

อุปกรณ์ตรวจวิเคราะห์หาระยะจุดเดียวของสายเคเบิล

Line Fault Detector



โดย
นายวิรัตน์ อางเนียม
นายอนันต์ ทองเดช

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตร ปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2542

เลขหมึก.....
เลขทะเบียน..... 37155
วัน, เดือน, ปี - 4 ก.ย. 2543

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อุปกรณ์ตรวจวิเคราะห์หาระยะจุดเสียหายของสายเคเบิล

Line Fault Detector



ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตร ปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2542

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาโทปีการศึกษา 2542

ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง อุปกรณ์ตรวจวิเคราะห์หาระยะจุดเสียหายของสายเคเบิล

LINE FAULT DETECTOR

ผู้จัดทำ

1. นายวิรัตน์ อางเนียม 40013068

2. นายอนันต์ ทองเดช 40013076



อาจารย์ที่ปรึกษา

(รศ.ดร.กอบชัย เดชหาญ)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อุปกรณ์ทดสอบและวิเคราะห์หาจุดเสียของสายเคเบิล
LINE FAULT DETECTOR

โดย นายวิรัตน์ อางเนียม 40013068
นายอนันต์ ทองเดช 40013076

อาจารย์ที่ปรึกษา รศ.ดร.กอบชัย เดชหาญ

บทคัดย่อ

โครงการนี้เป็น การนำเสนอนโยบายการออกแบบและสร้างเครื่องมือวัดระยะจุดเสียของสายเคเบิล ซึ่งในการทดสอบจะใช้สาย Drop wire ขนาด 2 core เส้นผ่าศูนย์กลาง 0.9 มิลลิเมตร หุ้มด้วยฉนวน PVC เป็นตัวถูกทดสอบ โครงการอาศัยหลักการการเกิดคลื่นสะท้อน ด้วยวิธีการส่งสัญญาณคลื่นพัลส์เข้าไปในสายเคเบิลที่เกิดการชำรุด คลื่นจะสะท้อนกลับทันทีเมื่อคลื่นวิ่งไปเจอจุดเสียของสาย ช่วงเวลาที่คลื่นเดินทางไปและกลับรวมทั้งรูปคลื่นสัญญาณสะท้อนกลับจะถูกตรวจจับด้วยวงจรตรวจจับคลื่นและทำการประมวลผลให้แสดงตำแหน่งและชนิดของความชำรุดที่เกิดขึ้น โครงสร้างของโครงการประกอบด้วย วงจรกำเนิดสัญญาณพัลส์ วงจรตรวจจับคลื่น วงจรนับเวลา ส่วนควบคุมและประมวลผล ส่วนแสดงผล และจากการทดสอบพบว่า เครื่องสามารถตรวจพบตำแหน่งจุดเสียของสายและชนิดของการชำรุดได้

ABSTRACT

This project presents design and implement a line fault detector which test a drop wire 2 core diameter 0.9 mm covered with PVC insulator. This project based on reflected wave principles by transmitting pulse into the cable. Pulse will be reflected when meet the damage of cables. The round time trip and reflected waveform can be detected by pulse detector circuit . The microcontroller will be display position and type of occurred damage. System of line fault detector compose by pulse generator circuit, pulse detector, counter, display unit , control unit and processor. From testing, we conclude that line fault detector can be meet damage position and type of damage for the cable.

สารบัญ

	หน้า
บทที่1 บทนำ	
1.1 ความสำคัญและที่มา	1
1.2 วัตถุประสงค์	1
1.3 ขอบเขตของโครงการ	1
1.4 ขั้นตอนในการทำโครงการ	1
1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ	2
บทที่2 ทฤษฎีสายส่ง Transmission Lines Theory	3
2.1 ชนิดของสายรับส่ง	3
2.2 หลักการทำงาน	12
บทที่3 Time Domain Reflectometer(TDR)	17
3.1 หลักการทำงานของTDR	17
3.2 สัญญาณสามารถสะท้อนกลับได้อย่างไร	17
3.3 สัญญาณที่ส่งไป	19
3.4 รูปร่างและขนาดของสัญญาณที่สะท้อนกลับ	21
บทที่4 ขั้นตอนในการออกแบบระบบ	24
4.1 บล็อกไดอะแกรมของระบบ	24
4.2 ไมโครคอนโทรลเลอร์	37
บทที่5 การออกแบบวงจรและขั้นตอนการทดลอง	50
5.1 ขั้นตอนการออกแบบวงจรส่วนแอนะล็อกและดิจิทัล	50
5.2 การออกแบบส่วน MPU และอุปกรณ์อินเตอร์เฟส	61
บทที่6 ซอร์ฟแวร์และฟังก์ชันการใช้งาน	74
6.1 ไฟล์ซอร์ตการทำงานของซอร์ฟแวร์	74
บทที่7 การทดสอบการทำงาน	81
7.1 ทดสอบหาค่าเพอร์มิตติวิตีของสายเคเบิล	81
7.2 การทดสอบการใช้งานของเครื่อง	81
บทที่8 สรุปและวิจารณ์	83
8.1 สรุปภาพรวมทั้งหมดของการออกแบบ	83
8.2 ผลของการออกแบบและใช้งาน	83
8.3 แนวทางการพัฒนา	86

กิตติกรรมประกาศ

ภาคผนวก

หนังสืออ้างอิง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป

	หน้า
รูปที่ 2.1 วงจรเทียบเท่าของสายรับส่งในหนึ่งหน่วยความยาว	3
รูปที่ 2.2 Characteristic Impedance	4
รูปที่ 2.3 สายที่มีความยาวแน่นอนต่อปลายด้วย Z_L	4
รูปที่ 2.4 วงจรเทียบเท่าสำหรับการคำนวณหา Reflection Coefficient	5
รูปที่ 2.5 การส่งสัญญาณจากแหล่งกำเนิดไปให้โหลดผ่านสายรับส่ง	6
รูปที่ 2.6 การลดทอนของกระแสไฟในแต่ละส่วนของสายรับส่ง	7
รูปที่ 2.7 สัมพันธ์ภาพทางแอมพลิจูดของความถี่พื้นฐานและฮาร์โมนิกที่สองของสัญญาณที่ต้นทาง และปลายทาง	9
รูปที่ 2.8 ผลของการส่งสัญญาณเสียงคำพูดผ่านสายรับส่ง	10
รูปที่ 2.9 สัมพันธ์ภาพทางเฟสของความถี่พื้นฐานและฮาร์โมนิกที่สองของสัญญาณที่ต้นทางและปลายทาง	10
รูปที่ 2.10 สัมพันธ์ภาพทางเฟสเมื่อองค์ประกอบความถี่ถูกเลื่อนเฟสด้วยจำนวนเป็นปฏิภาคโดยตรงกับความถี่ ($\beta \propto f$)	11
รูปที่ 2.11 วงจรสมมูลของสายส่งไฟฟ้าโดยประมาณ	12
รูปที่ 2.12 คลื่นแรงดันและคลื่นกระแสไฟฟ้าชั่วขณะ	12
รูปที่ 2.13 อิมพีแดนซ์ของการชำรุดในสายเคเบิล	15
รูปที่ 2.14 รูปคลื่นสะท้อนกลับแยกตามชนิดของการชำรุด	15
รูปที่ 3.1 วงจรเทียบเท่าของสายตัวนำในหนึ่งหน่วยความยาว	18
รูปที่ 3.2 การเคลื่อนที่ของสัญญาณในสายดี	18
รูปที่ 3.3 การเคลื่อนที่ของสัญญาณในสายเสีย	19
รูปที่ 3.4 Sine Squared Pulse	19
รูปที่ 3.5 รูปร่างของสัญญาณสะท้อนกลับ	21
รูปที่ 3.6 ขนาดของสัญญาณสะท้อนกลับ	22
รูปที่ 4.2 Block Diagram ของ Pulse Generator	24
รูปที่ 4.3 ลักษณะสัญญาณขาออกของ Block Diagram ส่วน Pulse Generator	25
รูปที่ 4.4 ลักษณะการเกิดช้อนทับกันของคลื่นขาส่งกับคลื่นสะท้อนกลับแบบลบ (กรณี Short ปลายสายทดสอบ)	25
รูปที่ 4.5 ลักษณะการเกิดช้อนทับกันของคลื่นขาส่งกับคลื่นสะท้อนกลับแบบ บวก (กรณี Open ปลายสายทดสอบ)	26
รูปที่ 4.6 Block Diagram รายละเอียดของส่วน Pulse Generator	26
รูปที่ 4.7 Input Pulse Detector เมื่อ สัญญาณสะท้อนกลับเป็นแบบลบ ขณะทำการ Short ปลายสายทดสอบ	27

สารบัญรูป(ต่อ)

หน้า

รูปที่ 4.8 Input Pulse Detector เมื่อ สัญญาณสะท้อนกลับเป็นแบบบวก ขณะทำการ Open ปลายสายทดสอบ	27
รูปที่ 4.9 เปรียบ Input ของ op-amp ขณะ Short ปลายสายทดสอบ	28
รูปที่ 4.10 เปรียบ Input ของ op-amp ขณะ Open ปลายสายทดสอบ	28
รูปที่ 4.11 Block Diagram ส่วน การรวมสัญญาณ	29
รูปที่ 4.12 (ก) ลักษณะสัญญาณ Out put ของ การรวมสัญญาณ	29
รูปที่ 4.12 (ข) ลักษณะสัญญาณ Out put ของ การรวมสัญญาณ	30
รูปที่ 4.13 Block Diagram ส่วนการทำงาน ของ Data Flipflop	30
รูปที่ 4.14 ลักษณะสัญญาณ Input ของ D-FF1	31
รูปที่ 4.15 ลักษณะสัญญาณ Input ของ D-FF 2	32
รูปที่ 4.16 แสดงการทำงานอย่างง่ายของ PAM	32
รูปที่ 4.17 แสดงสัญญาณ Input ของ PAM	33
รูปที่ 4.18 Block Diagram ของ ภาคการนับ 8 บิต	33
รูปที่ 4.19 แสดงรูปสัญญาณ ที่ จะทำการนับ	34
รูปที่ 4.20 Block Diagram รวมของ System Clock	35
รูปที่ 4.21 ลักษณะสัญญาณ Out put Clock 2 kHz	35
รูปที่ 4.22 ลักษณะสัญญาณ Out put Clock 10 MHz	36
รูปที่ 4.23 Block Diagram การทำงานโดยรวมของ MPU (#8031 & #8255)	37
รูปที่ 5.1 วงจรส่วน กำเนิดพัลส์	50
รูปที่ 5.2 แสดงผลการทดลองส่วน กำเนิดพัลส์	51
รูปที่ 5.3 สัญญาณ เอาท์พุท 74LS123 เมื่อพิจารณาอย่างละเอียด	51
รูปที่ 5.4 วงจรตรวจจับพัลส์บวก	53
รูปที่ 5.5 ผลการทดลองภาคตรวจจับพัลส์บวก	53
รูปที่ 5.6 วงจรตรวจจับพัลส์ลบ	54
รูปที่ 5.7 ผลการทดลองภาคตรวจจับพัลส์ลบ	55
รูปที่ 5.8 วงจรรวมสัญญาณ	55
รูปที่ 5.9 แสดงผลการทดลองของ OR Gate ในการรวมสัญญาณ	56
รูปที่ 5.10 วงจรของ Data flipflop ทั้งสองตัว	56
รูปที่ 5.11 ผลการทดลองของ D – FF1 เมื่อป้อนอินพุท(รูปล่าง) และได้เอาท์พุท(รูปบน)	57
รูปที่ 5.12 ผลการทดลองของ D – FF2 โดยมีอินพุท (รูปล่าง) และได้เอาท์พุท (รูปบน)	57
รูปที่ 5.13 วงจร PAM ที่ทำจาก AND Gate	58
รูปที่ 5.14 ผลการทดสอบ PAM โดยมีอินพุท 1 (รูปล่าง) และ เอาท์พุท (รูปบน)	58

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป(ต่อ)

	หน้า
รูปที่ 5.15 วงจร 8 bits Counter	59
รูปที่ 5.16 วงจร สัญญาณนาฬิกา 2 kHz	59
รูปที่ 5.17 ผลการทดลองความถี่ สัญญาณนาฬิกา 2 kHz	60
รูปที่ 5.18 ผลการทดลองความถี่ 10MHz	60
รูปที่ 5.19 แสดงการวางตำแหน่ง คีย์ บนหน้าปัทม์เครื่อง	61
รูปที่ 5.20 วงจรการต่อคีย์ทั้ง 4 กับ port B ของ 8255 I/O Port	62
รูปที่ 5.21 การ อินเตอร์เฟส แบบ Memory map	64
รูปที่ 5.22 การต่อ อินเตอร์เฟส แบบ I/O Port	65
รูปที่ 5.23 วงจรการต่อส่วน ข้อมูล กับ 8031 CPU Port	71
รูปที่ 5.24 วงจรการทำงาน MPU	72
รูปที่ 5.25 ซึ่งจะแสดง อินพุต และ เอาท์พุท ของระบบ โดยรวม	73
รูปที่ 6.1 โพลีชาร์ทการทำงานของซอฟต์แวร์	75
รูปที่ 6.2 ผลการทดสอบหา ระยะห่างระหว่างพัลส์ขาส่งกับพัลส์สะท้อนกลับ	76
รูปที่ 8.1 พัลส์ขนาดความกว้าง 3.5 μ sec	84
รูปที่ 8.2 พัลส์ขนาดความกว้าง 1.2 μ sec	84
รูปที่ 8.3 พัลส์ขนาดความกว้าง 0.4 μ sec	84
รูปที่ 8.4 พัลส์ขนาดความกว้าง 0.15 μ sec	85

สารบัญตาราง

	หน้า
ตารางที่ 4.1 แสดงเงื่อนไขการตรวจจับชนิดการเสียของสายทดสอบโดยแปลงเป็น Logic	31
ตารางที่ 4.2 แสดงคุณสมบัติของไมโครคอนโทรลเลอร์แต่ละเบอร์ในตระกูล MCS-51	38
ตารางที่ 4.3 แสดงหน้าที่พิเศษของแต่ละขาของพอร์ต P3	40
ตารางที่ 5.1 แสดงขาสัญญาณของ แอลซีดี module	63
ตารางที่ 7.1 แสดงผลการทดสอบหาค่าเปอร์มิตติวิต	81
ตารางที่ 7.2 แสดงผลการทดสอบสายชนิด Drop wire 2 Core 0.9 mm.	81



บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความสำคัญและที่มา

ในการหาระยะจุดเสียบของสายเคเบิลในอดีต จะต้องใช้เครื่องมือวัดที่อาศัยหลักการลูป(Loop) และ บริดจ์(Bridge) แล้วเทียบความยาวสายจากค่าความต้านทานที่วัดได้ปัญหาที่เกิดขึ้นคือ ความคลาดเคลื่อนของการวัดที่เกิดจากความต้านทานหน้าสัมผัสและจุดต่อปลายสายเคเบิล ปัจจุบันเทคโนโลยีสารกึ่งตัวนำได้ก้าวหน้าไปมากได้มีการประยุกต์นำสัญญาณแอนะล็อก(Analog)ส่งไปในสายที่จะทำการทดสอบ แล้วรับสัญญาณกลับมาแปลงเป็นสัญญาณดิจิทัลทั้งหมด สามารถใช้วงจรรวมในการทำงานได้ และนำสัญญาณดิจิทัลมาประมวลผล โดยใช้ไมโครโปรเซสเซอร์ ซึ่งมีขนาดเล็กและราคาถูกลงมาก แต่เครื่องมือชนิดนี้ต่างประเทศได้ผลิตและเป็นผลิตภัณฑ์แล้ว แต่ยังมีราคาแพงอยู่มาก และการใช้งานเครื่องมือดังกล่าว ยังมีฟังก์ชันการใช้งานบางฟังก์ชันที่ไม่จำเป็นในการปฏิบัติงานจริง

1.2 วัตถุประสงค์

จากปัญหาและเหตุผลดังกล่าว ทางกลุ่มจึงมีความคิดที่จะทำอุปกรณ์ตรวจหาระยะจุดเสียบโดยพยายามให้มีต้นทุนต่ำที่สุด และลดฟังก์ชันการทำงานบางฟังก์ชันลง เพื่อลด ฮาร์ดแวร์ ที่ไม่จำเป็นบางอย่างลงไป

1.3 ขอบเขตของโครงการ

ในการทำงานชิ้นแรกนี้ อุปกรณ์จะมีความสามารถเพียงการวัดระยะจุดเสียบและบอกลักษณะการเสียบว่า ซ็อต หรือ เปิด วงจรเท่านั้น และคาดหวังว่าอุปกรณ์ชิ้นนี้จะสามารถนำไปใช้งานในภาคสนามได้จริง ถ้ามีการนำไปพัฒนาและลดรูปให้กระทัดรัดสามารถพกพาและใช้แบตเตอรี่ชนิดถ่าน 9 V หรือ 12 V ก็ได้

1.4 ขั้นตอนในการทำโครงการ

- 1.ศึกษาธรรมชาติของสัญญาณพัลส์เมื่อส่งไปในสายส่งชนิด Drop Wire
- 2.ศึกษา การใช้งาน ไมโครคอนโทรลเลอร์(Microcontroller) ตระกูล MCS-51
- 3.สร้างบล็อกไดอะแกรมของโครงการทั้งหมดอย่างละเอียด
- 4.แบ่งบล็อกไดอะแกรมทั้งหมดออกเป็นส่วนๆ
- 5.นำแต่ละส่วนมาสร้างเป็นวงจร
- 6.นำทุกส่วนมาต่อรวมกันปรับแต่งให้สามารถมีเอาต์พุต ออกมาได้
- 7.ทดสอบและวัดความคลาดเคลื่อนของการวัด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

8.สรุปผลและวิจารณ์การทดลอง

1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

ในขั้นตอนนี้ประโยชน์ที่จะได้รับจะยังไม่เกิดเป็นรูปธรรม เนื่องจากโครงการนี้ยังต้องการการพัฒนาอีกหลายระดับ ซึ่งในครั้งนี้อาจทำได้คือทำให้ เครื่องทำงานได้ตามขอบเขตและเป้าหมายที่ได้วางไว้ และสามารถวัดหาระยะจุดเสียบของสายได้ รวมทั้งบอกชนิดของการเสียบของสายได้ ค่าความผิดพลาดจากการวัดอาจมีผิดพลาดบ้าง แต่จะไม่มากและอยู่ในช่วงที่ยอมรับได้



บทที่ 2
ทฤษฎีสายส่ง

TRANSMISSION LINES THEORY

2.1) ชนิดของสายรับส่ง

2.1.1) สายรับส่งที่ใช้งานในงานโทรคมนาคม แบ่งเป็นชนิดกว้าง ๆ ได้ 3 ชนิด คือ

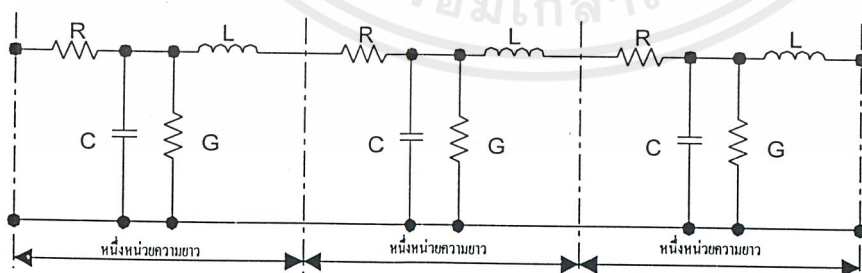
1. Open-wire line
2. Multipair cable
3. Coaxial cable

2.1.2) ค่าคงตัวปฐมภูมิ (Primary constant) ของสายรับส่ง

สายรับส่งแต่ละชนิดจะมีสมบัติทางไฟฟ้า ซึ่งเรียกว่า ค่าคงตัวปฐมภูมิ (Primary constants) แสดงต่อกระแสไฟสัญญาณที่ไหลผ่านรวม 4 อย่างด้วยกันคือ

1. Series Resistance แทนด้วย R เป็น Effective resistance ของลวดตัวนำในสายคู่หนึ่ง ๆ กำหนดค่าเป็นโอห์มต่อหนึ่งหน่วยความยาว เช่น หนึ่ง Loop Mile
2. Series Inductance แทนด้วย L เป็นค่า Inductance ซึ่งลวดตัวนำแสดงต่อกระแสไฟสัญญาณที่ไหลผ่าน กำหนดค่าเป็นเฮนรี่ต่อหนึ่งหน่วยความยาว
3. Shunt Capacitance แทนด้วย C เป็นค่า Capacitance ระหว่างลวดตัวนำของสายคู่หนึ่ง ๆ กำหนดค่าเป็นฟาราดต่อหนึ่งความยาว
4. Shunt Conductance แทนด้วย G เป็นส่วนกลับของการรั่วไหลระหว่างลวดตัวนำของสายคู่หนึ่ง ๆ ผ่านทางฉนวน กำหนดค่าเป็นโมห์ต่อหนึ่งความยาว

สำหรับสายรับส่งที่มีความสม่ำเสมอ ค่าคงตัวปฐมภูมิ ทั้ง 4 อย่างคือ R L C และ G ของสายรับส่งจะกระจายอย่างสม่ำเสมอตลอดความยาวของสาย และอาจเขียนเป็นวงจรเทียบเท่าในแต่ละหน่วยความยาวของสายรับส่งได้ดังรูปที่ 2.1



รูปที่ 2.1 วงจรเทียบเท่าของสายรับส่งในหนึ่งหน่วยความยาว

ค่าของ R L C และ G ในหนึ่งหน่วยความยาวของสายรับส่ง ส่วนใหญ่ขึ้นอยู่กับลักษณะการสร้างและวัสดุที่ใช้ในการสร้าง นอกจากนี้ยังขึ้นอยู่กับความถี่ อุณหภูมิ ภาวะของอากาศ

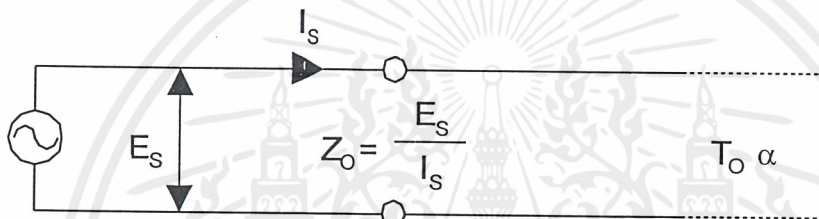
2.1.3) ค่าคงตัวทุติยภูมิ(Secondary constants) ของสายรับส่ง

