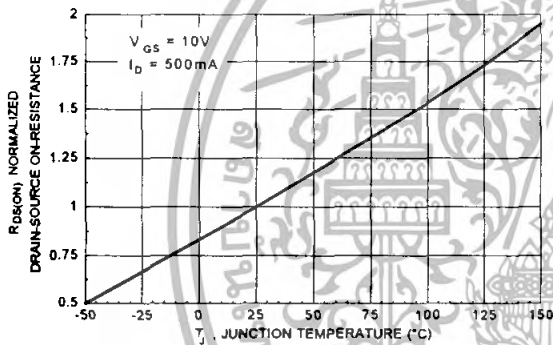


Figure 3. On-Resistance Variation with Temperature.

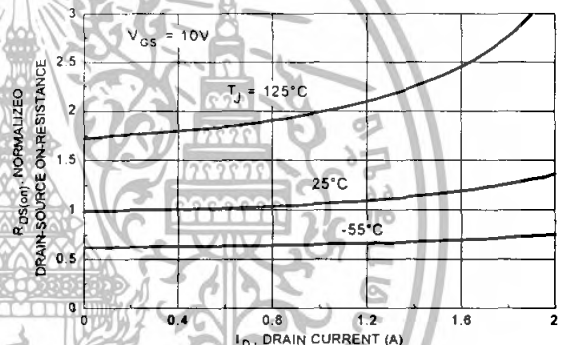


Figure 4. On-Resistance Variation with Drain Current and Temperature.

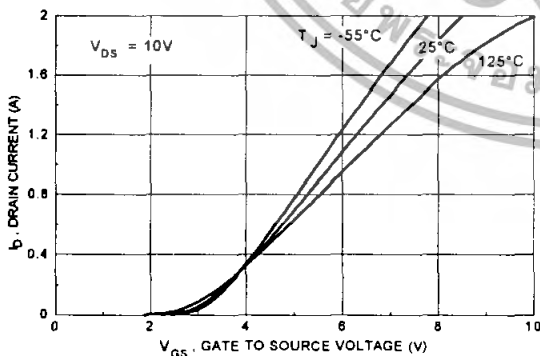


Figure 5. Transfer Characteristics.

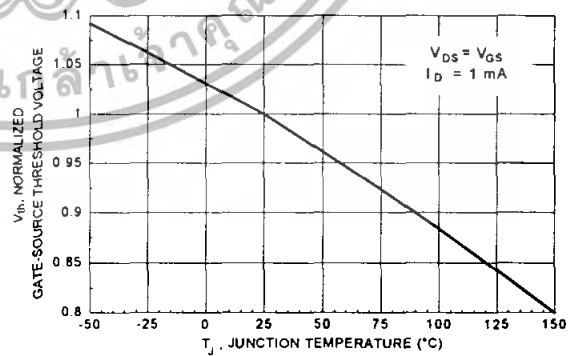


Figure 6. Gate Threshold Variation with Temperature.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Electrical Characteristics (continued)

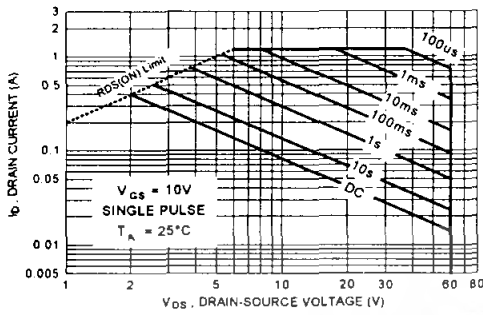


Figure 13. BS170 Maximum Safe Operating Area.

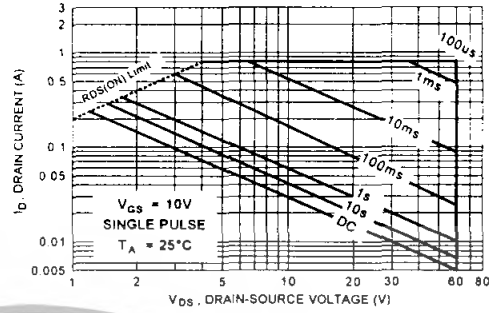


Figure 14. MMBF170 Maximum Safe Operating Area.

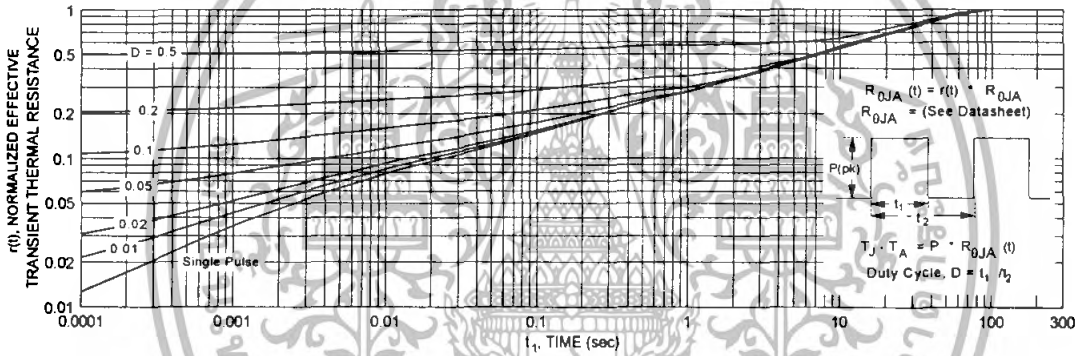


Figure 15. TO-92, BS170 Transient Thermal Response Curve.

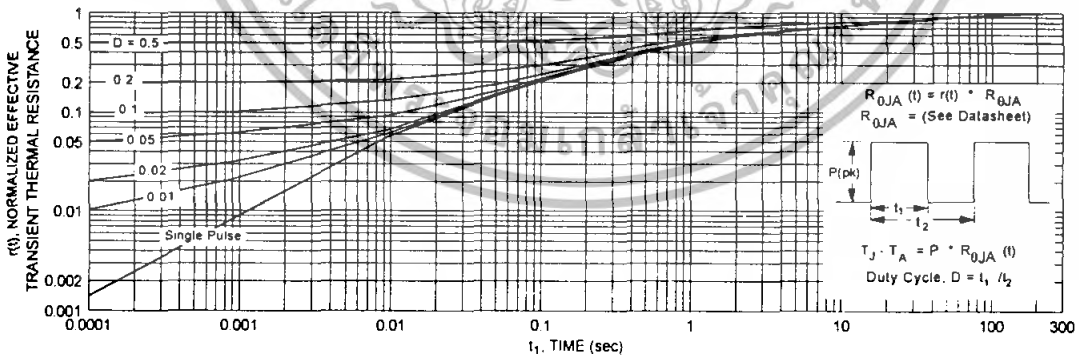


Figure 16. SOT-23, MMBF170 Transient Thermal Response Curve.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

AUDIO FREQUENCY POWER AMPLIFIER
LOW SPEED SWITCHING

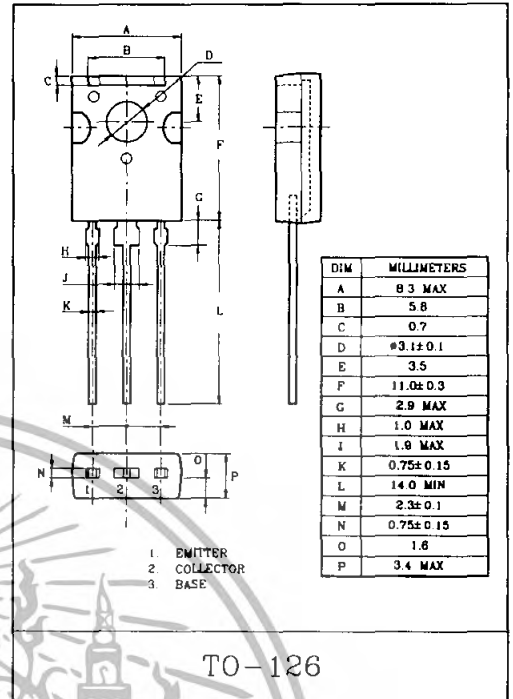
FEATURES

- Complementary to KTB772.

MAXIMUM RATINGS (Ta=25°C)

CHARACTERISTIC		SYMBOL	RATING	UNIT
Collector-Base Voltage		V_{CBO}	40	V
Collector-Emitter Voltage		V_{CEO}	30	V
Emitter-Base Voltage		V_{EBO}	5	V
Collector Current	DC	I_C	3	A
	Pulse (Note)		7	
Base Current (DC)		I_B	0.6	A
Collector Power Dissipation	Ta=25°C	P_C	1.5	W
	Tc=25°C		10	
Junction Temperature		T_j	150	°C
Storage Temperature Range		T_{stg}	-55 ~ 150	°C

Note : Pulse Width $\leq 10\text{ms}$, Duty Cycle $\leq 50\%$.



ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Ta=25°C)

CHARACTERISTIC	SYMBOL	TEST CONDITION	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
Collector Cut-off Current	I_{CBO}	$V_{CB}=30V, I_E=0$	-	-	1	μA
Emitter-Cut-off Current	I_{EBO}	$V_{EB}=3V, I_C=0$	-	-	1	μA
DC Current Gain *	$h_{FE}(1)$	$V_{CE}=2V, I_C=20\text{mA}$	30	150	-	
	$h_{FE}(2)$ (Note)	$V_{CE}=2V, I_C=1A$	100	160	400	
Collector-Emitter Saturation Voltage *	$V_{CE(sat)}$	$I_C=2A, I_B=0.2A$	-	0.3	0.5	V
Base-Emitter Saturation Voltage *	$V_{BE(sat)}$	$I_C=2V, I_B=0.2A$	-	1.0	2.0	V
Current Gain Bandwidth Product	f_T	$V_{CE}=5V, I_C=0.1A$	-	90	-	MHz
Collector Output Capacitance	C_{ob}	$V_{CB}=10V, I_E=0, f=1\text{MHz}$	-	45	-	pF

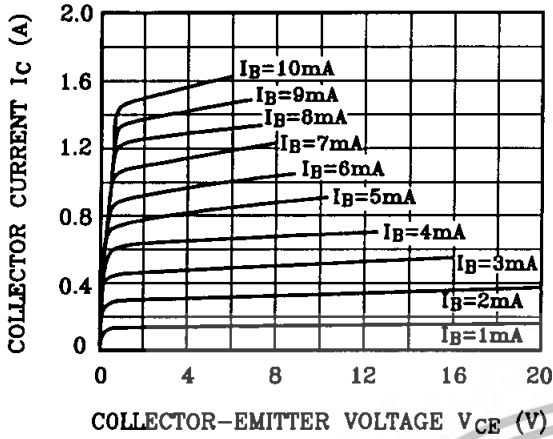
* Pulse Test : Pulse Width $\leq 350\mu S$, Duty Cycle $\leq 2\%$ Pulsed

Note: $h_{FE}(2)$ Classification O:100~200, Y:160~320, GR:200~400

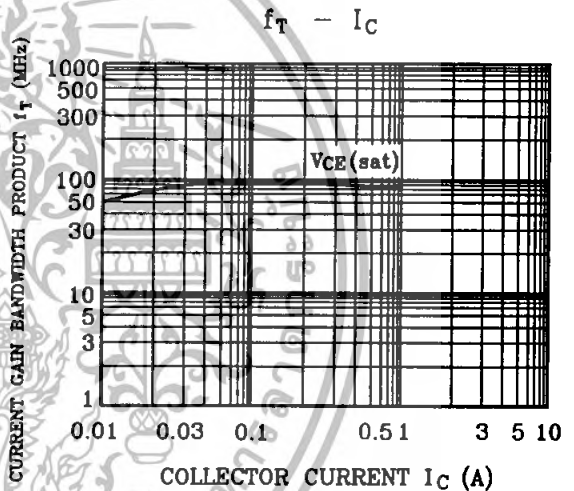
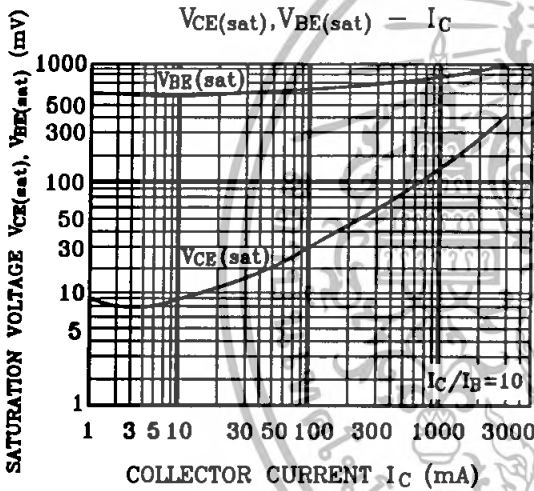
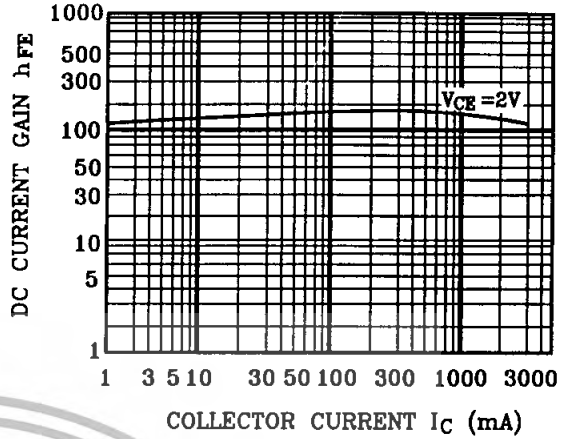
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

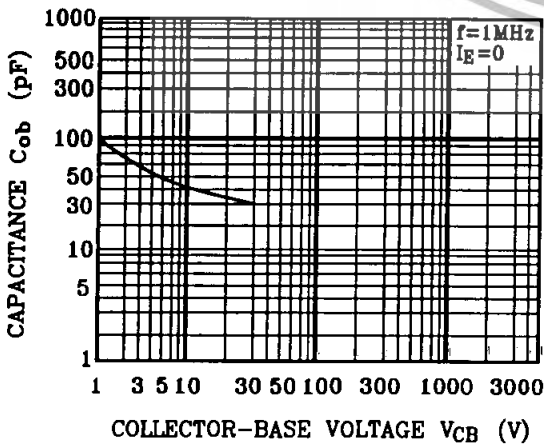
$I_C - V_{CE}$



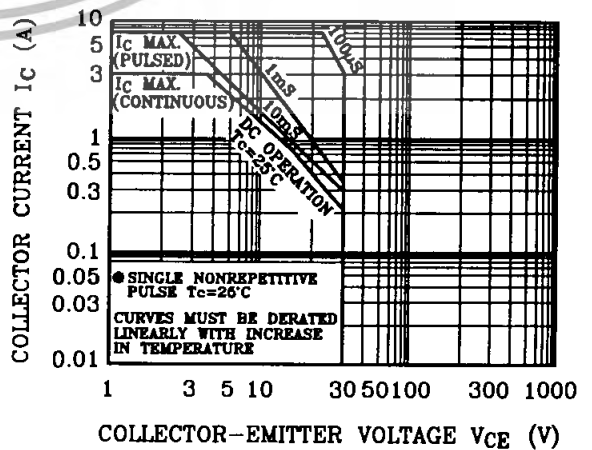
$h_{FE} - I_C$



$C_{ob} - V_{CB}$

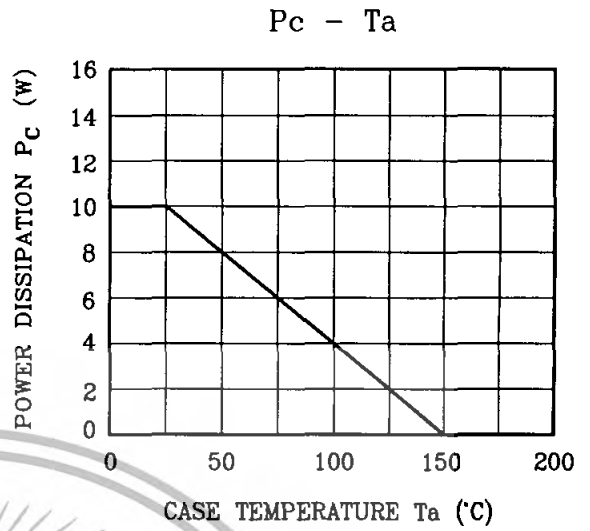
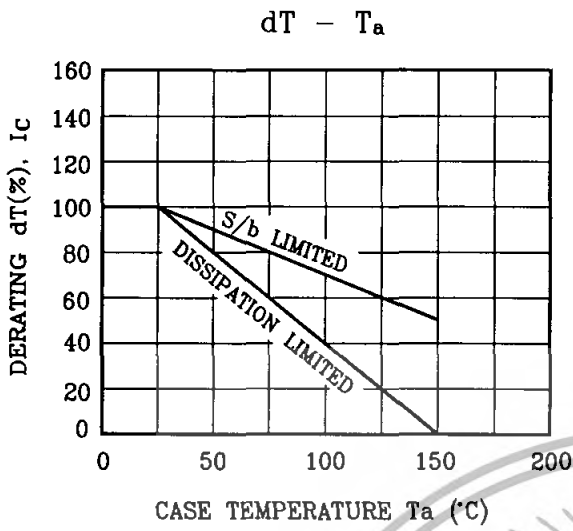