ผลรวมของ ค่าคงตัวปฐมภูมิ ของสายรับส่ง คือ R L C และ G จะมีผลแสดงต่อกระแสไฟสัญญาณที่ไหลผ่านในลักษณะต่าง ๆ กัน พอจำแนกออกเป็นคุณลักษณะทางไฟฟ้าที่เรียกว่า ค่าคงตัวทุติยภูมิ (Secondary constants) ได้ใหญ่ ๆ 2 อย่างคือ

1. Characteristic Impedance แทนด้วย Z_0
2. Propagation Constant แทนด้วย γ

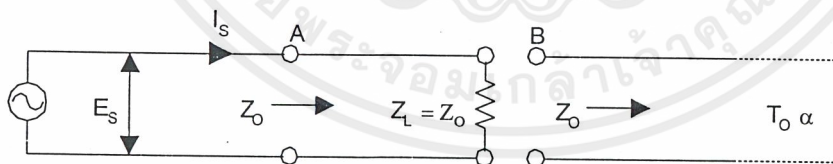
2.1.4) Characteristic Impedance

Characteristic Impedance ของสายรับส่งคือค่าอิมพีแดนซ์ที่วัดได้ที่ปลายสายส่งของสาย เมื่อสายรับส่งนั้นยาวไม่มีที่สิ้นสุด (Infinity)



รูปที่ 2.2 Characteristic Impedance

การใช้สายรับส่งที่มีความยาวไม่มีที่สิ้นสุด เป็นสิ่งอ้างอิงสำหรับการกำหนดค่า Z_0 ของสายรับส่งใด ๆ นั้น ก็เพราะเหตุว่าเมื่อเราส่งสัญญาณไปในสายที่มีความยาวไม่มีที่สิ้นสุด กระแสไฟสัญญาณ (หรือคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า) ที่เคลื่อนไปจะอ่อนกำลังลงเรื่อย ๆ และหมดไปในที่สุด ไม่มีส่วนใดสะท้อนกลับไปยังต้นทางอีกสายรับส่งที่มีความยาวไม่มีที่สิ้นสุดนั้น ไม่อาจมีจริงได้ในทางปฏิบัติ แต่เราสามารถทำให้สายที่มีความยาวแน่นอน มีคุณลักษณะทาง Characteristic Impedance เหมือนกับสายที่ยาวไม่มีที่สิ้นสุดได้ดังรูปที่ 2.3



รูปที่ 2.3 สายที่มีความยาวแน่นอนต่อปลายด้วย $Z_L = Z_0$

จากรูปที่ 2.3 ถ้าเราตัดสายรับส่งที่จุด B เมื่อมองไปทางขวาของจุด B สายที่เหลืออยู่ก็ยังคงมีความยาวไม่มีที่สิ้นสุด นั่นคือที่จุด B มองไปทางขวาจะเห็นอิมพีแดนซ์เป็น Z_0 เหมือนอย่างเดิม ดังนั้น ถ้าเราต่อปลายด้วย (Terminate) ของสายที่มีความยาวแน่นอนทางด้านซ้ายของจุด B ด้วยอิมพีแดนซ์ที่มีค่าเท่ากับ Z_0 ของสายรับส่งแล้วอิมพีแดนซ์ของสายที่ปลายด้านส่งจะมีค่าเป็น Z_0 เช่นเดียวกัน คือ

สายที่มีความยาวแน่นอน ถ้าต่อปลายด้วย ที่ปลายด้านหนึ่งด้วยอิมพีแดนซ์ที่มีค่าเท่ากับ Z_0 ของสายช่วงสั้นนั้น (จาก A ถึง B) มีผลทางไฟฟ้าคล้ายกับว่าสายนั้นยาวไม่มีที่สิ้นสุดในข้อที่ว่าสัญญาณที่ส่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากต้นทางเมื่อเคลื่อนไปถึงโหลด(Load)หรือตัวรับสัญญาณมันจะถูกดูดกลืนหมด ไม่มีส่วนใดสะท้อนกลับค่า Z_o ของสายส่งไม่ขึ้นอยู่กับความยาวและสามารถคำนวณค่าในนามของ ค่าคงตัวปฐมภูมิ ได้ดังนี้

$$Z_o = \sqrt{\frac{Z}{Y}} = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}}$$

เมื่ออิมพีแดนซ์ของโหลด Z_L มีค่าเท่ากับ Z_o ของสายรับส่งสัญญาณที่ส่งจากปลายด้านส่ง เมื่อไปถึงโหลดที่ปลายด้านรับ พลังงานของสัญญาณที่ไปถึงจะถ่ายเทให้แก่โหลด Z_L หมดสิ้น ไม่มีพลังงานใด ๆ สะท้อนกลับ ภาวะเช่นนี้กล่าวว่า อิมพีแดนซ์ของโหลดแมทซ์(แมทซ์) กับของสายส่งแต่กรณีที่ Z_L ของโหลดมีค่าไม่เท่ากับ Z_o ของสายคือ ไม่แมทซ์(ไม่แมทซ์) กัน พลังงานของสัญญาณที่ไปถึง Z_L บางส่วนจะสะท้อนกลับ การสะท้อนกลับโดยทั่วไปคิดจากอัตราส่วนระหว่าง กำลังคืนที่สะท้อนกลับจากโหลดในภาวะไม่แมทซ์ต่อกำลังคืนที่โหลดในภาวะ แมทซ์และเรียกว่า สัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ(Reflection coefficient) คือ

$$\text{สัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ} = \frac{\text{กำลังคืนที่สะท้อนกลับจากโหลดในภาวะ Mismatch}}{\text{กำลังคืนที่โหลดในภาวะ Match}}$$

ค่าดังกล่าวสามารถคำนวณในนามของ Z_o และ Z_L ได้ดังรูปที่ 2.4



ก) ภาวะ แมทซ์ ข) ภาวะ ไม่แมทซ์

รูปที่ 2.4 วงจรเทียบเท่าสำหรับการคำนวณหา สัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ

ในภาวะ แมทซ์ กำลังคืนที่โหลดได้รับ = $\frac{E}{2}$

ในภาวะ ไม่แมทซ์ กำลังคืนที่โหลดได้รับ = $E \frac{Z_L}{Z_o + Z_L}$

กำลังคืนที่สะท้อนกลับจึงเท่ากับ $\frac{E}{2} - E \frac{Z_L}{Z_o + Z_L}$

$$\begin{aligned} \text{สัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ} &= \frac{\frac{E}{2} - E \frac{Z_L}{Z_o + Z_L}}{\frac{E}{2}} \\ &= 1 - \frac{2Z_L}{Z_o + Z_L} \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\text{นั่นคือ สัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ} = \frac{Z_O - Z_L}{Z_O + Z_L} \text{ หรือ } \frac{Z_L - Z_O}{Z_L + Z_O}$$

จากสมการที่ 4 ถ้า $Z_L = Z_O$ สัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ จะเท่ากับ 0 คือไม่มีการสะท้อนกลับ
ถ้า $Z_L = 0$ (เปิดวงจร) หรือ $Z_L = \infty$ (ปิดวงจร) สัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ จะเท่ากับ 1 คือมีการสะท้อนกลับหมด

2.1.5) Return Loss

ในงานด้านโทรคมนาคม วิธีการที่นิยมใช้กันเพื่อกำหนดความมากน้อยของการ ไม่แมทช์ ระหว่าง Z_O ของโหลดก็คือ Return Loss โดย Return Loss คือ อัตราส่วนระหว่างกำลังงานที่โหลดได้รับในภาวะ แมทช์ ต่วกำลังงานที่สะท้อนกลับในภาวะ ไม่แมทช์ คิดในหน่วย dB และสามารถคำนวณในนามของ Z_O และ Z_L จากรูปที่ ได้ดังนี้

$$\text{ในภาวะ แมทช์ กำลังงานที่โหลดได้รับ} = \frac{E^2}{4Z_O}$$

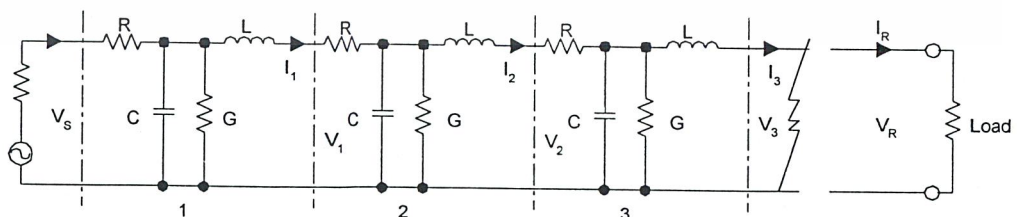
$$\text{ในภาวะ ไม่แมทช์ กำลังงานที่โหลดได้รับ} = \frac{E^2 Z_L}{(Z_L + Z_O)^2}$$

$$\text{กำลังงานสะท้อนกลับ} = \frac{E^2}{4Z_O} - \frac{E^2 Z_L}{(Z_L + Z_O)^2}$$

$$\begin{aligned} \frac{\text{กำลังงานที่โหลดในภาวะ match}}{\text{กำลังงานสะท้อนกลับจากโหลด}} &= \frac{\frac{E^2}{4Z_O}}{\frac{E^2}{4Z_O} - \frac{E^2 Z_L}{(Z_L + Z_O)^2}} \\ &= \frac{(Z_L + Z_O)^2}{(Z_L - Z_O)^2} \end{aligned}$$

ในทางปฏิบัติไม่อาจมีการ แมทช์ อย่างสมบูรณ์ระหว่าง Z_L และ Z_O ได้จึงย่อมจะมีการสะท้อนกลับอยู่บ้าง
ในงานโทรคมนาคม ถ้า Return Loss มีค่าต่ำเกินไป ผลอันไม่พึงปรารถนาเช่น echo และ singing อาจเกิดขึ้นได้

2.1.6) Propagation Constants ของสายรับส่ง



รูปที่ 2.5 การส่งสัญญาณจากแหล่งกำเนิดไปยังโหลดผ่านสายรับส่ง

จากรูปที่ 2.5 แสดงวงจรเทียบเท่าของการส่งสัญญาณจากแหล่งกำเนิดไปยังโหลดซึ่งมีอินพีแดนซ์เท่ากับ Z_O ผ่านสายรับส่ง ซึ่งแบ่งเป็นส่วน ๆ จำนวนหนึ่ง Series Impedance เท่ากับ $R + j\omega L$ และ Shunt เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

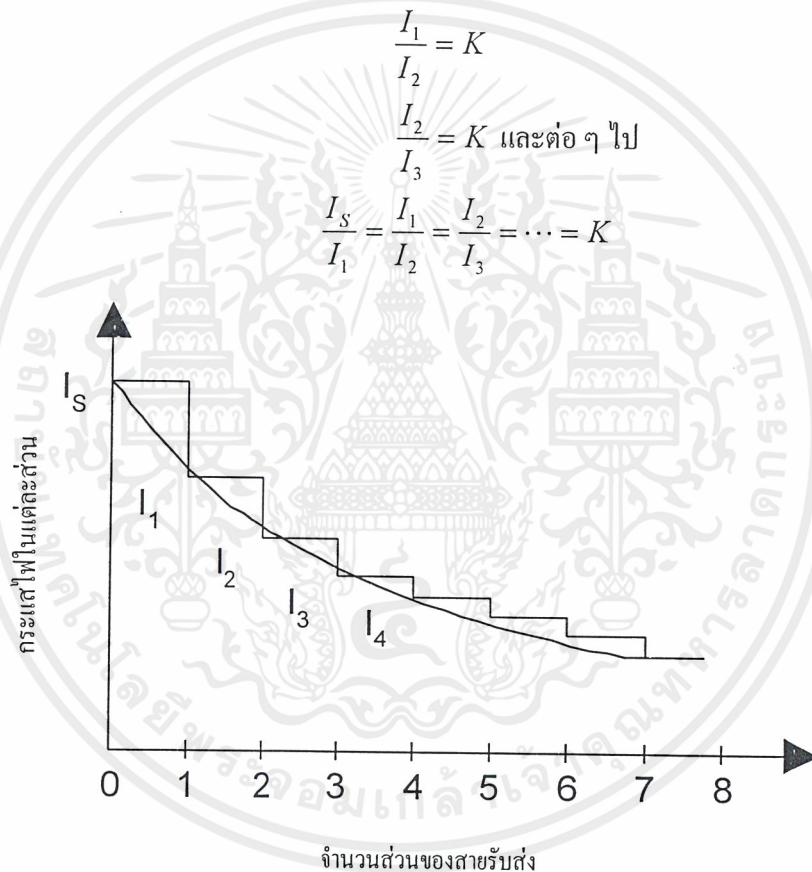
Admittance เท่ากับ $G + j\omega C$ ในแต่ละส่วนของสายจะมีผลแสดงต่อกระแสไฟสัญญาณ (หรือแรงดัน) ที่ไหลผ่านมันไปดังนี้

1. กระแสไฟสัญญาณ (หรือแรงดัน) จะถูกลดทอนในแต่ละส่วนของสายรับส่งเป็นจำนวนเท่ากัน ๆ กล่าวคือ

กระแสไฟด้านส่ง ที่ไหลเข้าสายรับส่งส่วนที่ 1 จะถูกลดทอนด้วย Series Impedance และถูกกีดทางผ่าน Shunt Admittance เหลือกระแสไฟ I_1 ที่ไหลไปเข้าส่วนที่ 2 เป็นจำนวนน้อยลง โดยสมมุติว่า

$$\frac{I_S}{I_1} = K$$

ในทำนองเดียวกัน



รูปที่ 2.6 การลดทอนของกระแสไฟในแต่ละส่วนของสายรับส่ง

จากรูปที่ 2.6 แสดงการลดทอนของกระแสไฟในแต่ละส่วนของสายรับส่ง ในกรณีที่เราแทนแต่ละส่วนของสายรับส่งด้วย Primary Constant R, L, C และ G ที่เป็นกลุ่มก้อน (Lump) ดังในรูปที่ การลดลงของกระแสไฟผ่านสายรับส่งจะเป็นขั้น ๆ โดยมี $\frac{I_S}{I_1} = \frac{I_1}{I_2} = \frac{I_2}{I_3} = K$ ดังแสดงด้วยกราฟเส้นเต็ม

ในทางปฏิบัติ ค่าคงตัวปฐมภูมิ R, L, C และ G ของสายรับส่งจะไม่เป็นกลุ่มก้อนแต่จะกระจาย (Distribute) ไปทั่ว การลดลงของกระแสไฟจะเป็นขั้นละน้อยมาก ทำให้กราฟของกระแสไฟลดลงอย่างสม่ำเสมอแสดงด้วยเส้นประ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2. กระแสไฟสัญญาณ (หรือกำลังต้น) จะถูกเลื่อนเฟสในแต่ละส่วนของสายรับส่งเป็นจำนวนเท่า ๆ กัน เพราะคลื่นต้องการเวลาในการเดินทางจำนวนหนึ่งในการเดินทางผ่านไป
คุณสมบัติซึ่งสายรับส่งมีต่อสัญญาณที่ส่งผ่านมันในเรื่องการลดทอนกำลัง (Attenuation) และการเลื่อนเฟส (Phase Shift) ในแต่ละส่วนของหนึ่งหน่วยความยาว เราเรียกว่า Propagation Constant ซึ่งแทนด้วย γ

$$\gamma = \ln \frac{I_S}{I_1} = \ln \frac{I_1}{I_2}$$

เนื่องจาก I_1 น้อยกว่า I_S และ I_1 มีเฟสตามหลัง I_S ดังนั้น γ ซึ่งเท่ากับ $\ln \frac{I_S}{I_1}$ จะประกอบด้วยส่วน 2 ส่วน ส่วนหนึ่งเป็นค่าตัวเลขจริงแสดงจำนวนของการลดทอนกำลังและอีกส่วนหนึ่งเป็นค่า Imaginary แสดงจำนวนการเลื่อนเฟสของสัญญาณระหว่าง I_S และ I_1 นั่นคือ

$$\begin{aligned} \gamma &= \ln \frac{I_S}{I_1} \\ &= \alpha + j\beta \end{aligned}$$

- α เรียกว่า Attenuation constant กำหนดไว้เป็น Neper หรือ DB ต่อหนึ่งหน่วยความยาว เช่น 1 ไมล์ เป็นต้น

- β เรียกว่า Phase constant กำหนดไว้เป็นเรเดียนต่อหนึ่งหน่วยความยาวเช่น 1 ไมล์ เป็นต้น

Phase velocity

อัตราเร็วในการเดินทางของกระแสไฟสัญญาณไปบนสายรับส่ง สามารถคำนวณได้ไม่ยากนัก สำหรับกระแสไฟสัญญาณความถี่ f (เป็น Hz) และความยาวคลื่น (เป็นไมล์) เราได้

อัตราเร็ว V_p = ความถี่ * ความยาวคลื่น

$$V_p = f * \lambda \text{ ไมล์ต่อวินาที}$$

เนื่องจากในระยะทาง λ ไมล์มี Phase shift 2π เรเดียน ดังนั้น Phase shift ต่อไมล์คือ β จึงเท่ากับ $2\pi / \lambda$ หรือ $\lambda = 2\pi / \beta$

$$V_p = f * \lambda$$

$$= f * 2\pi / \beta$$

$$V_p = 2\pi f / \beta$$

สายรับส่ง (Transmission Lines) เป็นอุปกรณ์อย่างหนึ่งที่ใช้ในการนำส่งสัญญาณ เช่น เสียง สันทนาการ โทรศัพท์ เสียงดนตรี สัญญาณโทรเลขโทรทัศน์ ในรูปของพลังงานไฟฟ้า จากที่หนึ่งที่อยู่ไกลออกไปสัญญาณดังกล่าวจัดอยู่ในจำพวกคลื่นผสม (Complex Wave) เพราะมีองค์ประกอบความถี่ต่าง ๆ อยู่รวม จากความรู้ที่ได้กล่าวมาแล้วในตอนต้น 1 ฟังเห็นได้ว่า องค์ประกอบความถี่ต่างๆ ของสัญญาณคลื่นที่ส่งผ่านสายรับส่งรับส่งจะได้รับอิทธิพลดังนี้

- การลดทอนกำลัง (Attenuation) ในความถี่ต่าง ๆ ไม่เท่ากัน
- อัตราเร็วในการเดินทางของสัญญาณในความถี่ต่าง ๆ ไม่เท่ากันเป็นผลให้สัญญาณที่ได้รับ ปลายทางผิดเพี้ยนจากที่ส่งมาจากต้นทาง ดังจะได้นำมากล่าวต่อไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความเพี้ยนของสัญญาณที่ส่งผ่านทางสายรับส่ง

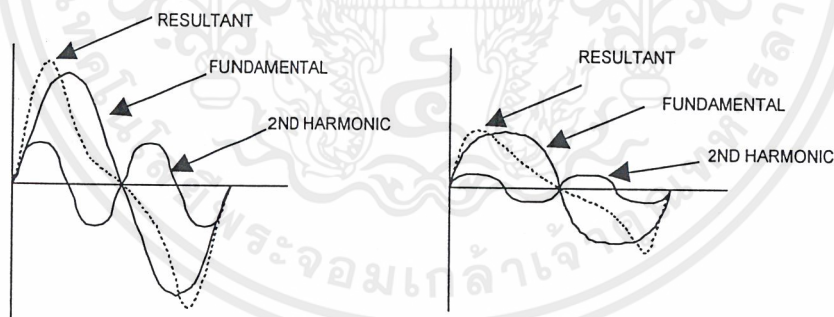
2.1 สัญญาณคลื่นผสม(Complex Wave) หนึ่ง ๆ ประกอบด้วยความถี่ต่าง ๆ รวมกันอยู่ความถี่ต่าง ๆ เหล่านี้ มีความสัมพันธ์ทางแอมพลิจูดและเฟสระหว่างกันแน่นอน ซึ่งแสดงออกให้เห็นเป็นรูปคลื่นผลลัพธ์ในลักษณะหนึ่งของมัน

2.2 ในการส่งสัญญาณคลื่นผสมจากจุดหนึ่งไปยังอีกจุดหนึ่ง ถ้าองค์ประกอบความถี่ต่าง ๆ ที่ได้รับมีความสัมพันธ์ทางแอมพลิจูดและเฟสระหว่างกันเหมือนกันเหมือนกับที่ส่งมาเราก็กล่าวว่าการรับส่งสัญญาณนั้น ไม่มีความเพี้ยน (Distortion) รูปคลื่นผลลัพธ์ยังคงเหมือนเดิมต่ออาจมีขนาดหรือความแรงต่ำลงหรือสูงขึ้นกว่าเดิมได้แล้วแต่สภาพของวงจรรับส่ง

2.3 ในทางตรงข้าม ถ้าวงจรรับส่งมีอิทธิพลต่อแอมพลิจูดและเฟสขององค์ประกอบความถี่ต่าง ๆ ในคลื่นผสมไม่เท่ากัน สัญญาณที่ได้รับย่อมจะมีความเพี้ยนเกิดขึ้น รูปคลื่นผลลัพธ์จะแตกต่างหรือผิดรูปไปจากสัญญาณที่ส่งมาจากต้นทาง

2.4 ในการส่งสัญญาณคลื่นผสมผ่านสายรับส่งนี้ องค์ประกอบทางความถี่สูงๆจะถูกลด ทอนกำลังมากกว่าความถี่ต่ำๆ และอัตราเร็วในการเดินทางของสัญญาณความถี่ต่างๆไม่เท่ากัน ทำให้สัญญาณที่ได้รับมีความเพี้ยนเกิดขึ้น ความเพี้ยนนี้จำแนกออกได้ 2 ประการคือ

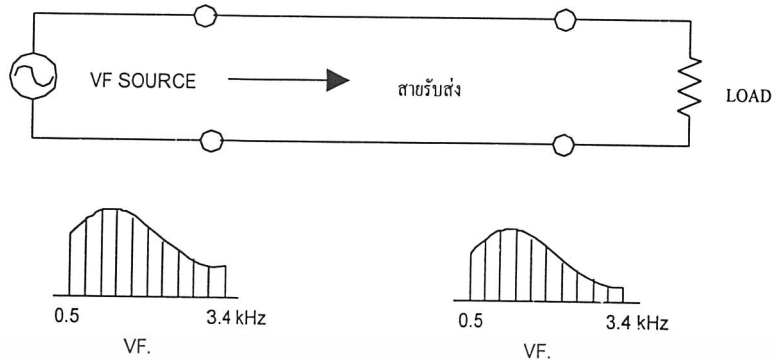
1) Frequency หรือ Amplitude Distortion ความเพี้ยนนี้เกิดขึ้นเนื่องจากการลดทอนกำลัง ของสายรับส่งเพิ่มขึ้นเมื่อความถี่ของสัญญาณขึ้นเป็นผลให้ความสัมพันธ์ระหว่างแอมพลิจูดขององค์ประกอบความถี่ต่างๆ ในคลื่นผสมที่ได้รับ ฌ ปลายทางแตกต่างจากที่เป็นอยู่ ณ ต้นทาง



(ก) ที่ต้นทาง (ข) ที่ปลายทาง

รูปที่ 2.7 สัมพันธ์ภาพทางแอมพลิจูดของความถี่พื้นฐานและฮาร์โมนิกที่สองของสัญญาณที่ต้นทางและปลายทาง

- เพื่อให้เห็นผลของ Frequency distortion ขอสมมติง่าย ๆ ว่าสัญญาณคลื่นผสมต้นทางมีองค์ประกอบความถี่พื้นฐาน (Fundamental Frequency) และฮาร์โมนิกที่สอง ดังแสดงในรูปที่ 2.7 ก) สังเกตรูปคลื่นผลลัพธ์ไว้ เมื่อสัญญาณนี้ถูกส่งผ่านทางสายรับส่งความถี่พื้นฐานจะถูกลดทอนน้อยกว่าความถี่ฮาร์โมนิกที่สองที่ปลายทางสัมพันธ์ภาพทางแอมพลิจูดระหว่างความถี่ทั้งสองจะแตกต่างกับที่ต้นทางดังแสดงรูปที่ 2.7 ข) จึงสังเกตว่ารูปคลื่นผลลัพธ์ที่ได้นี้แตกต่างจากที่ส่งมานั้นคือมีความเพี้ยนเกิดขึ้น

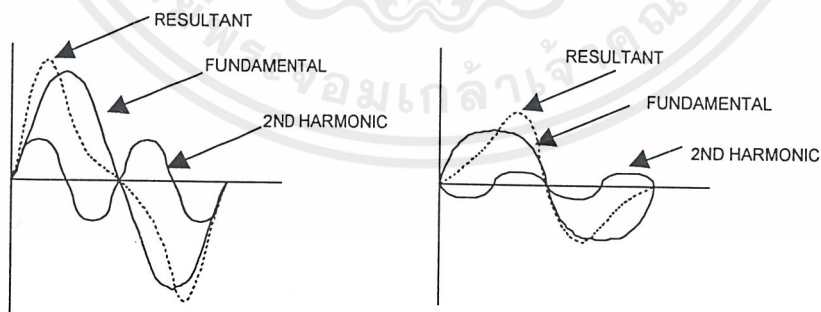


รูปที่ 2.8 ผลของการส่งสัญญาณเสียงคำพูดผ่านสายรับส่ง

- รูปที่ 2.8 แสดงผลของการส่งสัญญาณเสียงคำพูด (V.F. หรือ Speecch)ผ่านสายรับส่ง รูปข้าง
 ใต้ V.F. source แสดงสัมพันธภาพทางแอมพลิจูดขององค์ประกอบความถี่ต่าง ๆ ในย่าน 0.3-3.4 KHz ของ
 เสียงคำพูด เมื่อส่งผ่านรับส่งไป องค์ประกอบความถี่สูง ๆ จะถูกลดทอนมาก ดังแสดงในรูปข้างได้
 โทลด์ การสูญเสียกำลังในองค์ประกอบความถี่สูง ๆ เช่นนี้ เป็นผลให้ความเข้าใจในการรับฟังรู้เรื่องทาง
 โทรศัพท์เลวลงไป เพราะการรับฟังรู้เรื่องทางโทรศัพท์นั้นส่วนใหญ่อาศัยองค์ประกอบทางความถี่สูงเป็น
 สำคัญคงได้กล่าวมาแล้วในบทเรียน Speech and hearing

- Frequency distortion จะยิ่งมีมากขึ้น เมื่อทางสายมีความยาวมากขึ้น ทั้งนี้ เพราะความแตกต่าง
 ของการแตกต่างของการลดทอนกำลังระหว่างปลายความถี่ต่ำและสูงจะยิ่งมีมากขึ้น

2) Phase distortion ความเพี้ยนนี้เกิดขึ้นเนื่องจากองค์ประกอบความถี่ต่าง ๆ ของสัญญาณคลื่น
 ผสมเดินทางผ่านสายรับส่งจากต้นทางพร้อมกัน แต่มันจะไปถึงปลายทางในเวลาต่างกัมนั่นคือ สัมพันธ
 ภาพทางเฟสขององค์ประกอบความถี่ต่าง ๆ ของสัญญาณคลื่นผสมที่ได้รับ ณ ปลายทางจะแตกต่างจากที่มี
 อยู่ ณ ต้นทาง เป็นต้นผลให้เกิดความเพี้ยนขึ้น



(ก) ที่ต้นทาง (ข) ที่ปลายทาง

รูปที่ 2.9 สัมพันธภาพทางเฟสของความถี่พื้นฐานและฮาร์โมนิกที่สองของสัญญาณที่ต้นทางและปลายทาง

- รูปที่ 2.9 ก) แสดงสัมพันธภาพทางเฟสขององค์ประกอบ ความถี่พื้นฐานและฮาร์โมนิกที่สอง
 ของสัญญาณที่ต้นทาง สังเกตรูปคลื่นผลลัพธ์ไว้ เมื่อสัญญาณนี้ถูกส่งผ่านสายรับส่ง องค์ประกอบความถี่
 สูง (ณ ที่นี้คือฮาร์โมนิกที่สอง) จะเดินทางไปได้เร็วกว่าทางความถี่ต่ำ ที่ปลายทางสัมพันธภาพทางเฟส
 เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

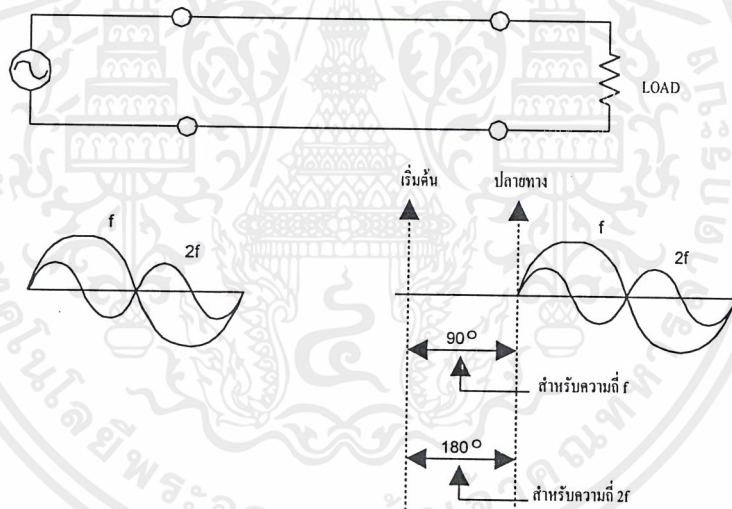
ขององค์ประกอบความถี่ทั้งสองจะแตกต่างจากที่ต้นทางดังแสดงในรูปที่ 2.9 ข) จึงสังเกตว่ารูปคลื่นผลลัพธ์ที่ได้รับนี้แตกต่างไปจากที่ส่งมานั้นคือ มีความเพี้ยน เกิดขึ้น

- Phase distortion มีผลต่อการรับส่งสัญญาณโทรศัพท์ที่น้อยมากไม่ต้องคำนึงถึงก็ได้ ทั้งนี้เพราะ

- 1) หูมนุษย์เราไม่ไวต่อการเปลี่ยนแปลงทางเฟสของสัญญาณ
- 2) ความถี่ของเสียงคำพูดมีย่านแคบคือจาก 300-3400 Hz

ความแตกต่างในเรื่องอัตราเร็วระหว่างความถี่ดังกล่าวมีน้อยมากอย่างไรก็ดี สำหรับการรับส่งสัญญาณโทรศัพท์ซึ่งเป็นในลักษณะของ Wave Transmission นั้น การผิดเพี้ยนของรูปคลื่นผลลัพธ์ย่อมหมายถึงคุณภาพของภาพที่ได้รับจะเลวลง ดังนั้นทั้ง Frequency และ Phase distortion จะมีผลกระทบต่อคุณภาพของการรับส่งสัญญาณ โทรศัพท์โดยตรง

- Phase distortion จะไม่เกิดขึ้นหากว่าองค์ประกอบความถี่ต่าง ๆ ของสัญญาณคลื่นผสมที่ผ่านทางสายเคเบิลในอัตราเร็วเท่ากันองค์ประกอบความถี่ต่าง ๆ จะเดินทางในอัตราเร็วเท่ากัน ถ้าถูกเลื่อนเฟส (Phase shift) ด้วยจำนวนเป็นปฏิกภาคโดยตรงกับความถี่ ดังแสดงให้เห็นในรูปที่ 2.10



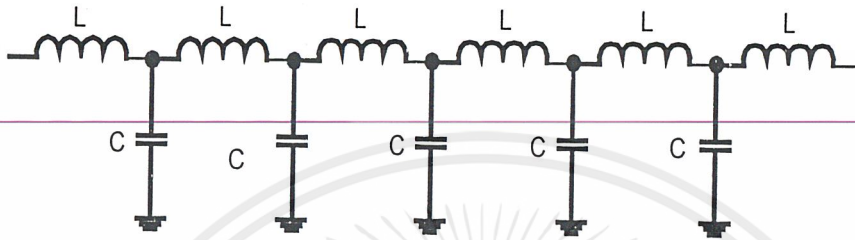
รูปที่ 2.10 สัมพันธ์ภาพทางเฟสเมื่อองค์ประกอบความถี่ถูกเลื่อนเฟสด้วยจำนวนเป็นปฏิกภาคโดยตรงกับความถี่ ($\beta \propto f$)

- ในรูปที่ 2.10 ความถี่ f ถูกเลื่อนเฟสหรือล่าช้าไป 90° จากเวลาเริ่มต้นและความถี่ $2f$ ถูกเลื่อนเฟสไป 180° (เป็น 2 เท่าเหมือนกับความถี่ที่เพิ่มขึ้น) ซึ่งเหมือนกับว่าองค์ประกอบความถี่ทั้งสองเดินทางไปถึงปลายทางพร้อมกัน จึงไม่มี Phase distortion

2.2) หลักการทำงาน

2.2.1) ค่าคงที่ของสายส่งไฟฟ้าโดยประมาณ

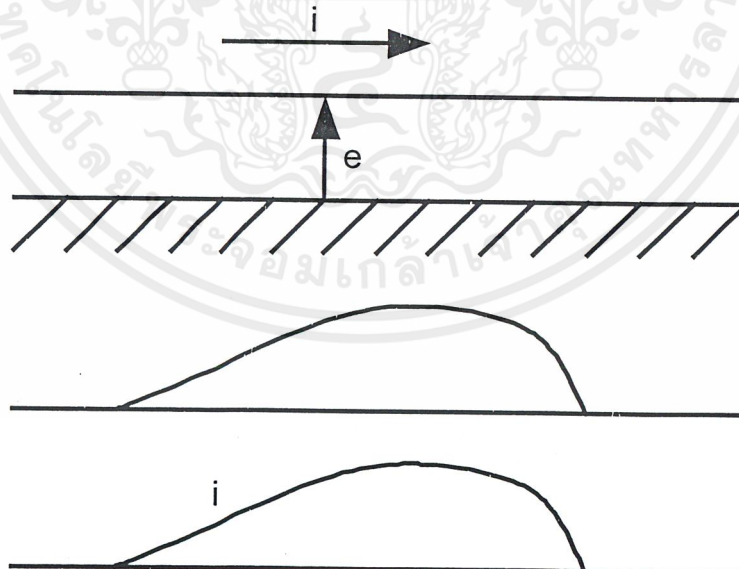
วงจรของสายส่งกำลังไฟฟ้าแบบไม่คิดกำลังสูญเสีย (R) จะประกอบด้วยองค์ประกอบที่สำคัญคือ ความจุไฟฟ้า (C) และความเหนี่ยวนำไฟฟ้า (L) เล็ก ๆ เป็นจำนวนมากต่อกันโดยมีความเหนี่ยวนำไฟฟ้า (L) ต่ออนุกรมและมีความจุไฟฟ้า (C) ต่อขนานเป็นระยะตลอดความยาวของสายไฟฟ้างดรูปที่ 2.11



รูปที่ 2.11 วงจรสมมูลของสายส่งไฟฟ้าโดยประมาณ

2.2.3) คลื่นแรงดันและคลื่นกระแสไฟฟ้าชั่วขณะ

เมื่อสายส่งไฟฟ้าได้รับแรงดันเสริจจะเกิดการอัดประจุและคายประจุส่งต่อไปตลอดแนวยาวของสายส่งไฟฟ้าแต่ละจุดคือคลื่นกระแสนั้นจุดที่มีคลื่นของแรงดันปรากฏอยู่จะมีคลื่นของกระแสด้วยและมีทิศทางเคลื่อนที่ไปในทิศทางเดียวกันดังรูปที่ 2.12



รูปที่ 2.12 คลื่นแรงดันและคลื่นกระแสไฟฟ้าชั่วขณะ

2.2.4) เสิร์จอิมพีแดนซ์

กรณีคลื่นเคลื่อนที่ (Travelling wave) อัตราส่วนของคลื่นแรงดันและคลื่นกระแสในสายส่งไฟฟ้า มีค่าเท่ากับ $\sqrt{\frac{Z}{Y}}$ เรียกว่า Characteristic Impedance หรือ Surge Impedance (Z_0) ซึ่งไม่ขึ้นอยู่กับความยาวของสาย

ถ้า e เป็นคลื่นแรงดันชั่วขณะ (Volt)

i เป็นคลื่นกระแสชั่วขณะเมื่อมีแรงดันปรากฏที่จุดเดียวกัน (A)

$$\text{ดังนั้น} \quad Z_0 = \frac{e}{i} = \sqrt{\frac{Z}{Y}} = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} \quad (2.1)$$

กรณีเป็นสายส่งกำลังไฟฟ้าแบบไม่คิดกำลังสูญเสีย

$$(R = G = 0) \text{ จะได้} \quad Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (2.2)$$

เมื่อ Z_0 เป็นเสิร์จอิมพีแดนซ์ (Ω)

L เป็นค่าความเหนี่ยวนำไฟฟ้า (เฮนรีต่อหน่วยความยาว)

C เป็นค่าความจุไฟฟ้า (ฟารัดต่อหน่วยความยาว)

2.2.5) ความเร็วของการคลื่นเคลื่อนที่

ความเร็วของคลื่นเคลื่อนที่ในอากาศมีค่าโดยประมาณเท่ากับความเร็วแสงคือ

$$v = 3 \times 10^8 \text{ m/sec} \quad (2.3)$$

ต่างจากความเร็วคลื่นบนสายส่งไฟฟ้าที่มีตัวนำเป็นสื่อเมื่อ v เป็นความเร็วคลื่นเคลื่อนที่บนตัวนำ ฉนวนที่มีค่าเปอร์มิททิวิตี (ϵ_r) ความเร็วคลื่นจะแปรผกผันกับค่ารากที่สองของเปอร์มิททิวิตีของฉนวนหุ้มสาย โดยทั่วไปมีค่าเปอร์มิททิวิตีอยู่ระหว่าง 3-8 ดังนั้นความเร็วคลื่นเคลื่อนที่ในสายเคเบิลคือ

$$v = \frac{3 \times 10^8}{\sqrt{\epsilon_r}} \text{ m/s} \quad (2.4)$$

ดังนั้นเมื่อคลื่นเดินทางในสายเคเบิลที่มีค่าเปอร์มิททิวิตีต่างกัน จะมีความเร็วในการเคลื่อนที่แตกต่างกันออกไป

2.2.6) สัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับและสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน

เมื่อคลื่นเคลื่อนที่ในสายเคเบิลที่มีค่าเสถียรจิมพีแดนซ์ (Z_0) ในกรณีสายส่งเคเบิลไม่ต่อเนื่อง เนื่องจากเกิดการชำรุด จะทำให้เกิดการสะท้อนกลับและการส่งผ่านของสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ (Reflection Coefficient: ρ) และสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน (Transmission Coefficient: τ)

$$\rho = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (2.5)$$

$$\tau = \frac{2Z_L}{Z_L + Z_0} \quad (2.6)$$

กรณีสายส่งเป็นแบบ Series fault เมื่อ Z_s เป็นค่าอิมพีแดนซ์ที่จุด X ของสายเคเบิลดังแสดงในรูปที่ 2.3 สมมติว่า Z_L เป็นค่าอิมพีแดนซ์ที่มองจาก โหลด ไปยังสายเคเบิล

$$Z_L = Z_s + Z_0 \quad (2.7)$$

จากสมการที่ (2.5) และ (2.6) จะได้

$$\rho = \frac{Z_s}{Z_L + 2Z_0} \quad (2.8)$$

$$\tau = \frac{2(Z_s + Z_0)}{Z_L + 2Z_0} \quad (2.9)$$

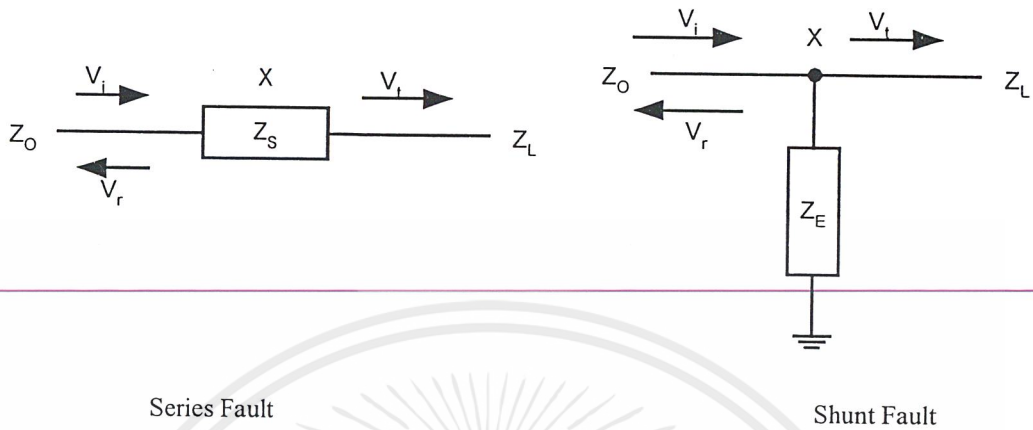
กรณีสายส่งเป็นแบบ Shunt fault เมื่อ Z_E เป็นค่าอิมพีแดนซ์ที่จุด X ของสายเคเบิลดังแสดงในรูปที่ 2.3 สมมติว่า Z_L เป็นค่าอิมพีแดนซ์ที่มองจาก โหลด ไปยังสายเคเบิล

$$Z_L = (Z_E // Z_0) = \frac{Z_E Z_0}{Z_E + Z_0} \quad (2.10)$$

จากสมการที่ (2.5) และ (2.6) จะได้

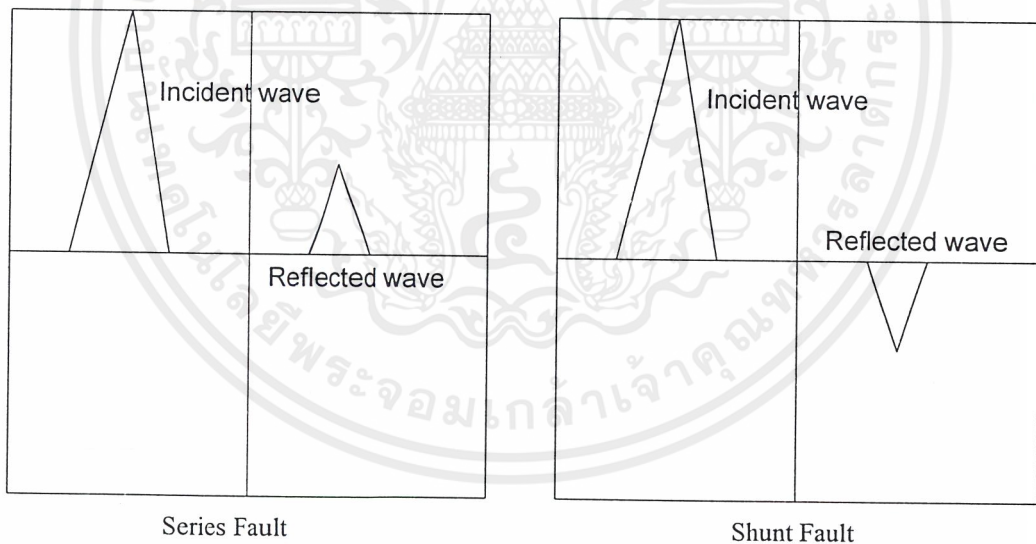
$$\rho = \frac{-Z_0}{2Z_E + Z_0} \quad (2.11)$$

$$\tau = \frac{2Z_E}{2Z_E + Z_O} \tag{2.12}$$



รูปที่ 2.13 อิมพีแดนซ์ของการชำรุดในสายเคเบิล

เมื่อ V_i คือ Incident Voltage ที่จุดชำรุด จะได้ค่า reflection Voltage (V_r) มีค่าเท่ากับ ρV_i และค่าของ Transmission Voltage (V_t) เท่ากับ τV_i



รูปที่ 2.14 รูปคลื่นสะท้อนกลับแยกตามชนิดของการชำรุด

2.2.7) การหาตำแหน่งสายชำรุด

การหาตำแหน่งและตรวจจับชนิดของความชำรุดของสายเคเบิล กรณีสายเคเบิลเป็นแบบปลายสายเปิด (เปิดวงจร) อิมพีแดนซ์ Series Fault (Z_s) มีค่าเท่ากับ ∞ จากสมการที่ 2.8 จะได้สัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับมีค่าเป็น 1 และกรณีสายเคเบิลเป็นแบบปลายสายปิด (ปิดวงจร) อิมพีแดนซ์ Shunt Fault (Z_e) มีค่าเท่ากับ 0 จากสมการที่ 2.11 จะได้สัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับมีค่าเป็น -1 ในการหาตำแหน่งและ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตรวจจับชนิดของความชำรุดของสายเคเบิลนี้ใช้วิธีการส่งคลื่นพัลส์เข้าไปในช่วงเวลา T (sec) นับจากส่งคลื่นพัลส์เข้าไป ดังนั้นสามารถหาระยะทางที่เกิดการชำรุดได้จาก

$$D = \frac{T}{2} \times v = \frac{T}{2} \times \frac{3 \times 10^8}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.13)$$

เมื่อ D คือระยะทางที่เกิดความชำรุด (m)