SAFE OPERATING AREA



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่สามารถผลิตหรือจำหน่ายในที่หรือทางออนไลน์ และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

KTD882



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่าการละเมิดลิขสิทธิ์ หรือการที่เอกสารมีให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีคนนำไปใช้



LM193, LM193A, LM293, LM293A, LM393, LM393A

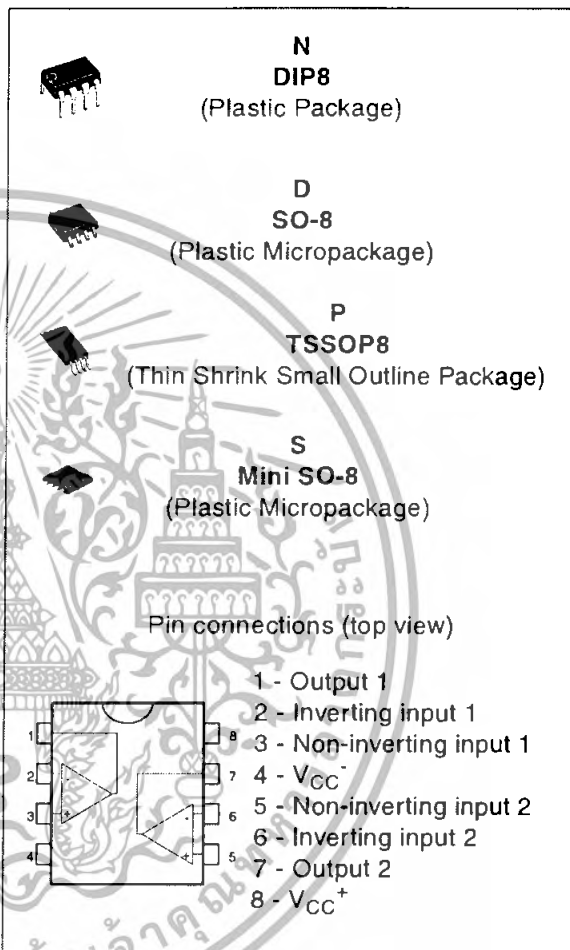
Low Power Dual Voltage Comparators

- Wide single-supply voltage range or dual supplies: +2V to +36V or $\pm 1V$ to $\pm 18V$
- Very low supply current (0.4mA) independent of supply voltage (1mW/comparator at +5V)
- Low input bias current: 25nA typ.
- Low input offset current: $\pm 5nA$ typ.
- Low input offset voltage: $\pm 1mV$ typ.
- Input common-mode voltage range includes ground
- Low output saturation voltage: 250mV typ. ($I_o = 4mA$)
- Differential input voltage range equal to the supply voltage
- TTL, DTL, ECL, MOS, CMOS compatible outputs

Description

These devices consist of two independent low voltage comparators designed specifically to operate from a single supply over a wide range of voltages. Operation from split power supplies is also possible.

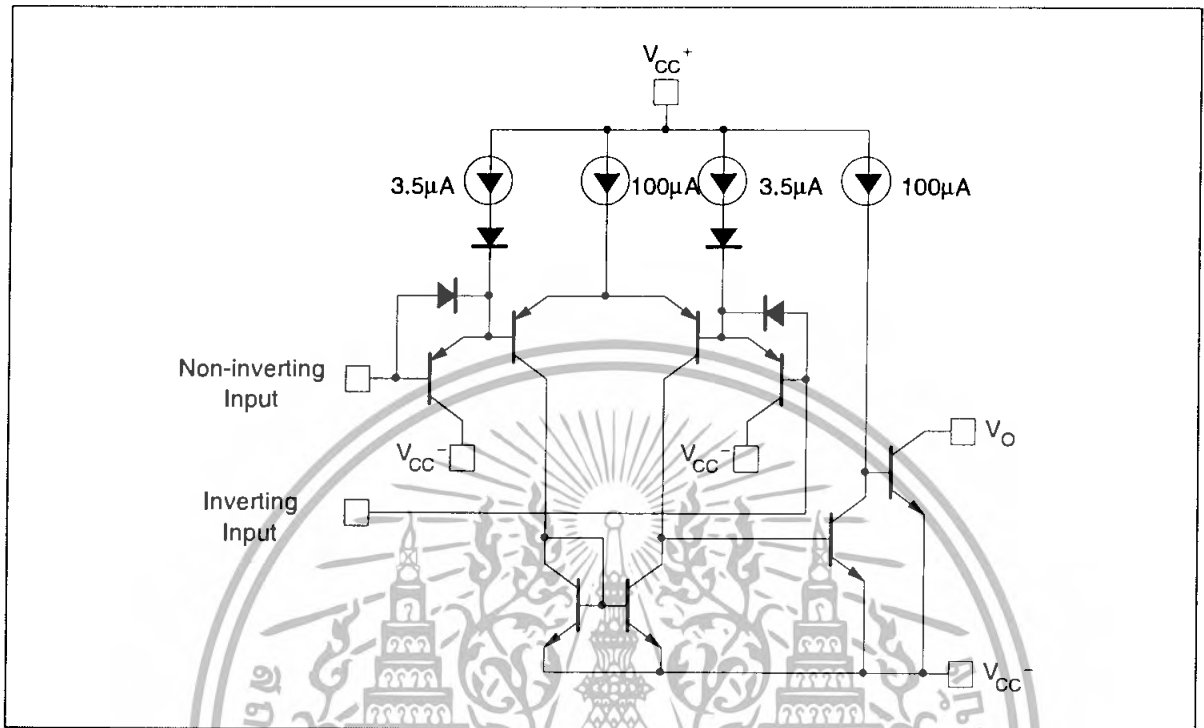
These comparators also have a unique characteristic in that the input common-mode voltage range includes ground even though operated from a single power supply voltage.



1 Order Codes

Part Number	Temperature Range	Package	Packing	Marking
LM193AD/LM193ADT	-55°C, +125°C	SO-8	Tube or Tape & Reel	
LM193AN		DIP8	Tube	
LM193D/LM193DT		SO-8	Tube or Tape & Reel	
LM193N		DIP8	Tube	
LM293AD/LM293ADT	-40°C, +105°C	SO-8	Tube or Tape & Reel	
LM293AN		DIP8	Tube	
LM293D/LM293DT		SO-8	Tube or Tape & Reel	
LM293N		DIP8	Tube	
LM293PT		TSSOP8 (Thin Shrink Outline Package)	Tape & Reel	
LM293ST		Mini SO-8	Tape & Reel	
LM393AD/LM393ADT	0°C, +70°C	SO-8	Tube or Tape & Reel	
LM393D/LM393DT		SO-8	Tube or Tape & Reel	
LM393N		DIP8	Tube	
LM393PT		TSSOP8 (Thin Shrink Outline Package)	Tape & Reel	
LM393ST		Mini SO-8	Tape & Reel	
LM393YDT/YD		-40°C, +125°C	SO-8 (automotive grade level)	Tube or Tape & Reel

2 Schematic Diagram (1/2 LM193)



3 Absolute Maximum Ratings

Table 1. Key parameters and their absolute maximum ratings

Symbol	Parameter	Value	Unit
V_{CC}	Supply Voltage	± 18 or 36	V
V_{id}	Differential Input Voltage	± 36	V
V_i	Input Voltage	-0.3 to +36	V
	Output Short-circuit to Ground - note ⁽¹⁾	Infinite	
P_d	Power Dissipation ⁽²⁾		
	DIP-8	1250	mW
	SO-8	710	
	TSSOP8	625	
Mini SO-8	580		
T_{stg}	Storage Temperature Range	-65 to +150	$^{\circ}C$

- Short-circuits from the output to V_{CC}^+ can cause excessive heating and eventual destruction. The maximum output current is approximately 20mA independent of the magnitude of V_{CC}^+ .
- P_d is calculated with $T_{amb} = +25^{\circ}C$, $T_j = +150^{\circ}C$ and
 $R_{thja} = 100^{\circ}C/W$ for DIP8 package
 $R_{thja} = 175^{\circ}C/W$ for SO-8 package
 $R_{thja} = 200^{\circ}C/W$ for TSSOP8 package
 $R_{thja} = 215^{\circ}C/W$ for Mini SO-8 package

Table 2. Operating conditions

Symbol	Parameter	Value	Unit
V_{icm}	Common Mode Input Voltage Range	0 to $V_{CC}^+ - 1.5$	V
T_{oper}	Operating Free-Air Temperature range		$^{\circ}C$
	LM193, A	-55 to +125	
	LM293, A	-40 to +105	
	LM393, A	0 to +70	

4 Electrical Characteristics

Table 3. $V_{CC}^+ = +5V$, $V_{CC}^- = 0V$, $T_{amb} = +25^\circ C$ (unless otherwise specified)