T คือช่วงเวลาของคลื่นเดินทาง (sec)

v คือความเร็วในการเดินทางของคลื่นในสายประมาณ $v = \frac{3 \times 10^8}{\sqrt{\epsilon_r}}$ (m/sec)

ϵ_r คือค่าเปอร์มิตติวิตีของสายเคเบิล

โดยที่ถ้าเป็นการชำรุดเนื่องจากสายขาดคลื่นสะท้อนจะมีเฟสเดียวกับคลื่นพัลส์ที่ส่งเข้าไปและถ้าเป็นกรณีสายลัดวงจรคลื่นจะมีเฟสกลับกัน ดังแสดงในรูปที่ 2.14



บทที่ 3

Time Domain Reflectometer (TDR)

3.1 หลักการทำงานของ TDR

TDR (Time Domain Reflectometer) เป็นเครื่องมือวัดหาตำแหน่งเสียของสายตัวนำชนิดหนึ่ง ซึ่งทำงานโดยอาศัยหลักการสะท้อนกลับของสัญญาณ (Pulse Echo) ดังนั้นบางครั้งอาจจะเรียกเครื่องมือชนิดนี้ว่า Pulse Echo Tester บ้างหรือ Pulse Reflection Instrument บ้าง

เครื่องมือชนิดนี้ได้ใช้เทคนิคใหม่ในการวัดระยะหาตำแหน่งเสียของสายตัวนำ ซึ่งแตกต่างจากระบบเก่าอย่างสิ้นเชิง เดิมเครื่องมือวัดหาตำแหน่งเสียของเคเบิลใช้หลักการของ Bridge ซึ่งจะวัดค่าความต้านทานหรือค่าความจุไฟฟ้าของสาย แต่ TDR จะใช้วิธีส่งสัญญาณไปในคู่สาย และสัญญาณที่ส่งไปนี้จะสะท้อนตรงตำแหน่งที่มีเหตุเสีย เนื่องจากสภาพและคุณสมบัติทางสายตรงตำแหน่งนี้มีการเปลี่ยนแปลงไป ทำให้ค่าของอิมพีแดนซ์ตรงตำแหน่งนี้ไม่แมตช์ (Mismatch) กับอิมพีแดนซ์ของสาย (characteristic Impedance or Cable Impedance)

เวลาที่ใช้ในการเคลื่อนที่ของสัญญาณ (Propagation Time) สามารถนำมาคำนวณหาระยะทางจากจุดวัดถึงจุดเสียได้ดังนี้

$$\text{Distance to Fault} = \frac{\text{Propagation Velocity} \times \text{Propagation Time}}{2} \tag{3.1}$$

โดยที่ Distance to Fault คือระยะทางจากจุดวัดถึงจุดเสีย

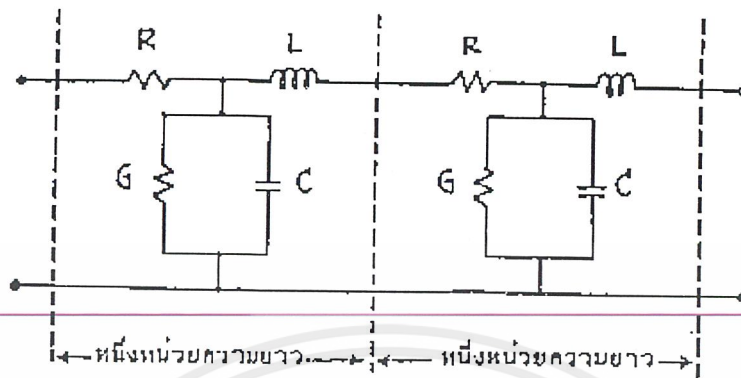
Propagation Velocity คือความเร็วในการเคลื่อนที่ของสัญญาณ ซึ่งขึ้นอยู่กับชนิดและขนาดของเคเบิล โดยทั่วไปจะมีค่าอยู่ระหว่าง 180 m/μs ถึง 230 m/μs

Propagation Time คือเวลาที่ใช้ในการเคลื่อนที่ของสัญญาณทั้งหมด ตั้งแต่ต่อไปและสะท้อนกลับมา

สรุปแล้วจะเห็นว่าระยะทางจากจุดวัดถึงจุดเสียก็คือครึ่งหนึ่งของระยะทางทั้งหมดที่สัญญาณเคลื่อนที่ไปและสะท้อนกลับ

3.2 สัญญาณสามารถสะท้อนกลับได้อย่างไร

โดยปกติแล้วสายตัวนำแต่ละชนิดจะมีสมบัติทางไฟฟ้าที่เรียกว่า ค่าคงตัวปฐมภูมิ 4 ตัวด้วยกัน อันได้แก่ค่า Resistance (R), Inductance (L), Capacitance (C) และ Conductance (G) กระจายอย่างสม่ำเสมอตลอดความยาวของสาย ดังแสดงในรูปที่ 3.1



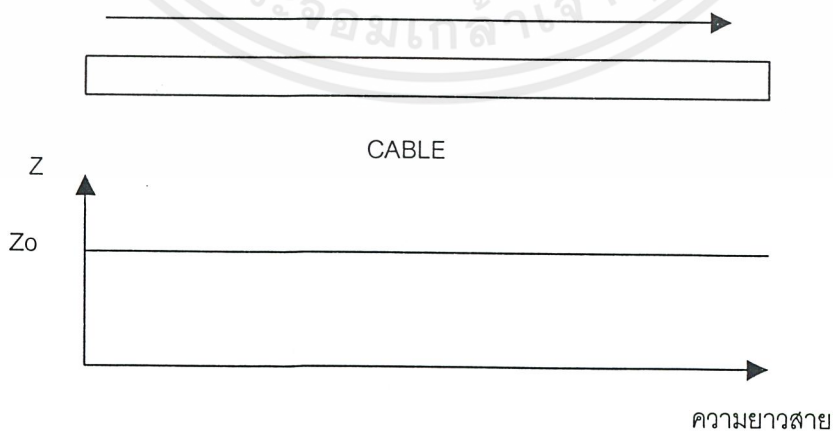
รูปที่3.1 วงจรเทียบเท่าของสายตัวนำในหนึ่งหน่วยความยาว

และค่า ค่าคงตัวปฐมภูมิs ทั้ง 4 ตัวนี้จะก่อให้เกิดคุณลักษณะทางไฟฟ้าที่เรียกว่า ค่าคงตัวหตุยภูมิ ซึ่งมีผลต่อสัญญาณไฟฟ้าที่ไหลผ่านในลักษณะที่ต่างๆ กัน พอจะจำแนก ค่าคงตัวหตุยภูมิ นี้ได้ 2 อย่างใหญ่ๆ คือ Characteristic Impedance (Z_o) และ Propagation Constants (γ)

Characteristic Impedance หมายถึงอิมพีแดนซ์ของสาย (Cable Impedance) แต่ละชนิด ซึ่งขึ้นอยู่กับค่า ค่าคงตัวปฐมภูมิ และความถี่ แต่ไม่ขึ้นกับความยาว

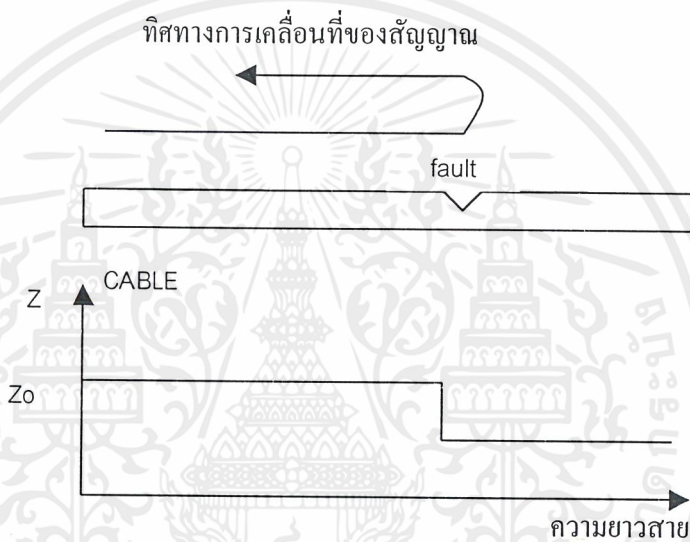
$$Z_o = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} \tag{3.2}$$

ทิศทางการเคลื่อนที่ของสัญญาณ



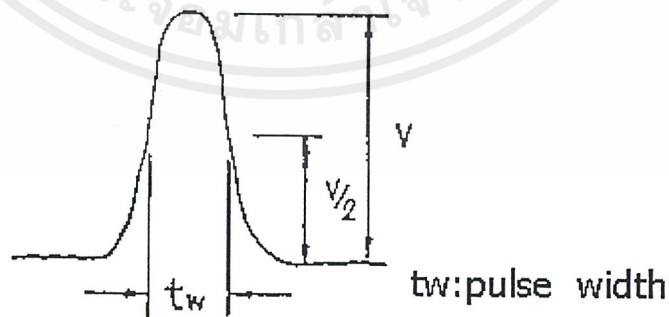
รูปที่3.2 การเคลื่อนที่ของสัญญาณในสายตี

โดยปกติแล้วสายเคเบิลแต่ละชนิดจะมีค่าอิมพีแดนซ์คงที่ตลอดความยาวสาย เนื่องจากค่า ค่าคงตัว
 ปฐมภูมิ มีการกระจายอยู่อย่างสม่ำเสมอ ดังนั้นถ้าเราส่งสัญญาณไปในสาย สัญญาณก็จะสามารถเคลื่อนที่ไป
 ถึงปลายทางได้โดยปราศจากการสะท้อนกลับ แต่ถ้าตรงส่วนหนึ่งส่วนใดของสายมีค่าอิมพีแดนซ์เปลี่ยนแปลง
 ไปซึ่งอาจจะเกิดขึ้นเนื่องจากมีสาเหตุเสียดเกิดขึ้นหรือมีการเพิ่มเติมอุปกรณ์อย่างอื่นเข้าไป ก็จะทำให้ค่าของ
 อิมพีแดนซ์ตรงตำแหน่งนี้ไม่แมทช์กับอิมพีแดนซ์ของสาย และจะทำให้เกิดการสะท้อนกลับของสัญญาณตรง
 ตำแหน่งนี้ได้



รูปที่ 3.3 การเคลื่อนที่ของสัญญาณในสายเสียด

3.3 สัญญาณที่ส่งไป (Sending Pulse)



รูปที่ 3.4 Sine Squared Pulse

สัญญาณที่ TDR ใช้ในการทดสอบคู่สายโดยส่วนใหญ่จะเป็นสัญญาณ Sine-Squared Pulse ซึ่งมีขนาดแรงดันประมาณ $10-30 V_{peak}$ และขนาดความกว้างของสัญญาณ * (Pulse Width) อยู่ในช่วง $10 \text{ ns} - 2 \mu\text{s}$ ขึ้นอยู่กับรุ่น ยี่ห้อ และชนิดการใช้งาน เช่น TDR ที่ใช้สำหรับวัดสายระยะไกลแรงดันที่ต้องใช้สูง Pulse width ขนาดกว้าง เพื่อให้สัญญาณที่ส่งไปสามารถเคลื่อนที่ไปถึงจุดเสียได้ และสะท้อนกลับมายังเครื่องได้

เครื่อง TDR โดยทั่วไปจะไม่สามารถปรับแรงดันได้ ยกเว้นเครื่องที่ใช้ในการวัดระยะไกล (Long haul) จะสามารถปรับระดับแรงดันให้เหมาะสมในแต่ละระยะของการวัด (Range) ได้ เช่น เครื่อง Echometer ของ HDW elektronik รุ่น T 03/5 ในระยะที่ 1 (1600 เมตร) จะใช้แรงดัน 40 V ระยะที่ 2 (16 กิโลเมตร) ใช้แรงดัน 60 V ระยะที่ 3 (160 กิโลเมตร) ใช้แรงดัน 75 V ทำให้ TDR รุ่นนี้สามารถวัดสายในระยะใกล้และไกลได้

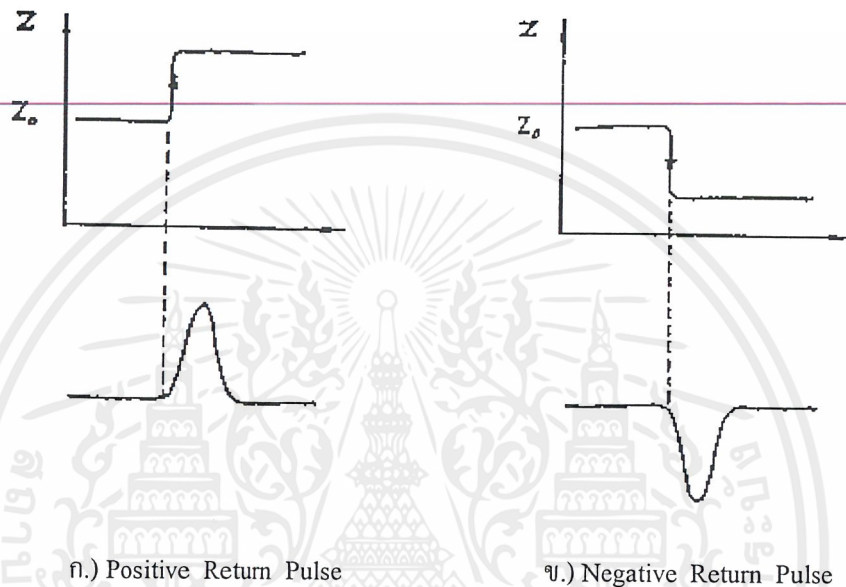
ขนาด Pulse Width ของสัญญาณที่ส่งไปจะถูกกำหนดไว้อย่างเหมาะสมในแต่ละ Range เนื่องจากสัญญาณแต่ละขนาดให้ผลการวัดที่ดีในระยะต่างๆ กัน สัญญาณขนาดแคบๆ จะถูกใช้ในการวัดสายระยะสั้น เพื่อให้สามารถแยกสัญญาณที่ส่งไปและสะท้อนกลับได้อย่างชัดเจน ไม่ซ้อนทับกัน TDR ที่มีสัญญาณขนาดแคบมากเท่าไรก็สามารถวัดระยะจุดเสียได้ไกลขึ้นเท่านั้น แต่ถ้ามีสัญญาณขนาด Pulse Width ต่ำสุดไม่แคบพอ ในบางครั้งจะมีปัญหาในการวัดหาตำแหน่งเสียถ้าจุดวัดอยู่ใกล้กับจุดเสียมากๆ ใน Range ที่สูงขึ้น Pulse Width จะกว้างขึ้นเรื่อยๆ ตามความเหมาะสม เพื่อให้สัญญาณไปได้ไกลมากที่สุด เนื่องจากสัญญาณ Sine-Squared Pulse จะประกอบไปด้วยสัญญาณความถี่ต่างๆ มากมาย และสัญญาณขนาดแคบ (Narrow) จะมีกลุ่มความถี่สูงกว่าสัญญาณขนาดกว้าง (Wide) ดังนั้นเมื่อส่งไปในสายย่อมมีการลดทอนของสัญญาณ (Attenuation Loss) ที่มากกว่า สัญญาณจึงไปได้ไม่ไกล

เราพบว่าถ้านำ TDR ไปวัดสายที่มี Loading Coil TDR จะบอกระยะ Loading coil ตัวแรก แต่ไม่สามารถมองเห็นจุดเสีย ถ้าจุดเสียเหล่านั้นอยู่หลัง Loading coil เพราะสัญญาณที่ TDR ส่งไปไม่สามารถผ่าน Loading coil ไปได้และจะสะท้อนกลับหมดที่ Loading coil เนื่องจากเกิดการไม่แมตช์กันของอิมพีแดนซ์อย่างรุนแรง Loading coil ทำให้อิมพีแดนซ์เพิ่มขึ้น สัญญาณที่สะท้อนกลับมาจึงเป็น Positive Return Pulse เช่นเดียวกับกรณีสายขาด และนอกจากนี้สัญญาณที่ TDR ส่งไปประกอบไปด้วยกลุ่มความถี่สูงมากมาย สูงกว่าค่า Cut-off Frequency ของ Loading coil (3.4kHz) ดังนั้นสัญญาณจึงไม่สามารถผ่าน Loading coil ไปได้

จากปัญหาดังกล่าว TDR สามารถหาตำแหน่งเสียได้ในกรณีเหตุเสียอยู่ก่อน Loading coil เท่านั้น ถ้าเหตุเสียอยู่ระหว่าง Loading coil จะทำอย่างไร อาจต้องใช้เครื่องมือแบบ Bridge หรือ TDR ที่ได้รับการออกแบบพิเศษ สามารถวัดผ่าน Loading coil ได้ โดยเปลี่ยนสัญญาณที่ส่งไปเป็นสัญญาณ Sine Pulse ที่มีค่าความถี่ต่ำกว่า Cut-off Frequency ของ Loading coil ดังนั้นจึงสามารถผ่าน Loading coil ไปได้เช่นเดียวกับสัญญาณเสียงพูด

3.4 รูปร่างและขนาดของสัญญาณที่สะท้อนกลับ

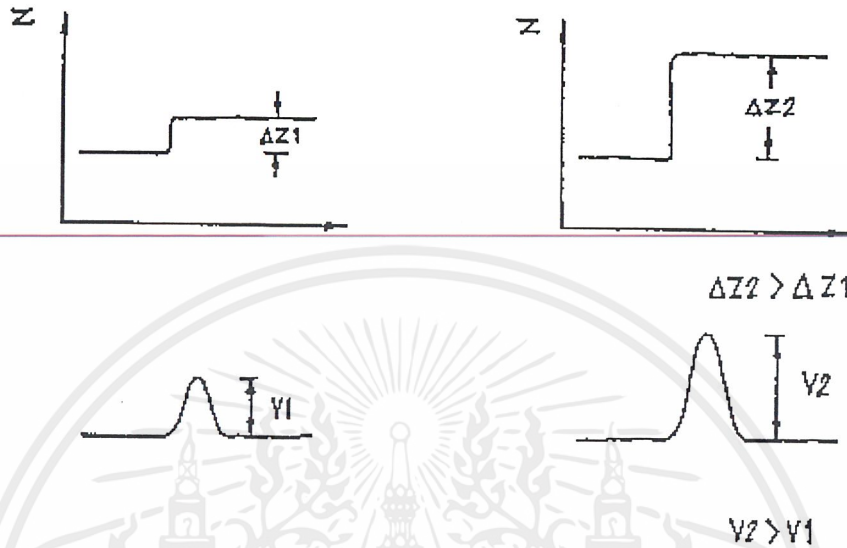
เป็นที่ทราบกันอยู่แล้วว่าสัญญาณสะท้อนกลับได้ตรงตำแหน่งที่อิมพีแดนซ์มีการเปลี่ยนแปลงไป และการเปลี่ยนแปลงของอิมพีแดนซ์นั้นเกิดขึ้นได้ 2 ลักษณะ คือ เปลี่ยนแปลงไปในทางเพิ่มขึ้น หรือลดลง สิ่งเหล่านี้จะส่งผลให้เกิดการสะท้อนที่ต่างกันไป



รูปที่ 3.5 รูปร่างของสัญญาณสะท้อนกลับ

จะเห็นว่ากรณีที่อิมพีแดนซ์มีการเปลี่ยนแปลงไปในทางเพิ่มขึ้น สัญญาณที่สะท้อนกลับมาจะมีลักษณะเดียวกันกับสัญญาณที่ส่งไปหรือที่เรียกว่า Positive Return Pulse แต่ถ้ามีการเปลี่ยนแปลงไปในทางลดลง สัญญาณที่สะท้อนกลับมาจะมีลักษณะที่ตรงกันข้ามกับสัญญาณที่ส่งไปหรือที่เรียกว่า Negative Return Pulse จากเหตุผลที่ต่างต่างดังกล่าว ทำให้เราสามารถที่จะวิเคราะห์ลักษณะของเหตุเสียที่เกิดขึ้นได้ เนื่องจากเหตุเสียแต่ละชนิดทำให้ค่าอิมพีแดนซ์เปลี่ยนแปลงไปในลักษณะที่ต่างกันไป เหตุเสียที่ทำให้ค่าอิมพีแดนซ์เพิ่มขึ้น คือเหตุเสียแบบ Series Fault อันได้แก่ สายขาด, หลวม หรือเกิดออกไซด์ที่จุดต่อ และเหตุเสียที่ทำให้ค่าอิมพีแดนซ์ลดลงคือเหตุเสียแบบ Shunt Fault อันได้แก่ สายลัดวงจร และแตะดิน

อิมพีแดนซ์ที่เปลี่ยนแปลงไปนอกจากจะมีผลต่อลักษณะของสัญญาณที่สะท้อนกลับแล้วยังมีผลต่อขนาดของสัญญาณที่สะท้อนกลับอีกด้วย



รูปที่ 3.6 ขนาดของสัญญาณสะท้อนกลับ

จะเห็นว่าขนาดของสัญญาณที่สะท้อนกลับจะมากหรือน้อย จะขึ้นอยู่กับค่าอิมพีแดนซ์ที่มีการเปลี่ยนแปลงไปมากหรือน้อยเพียงใด ถ้าอิมพีแดนซ์มีการเปลี่ยนแปลงไปมากก็จะทำให้ขนาดของสัญญาณที่สะท้อนกลับมีค่ามาก แต่ถ้าอิมพีแดนซ์เปลี่ยนแปลงไปเพียงเล็กน้อยขนาดของสัญญาณที่สะท้อนกลับก็น้อยลงไปด้วย หรืออาจกล่าวได้ว่าขนาดของสัญญาณที่สะท้อนกลับจะแสดงให้เห็นว่าสัญญาณสามารถสะท้อนกลับได้ดีเพียงใด ในทางปฏิบัติจะเห็นว่ากรณีที่เกิดเสียเกิดขึ้นไม่รุนแรง สัญญาณจะสะท้อนกลับมาเพียงเล็กน้อย จะทำให้ยากต่อการวัดหาตำแหน่งเสีย เนื่องจากอิมพีแดนซ์เปลี่ยนแปลงไปเพียงเล็กน้อยเท่านั้น