Symbol	Parameter	LM193A - LM293A LM393A			LM193- LM293 LM393			Unit
		Min.	Typ.	Max.	Min	Typ.	Max.	
V_{io}	Input Offset Voltage - note (1) $T_{amb} = +25^\circ C$ $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$		1	2 4		1 5 9		mV
I_{io}	Input Offset Current $T_{amb} = +25^\circ C$ $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$		3	25 100		5 50 150		nA
I_{ib}	Input Bias Current (I^+ or I^-) - note (2) $T_{amb} = +25^\circ C$ $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$		25	100 300		25 250 400		nA
A_{vd}	Large Signal Voltage Gain $V_{CC} = 15V$, $R_L = 15k\Omega$, $V_o = 1V$ to $11V$	50	200		50	200		V/mV
I_{CC}	Supply Current (all comparators) $V_{CC} = +5V$, no load $V_{CC} = +30V$, no load		0.4 1	1 2.5		0.4 1 2.5		mA
V_{icm}	Input Common Mode Voltage Range - note (3) $V_{CC} = 30V$ $T_{amb} = +25^\circ C$ $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$	0 0		$V_{CC}^+ - 1.5$ $V_{CC}^+ - 2$	0 0		$V_{CC}^+ - 1.5$ $V_{CC}^+ - 2$	V
V_{id}	Differential Input Voltage - note (4)			V_{CC}^+			V_{CC}^+	
V_{OL}	Low Level Output Voltage $V_{id} = -1V$, $I_{sink} = 4mA$ $T_{amb} = +25^\circ C$ $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$		250	400 700		250 400 700		mV
I_{OH}	High Level Output Current ($V_{id} = 1V$) $V_{CC} = V_o = 30V$ $T_{amb} = +25^\circ C$ $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$		0.1	1		0.1 1		nA μA
I_{SINK}	Output Sink Current $V_{id} = 1V$, $V_o = 1.5V$	6	16		6	16		mA
tre	Response Time - note (5) $R_L = 5.1k\Omega$ connected to V_{CC}^+		1.3			1.3		μs
trel	Large Signal Response Time $R_L = 5.1k\Omega$ connected to V_{CC}^+ , $e_1 = TTL$, $V_{(ref)} = +1.4V$		300			300		ns

- At output switch point, $V_o = 1.4V$, $R_s = 0$ with V_{CC}^+ from 5V to 30V, and over the full common-mode range (0V to $V_{CC}^+ - 1.5V$).
- The direction of the input current is out of the IC due to the PNP input stage. This current is essentially constant, independent of the state of the output, so no loading charge exists on the reference of input lines.
- The input common-mode voltage of either input signal voltage should not be allowed to go negative by more than 0.3V. The upper end of the common-mode voltage range is $V_{CC}^+ - 1.5V$, but either or both inputs can go to +30V without damage.
- The response time specified is for a 100mV input step with 5mV overdrive. For larger overdrive signals 300ns can be obtained.
- Positive excursions of input voltage may exceed the power supply level. As long as the other voltage remains within the common-mode range, the comparator will provide a proper output state. The low input voltage state must not be less than -0.3V (or 0.3V below the negative power supply, if used).



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Figure 1. Supply current vs. supply voltage

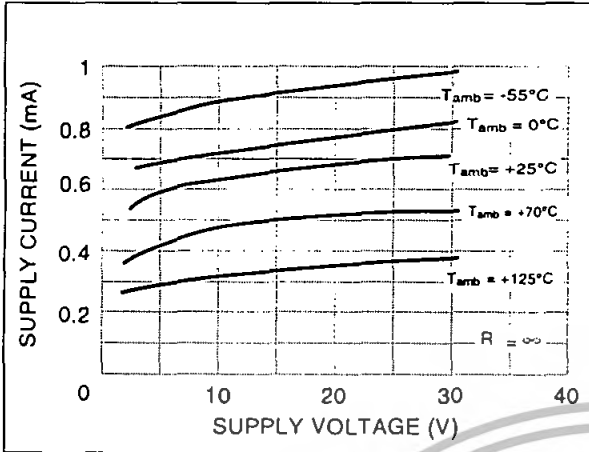


Figure 2. Input current vs. supply voltage

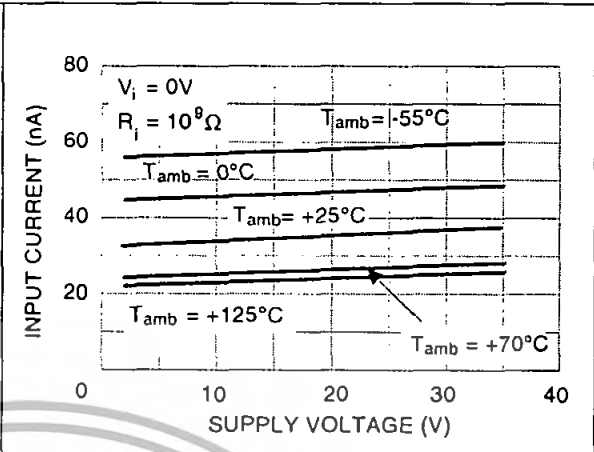


Figure 3. Output saturation voltage vs. frequency

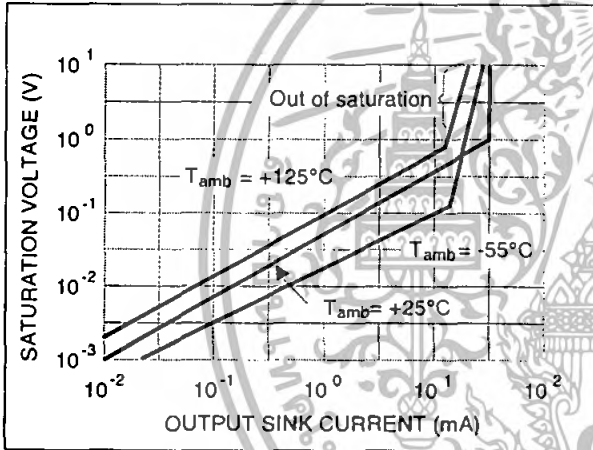


Figure 4. Response time for various input overdrives - negative transition

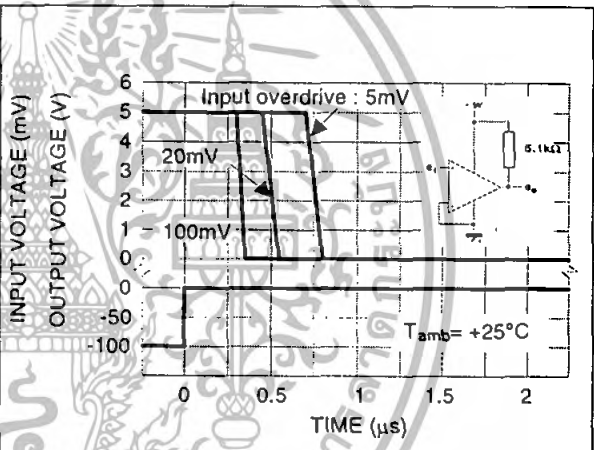
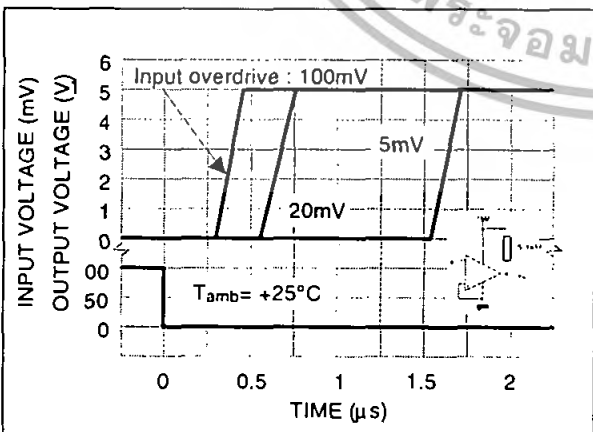


Figure 5. Response time for various input overdrives - positive transition



MC74HC4060A

14-Stage Binary Ripple Counter With Oscillator High-Performance Silicon-Gate CMOS



ON Semiconductor

<http://onsemi.com>

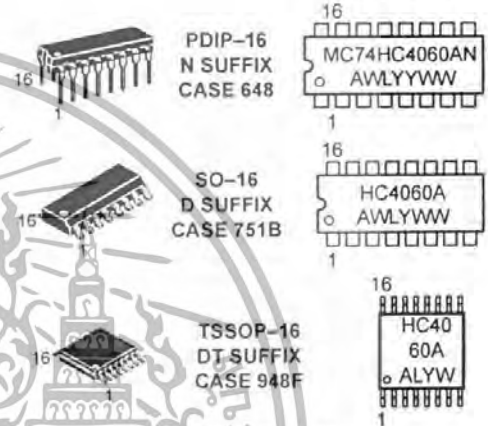
The MC74HC4060A is identical in pinout to the standard CMOS MC14060B. The device inputs are compatible with standard CMOS outputs; with pullup resistors, they are compatible with LSTTL outputs.

This device consists of 14 master-slave flip-flops and an oscillator with a frequency that is controlled either by a crystal or by an RC circuit connected externally. The output of each flip-flop feeds the next and the frequency at each output is half of that of the preceding one. The state of the counter advances on the negative-going edge of the Osc In. The active-high Reset is asynchronous and disables the oscillator to allow very low power consumption during stand-by operation.

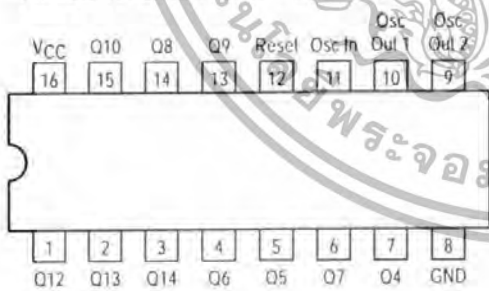
State changes of the Q outputs do not occur simultaneously because of internal ripple delays. Therefore, decoded output signals are subject to decoding spikes and may have to be gated with Osc Out 2 of the HC4060A.

- Output Drive Capability: 10 LSTTL Loads
- Outputs Directly Interface to CMOS, NMOS, and TTL
- Operating Voltage Range: 2 to 6 V
- Low Input Current: 1 μ A
- High Noise Immunity Characteristic of CMOS Devices
- In Compliance With JEDEC Standard No. 7A Requirements
- Chip Complexity: 390 FETs or 97.5 Equivalent Gates

MARKING DIAGRAMS



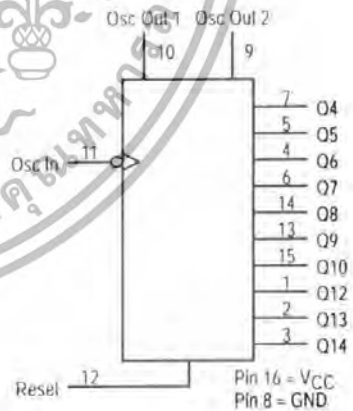
Pinout: 16-Lead Plastic Package (Top View)



FUNCTION TABLE

Clock	Reset	Output State
	L	No Charge
	L	Advance to Next State
X	H	All Outputs Are Low

LOGIC DIAGRAM



ORDERING INFORMATION

Device	Package	Shipping
MC74HC4060AN	PDIP-16	2000 / Box
MC74HC4060AD	SOIC-16	48 / Rail
MC74HC4060ADR2	SOIC-16	2500 / Reel
MC74HC4060ADT	TSSOP-16	96 / Rail
MC74HC4060ADTR2	TSSOP-16	2500 / Reel

MC74HC4060A

MAXIMUM RATINGS*

Symbol	Parameter	Value	Unit
V _{CC}	DC Supply Voltage (Referenced to GND)	- 0.5 to + 7.0	V
V _{in}	DC Input Voltage (Referenced to GND)	- 0.5 to V _{CC} + 0.5	V
V _{out}	DC Output Voltage (Referenced to GND)	- 0.5 to V _{CC} + 0.5	V
I _{in}	DC Input Current, per Pin	± 20	mA
I _{out}	DC Output Current, per Pin	± 25	mA
I _{CC}	DC Supply Current, V _{CC} and GND Pins	± 50	mA
P _D	Power Dissipation in Still Air, Plastic DIP† SOIC Package† TSSOP Package†	750 500 450	mW
T _{stg}	Storage Temperature Range	- 65 to + 150	°C
T _L	Lead Temperature, 1 mm from Case for 10 Seconds Plastic DIP, SOIC or TSSOP Package	260	°C

This device contains protection circuitry to guard against damage due to high static voltages or electric fields. However, precautions must be taken to avoid applications of any voltage higher than maximum rated voltages to this high-impedance circuit. For proper operation, V_{in} and V_{out} should be constrained to the range GND ≤ (V_{in} or V_{out}) ≤ V_{CC}. Unused inputs must always be tied to an appropriate logic voltage level (e.g., either GND or V_{CC}). Unused outputs must be left open.

*Maximum Ratings are those values beyond which damage to the device may occur. Functional operation should be restricted to the Recommended Operating Conditions.

†Derating — Plastic DIP: - 10 mW/°C from 65° to 125°C
SOIC Package: - 7 mW/°C from 65° to 125°C
TSSOP Package: - 6.1 mW/°C from 65° to 125°C

For high frequency or heavy load considerations, see Chapter 2 of the ON Semiconductor High-Speed CMOS Data Book (DL129/D).

RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

Symbol	Parameter	Min	Max	Unit	
V _{CC}	DC Supply Voltage (Referenced to GND)	2.5*	6.0	V	
V _{in} , V _{out}	DC Input Voltage, Output Voltage (Referenced to GND)	0	V _{CC}	V	
T _A	Operating Temperature Range, All Package Types	- 55	+ 125	°C	
t _r , t _f	Input Rise/Fall Time (Figure 1)	V _{CC} = 2.0 V V _{CC} = 4.5 V V _{CC} = 6.0 V	0 0 0	1000 500 400	ns

*The oscillator is guaranteed to function at 2.5 V minimum. However, parametrics are tested at 2.0 V by driving Pin 11 with an external clock source.

DC CHARACTERISTICS (Voltages Referenced to GND)

Symbol	Parameter	Condition	V _{CC} V	Guaranteed Limit			Unit
				-55 to 25°C	≤85°C	≤125°C	
V _{IH}	Minimum High-Level Input Voltage	V _{out} = 0.1V or V _{CC} - 0.1V I _{out} ≤ 20μA	2.0	1.50	1.50	1.50	V
			3.0	2.10	2.10	2.10	
			4.5	3.15	3.15	3.15	
			6.0	4.20	4.20	4.20	
V _{IL}	Maximum Low-Level Input Voltage	V _{out} = 0.1V or V _{CC} - 0.1V I _{out} ≤ 20μA	2.0	0.50	0.50	0.50	V
			3.0	0.90	0.90	0.90	
			4.5	1.35	1.35	1.35	
			6.0	1.80	1.80	1.80	
V _{OH}	Minimum High-Level Output Voltage (Q4-Q10, Q12-Q14)	V _{in} = V _{IH} or V _{IL} I _{out} ≤ 20μA	2.0	1.9	1.9	1.9	V
			4.5	4.4	4.4	4.4	
			6.0	5.9	5.9	5.9	
		V _{in} = V _{IH} or V _{IL} I _{out} ≤ 2.4mA I _{out} ≤ 4.0mA I _{out} ≤ 5.2mA	3.0	2.48	2.34	2.20	
	4.5		3.98	3.84	3.70		
	6.0		5.48	5.34	5.20		

<http://onsemi.com>

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC74HC4060A

DC CHARACTERISTICS (Voltages Referenced to GND)

Symbol	Parameter	Condition	V _{CC} V	Guaranteed Limit			Unit
				-55 to 25°C	≤85°C	≤125°C	
V _{OL}	Maximum Low-Level Output Voltage (Q4-Q10, Q12-Q14)	V _{in} = V _{IH} or V _{IL} I _{out} ≤ 20μA	2.0	0.1	0.1	0.1	V
			4.5	0.1	0.1	0.1	
			6.0	0.1	0.1	0.1	
		V _{in} = V _{IH} or V _{IL} I _{out} ≤ 2.4mA I _{out} ≤ 4.0mA I _{out} ≤ 5.2mA	3.0	0.26	0.33	0.40	
			4.5	0.26	0.33	0.40	
			6.0	0.26	0.33	0.40	
V _{OH}	Minimum High-Level Output Voltage (Osc Out 1, Osc Out 2)	V _{in} = V _{CC} or GND I _{out} ≤ 20μA	2.0	1.9	1.9	1.9	V
			4.5	4.4	4.4	4.4	
			6.0	5.9	5.9	5.9	
		V _{in} = V _{CC} or GND I _{out} ≤ 0.7mA I _{out} ≤ 1.0mA I _{out} ≤ 1.3mA	3.0	2.48	2.34	2.20	
			4.5	3.98	3.84	3.70	
			6.0	5.48	5.34	5.20	
V _{OL}	Maximum Low-Level Output Voltage (Osc Out 1, Osc Out 2)	V _{in} = V _{CC} or GND I _{out} ≤ 20μA	2.0	0.1	0.1	0.1	V
			4.5	0.1	0.1	0.1	
			6.0	0.1	0.1	0.1	
		V _{in} = V _{CC} or GND I _{out} ≤ 0.7mA I _{out} ≤ 1.0mA I _{out} ≤ 1.3mA	3.0	0.26	0.33	0.40	
			4.5	0.26	0.33	0.40	
			6.0	0.26	0.33	0.40	
I _{in}	Maximum Input Leakage Current	V _{in} = V _{CC} or GND	6.0	±0.1	±1.0	±1.0	μA
I _{CC}	Maximum Quiescent Supply Current (per Package)	V _{in} = V _{CC} or GND I _{out} = 0μA	6.0	4	40	160	μA

NOTE: Information on typical parametric values can be found in Chapter 2 of the ON Semiconductor High-Speed CMOS Data Book (DL129/D).