โดยทั่วไปการสะท้อนกลับของสัญญาณจะมากหรือน้อยจะถูกกำหนดในรูปของสัมประสิทธิ์การสะท้อน (Reflection Coefficient) ซึ่งจะบ่งบอกถึงความสามารถในการสะท้อนกลับของสัญญาณที่จุดนั้น โดยเปรียบเทียบสัญญาณที่สะท้อนกลับมากับสัญญาณที่ส่งไป ดังนี้

$$\rho = \frac{E-}{E+}$$

E- = Reflected Voltage

E+ = Sending Pulse Voltage

และมีค่าความสัมพันธ์กับค่าอิมพีแดนซ์ดังนี้

$$\rho = \frac{Z_L - Z_o}{Z_L + Z_o} \quad (3.3)$$

Z_L = Fault Impedance

Z_o = Characteristic Impedance

จากสมการข้างต้นจะเห็นว่า สัมประสิทธิ์การสะท้อนของสัญญาณจะขึ้นอยู่กับค่าอิมพีแดนซ์ที่จุดเสีย ว่ามีการเปลี่ยนแปลงไปมากน้อยแค่ไหน โดยปกติค่า (จะมีค่าอยู่ระหว่าง -1 ถึง 1 ตัวอย่างเช่น # ในกรณีจุดเสียมีค่าอิมพีแดนซ์เปลี่ยนไปเป็น 0Ω (สาย Short กันสนิท)

$$\rho = \frac{0 - Z_o}{0 + Z_o} = -1$$

ค่า (จะมีค่าเท่ากับ -1 ซึ่งหมายความว่าสัญญาณสามารถสะท้อนกลับได้ 100% เนื่องจาก $E^- = -E^+$ และเป็น Negative return pulse

ถ้าเป็นสายที่ค่าอิมพีแดนซ์จะมีค่าเท่ากับ Z_o ตลอดแนวความยาวสาย ดังนั้น

$$\rho = \frac{Z_o - Z_o}{Z_o + Z_o} = 0$$

ค่า (จึงมีค่าเท่ากับ 0 ซึ่งหมายความว่าไม่มีการสะท้อนกลับเลย

ในกรณีจุดเสียมีค่าอิมพีแดนซ์เปลี่ยนไปเป็น ((สายขาดทั้ง 2 เส้น)

$$\rho = \frac{\infty - Z_o}{\infty + Z_o} = 1$$

บทที่ 4

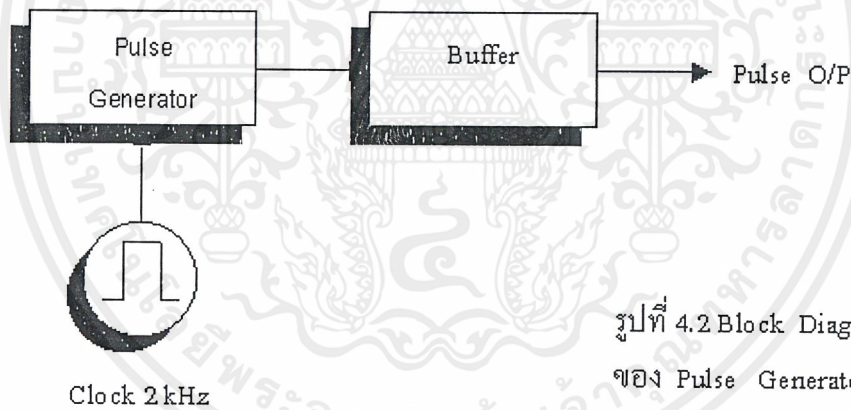
ขั้นตอนในการออกแบบระบบ

4.1 บล็อกไดอะแกรมรวมของระบบ

ประกอบด้วยส่วนหลัก 7 ส่วนดังนี้

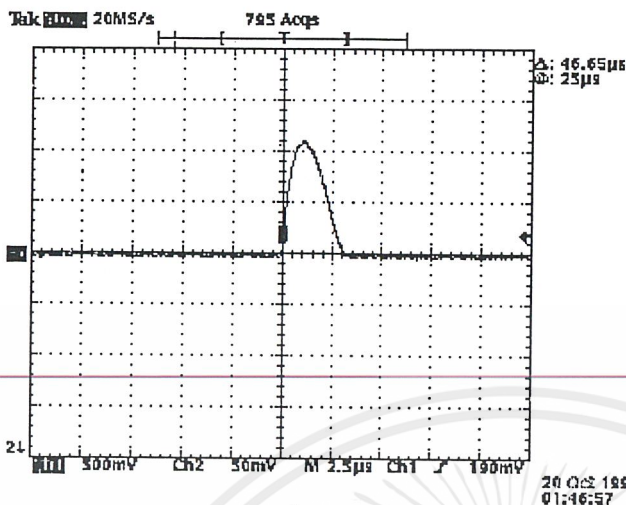
- 1) ส่วนกำเนิดพัลส์ (#74123)
- 2) ส่วนตรวจจับพัลส์ (Op-Amp #LM710)
- 3) ส่วนรวมสัญญาณ (#7432)
- 4) Data Flip Flop (#7474)
- 5) Pulse Amplitude Modulation : PAM (#7408)
- 6) 8 Bits Counter (#74393)
- 7) ระบบสัญญาณนาฬิกา (#MAX 038, #NE555)
- 8) Micro Processor Unit : MPU (#80C31)

4.1.1 ส่วนกำเนิดพัลส์ (#74123)



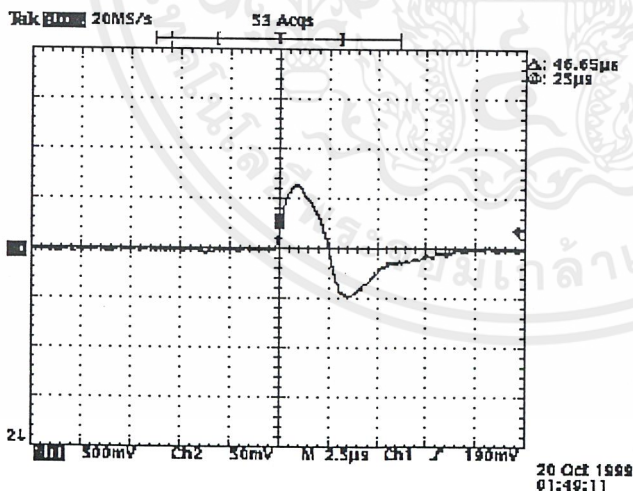
รูปที่ 4.2 Block Diagram
ของ Pulse Generator

ในส่วนนี้จะทำหน้าที่ผลิตสัญญาณพัลส์ที่มีค่า ความกว้างพัลส์ แคบ ๆ (ประมาณ $0.15 \mu\text{Sec}$) และมีความถี่ 2 kHz ลักษณะสัญญาณ เอาท์พุท ของส่วนนี้ คือ เป็นพัลส์แคบ ๆ ที่มีค่าความกว้าง $0.15 \mu\text{Sec}$ โดยใช้สัญญาณ อินพุท เป็นพัลส์ ปกติความถี่ 2 kHz เป็นตัวกำเนิด เอาท์พุท โดยที่ เอาท์พุท ดังรูป 4.3

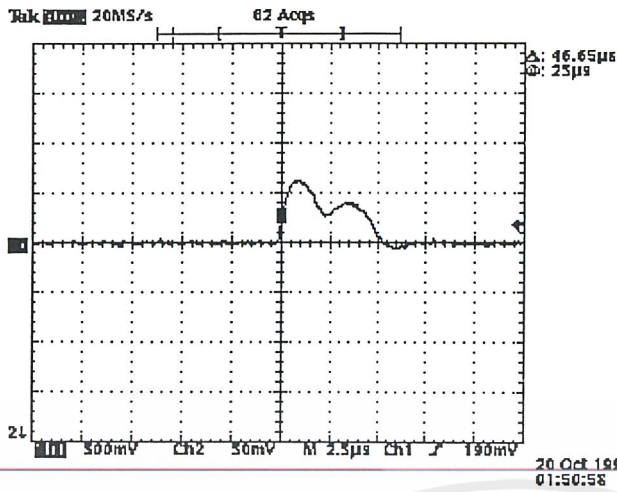


รูปที่ 4.3 ลักษณะสัญญาณขาออกของ Block Diagram ส่วน Pulse Generator

ความกว้างของ พัลส์ นี้ มีผลต่อการวัดระยะทางรวมถึงขีดความสามารถในการวัด นั่นคือ ระยะที่สั้นที่สุดและยาวที่สุดที่จะทำการวัดขึ้นอยู่กับความกว้างของพัลส์ ถ้าต้องการให้เครื่องมือสามารถวัดได้ในระยะสั้นมาก ความกว้างของพัลส์จะต้องแคบมากถ้า ความกว้างพัลส์ ไม่เหมาะสมจะทำให้เกิดการซ้อนทับกันของคลื่นขาส่งและคลื่นสะท้อนกลับ ซึ่งถ้าเกิดเหตุการณ์นี้ขึ้น เราจะไม่สามารถนำสัญญาณไปวิเคราะห์ต่อได้เลย ลักษณะการเกิดการซ้อนทับกันดังกล่าวมีอยู่ดังรูป ทั้งสองการทดลองดังรูปนี้ ทดลองโดยการทำให้สายส่งมีระยะที่สั้นมาก หลังทำการทดสอบ อุปกรณ์ที่ใช้ในส่วนนี้ คือ IC#74123 ซึ่งเป็น IC ชนิด Mono stable Multivibrator ส่วนการต่อและทดลองจะกล่าวอีกครั้งในการออกแบบวงจร

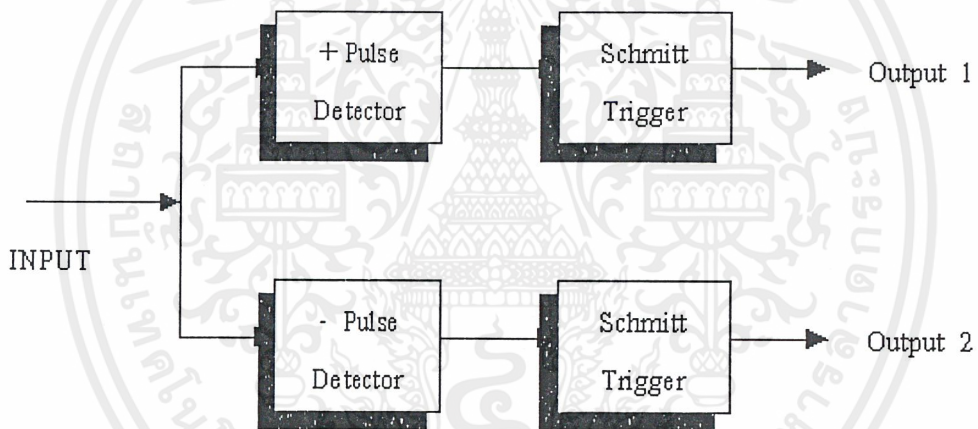


รูปที่ 4.4 ลักษณะการเกิดซ้อนทับกันของคลื่นขาส่งกับคลื่นสะท้อนกลับแบบลบ (กรณี Short ปลายสายทดสอบ)



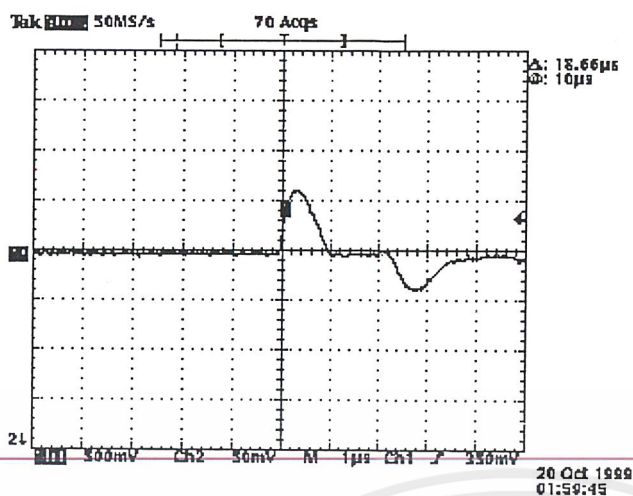
รูปที่ 4.5 ลักษณะการเกิดซ้อนทับกันของคลื่นขาส่งกับคลื่นสะท้อนกลับแบบบวก (กรณี Open ปลายสายทดสอบ)

4.1.2 ส่วนตรวจจับพัลส์ (Op-Amp #LM710)

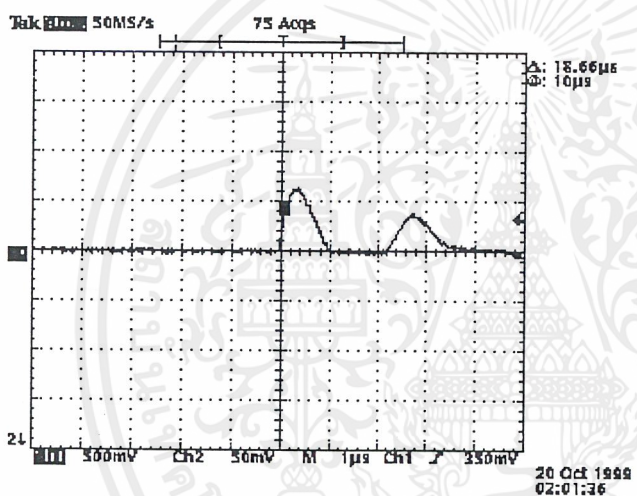


รูปที่ 4.6 Block Diagram รายละเอียดของส่วน Pulse Generator

ส่วนตรวจจับพัลส์ ส่วนนี้จะทำหน้าที่ตรวจจับสัญญาณพัลส์ทั้งขาส่งและขารับ ซึ่งสัญญาณต่าง ๆ ที่ออกจาก ส่วนกำเนิดพัลส์ รวมถึงสัญญาณสะท้อนกลับจะถูกตรวจจับจากส่วนตรวจจับพัลส์ ซึ่งจะประกอบด้วยตัวตรวจจับพัลส์บวก และตัวตรวจจับพัลส์ลบ ลักษณะการสะท้อนกลับของคลื่นจะเป็นดังรูป



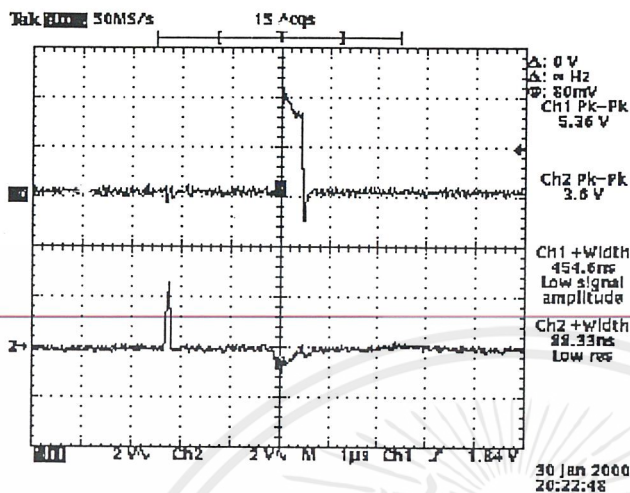
รูปที่ 4.7 Input Pulse
Detector เมื่อ สัญญาณสะท้อน
กลับเป็นแบบลบ ขณะทำการ
Short ปลายสายทดสอบ



รูปที่ 4.8 Input Pulse
Detector เมื่อ สัญญาณสะท้อน
กลับเป็นแบบบวก ขณะทำการ
Open ปลายสายทดสอบ

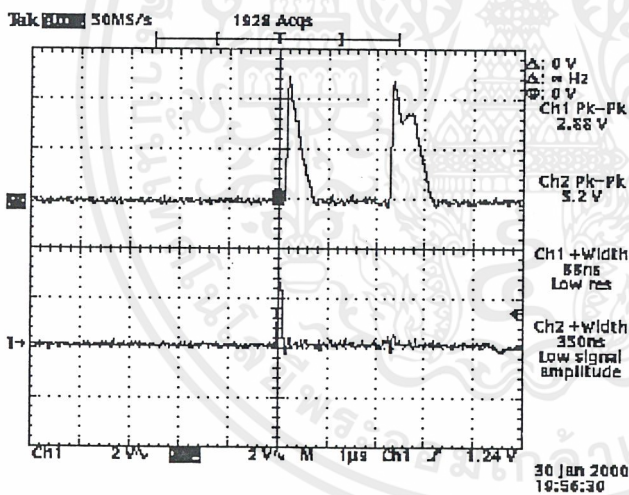
ลักษณะการตรวจจับจะใช้ Op-Amp ต่อเป็นวงจร เปรียบเทียบ โดยเปรียบเทียบบวกและเปรียบเทียบลบ ดังนั้นที่ภาคนี้เราจะต้องมีการปรับแต่ง แรงดันเปรียบเทียบ (Voltage Referance) เพื่อตรวจจับคลื่น เพราะสัญญาณสะท้อนกลับมีแอมพลิจูดที่ต่ำมาก คำถามคือ ทำไมเราไม่ปรับให้เป็นศูนย์ เพื่อจะได้ตรวจจับได้ไวขึ้น (High Sensitivity) คำตอบคือ ถ้าทำเช่นนั้นระดับของ นอยส์(noise) ซึ่งสูงในระดับหนึ่งจะถูกตรวจจับด้วย ซึ่งไม่เป็นที่ต้องการ ทำให้ไม่สามารถตรวจหาสัญญาณที่แท้จริงได้ ดังนั้นเราจึงต้องมีการปรับแต่ง แรงดันเปรียบเทียบ ด้วยเหตุผลนี้เอง ส่วนการปรับแต่งจะกล่าวอีกครั้งในการออกแบบวงจร ลักษณะสัญญาณที่ออกจากภาคนี้จะเป็นสัญญาณกึ่งคิวิตอล และมันจะผ่านขมิตริกเกอร์อีกครั้งเพื่อให้เป็นคิวิตอลสมบูรณ์แบบ

ลักษณะการทำงานของวงจรตรวจจับพัลส์ลบ ดังที่กล่าวมาแล้วนั้นจะมีลักษณะการทำงาน เมื่อมี อินพุต ดังรูป และจะได้เอาท์พุท ดังรูป



รูปที่ 4.9 เปรียบ Input ของ op-amp ขณะ Short ปลายสาย ทดสอบ (รูปล่าง) และ Output 2 ผลการตรวจจับ (รูปบน)

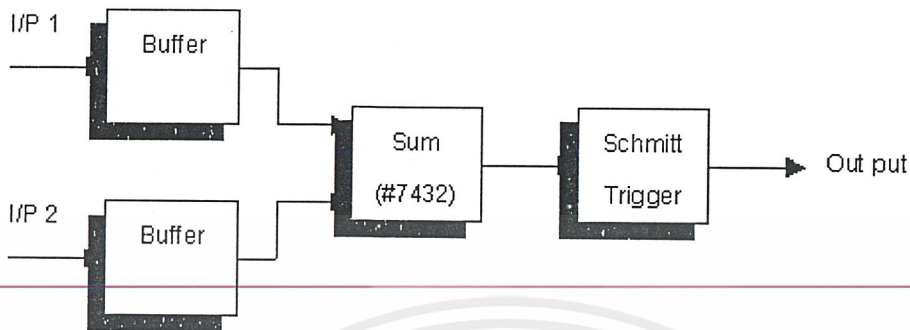
และลักษณะการทำงานของตัวจับพัลส์บวกก็จะมีลักษณะ อินพุต และ เอาท์พุท ดังรูปเช่นกัน



รูปที่ 4.10 เปรียบ Input ของ op-amp ขณะ Open ปลายสาย ทดสอบ (รูปล่าง) และ Output 1 ผลการตรวจจับ (รูปบน)

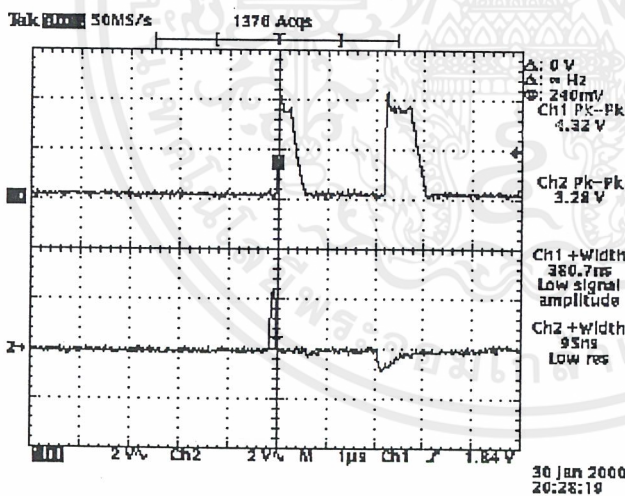
พิจารณาแล้วจะเห็นว่า ขนาดของสัญญาณสะท้อนกลับแบบลบ (ซีด ปลายสาย) จะมีขนาดมากกว่าแบบบวก (เปิด ปลายสาย) ดังนั้นสัญญาณสะท้อนกลับแบบลบ (ซีด ปลายสาย) จะสามารถตรวจจับได้ง่ายกว่าสัญญาณสะท้อนกลับแบบบวก ซึ่งมีขนาดที่ต่ำกว่ามาก ดังนั้น ถ้าระยะสายทดสอบยังยาวมาก สัญญาณสะท้อนกลับแบบบวกนี้ก็ยิ่งต่ำลงมากเช่นกัน แนวทางแก้ปัญหานี้ คือ ทำการเปรียบเทียบสัญญาณหลายชั้น โดยจะเน้นมากในตัวตรวจจับแบบบวก ลักษณะวงจร และผลการทดลอง จะกล่าวละเอียดอีกครั้งในบทต่อไป

4.1.3 ส่วนรวมสัญญาณ (#7432)

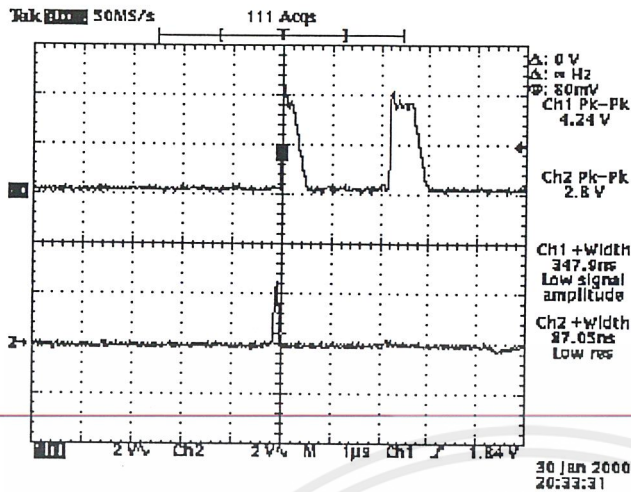


รูปที่ 4.11 Block Diagram ส่วน การรวมสัญญาณ

ในส่วนนี้จะรับสัญญาณ 2 สัญญาณ แล้วนำมารวมกันในแกนเวลาที่เอาท์พุทของภาคนี้ สัญญาณจะเรียงกันและเกิดระยะห่างของคลื่นเกิดขึ้น ซึ่งเราขอเรียกว่า Delay time ดังรูป ซึ่งระยะห่างนี้จะเป็นสัดส่วนกับความยาวของสายที่จะนำมาทดสอบ