AC CHARACTERISTICS (C_L = 50 pF, Input t_r = t_f = 6 ns)

Symbol	Parameter	V _{CC} V	Guaranteed Limit			Unit
			-55 to 25°C	≤85°C	≤125°C	
f _{max}	Maximum Clock Frequency (50% Duty Cycle) (Figures 1 and 4)	2.0	6.0	9.0	8.0	MHz
		3.0	10	14	12	
		4.5	30	28	25	
		6.0	50	45	40	
t _{PLH} , t _{PHL}	Maximum Propagation Delay, Osc In to Q4* (Figures 1 and 4)	2.0	300	375	450	ns
		3.0	180	200	250	
		4.5	60	75	90	
		6.0	51	64	75	
t _{PLH} , t _{PHL}	Maximum Propagation Delay, Osc In to Q14* (Figures 1 and 4)	2.0	500	750	1000	ns
		3.0	350	450	600	
		4.5	250	275	300	
		6.0	200	220	250	
t _{PHL}	Maximum Propagation Delay, Reset to Any Q (Figures 2 and 4)	2.0	195	245	300	ns
		3.0	75	100	125	
		4.5	39	49	61	
		6.0	33	42	53	
t _{PLH} , t _{PHL}	Maximum Propagation Delay, Q _n to Q _{n+1} (Figures 3 and 4)	2.0	75	95	125	ns
		3.0	60	75	95	
		4.5	15	19	24	
		6.0	13	16	20	

<http://onsemi.com>

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC74HC4060A

AC CHARACTERISTICS ($C_L = 50$ pF, Input $t_r = t_f = 6$ ns) – continued

Symbol	Parameter	V _{CC} V	Guaranteed Limit			Unit
			-55 to 25°C	≤85°C	≤125°C	
t _{TLH} , t _{THL}	Maximum Output Transition Time, Any Output (Figures 1 and 4)	2.0	75	95	110	ns
		3.0	27	32	36	
		4.5	15	19	22	
		6.0	13	16	19	
C _{in}	Maximum Input Capacitance		10	10	10	pF

NOTE: For propagation delays with loads other than 50 pF, and information on typical parametric values, see Chapter 2 of the ON Semiconductor High-Speed CMOS Data Book (DL129/D).

* For T_A = 25°C and C_L = 50 pF, typical propagation delay from Clock to other Q outputs may be calculated with the following equations:

$$V_{CC} = 2.0 \text{ V: } t_p = [93.7 + 59.3(n-1)] \text{ ns}$$

$$V_{CC} = 4.5 \text{ V: } t_p = [30.25 + 14.6(n-1)] \text{ ns}$$

$$V_{CC} = 3.0 \text{ V: } t_p = [61.5 + 34.4(n-1)] \text{ ns}$$

$$V_{CC} = 6.0 \text{ V: } t_p = [24.4 + 12(n-1)] \text{ ns}$$

C _{PD}	Power Dissipation Capacitance (Per Package)*	Typical @ 25°C, V _{CC} = 5.0 V		pF
		35		

* Used to determine the no-load dynamic power consumption: $P_D = C_{PD} V_{CC}^2 f + I_{CC} V_{CC}$. For load considerations, see Chapter 2 of the ON Semiconductor High-Speed CMOS Data Book (DL129/D).

TIMING REQUIREMENTS (Input $t_r = t_f = 6$ ns)

Symbol	Parameter	V _{CC} V	Guaranteed Limit			Unit
			-55 to 25°C	≤85°C	≤125°C	
t _{rec}	Minimum Recovery Time, Reset Inactive to Clock (Figure 2)	2.0	100	125	150	ns
		3.0	75	100	120	
		4.5	20	25	30	
		6.0	17	21	25	
t _w	Minimum Pulse Width, Clock (Figure 1)	2.0	75	95	110	ns
		3.0	27	32	36	
		4.5	15	19	23	
		6.0	13	16	19	
t _w	Minimum Pulse Width, Reset (Figure 2)	2.0	75	95	110	ns
		3.0	27	32	36	
		4.5	15	19	23	
		6.0	13	16	19	
t _r , t _f	Maximum Input Rise and Fall Times (Figure 1)	2.0	1000	1000	1000	ns
		3.0	800	800	800	
		4.5	500	500	500	
		6.0	400	400	400	

NOTE: Information on typical parametric values can be found in Chapter 2 of the ON Semiconductor High-Speed CMOS Data Book (DL129/D).

<http://onsemi.com>

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC74HC4060A

PIN DESCRIPTIONS

INPUTS

Osc In (Pin 11)

Negative-edge triggering clock input. A high-to-low transition on this input advances the state of the counter. Osc In may be driven by an external clock source.

Reset (Pin 12)

Active-high reset. A high level applied to this input asynchronously resets the counter to its zero state (forcing all Q outputs low) and disables the oscillator.

OUTPUTS

Q4—Q10, Q12—Q14 (Pins 7, 5, 4, 6, 13, 15, 1, 2, 3)

Active-high outputs. Each Qn output divides the Clock input frequency by 2^N . The user should note the Q1, Q2, Q3 and Q11 are not available as outputs.

Osc Out 1, Osc Out 2 (Pins 9, 10)

Oscillator outputs. These pins are used in conjunction with Osc In and the external components to form an oscillator. When Osc In is being driven with an external clock source, Osc Out 1 and Osc Out 2 must be left open circuited. With the crystal oscillator configuration in Figure 6, Osc Out 2 must be left open circuited.

SWITCHING WAVEFORMS

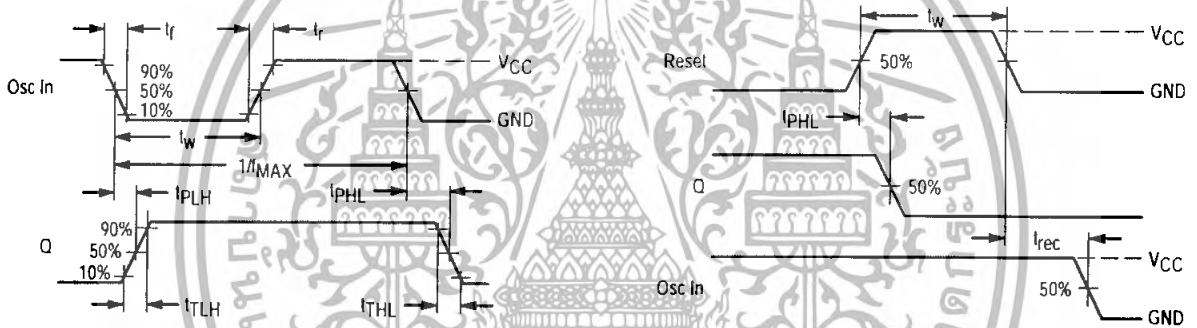


Figure 1.

Figure 2.

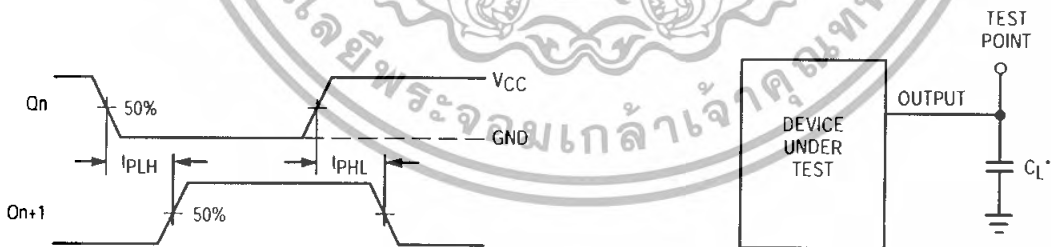


Figure 3.