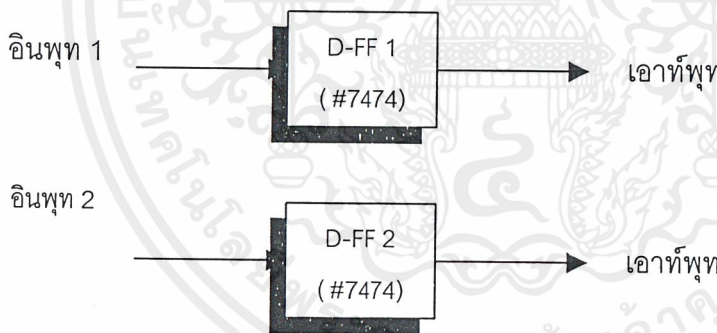
รูปที่ 4.12(ก) ลักษณะสัญญาณ Out put ของ การรวมสัญญาณ (รูปบน) ขณะที่ ทำการ Short ปลายสายทดสอบ (รูปล่าง)



รูปที่ 4. 12(ข) ลักษณะสัญญาณ Out put ของ การรวมสัญญาณ (รูปบน) ขณะที่ ทำการ Open ปลายสายทดสอบ (รูปล่าง)

โดยรูปคลื่นซ้ายสุด คือ พัลส์ขาส่ง รูปคลื่นขวาสุด คือ พัลส์สะท้อนกลับ ซึ่งอาจเป็นบวกรหรือลบก็ได้ มันได้ถูกปรับเปลี่ยนเป็นบวกรหรือลบแล้วและห่างจากพัลส์ขาส่งเป็นระยะเวลา t
 อุปกรณ์ที่ใช้ในการรวมสัญญาณนี้ หัวใจหลัก คือ #7432 (OR Gate) บัฟเฟอร์มีหน้าที่คงระดับสัญญาณไม่ให้ลดลงเมื่อผ่านการประมวลผล

4.1.4 Data Flip Flop (#7474)



รูปที่ 4.13 Block Diagram ส่วนการทำงาน ของ Data Flipflop

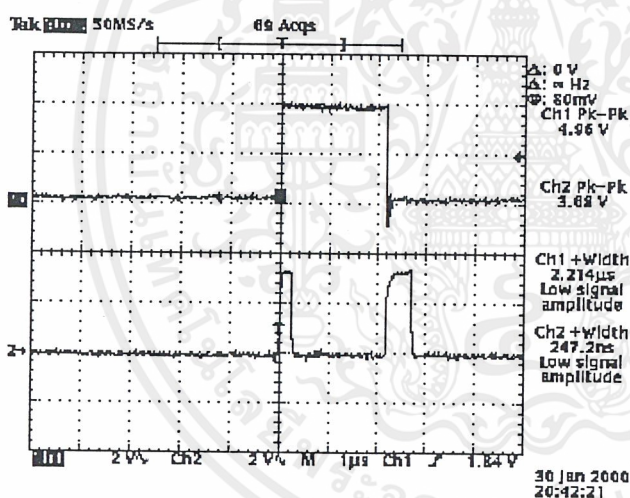
ภาคนี้มีหน้าที่สำคัญ คือ แปลงระยะห่างของพัลส์ 2 ลูก คือ พัลส์ขาส่งกับพัลส์สะท้อนกลับให้เป็นพัลส์ลูกเดียว โดยความกว้างของพัลส์ ลูกนี้จะมีความกว้างเท่ากับระยะห่างระหว่างพัลส์ขาส่งกับพัลส์สะท้อนกลับ อุปกรณ์ที่จะทำหน้าที่นี้ก็คือ Data flip flop (DFF) โดยตัวที่จะทำหน้าที่นี้ก็คือ DFF1 ซึ่งจะรับ อินพุต จากภาค รวมสัญญาณ มาทำการแปลง ส่วน DFF2 มีหน้าที่ตรวจสอบว่าสายที่เราทำการทดสอบนั้นเป็นชนิด เปิด หรือ ปิด โดยใช้เทคนิคคือ อินพุต ของ DFF2 จะมาจาก Op-Amp ตรวจจับพัลส์ลบ ซึ่งถ้าปลายสายที่ทำการทดสอบเป็นชนิด ปิดตรงจอร์ จะทำให้พัลส์สะท้อนกลับเป็นลบ จะมี เอาต์พุต เป็นพัลส์ 1 ลูก ออกมา ไปเข้า DFF2 ทำให้ DFF2 ผลิตพัลส์ขนาด 5V ออกมา 1 ลูก และในทางตรงกันข้าม ถ้าปลายสายที่ทำการทดสอบเป็นชนิด เปิดตรงจอร์ พัลส์สะท้อนกลับจะเป็นบวกร ดังนั้นจะไม่

มี เอาท์พุท ออกมาจาก Op-Amp ตรวจจับพัลส์ลบ ซึ่งจะมีระดับแรงดันเป็น 0V ดังนั้นสามารถสรุปเหตุการณ์ได้ ดังตาราง 4.1

เหตุการณ์	Out put D-FF2	Logic
ช็อต cct.	พัลส์ขนาด 5V	" 1 "
เปิด cct.	พัลส์ 0 V	" 0 "

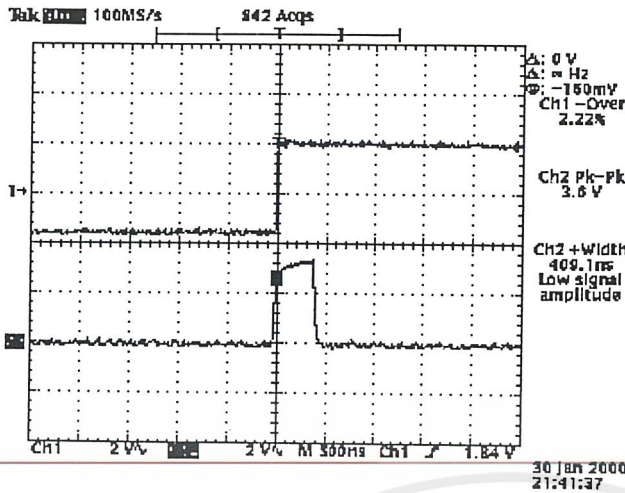
ตาราง 4.1 แสดงเงื่อนไขการตรวจจับชนิดการเสียบของสายทดสอบโดยแปลงเป็น Logic

ดังนั้นเราจะเอาการเปลี่ยนแปลงสถานะ "1", "0" ที่ได้ขึ้นไปเป็นตัวตรวจจับชนิดการเสียบของสายทดสอบได้ โดยใช้ Micro Controller โดยจะทำงานร่วมกับสัญญาณตรวจสอบอื่นด้วย การทำงานของ D-FF1 จะมี อินพุท และ เอาท์พุท ดังแสดงในรูป



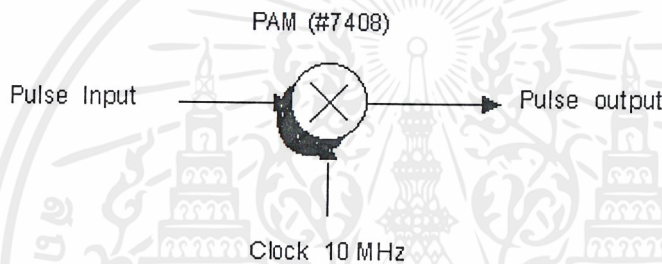
รูปที่ 4.14 ลักษณะสัญญาณ
Input ของ D-FF1 (รูปล่าง)
และ Output ของ D-FF 1
(รูปบน)

และการทำงานของ DFF2 จะมี อินพุท และ เอาท์พุท ดังแสดงในกราฟ



รูปที่ 4.15 ตั๊กษณะสัญญาณ Input ของ D-FF 2 (รูปล่าง) และ Output ของ D-FF 2 (รูปบน)

4.1.5 Pulse Amplitude Modulation : PAM (#7408)



รูปที่ 4.16 แสดงการทำงานอย่างง่ายของ PAM

ในส่วนนี้ อินพุท ของระบบ คือ พัลส์ ที่รับมาจาก DFF1 ซึ่งเป็นพัลส์ที่มีความกว้างเท่ากับระยะห่างของพัลส์ขาตั้งและพัลส์สะท้อนกลับ สัญญาณพัลส์ลูกนั้น จะผ่านเข้ามายังระบบซึ่งคือวงจรถูดสัญญาณ โดยมีความถี่ 10 MHz เป็นลักษณะ Square พัลส์ เช่นกันเป็นตัวคูณและมี อินพุท เป็นพัลส์ที่มาจาก DFF1 เป็นตัวถูกคูณ ดังนั้นเราจึงกล่าวได้ว่าสัญญาณ เอาท์พุท ของ DFF1 เมื่อผ่านระบบนี้แล้ว ความกว้างของพัลส์จะถูกระบบนี้แบ่งความกว้างของพัลส์ออกเป็นพัลส์ลูกเล็ก ๆ จำนวนหนึ่ง ซึ่งสัญญาณ เอาท์พุท ที่ได้นี้จะถูกนำไปประมวลผลต่ออีกภาคต่อไป จะสังเกตว่าสัญญาณพัลส์ อินพุท นี้จะมีความถี่ ด้วยเพราะสัญญาณขาตั้งถูกส่งด้วยความถี่ 2kHz ดังนั้น สัญญาณ อินพุท นี้ จึงมีความถี่ 2kHz เช่นกัน แต่จะมีความกว้างของพัลส์ เป็นตัวแปรเท่านั้น ดังนั้น เอาท์พุท ของ PAM นี้จึงมองได้ว่า พัลส์ อินพุท จะถูกแบ่งเป็นพัลส์ลูกเล็ก ๆ ทุก ๆ ระยะ

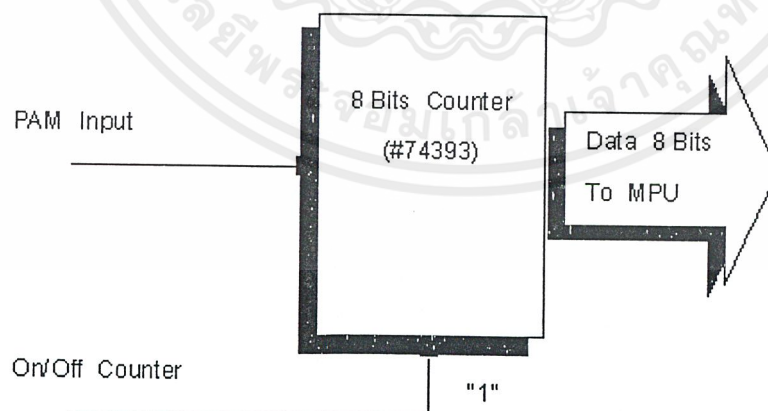
$$T = \frac{1}{f} = \frac{1}{2kHz} = 0.5mSec$$

เนื่องจากพัลส์ อินพุต มีคาบที่แน่นอน ดังนั้น เอาท์พุท ของ PAM นี้ จึงมีลักษณะเป็นพัลส์ ลูกเล็ก ๆ ความถี่ 10 MHz เป็นห้วง ๆ แต่ละห้วงห่างกัน 0.5 mSec (หรือความถี่ 2 kHz) ลักษณะ สัญญาณ อินพุต เมื่อผ่านระบบไปแล้วจะได้สัญญาณ เอาท์พุท ดังรูปที่แสดงซึ่งได้บันทึกไว้ ใน 1 ห้วง การคูณสัญญาณ ของ อินพุต 1 ลูก



จากลักษณะ อินพุต และ เอาท์พุท ที่ได้นี้ เราจึงเรียกชื่อกันว่า PAM ตามลักษณะการทำงานของ Pulse Amplitude Modulation

4.1.6 8 Bits Counter (#74393)

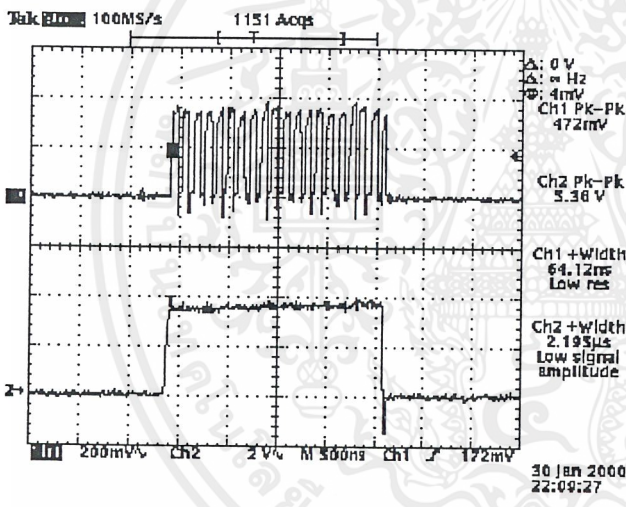


รูปที่ 4.18 Block Diagram ของ ภาตการนับ 8 บิต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

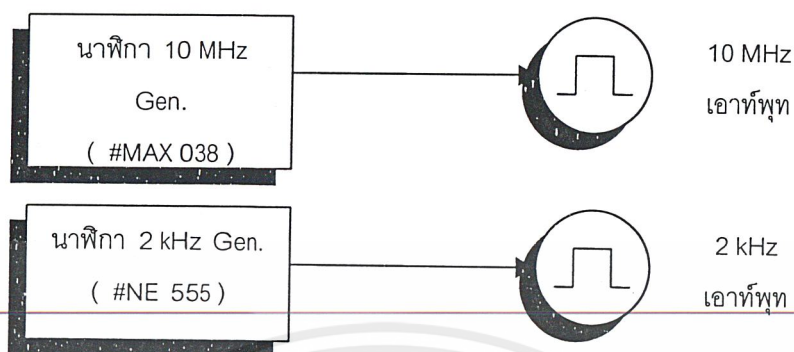
การทำงานส่วนนี้คือ 8 Bits Counter จะทำหน้าที่นับสัญญาณนาฬิกาที่ได้จาก โดยจะนับทุก ๆ 1 ชั่วโมงการคูณสัญญาณ นั่นคือ สรุปได้ว่า มันจะนับเฉพาะช่วงที่เกิดระยะห่างของพัลส์ขาส่งและพัลส์สะท้อนกลับเท่านั้น ช่วงอื่นจะเป็น "0" และจะนับใหม่เมื่อทำการส่งพัลส์ขาส่งออกไปและสิ้นสุดการนับเมื่อพัลส์สะท้อนกลับได้วิ่งกลับมาให้ตรวจจับเท่านั้น ดังนั้น จึงกล่าวได้ว่า มันจะนับใหม่ทุก 0.5 mSec (พัลส์ขาส่งส่งทุก ๆ 0.5 mSec)

ดังนั้น ถ้าเราป้อนสัญญาณ PAM เข้าไปนับตรง ๆ จะเกิดปัญหาคือ จะเกิดการนับไม่เป็นระเบียบและไม่สามารถนำค่า เอาท์พุท นี้ไปประมวลผลต่อได้ เพราะฉะนั้นจำเป็นจะต้องมีสัญญาณสัญญาณหนึ่งเป็นตัวบอกให้ 8 Bits Counter "เริ่ม" และ "หยุด" นับสัญญาณ ดังนั้น สัญญาณที่จะเอามาทำงานนี้ได้จึงต้องทำงานสัมพันธ์กับระยะห่างของพัลส์ขาส่งและพัลส์สะท้อนกลับด้วย สัญญาณดังกล่าวนี้จึงควรเป็นสัญญาณที่ได้จาก เอาท์พุท ของ DFF1 และควรผ่าน บัฟเฟอร์ เพื่อให้สัญญาณมีเสถียรภาพ (Stable) และเพื่อให้การนับมีความถูกต้องแม่นยำมากที่สุด ลักษณะสัญญาณ อินพุท Counter และสัญญาณอนุญาติการนับ แสดงไว้ดังรูป



รูปที่ 4.19 แสดงรูปสัญญาณที่จะทำการนับ (รูปบน) และรูปสัญญาณ On/Off Counter 8 bits (รูปล่าง)

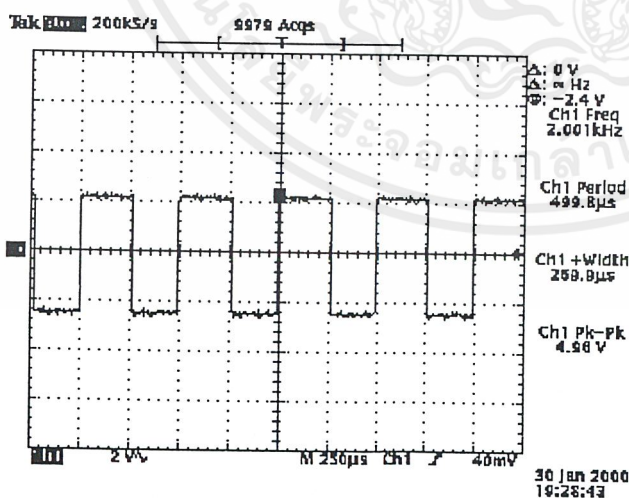
4.1.7 ระบบสัญญาณนาฬิกา (#MAX 038, #NE555)



รูปที่ 4.20 Block Diagram รวมของ ระบบสัญญาณนาฬิกา

ระบบสัญญาณนาฬิกา มีความสำคัญที่สุด เพราะจะเป็นหัวใจของระบบทั้งหมด ซึ่งจะแบ่งเป็น 2 ส่วน คือ 2 kHz และ 10 MHz

1) นาฬิกา 2 kHz ซึ่งเป็นสัญญาณนาฬิกาที่ใช้ในการทรiggerกำเนิดสัญญาณพัลส์ขาส่งของภาค พัลส์ กำเนิด (#74123) โดยอุปกรณ์ที่จะใช้กำเนิดความถี่ นาฬิกา 2 kHz นี้ คือ IC # NE555 ด้วยความถี่ขนาดนี้ จะสามารถกำเนิดพัลส์ขาส่งออกได้ทุก ๆ 0.5 mSec ซึ่งเป็นระยะที่เหมาะสมที่จะทำให้พัลส์ขาส่งชนกับพัลส์ สะท้อนกลับในรายละเอียดของวงจรจะกล่าวอีกครั้งในบทต่อไป ลักษณะ นาฬิกา 2 kHz ที่ได้จะเป็นดังรูป



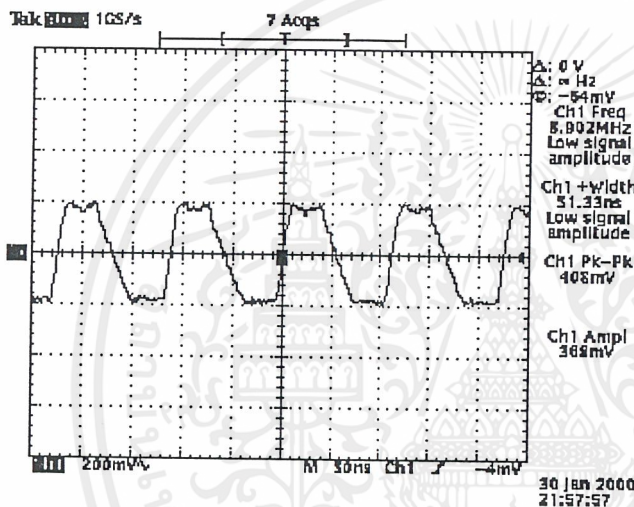
รูปที่ 4.21 ลักษณะสัญญาณ

Out put Clock 2 kHz

2) นาฬิกา 10 MHz เป็นสัญญาณนาฬิกาที่ใช้เป็น คลื่นพาห์ ในการทำ Pulse Amplitude Modulation : PAM ดังนั้น พัลส์จึงต้องมีความถี่ที่สูงมากพอที่จะทำการแบ่ง พัลส์ ความกว้าง ของ DFF1 ออกเป็น เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พัลส์ลูกเล็ก ๆ ได้ ถ้าสัญญาณนาฬิกาในภาคนี้สามารถทำได้สูงกว่านี้ นั่นหมายถึงเราจะสามารถวัดระยะได้ละเอียดมากขึ้นและระยะสั้นที่สุดที่จะสามารถทำการวัดได้ก็จะมีระยะแคบหรือใกล้ยิ่งขึ้นอีก นั่นหมายถึง Resolution ของเครื่องวัดนั่นเอง ดังนั้น ชีตความสามารถในการวัดที่สั้นที่สุดและยาวที่สุด จึงขึ้นอยู่กับ สัญญาณนาฬิกา ในภาคนี้ด้วยเช่นกัน

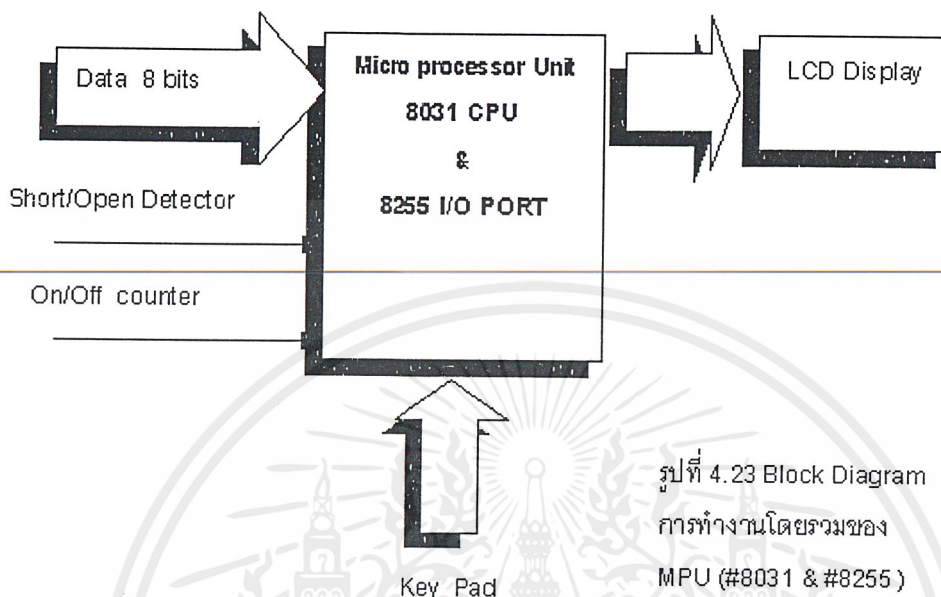
ลักษณะของสัญญาณ เอาท์พุท ที่ได้นี้จะแสดงได้ดังรูป 4.21 ซึ่งเป็นผล เอาท์พุท IC #MAX038 โดยเราทำการประยุกต์ให้ใช้ที่ คลื่นสัญญาณสี่เหลี่ยม 10 MHz ความถี่ที่ได้จะใกล้เคียง 10 MHz มากที่สุด ทั้งนี้สืบเนื่องจากความถี่ที่สูงมากถ้าปรับให้ได้ 10 MHz พอดี รูปร่างของคลื่นจะมีความเป็นสี่เหลี่ยมน้อยมากจนไม่สามารถนำไปใช้งานได้ ดังนั้น เราจึงยอมใช้ที่ความถี่ประมาณ 9 MHz ซึ่งถือว่าพอยอมรับได้ ส่วนรายละเอียดการต่อวงจรจะกล่าวในบทต่อไป



รูปที่ 4.22 ลักษณะสัญญาณ
Out put Clock 10 MHz

4.1.8 Micro Processor Unit : MPU (#80C31)

ภาคนี้จะมีหน้าที่การทำงานหลัก คือ นำข้อมูลที่ได้จาก 8 Bits Counter มาทำการเก็บและคูณกับค่าที่ได้คำนวณไว้ แล้วนำผลไปแสดงที่จอแสดงผล แอลซีดี ขนาด 2*20 ตัวอักษร เราจะใช้ซอฟต์แวร์ในการทำงานและควบคุมการนับ ปัญหาที่เกิดขึ้นมีมากเพราะ ซอฟต์แวร์ กับ ฮาร์ดแวร์ ไม่สัมพันธ์กัน ในบางส่วน บางส่วนต้องปรับที่ ฮาร์ดแวร์ บางปัญหาต้องปรับที่ ซอฟต์แวร์



ปัญหาแรกที่พบคือ การให้ ซอฟต์แวร์ ทำการ เคลื่อนย้าย ข้อมูลที่ปรากฏอยู่ที่ภาค 8 Bits Counter แต่ข้อมูลนี้จะเริ่มนับใหม่ทุกๆ 0.5 mSec ดังนั้น ถ้าเราให้ ซอฟต์แวร์ ทำการ เคลื่อนย้าย ค่า 8 Bits Counter นี้เข้ามาทันที จะทำให้เราไม่สามารถนำข้อมูลที่แท้จริงมาทำการประมวลผลได้ ซึ่งนั่นหมายถึง เอาท์พุท หรือผลการทดสอบที่ผิดพลาด เพราะ ซอฟต์แวร์ อาจเคลื่อน ค่าช่วงท้ายของ เฟรม แรกกับ ช่วงต้นของ เฟรม ต่อไปได้ แนวทางแก้ปัญหานี้ก็คือ เราต้องมีสัญญาณภายนอก 1 สัญญาณมาเป็นตัวบอกให้ ซอฟต์แวร์ เริ่มนับและหยุดนับค่าข้อมูล สัญญาณดังกล่าวจึงเป็นสัญญาณเดียวกับที่ใช้แก้ปัญหาภาค 8 Bits Counter คือสัญญาณ เอาท์พุท ของ DFF1 ที่ผ่าน บัฟเฟอร์ แล้วเพื่อให้เกิดความเสถียรภาพ (Stable)

การทำงานของเครื่องจะถูกควบคุมผ่าน คีย์ 4 คีย์ ซึ่งทั้งหมดจะได้กล่าวละเอียดอีกครั้งในเรื่องวงจร

4.2 Micro Controller

4.2.1 MCS-51 (#80C31) ไมโครคอนโทรลเลอร์

คุณสมบัติทั่วไปของไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51

คุณสมบัติทั่วไปที่สำคัญของไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล MCS-51 มีดังนี้

- * เป็นไมโครคอนโทรลเลอร์ขนาด 8 บิต
- * มีวงจรออสซิลเลเตอร์และวงจรผลิตสัญญาณนาฬิกาภายในไอซี
- * มีขาสัญญาณอินพุตเอาต์พุตจำนวน 32 บิต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- * สามารถเชื่อมต่อหน่วยความจำข้อมูลภายนอก (external data memory) โดยอ้างตำแหน่งแอดเดรสได้ถึง 64 K
- * มีหน่วยความจำโปรแกรมภายในตัว (on-chip pro-gram memory) ขนาด 4 K โดยเฉพาะเบอร์ 8052 จะมีหน่วยความจำในส่วนนี้ถึง 8 K สำหรับเบอร์ 8031 และ M8032 จะไม่มีหน่วยความจำในส่วนนี้
- * มีหน่วยความจำข้อมูลภายในตัว (on-chip data memory) ขนาด 128 ไบต์ โดยเฉพาะเบอร์ 8032 และ 8052 จะมีหน่วยความจำในส่วนนี้ถึง 253 ไบต์

ตาราง 4.2 แสดงคุณสมบัติของไมโครคอนโทรลเลอร์แต่ละเบอร์ในตระกูล MCS-51

ชื่อเบอร์	หน่วยความจำภายใน			
	เก็บโปรแกรม	เก็บข้อมูล	จำนวนไทมเมอร์/ เคาน์เตอร์	จำนวนอินเตอร์รัปต์
8052 AH	8K x 8 ROM	256 x 8 RAM	3 x 16-Bit	5
8051AH	4K x 8 ROM	128 x 8 RAM	2 x 16-Bit	5
8051	4K x 8 ROM	128 x 8 RAM	2 x 16 Bit	5
8032AH	ไม่มี	256 x 8 RAM	3 x 16-Bit	6
8031AH	ไม่มี	128 x 8 RAM	2 x 16-Bit	5
8031	ไม่มี	128 x 8 RAM	2 x 16-Bit	5
8751H	4K x 8 EOROM	128 x 8 RAM	2 x 16-Bit	5
8751H-12	4K x 8 EPROM	128 x 8 RAM	2 x 16-Bit	5

- หน่วยความจำข้อมูลภายในบางส่วนสามารถเข้าถึงข้อมูลระดับบิตได้ด้วย ทำให้การควบคุมหรือการตรวจสอบสถานะบิตทำได้ง่าย ส่งผลให้การเขียน โปรแกรมทำได้ง่ายมากขึ้น
- มีไทม์เมอร์/เคาน์เตอร์ (timeer/xounters) ขนาด 16 บิต จำนวน 2 ตัว โดยเฉพาะเบอร์ 8032 หรือ 8052 จะมี ไทม์เมอร์/เคาน์เตอร์ จำนวน 3 ตัว
- การอินเตอร์รัปต์สามารถทำได้จาก 5 แหล่งกำเนิดโดยเฉพาะเบอร์ 8032 และ 8052 จะทำการอินเตอร์รัปต์ได้จาก 6 แหล่งกำเนิด โดยการอินเตอร์รัปต์ยังสามารถจัดระดับความสำคัญได้ เป็น 2 ระดับ
- มีพอร์ตสื่อสารอนุกรมภายในตัวเองซึ่งทำงานเป็นแบบฟูลดูเพล็กซ์ (full duplex)
- มีคำสั่งในการคำนวณทางคณิตศาสตร์และทางตรรกศาสตร์
- คำสั่งโดยส่วนใหญ่ใช้เวลาการทำงานเพียง 1 ไมโครวินาที เมื่อใช้คริสตอลความถี่ 5 โวลต์เพียงชุดเดียว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โครงสร้างภายนอกของ MCS-51

ไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล MCS-51 ทุกเบอร์จะมีตำแหน่งขาพื้นฐานที่เหมือนกัน ดังแสดงในรูปที่ 2.1 สำหรับหน้าที่การใช้งานของแต่ละขามาดังนี้

- ขา V_{cc} เป็นขาป้อนแรงดันไฟเลี้ยง +5 โวลต์
- ขา V_{SS} เป็นขากราวด์
- ขาพอร์ต 0 (Port 0) มี 8 ขา ได้แก่ ขา $P_{0,0} - P_{0,7}$ เป็นขาพอร์ตอินพุตเอาต์พุตแบบ 2 ทิศทางสำหรับใช้งานทั่วไป โดยถ้าใช้งานเป็นอินพุตพอร์ตต้องทำการเขียนค่า 1 ไปยังแต่ละบิตของพอร์ต เพื่อกำหนดให้ขาพอร์ตเหล่านั้นอยู่ในสถานะปล่อยลอย ซึ่งในสถานะนี้เองที่สามารถนำมาใช้เป็นพอร์ตอินพุตอิมพีแดนซ์สูงได้ นอกจากพอร์ตนี้จะใช้งานเป็นพอร์ตอินพุตเอาต์พุตแล้วมันยังถูกใช้งานในการติดต่อกับหน่วยความจำภายนอกด้วย โดยทำหน้าที่ในการกำหนดตำแหน่งแอดเดรสไบต์ต่ำ ($A_0 - A_7$) ซึ่งจะใช้งานเป็นแบบมัลติเพล็กซ์กับการรับส่งข้อมูลขนาด 8 บิต ($D_0 - D_7$)
- ขาพอร์ต 1 (Port 1) มี 8 ขา ได้แก่ ขา $P_{1,0} - P_{1,7}$ เป็นขาพอร์ตอินพุตเอาต์พุตแบบ 2 ทิศทางสำหรับใช้งานทั่วไป โดยถ้าใช้งานเป็นอินพุตพอร์ตต้องทำการเขียนค่า 1 ไปยังแต่ละบิตของพอร์ต เพื่อกำหนดให้เป็นพอร์ตอินพุต นอกจากนี้สำหรับเบอร์ 8032 และ 8052 ขาพอร์ต $P_{1,0}$ และ $P_{1,1}$ จะถูกนำมาใช้งานเป็นขา T2 และ T2EX ตามลำดับด้วย
- ขาพอร์ต 2 (Port 2) มี 8 ขา ได้แก่ ขา $P_{2,0} - P_{2,7}$ เป็นขาพอร์ตอินพุตเอาต์พุตแบบ 2 ทิศทางสำหรับใช้งานทั่วไป โดยถ้าใช้งานเป็นอินพุตพอร์ตต้องทำการเขียนค่า 1 ไปยังแต่ละบิตของพอร์ต เพื่อกำหนดให้เป็นพอร์ตอินพุต นอกจากพอร์ตนี้จะทำงานเป็นพอร์ตอินพุตเอาต์พุตแล้วมันยังถูกใช้งานในการติดต่อกับหน่วยความจำภายนอกด้วย โดยทำหน้าที่ในการกำหนดตำแหน่งแอดเดรสไบต์สูง ($A_8 - A_{15}$)
- ขาพอร์ต 3 (Port 3) มี 8 ขา ได้แก่ ขา $P_{3,0} - P_{3,7}$ เป็นขาพอร์ตอินพุตเอาต์พุตแบบ 2 ทิศทางสำหรับใช้งานทั่วไป โดยถ้าใช้งานเป็นอินพุตพอร์ตต้องทำการเขียนค่า 1 ไปยังแต่ละบิตของพอร์ต เพื่อกำหนดให้เป็นพอร์ตอินพุต นอกจากพอร์ตนี้จะใช้เป็นพอร์ตอินพุตเอาต์พุตแล้วมันยังถูกใช้งานในหน้าที่พิเศษต่าง ๆ ดังแสดงในตารางที่ 4.3
- ขารีเซต (RST) ใช้สำหรับการรีเซตการทำงานของไมโครคอนโทรลเลอร์ โดยการรีเซตต้องคงสถานะเป็น 1 อย่างน้อยนาน 2 แมซซิงไซเคิล ในขณะที่ออสซิลเลเตอร์ยังทำงานอยู่
- ขา ALE/PROG เป็นขาสัญญาณ เพื่อทำหน้าที่ควบคุมการแลตช์ (latch) ค่าตำแหน่งแอดเดรสไบต์ต่ำ (Address Latch Enable) เมื่อต้องการติดต่อกับหน่วยความจำภายนอก (program ฟลัช อินพุต) ในส่วนของหน่วยความจำ EPROM สำหรับไมโครคอนโทรลเลอร์ในตระกูล MCS-51 ที่มีหน่วยความจำโปรแกรมภายในเป็น EPROM

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนักผู้ใดเห็นนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 4.3 แสดงหน้าที่พิเศษของแต่ละขาของพอร์ต P₃

ขาพอร์ต	หน้าที่พิเศษ
P _{3.0}	RXD (serial อินพุท port)
P _{3.1}	TXD (serial อินพุท port)
P _{3.2}	INT0 (external interrupt 0)
P _{3.3}	INT1 (external interrupt 1)
P _{3.4}	T0 (Timer 0 external อินพุท)
P _{3.5}	T1 (Timer 1 external อินพุท)
P _{3.6}	WR (external data memory write strobe)
P _{3.7}	RD (external data memory read strobe)

- ขา PSEN (Program Store Enable) ทำหน้าที่เป็นสัญญาณสโตรบเพื่ออ่านคำสั่งจากหน่วยความจำโปรแกรมภายนอก เมื่อไมโครคอนโทรลเลอร์ประมวลผลคำสั่งจากหน่วยความจำภายนอก ขานี้จะส่งสัญญาณสโตรบจำนวน 2 ครั้ง ในแต่ละแมชีน ไซเคิล แต่ในขณะที่ติดต่อกับหน่วยความจำข้อมูลภายนอกจะไม่มี การส่งสัญญาณสโตรบแต่อย่างใด
- ขา EA / VPP (External Access enable/VPP) เป็นขาสำหรับการเลือกใช้หน่วยความจำโปรแกรมจากภายในหรือจากภายนอก โดยถ้ามีสถานะเป็น 0 จะหมายถึงให้ไมโครคอนโทรลเลอร์รับคำสั่งจากหน่วยความจำภายนอกที่ ตำแหน่งแอดเดรส 0-0FFFF(0-1FFFF ถ้าเป็นเบอร์ 8052) อย่างไรก็ตามถ้าบิตป้องกัน (security bit) ในหน่วยความจำ EPROM ถูกโปรแกรมไว้ ไมโครคอนโทรลเลอร์จะไม่รับคำสั่งจากหน่วยความจำภายนอก นอกจากนี้ขานี้ยังทำหน้าที่รับแรงดันไฟสำหรับการโปรแกรม (V_{pp}) ขนาด 21 โวลต์ เพื่อใช้ในระหว่างการโปรแกรม EPROM
- ขา XTAL₁, XTAL₂ เป็นขาอินพุตและเอาต์พุตของวงจรดิเวอ์ตึงออสซิลเลเตอร์แอมพลิไฟเออร์ (inverting oscillator amplifier) สำหรับใช้คู่ร่วมกับคริสตัลภายนอก

โครงสร้างภายในของ MCS-51

โครงสร้างภายในของไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล MCS-51 แสดงดังรูปที่ 2.2 โดยส่วนที่มีเครื่องหมายดอกจัน (*) จะมีเฉพาะในเบอร์ 8032 และ 8052 เท่านั้น

การจัดหน่วยความจำ

ในไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล แบ่งชนิดหรือหน้าที่ของหน่วยความจำออกเป็น 2 ส่วน คือ

หน่วยความจำโปรแกรม (program memory) และหน่วยความจำข้อมูล (data memory)

หน่วยความจำโปรแกรมจะใช้สำหรับเก็บโปรแกรมควบคุมการทำงานของไมโครคอนโทรลเลอร์ซึ่งบางเบอร์จะมีหน่วยความจำในส่วนนี้อยู่ภายในตัว โดยอาจจะมีขนาดไม่เท่ากันหรือเป็นหน่วยความจำต่างชนิดกัน เช่น บางเบอร์เป็น ROM และบางเบอร์อาจเป็น EPROM และบางเบอร์อาจไม่มีหน่วยความจำในส่วนนี้เลย โปรแกรมการทำงานจะถูกเก็บไว้ยังหน่วยความจำโปรแกรมภายนอกทั้งหมด

สำหรับหน่วยความจำข้อมูลจะใช้สำหรับเก็บข้อมูลหรือค่าตัวแปรต่าง ๆ จากการทำงานของโปรแกรม ซึ่งใน MCS-51 ทุกเบอร์จะมีหน่วยความจำในส่วนนี้อยู่จำนวนหนึ่ง แต่อาจจะมีขนาดมากน้อยต่างกันไปในแต่ละเบอร์

หน่วยความจำโปรแกรม

หน่วยความจำโปรแกรมสามารถแบ่งออกเป็น 2 ส่วน คือ หน่วยความจำโปรแกรมภายในและหน่วยความจำโปรแกรมภายนอก หน่วยความจำโปรแกรมภายในจะถูกเลือกใช้งานถ้าสัญญาณ EA มีค่าเป็น 1 โดยจะถูกใช้งานในช่วงแอดเดรส 0-0FFFH (หรือช่วงแอดเดรส 0-1FFFH ในเบอร์ 8052) นอกเหนือจากช่วงแอดเดรสนี้จะใช้หน่วยความจำโปรแกรมภายนอกทั้งหมด ในกรณีตรงกันข้ามถ้าสัญญาณ EA มีค่าเป็น 0 ในช่วงแอดเดรส 0-FFFH (หรือช่วงแอดเดรส 0-1FFFH ในเบอร์ 8052) จะถูกใช้จากหน่วยความจำภายนอก หรือกล่าวได้ว่าถ้าสัญญาณ EA มีค่าเป็น 0 จะเป็นการเลือกใช้หน่วยความจำโปรแกรมภายนอกทั้งหมดตลอดช่วงแอดเดรส

หน่วยความจำข้อมูล

หน่วยความจำข้อมูลสามารถแบ่งออกได้เป็น 2 ส่วน คือ หน่วยความจำข้อมูลภายในและหน่วยความจำข้อมูลภายนอก สำหรับหน่วยความจำข้อมูลภายในยังแบ่งออกได้เป็น 2 ส่วนย่อย คือ ส่วนที่ใช้เก็บข้อมูลทั่วไปและส่วนที่ใช้เป็นรีจิสเตอร์หน้าที่พิเศษหรือ SFR (Special Function Register) โดยส่วนที่ใช้เก็บข้อมูลทั่วไปจะถูกใช้สำหรับเก็บข้อมูลหรือค่าตัวแปรต่าง ๆ จากการทำงานของโปรแกรม ส่วนรีจิสเตอร์หน้าที่พิเศษจะถูกใช้งานเป็นรีจิสเตอร์ควบคุมการทำงานและบอกสถานะการทำงานของไมโครคอนโทรลเลอร์

ไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล MCS-51 ทุกเบอร์จะมีหน่วยความจำข้อมูลภายในขนาด 128 ไบต์ เป็นอย่างน้อยและบางเบอร์อาจมีถึงขนาด 256 ไบต์

รีจิสเตอร์หน้าที่พิเศษ (SFR)

รีจิสเตอร์หน้าที่พิเศษมีบทบาทอย่างมากในการควบคุมการทำงานของไมโครคอนโทรลเลอร์ และทำให้การเขียนโปรแกรมสามารถทำได้สะดวกมากขึ้น รีจิสเตอร์หน้าที่พิเศษทำหน้าที่สำคัญคือควบคุมการทำงานในส่วนต่าง ๆ ภายในไมโครคอนโทรลเลอร์และทำหน้าที่แสดงสถานะการทำงาน ซึ่งในรีจิสเตอร์หน้าที่พิเศษบางตัวยังสามารถเข้าถึงได้ในระดับบิต (bit addressable) ด้วย

รีจิสเตอร์ใช้งานทั่วไป

รีจิสเตอร์ใช้งานทั่วไปมีไว้สำหรับให้ผู้เขียนโปรแกรมสามารถนำข้อมูลไปพักไว้ชั่วคราวหรือใช้งานทั่วไปได้ตามต้องการ ซึ่งรีจิสเตอร์ใช้งานทั่วไปนี้มีอยู่ด้วยกัน 8 ตัว คือ รีจิสเตอร์ $R_0 - R_7$ โดยรีจิสเตอร์ทั้ง 8 ตัวถูกจัดให้อยู่รวมกันและมีให้เลือกใช้ถึง 4 แบงก์ (bank) นั่นคือ มีรีจิสเตอร์ใช้งานทั่วไปถึง 32 ตัวให้ใช้งาน เพียงแต่การเลือกใช้รีจิสเตอร์ $R_0 - R_7$ ในแบงก์ใดแบงก์หนึ่งจะถูกกำหนดจากบิต RS0,RS1 ในรีจิสเตอร์หน้าที่พิเศษ PSW ดังนั้นการเลือกจึงเลือกได้เพียงแบงก์เดียวในขณะใดขณะหนึ่ง อย่างไรก็ตามค่าข้อมูลที่เก็บไว้ในรีจิสเตอร์แบงก์ใดก็ตามที่มีชื่อเดียวกันแต่อยู่คนละแบงก์จะไม่มีผลซึ่งกันและกันเลย ทำให้ผู้เขียนโปรแกรมใช้งานรีจิสเตอร์ทั่วไปนี้ได้ทั้ง 32 ตัว อย่างเต็มที่และไม่ยุ่งยากในการเขียนโปรแกรม

การเขียนโปรแกรมภาษาแอสเซมบลี

โปรแกรมภาษาแอสเซมบลีที่เขียนขึ้นภายใต้โปรแกรมเวิร์ดโปรเซสเซอร์ โปรแกรมนี้เรียกว่าซอร์สโค้ดโปรแกรม (source code program) ในแต่ละบรรทัดจะบรรจุซึ่งสาระสำคัญต่าง ๆ ในรูปของคำสั่ง คำสั่งที่ถูกเขียนขึ้นเรียกว่า นิยมอนิก (mnemonic) นอกจากนี้ในแต่ละบรรทัดประกอบด้วยคำสั่งไมโครคอนโทรลเลอร์แล้วยังมีส่วนของคำอธิบาย (comment) ด้วย คำอธิบายเหล่านี้มีประโยชน์อย่างยิ่งเพื่อให้ผู้อื่นทำความเข้าใจได้กับแต่ละคำสั่งที่เขียนขึ้นหรือแม้แต่ตัวผู้เขียนโปรแกรมเอง เมื่อต้องการพัฒนาโปรแกรมเพิ่มเติมจะได้ไม่สับสน

โปรแกรมแอสเซมบลียังไม่สามารถนำมาใช้งานกลับไมโครคอนโทรลเลอร์ได้ทันที แต่ต้องนำมาทำการแปลงจากซอร์สโค้ดไฟล์เป็นภาษาเครื่อง (machine code) ทั้งคำสั่งต่าง ๆ , ข้อมูลและการอ้างแอดเดรสทั้งหมดถูกแปลงไปเป็นโปรแกรมภาษาเครื่องที่ไมโครคอนโทรลเลอร์สามารถเข้าใจได้ หรือเรียกว่า ออปเจกต์โค้ด (object code) โดยใช้โปรแกรมแอสเซมเบลอร์ในที่นี้คือ SXAS1.EXE มาใช้งานหรืออาจกล่าวได้อีกอย่างหนึ่งคือ โปรแกรมแอสเซมเบลอร์ทำการสร้างไฟล์ใหม่ขึ้นมาอีกหนึ่งไฟล์ โดยการนำเอาออปเจกต์โค้ดมาแทนที่คำสั่งหรือนิยมอนิกที่เขียนขึ้น โดยไม่สนใจคำอธิบายต่าง ๆ ที่เขียนไว้หรือตัวส่วนนี้ออกไปไม่นำมาใช้งานเลย