Figure 4. Test Circuit

*Includes all probe and jig capacitance

MC74HC4060A

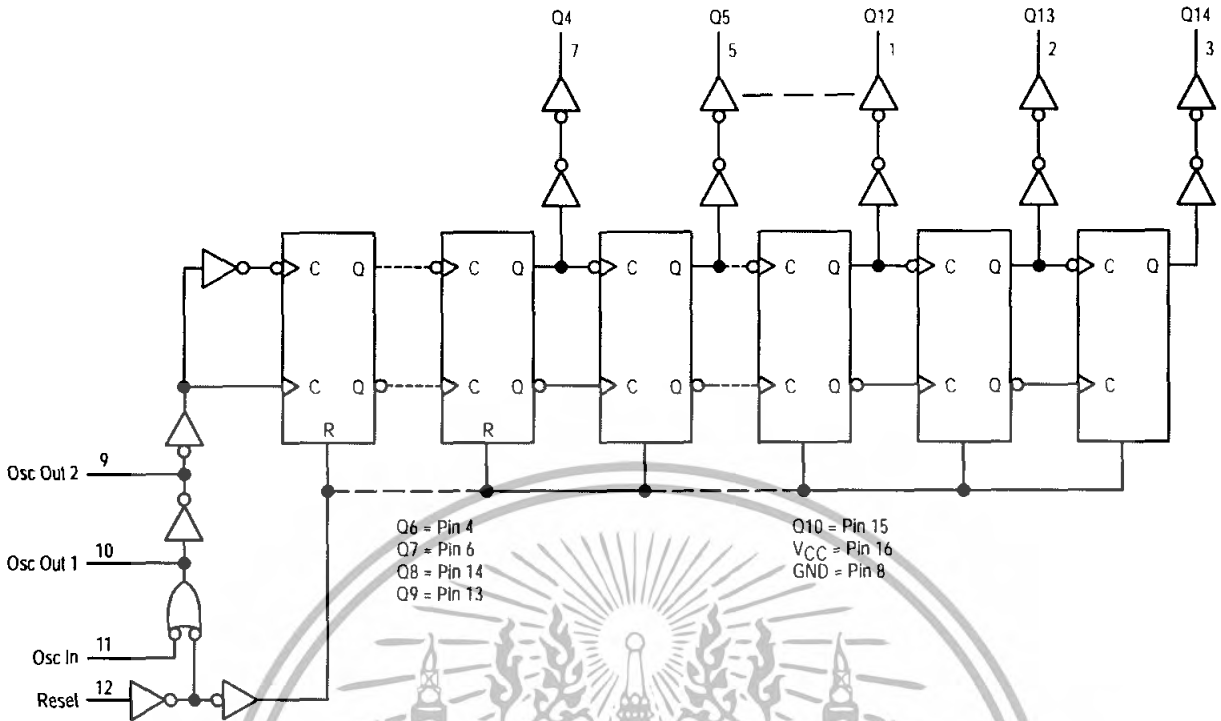


Figure 5. Expanded Logic Diagram

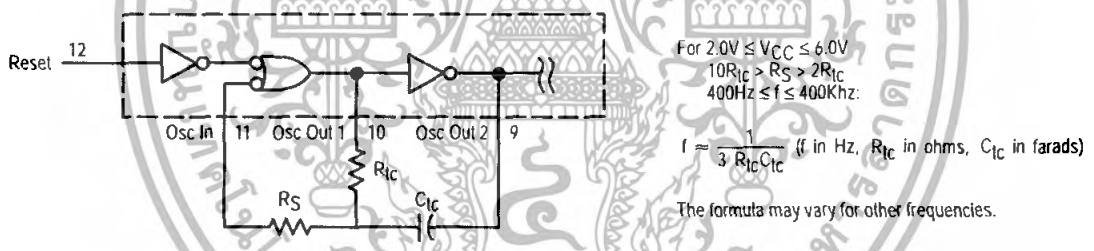


Figure 6. Oscillator Circuit Using RC Configuration

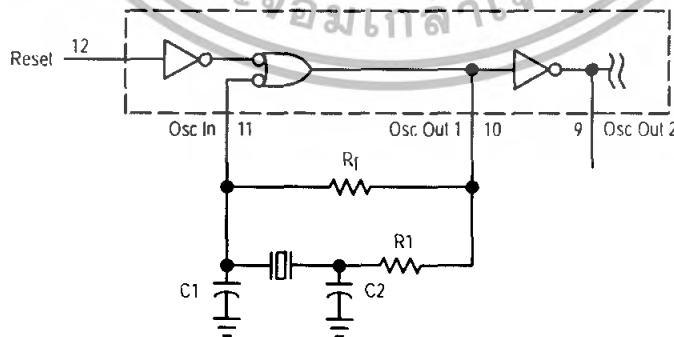


Figure 7. Pierce Crystal Oscillator Circuit

<http://onsemi.com>

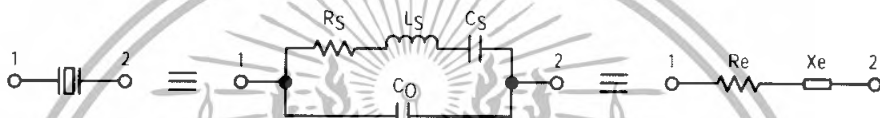
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC74HC4060A

TABLE 1. CRYSTAL OSCILLATOR AMPLIFIER SPECIFICATIONS ($T_A = 25^\circ\text{C}$; Input = Pin 11, Output = Pin 10)

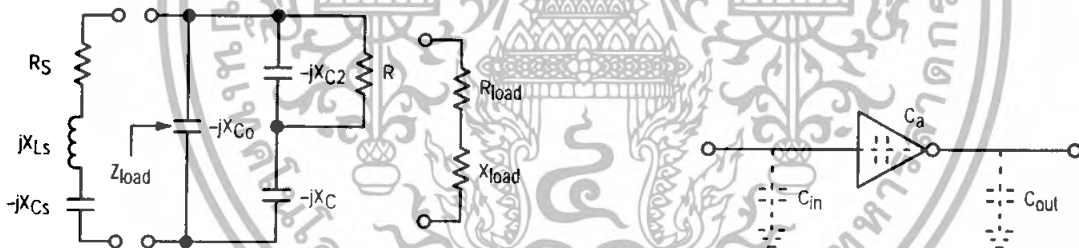
Type	Positive Reactance (Pierce)	
Input Resistance, R_{in}	60M Ω Minimum	
Output Impedance, Z_{out} (4.5V Supply)	200 Ω (See Text)	
Input Capacitance, C_{in}	5pF Typical	
Output Capacitance, C_{out}	7pF Typical	
Series Capacitance, C_a	5pF Typical	
Open Loop Voltage Gain with Output at Full Swing, α	3Vdc Supply	5.0 Expected Minimum
	4Vdc Supply	4.0 Expected Minimum
	5Vdc Supply	3.3 Expected Minimum
	6Vdc Supply	3.1 Expected Minimum

PIERCE CRYSTAL OSCILLATOR DESIGN



Value are supplied by crystal manufacturer (parallel resonant crystal).

Figure 8. Equivalent Crystal Networks



NOTE: $C = C_1 + C_{in}$ and $R = R_1 + R_{out}$. C_0 is considered as part of the load. C_a and R_f typically have minimal effect below 2MHz.

Values are listed in Table 1.

Figure 9. Series Equivalent Crystal Load

Figure 10. Parasitic Capacitances of the Amplifier

MC74HC4060A

DESIGN PROCEDURES

The following procedure applies for oscillators operating below 2MHz where Z is a resistor R1. Above 2MHz, additional impedance elements should be considered: C_{out} and C_a of the amp, feedback resistor R_f, and amplifier phase shift error from 180°C.

Step 1: Calculate the equivalent series circuit of the crystal at the frequency of oscillation.

$$Z_e = \frac{-jX_{C_0}(R_s + jX_{L_s} - jX_{C_s})}{-jX_{C_0} + R_s + jX_{L_s} - jX_{C_s}} = R_e + jX_e$$

Reactance jX_e should be positive, indicating that the crystal is operating as an inductive reactance at the oscillation frequency. The maximum R_s for the crystal should be used in the equation.

Step 2: Determine β, the attenuation, of the feedback network. For a closed-loop gain of 2, A_vβ = 2, β = 2/A_v where A_v is the gain of the HC4060A amplifier.

Step 3: Determine the manufacturer's loading capacitance. For example: A manufacturer may specify an external load capacitance of 32pF at the required frequency.

Step 4: Determine the required Q of the system, and calculate R_{load}. For example, a manufacturer specifies a crystal Q of 100,000. In-circuit Q is arbitrarily set at 20% below crystal Q or 80,000. Then R_{load} = (2πf_oL_s/Q) - R_s where L_s and R_s are crystal parameters.

Step 5: Simultaneously solve, using a computer,

$$\beta = \frac{X_C \cdot X_{C_2}}{R \cdot R_e + X_{C_2} (X_e - X_C)} \quad (\text{with feedback phase shift} = 180^\circ) \quad (\text{Eq 1})$$

$$X_e = X_{C_2} + X_C + \frac{R_e X_{C_2}}{R} = X_{C_{load}} \quad (\text{where the loading capacitor is an external load, not including } C_0) \quad (\text{Eq 2})$$

$$R_{load} = \frac{R X_{C_0} X_{C_2} [(X_C + X_{C_2})(X_C + X_{C_0}) - X_C(X_C + X_{C_0} + X_{C_2})]}{X_{C_2}^2 (X_C + X_{C_0})^2 + R^2 (X_C + X_{C_0} + X_{C_2})^2} \quad (\text{Eq 3})$$

Here R = R_{out} + R1. R_{out} is amp output resistance, R1 is Z. The C corresponding to X_C is given by C = C1 + C_{in}.

Alternately, pick a value for R1 (i.e., let R1 = R_s). Solve Equations 1 and 2 for C1 and C2. Use Equation 3 and the fact that Q = 2πf_oL_s/(R_s + R_{load}) to find in-circuit Q. If Q is not satisfactory pick another value for R1 and repeat the procedure.

CHOOSING R1

Power is dissipated in the effective series resistance of the crystal. The drive level specified by the crystal manufacturer is the maximum stress that a crystal can withstand without damage or excessive shift in frequency. R1 limits the drive level.

To verify that the maximum dc supply voltage does not overdrive the crystal, monitor the output frequency as a function of voltage at Osc Out 2 (Pin 9). The frequency should increase very slightly as the dc supply voltage is increased. An overdriven crystal will decrease in frequency or become unstable with an increase in supply voltage. The operating supply voltage must be reduced or R1 must be increased in value if the overdriven condition exists. The user should note that the oscillator start-up time is proportional to the value of R1.

SELECTING R_f

The feedback resistor, R_f, typically ranges up to 20MΩ. R_f determines the gain and bandwidth of the amplifier. Proper bandwidth insures oscillation at the correct frequency plus roll-off to minimize gain at undesirable frequencies, such as

the first overtone. R_f must be large enough so as to not affect the phase of the feedback network in an appreciable manner.

ACKNOWLEDGEMENTS AND RECOMMENDED REFERENCES

The following publications were used in preparing this data sheet and are hereby acknowledged and recommended for reading:

Technical Note TN-24, Statek Corp.

Technical Note TN-7, Statek Corp.

D. Babin, "Designing Crystal Oscillators", Machine Design, March 7, 1985.

D. Babin, "Guidelines for Crystal Oscillator Design", Machine Design, April 25, 1985.

ALSO RECOMMENDED FOR READING:

E. Hafner, "The Piezoelectric Crystal Unit-Definitions and Method of Measurement", Proc. IEEE, Vol. 57, No. 2, Feb., 1969.

D. Kemper, L. Rosine, "Quartz Crystals for Frequency Control", Electro-Technology, June, 1969.

P. J. Ottowitz, "A Guide to Crystal Selection", Electronic Design, May, 1966.

<http://onsemi.com>

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC74HC4060A

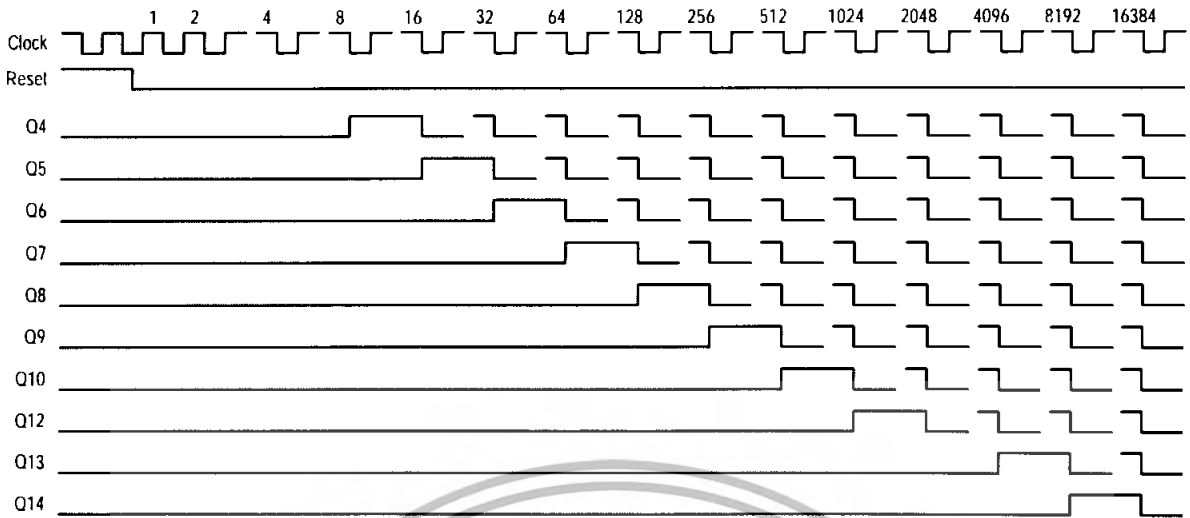


Figure 11. Timing Diagram



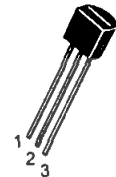
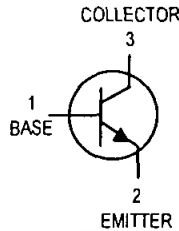
<http://onsemi.com>

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

VHF/UHF Transistors
NPN Silicon

MPSH10
MPSH11

Motorola Preferred Devices



CASE 29-04, STYLE 2
TO-92 (TO-226AA)

MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	Value	Unit
Collector-Emitter Voltage	V_{CEO}	25	Vdc
Collector-Base Voltage	V_{CBO}	30	Vdc
Emitter-Base Voltage	V_{EBO}	3.0	Vdc
Total Device Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25°C	P_D	350 2.8	mW mW/ $^\circ\text{C}$
Total Device Dissipation @ $T_C = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25°C	P_D	1.0 8.0	Watts mW/ $^\circ\text{C}$
Operating and Storage Junction Temperature Range	T_J, T_{stg}	-55 to +150	$^\circ\text{C}$

THERMAL CHARACTERISTICS

Characteristic	Symbol	Max	Unit
Thermal Resistance, Junction to Ambient	$R_{\theta JA}$	357	$^\circ\text{C/W}$
Thermal Resistance, Junction to Case	$R_{\theta JC}$	125	$^\circ\text{C/W}$

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	Min	Max	Unit
----------------	--------	-----	-----	------

OFF CHARACTERISTICS

Collector-Emitter Breakdown Voltage ($I_C = 1.0 \text{ mAdc}, I_E = 0$)	$V_{(BR)CEO}$	25	—	Vdc
Collector-Base Breakdown Voltage ($I_C = 100 \mu\text{Adc}, I_E = 0$)	$V_{(BR)CBO}$	30	—	Vdc
Emitter-Base Breakdown Voltage ($I_E = 10 \mu\text{Adc}, I_C = 0$)	$V_{(BR)EBO}$	3.0	—	Vdc
Collector Cutoff Current ($V_{CB} = 25 \text{ Vdc}, I_E = 0$)	I_{CBO}	—	100	nAdc
Emitter Cutoff Current ($V_{EB} = 2.0 \text{ Vdc}, I_C = 0$)	I_{EBO}	—	100	nAdc

Preferred devices are Motorola recommended choices for future use and best overall value.

MPSH10 MPSH11**ELECTRICAL CHARACTERISTICS** ($T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted) (Continued)

Characteristic	Symbol	Min	Max	Unit
ON CHARACTERISTICS				
DC Current Gain ($I_C = 4.0 \text{ mA}$, $V_{CE} = 10 \text{ Vdc}$)	h_{FE}	60	—	—
Collector–Emitter Saturation Voltage ($I_C = 4.0 \text{ mA}$, $I_B = 0.4 \text{ mA}$)	$V_{CE(sat)}$	—	0.5	Vdc
Base–Emitter On Voltage ($I_C = 4.0 \text{ mA}$, $V_{CE} = 10 \text{ Vdc}$)	$V_{BE(on)}$	—	0.95	Vdc
SMALL–SIGNAL CHARACTERISTICS				
Current–Gain — Bandwidth Product ($I_C = 4.0 \text{ mA}$, $V_{CE} = 10 \text{ Vdc}$, $f = 100 \text{ MHz}$)	f_T	650	—	MHz
Collector–Base Capacitance ($V_{CB} = 10 \text{ Vdc}$, $I_E = 0$, $f = 1.0 \text{ MHz}$)	C_{cb}	—	0.7	pF
Common–Base Feedback Capacitance ($V_{CB} = 10 \text{ Vdc}$, $I_E = 0$, $f = 1.0 \text{ MHz}$)	C_{rb}	0.35 0.6	0.65 0.9	pF
Collector Base Time Constant ($I_C = 4.0 \text{ mA}$, $V_{CB} = 10 \text{ Vdc}$, $f = 31.8 \text{ MHz}$)	$r_b C_c$	—	9.0	ps