เอาต์พุตไฟล์ที่ได้จากการแอสเซมเบลอร์จะมีนามสกุลเป็น .HEX ตัวอย่างเช่น XAMPLE01.HEX ไฟล์ที่ถูกแปลงเป็นภาษาเครื่องแล้วจะอยู่ในรูปของเลขฐานสิบหกจำนวน 2 หลัก เรียงตามลำดับคำสั่งต่าง ๆ ที่เขียนขึ้น ไฟล์นี้เองที่สามารถประมวลผลได้ทันที เมื่อมันถูกส่งผ่านไปเก็บไว้ที่หน่วยความจำบน MCS-51 บอร์ด หรือกล่าวได้ว่าเครื่องพีซีทำหน้าที่สร้างออปเจกต์โค้ดขึ้นมา และทำการส่งผ่านหรือดาวน์โหลดไปยัง MCS-51 บอร์ด โดยการติดต่อส่งข้อมูลผ่านพอร์ตสื่อสารอนุกรม

นอกจาก EASM51 จะทำการสร้างออปเจกต์โค้ดขึ้นมาไฟล์หนึ่งแล้วมันยังสร้างไฟล์เอกสาร (list file) ขึ้นมาชุดหนึ่งมีนามสกุล .LIST ตัวอย่างเช่น XAMPLE.LIST ไฟล์เอกสารนี้สร้างขึ้น เพื่อรวบรวมและแสดงออปเจกต์โค้ดที่สร้างโดยโปรแกรมแอสเซมเบลอร์จากซอร์สโค้ดโปรแกรมและข้อมูลอื่น ๆ ที่สำคัญ ดังนั้นไฟล์เอกสารนี้เป็นประโยชน์อย่างยิ่ง เมื่อต้องการศึกษาการทำงานของโปรแกรมและการทำงานภายในไมโครคอนโทรลเลอร์ ตลอดจนการตรวจสอบโปรแกรมที่เขียนขึ้นเพื่อพัฒนาในครั้งต่อไป เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนักผู้จัดทำเนื้อหาไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถึงแม้ว่าไฟล์เอกสารนี้จะไม่สามารถนำมาใช้งานกับไมโครคอนโทรลเลอร์แต่ก็มีประโยชน์ดังได้กล่าวมาแล้ว

การใช้งานรีจิสเตอร์

โดยปกติไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล MCS-51 จะทำการประมวลผลข้อมูลครั้งละ 1 ไบต์ ซึ่งการกระทำกับรีจิสเตอร์ภายในโดยที่รีจิสเตอร์แต่ละตัวเก็บข้อมูลได้ขนาด 1 ไบต์เช่นกัน เช่น รีจิสเตอร์ ซึ่งเป็นแอกคิวมูลเตอร์ (accumulator) ทำหน้าที่เป็นรีจิสเตอร์กลางสำหรับการคำนวณทางคณิตศาสตร์หรือทางลอจิกของตัวกระทำ 2 ตัว ตัวอย่างเช่น ถ้าต้องการบวกค่า 10 กับ ข้อมูลตัวหนึ่ง ให้ทำการโหลดข้อมูลไปเก็บไว้ในรีจิสเตอร์ A ก่อน จากนั้นให้ใช้คำสั่งนำค่า 10 ไปบวกกับค่า A ผลที่ได้จากการบวกข้อมูลและค่า 10 จะถูกเก็บไว้ในรีจิสเตอร์ A นอกจากรีจิสเตอร์ A ทำการบวกด้วยการกำหนดค่าโดยตรงแล้ว มันยังทำการคำนวณร่วมกับรีจิสเตอร์ขนาด 8 บิตตัวอื่น ๆ ได้อีกด้วย

ทั้งไมโครโปรเซสเซอร์และไมโครคอนโทรลเลอร์จะมีรีจิสเตอร์สำหรับใช้งานในคำสั่งพิเศษ โดยผู้เขียนโปรแกรมอาจกำหนดขึ้นได้เอง โดยที่กำหนดให้อยู่ในตำแหน่งแอดเดรสพิเศษ ในที่นี้มีค่ามากกว่า 07FH ขึ้นไป ตัวอย่างเช่น แอกคิวมูลเตอร์ถูกกำหนดให้ใช้หน่วยความจำภายในที่ 0E0H รีจิสเตอร์เหล่านี้เรียกว่า รีจิสเตอร์หน้าที่พิเศษ (special function registers หรือ SFRs) จำนวนของรีจิสเตอร์พิเศษอาจจะมีไม่เท่ากันในไมโครคอนโทรลเลอร์แต่ละเบอร์ในตระกูล MCS-51 ขึ้นอยู่กับคำสั่งที่ทำการตั้งค่าไว้ เพราะรีจิสเตอร์พิเศษเหล่านี้ถูกรวมอยู่หรือใช้พื้นที่ในส่วนของหน่วยความจำภายในของไมโครคอนโทรลเลอร์ ซึ่งหน่วยความจำภายในหรือแรมภายในจะมีขนาดไม่เท่ากันในแต่ละเบอร์

นอกจากรีจิสเตอร์พิเศษหรือ SFR แล้วยังมีรีจิสเตอร์สำหรับใช้งานทั่วไปอีก 8 ตัว คือ รีจิสเตอร์ R₀ ถึง R₇ รีจิสเตอร์ทั้ง 8 ตัว ถูกบรรจุอยู่ในแรมภายในไมโครคอนโทรลเลอร์ในรูปของแบงก์ (bank) และใช้สำหรับเก็บข้อมูลชั่วคราวระหว่างการประมวลผล ในที่นี้จะใช้รีจิสเตอร์เฉพาะแบงก์ศูนย์เท่านั้น และหลังจากรีเซตระบบทุกครั้งรีจิสเตอร์ที่แบงก์ศูนย์จะถูกเลือกโดยฮาร์ดแวร์

การจัดสรรหน่วยความจำบน MCS-51 บอร์ด

ไมโครคอนโทรลเลอร์แต่ละเบอร์ในตระกูล MCS-51 มีขนาดของหน่วยความจำไม่เท่ากัน ทำให้การจัดสรรพื้นที่ในหน่วยความจำสำหรับเก็บโปรแกรมและข้อมูลแตกต่างกัน

หน่วยความจำสำหรับเก็บโปรแกรม

หน่วยความจำสำหรับเก็บโปรแกรมสามารถขยายได้สูงถึง 64 กิโลไบต์ มีหน้าที่เก็บคำสั่งต่าง ๆ สำหรับไมโครคอนโทรลเลอร์ มันสามารถใช้เก็บตารางข้อมูลและค่าคงที่ได้ในการใช้งาน ในที่นี้จะใช้งานไมโครคอนโทรลเลอร์โดยใช้หน่วยความจำโปรแกรมภายนอกเท่านั้น ที่ขา 31 หรือ ค่า EA (external access enable) จึงถูกต่อลงกราวด์ไว้เพื่อกำหนดให้ไม่ใช้งานหน่วยความจำโปรแกรมภายในที่อยู่แล้ว และเมื่อไมโครคอนโทรลเลอร์ต้องการติดต่อกับหน่วยความจำโปรแกรมภายนอกมันจะส่งสัญญาณจิก Low ที่ขา 29 หรือขา PSEN ออกมา

หน่วยความจำโปรแกรมไม่จำเป็นต้องเป็นเสมอไปว่าต้องเป็นรอมหรืออีพรอม เช่นเดียวกับตำแหน่งแอดเดรสที่ว่างแต่ละแอดเดรส อาจอยู่ในรูปของหน่วยความจำหรือเป็นตำแหน่งของพอร์ตอินพุตเอาต์พุต

ก็ได้ หน่วยความจำโปรแกรมในที่นี้ถูกแบ่งออกเป็น 2 ช่วงดังนี้ คือ ช่วงแอดเดรสค่า 00000H ถึง 04000H เป็นส่วนของอีพรอม IC₅ และช่วงแอดเดรสจาก 04000H ถึง 08000H เป็นหน่วยความจำแรม IC₆ ของระบบ คำสั่งต่าง ๆ จะถูกป้อนให้ไปเก็บไว้และทำการประมวลผลจากที่แรมนี้

หน่วยความจำสำหรับเก็บข้อมูล

ไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล MCS-51 สามารถทำการอ่านและเขียนข้อมูลจากหน่วยความจำข้อมูลที่มีขนาดสูงสุดได้ 64 กิโลไบต์ หน่วยความจำในส่วนนี้ทำหน้าที่เก็บข้อมูลใช้งานจำนวนมากเป็นส่วนใหญ่ ซึ่งในบางครั้งอาจเรียกได้ว่าแรมบน MCS-51 บอร์ด หรือ IC₆ เป็นผู้ทำหน้าที่นี้ หน่วยความจำข้อมูลบนบอร์ด MCS-51 กำหนดให้มีตำแหน่งใช้งานได้ตั้งแต่ 00000H ถึง 08000H ซึ่งตามที่กล่าวมาแล้วหน่วยความจำสำหรับเก็บโปรแกรมโดยใช้แรมถูกกำหนดให้เริ่มต้นที่ตำแหน่ง 04000H เป็นต้นไป นั่นคือ โปรแกรมทดลองหรือโปรแกรมที่ดาวน์โหลดจากคอมพิวเตอร์จะต้องเริ่มประมวลผลที่ตำแหน่ง 04000H ขึ้นไปเสมอ

การประยุกต์ใช้งานไมโครคอนโทรลเลอร์ส่วนใหญ่แล้วสามารถทำงานได้โดยไม่ต้องใช้หน่วยความจำข้อมูลมากเท่าใดนัก ทำให้เมื่อต้องการใช้หน่วยความจำก็อาศัยแรมภายในที่มีอยู่แล้วมากกว่าที่จะใช้งานแรมที่อยู่ภายนอก ขนาดของแรมภายในมีขนาด 128 ไบต์ สำหรับไมโครคอนโทรลเลอร์เบอร์ 8031 และ 8051 และมีขนาด 256 ไบต์ สำหรับเบอร์ 8032 และ 8052 แต่ในที่นี้จะใช้แรมภายในนี้สูงสุดไม่เกิน 128 ไบต์ ดังนั้นจึงไม่มีปัญหาไม่ว่าผู้ค้านจะใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์เบอร์ใดมาทำการศึกษา

ในส่วนของแรมภายในประกอบด้วยจิสเตอร์ของไมโครคอนโทรลเลอร์ หน่วยความจำแอสแอสสำหรับใช้งานและจัดการระบบภายในชิปรวมทั้งอยู่ในส่วนของแรมภายในด้วย ดังนั้นขนาดของหน่วยความจำภายในที่ผู้เขียนโปรแกรมใช้งานได้จริงจึงน้อยกว่า 128 ไบต์ ในช่วงแอดเดรสระหว่าง 20H ถึง 2FH เรียกว่าบิตแอดเดรสเอเบิ้ล (bit addressable range) ในส่วนนี้ใช้งานในการจัดแจงหรือโยกย้ายถ่ายเทบิตข้อมูลของคำสั่งไปยังแอดเดรส, เปลี่ยนหรือเรียกใช้บิตใดบิตหนึ่ง ส่วนประกอบสุดท้ายที่ใช้แรมภายในก็คือ โปรแกรมมอนิเตอร์ซึ่งบรรจุอยู่ในอีพรอม ซึ่งการประมวลผลในส่วนนี้ต้องใช้งานแรมภายในบางส่วนด้วยเช่นกัน

4.2.2 8255 กับ MCS-51

8255 สามารถที่จะ โปรแกรมให้เป็นอินพุต หรือเอาต์พุตก็ได้ตามต้องการ โดยมี I/O พอร์ตขนาด 8 บิต อยู่ 3 พอร์ต กับอีก 1 คอนโทรลพอร์ต มีบัสข้อมูลที่ใช้ติดต่อกับ จำนวน 8 เส้น และมีแอดเดรส A0,A1 เป็นตัวกำหนดการติดต่อกับ I/O พอร์ตทั้ง 3 คือ พอร์ต A,B และ C ตามลำดับโดยมีการกำหนดแอดเดรสดังนี้

A1	A0	ชื่อพอร์ต
0	0	PORT A
0	1	PORT B
1	0	PORT C
1	1	CONTROL PORT

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นอกจากนี้ยังมีสัญญาณควบคุมอีก 4 เส้น ดังนี้

1. RD เป็นสัญญาณอ่านพอร์ต 8255 สามารถต่อโดยตรงกับ CPU
2. WR เป็นสัญญาณที่การเขียนข้อมูลมาที่ตัวพอร์ต 8255
3. CS เป็นขาเปิดให้ 8255 ทำงาน
4. ฮาร์ดแวร์รีเซต ยกเลิกการทำงานของ 8255 ขารีเซตนี้จะทำงานที่ลอจิก 1

ก่อนใช้งาน 8255 จะต้องมีการ โปรแกรม

การ โปรแกรมจะต้องถูกกระทำก่อนการใช้งานอย่างน้อยที่สุด 1 ครั้ง โดยการเขียนรหัสควบคุม (CONTROL WORD) ไปที่พอร์ตควบคุม (A1,A0 = 11)

รหัสควบคุม (CONTROL WORD) ในแต่ละบิตมีความหมายดังนี้

CONTROL WORD

D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0
----	----	----	----	----	----	----	----

D7 แสดงถึงรหัสควบคุมให้เริ่มทำงาน (1 = ทำงาน) คือ จะมีผลทำให้ 8255 รับรู้ สิ่งต่อไปใน BIT ต่าง ๆ ที่จะกำหนดให้ เพราะฉะนั้นเวลาจะตั้งงานหรือหน้าที่ให้กับ 8255 BIT นี้จะเป็น 1 เสมอ

D6 และ D5 เป็นตัวเลือก MODE ในการทำงานของ PORT A ซึ่งจะมี 3 MODE ใน 8022 จะได้กล่าวต่อไป

D4 กำหนดให้ PORT A เป็น อินพุต หรือ เอาท์พุท โดย

0 = เอาท์พุท PORT

1 = อินพุท PORT

D3 กำหนดให้ PORT C บน (PC7 – PC4) เป็น อินพุต หรือ เอาท์พุท โดย

0 = เอาท์พุท PORT

1 = อินพุท PORT

D2 เป็นการเลือก MODE ให้กับ PORT B

0 = เอาท์พุท PORT

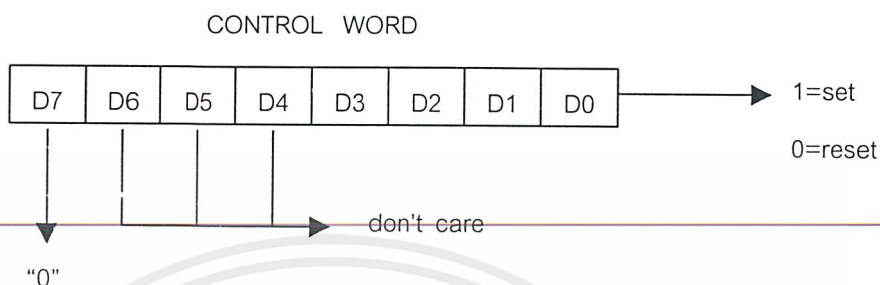
1 = อินพุท PORT

D0 กำหนด PORT C ล่าง (PC0 – PC3) เป็น อินพุต หรือ เอาท์พุท โดย

0 = เอาท์พุท PORT

1 = อินพุท PORT

และใน CONTROL WORD นี้ยังมี MODE พิเศษอีก เมื่อให้ BIT ที่ 7 ของ CONTROL WORD มีค่าเป็น 0 ในโหมดนี้ผู้ใช้สามารถเซทหรือรีเซทบิตใดบิตหนึ่งของพอร์ต C ได้โดยอิสระโดยมีรูปแบบดังนี้



คือ BIT 7 ต้องเป็น 0 ส่วน D6-4 จะเป็นอะไรก็ได้ในที่นี้กำหนดเป็น 0 ซึ่งจะทำให้ HIGH NIBBLE เป็น 0 ส่วน D3-D1 จะเป็นตัวกำหนดตำแหน่ง BIT ที่ต้องการ โดยมี BIT 0 ใช้ในการ ON หรือ OFF เช่นต้องการ BIT 5 ON จะได้

00001011

นั่นคือ นำค่า 0BH ออกไปยัง PORT CONTROL ซึ่งใช้ได้เฉพาะ PORT C เท่านั้นและเมื่ออยู่ใน MODE 0 ใช้ในการ SET หรือ RESET เฉพาะ BIT ที่ต้องการเท่านั้นประโยชน์ใช้ในการปิดเปิดอุปกรณ์ได้ในแต่ละช่องอิสระยกตัวอย่างเช่น นาฬิกาเปิดปิดอุปกรณ์ ช่องเปิด 11.00 น. ปิด 11.30 น. ช่อง 2 ปิด 11.10 น. และเปิด 11.20 น. ก็ต้องส่งสัญญาณไปปิดช่อง 2 ในขณะเดียวกันก็ต้องส่งสัญญาณออกไป ON ช่อง 1 ไปด้วย ในกรณี OUT แบบธรรมดา แต่ถ้าใช้เป็น BIT เราก็ไม่ต้องคำนึงถึงช่องอื่น

```

เช่น SET BIT 4
MOV DPTR,#0E003H
MOV A,#80H
MOVX @DPTR,A
MOV A,#00001001B
MOVX @DPTR,A ;SET PC4
DEC A
MOVX @DPTR,A
    
```

จากโปรแกรมนี้อาจจะเห็นว่าไปสร้างพัลส์อิสระได้

โหมดการทำงานของ 8255 มีอยู่ 3 โหมด

MODE 0 เป็น MODE อินพุต/เอาต์พุต แบบพื้นฐาน ที่ใช้กันทั่วไปโดย MODE นี้ตั้งเป็น อินพุต หรือ เอาต์พุต ได้ทั้ง 3 PORT (A,B และ C)

MODE 1 เป็น MODE อินพุต/เอาต์พุต ที่มีการตรวจสอบสัญญาณซึ่งกันและกัน (HAND SHAKING) ระหว่าง 8255 กับอุปกรณ์ภายนอก โดยใน MODE นี้จะสั่งงานให้เป็น อินพุต หรือ เอาต์พุต เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนำไปใช้ประโยชน์ในการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ได้ที่ PORT A และ B เท่านั้น ส่วน PORT C จะใช้เป็นส่วนสำหรับตรวจสอบสัญญาณความพร้อมซึ่งกันและกัน

MODE 2 เป็น MODE BIDIRECTIONAL คือ PORT จะเป็นได้ทั้ง อินพุต และ เอาท์พุท ภายใน PORT เดียวกัน และใน MODE นี้ยังมีการตรวจสอบความพร้อมโดยใช้ PORT C ในการตรวจสอบที่เหลือคือ PORT B ที่ผู้ใช้จะสั่งให้อยู่ใน MODE 0 หรือ 1 ได้อย่างอิสระ

รายละเอียด MODE 0

กำหนดให้ PORT 8255 บนชุดทดลอง ที่ต่ออยู่กับชุด DISPLAY 8*8 โดยกำหนดให้ PORT A และ PORT B เป็น เอาท์พุท ส่วน C บนเป็น อินพุต และ C ล่างเป็น เอาท์พุท ซึ่งจากวงจร 8255 ตัวนี้ต่ออยู่กับ DECODER NUMBER 0B0H ดังนั้น PORT CONTROL ของ 8255 ตัวนี้คือ 0B3H นั่นเอง ดังนั้นรหัสควบคุมที่เราต้องใช้คือ

D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0	
1	0	0	0	1	0	0	0	
8				8				HEX

จากนั้นก็นำค่านี้ออกไปที่ PORT CONTROL โดยเขียนได้เป็น

```
MOV DPTR,#0E0B3H
MOV A,#89H
MOVX @DPTR,A
```

เมื่อเราทำ 2 คำสั่งนี้เรียบร้อยแล้ว ก็สามารถใช้ PORT ต่าง ๆ ของ 8255 ได้ตามต้องการนั่นก็หมายถึงทุกครั้งที่มีการจ่ายไฟให้กับระบบ หรือมีการ RESET 8255 ก่อนที่จะเริ่มใช้งาน 8255 ต้องส่งข้อมูลไปที่ CONTROL PORT ของ 8255 เสียก่อน เพียงครั้งเดียว จากนั้นก็สามารถใช้คำสั่งในการ IN หรือ OUT ของ 8255 ตามที่ต้องการ

รายละเอียด MODE 1

แนวความคิดของการใช้ อินพุต-เอาท์พุท แบบ HAND SHAKE ก็เพื่อให้มีการซิงโครไนซ์ระหว่างอุปกรณ์ภายนอกที่ทำงานได้ช้า เช่นการส่งข้อมูลของ COMPUTER ออกไปยัง PRINTER เนื่องจาก PRINTER ทำงานได้ช้ากว่า COMPUTER ดังนั้นถ้า COMPUTER ส่งข้อมูลออกไปโดยไม่มีการตรวจสอบความพร้อมของ PRINTER แล้ว อาจจะมีข้อมูลบางส่วนสูญหาย เนื่องจากขณะที่ PRINTER กำลังพิมพ์ตัวอักษรตัวแรกอยู่ CPU ที่อยู่ในเครื่อง PRINTER ก็ไม่สามารถรับข้อมูลที่ COMPUTER ส่งมาได้ ต้องรอจนกว่าจะพิมพ์อักษรนั้นเสร็จจึงจะมารับข้อมูลใหม่ได้

ส่วนอินพุท

STB (STROBE อินพุท) เป็นขา อินพุท ทำงานที่ LOGIC 0 โดยเมื่อขานี้เป็น 0 ข้อมูลที่อยู่บนสายข้อมูลที่เชื่อมต่อขาของ PORT (A หรือ B) จะถูกอ่านเข้ามายัง อินพุท บัฟเฟอร์ ภายในตัว 8255

IBF (อินพุท บัฟเฟอร์ FULL) เป็นขา เอาท์พุท ทำงานที่ LOGIC 1 ซึ่งจะตอบสนองต่อสัญญาณ *STB* คือเมื่อ *STB* เป็น 0 ซึ่งบอกว่ามีข้อมูลอยู่ใน อินพุท LATCH บัฟเฟอร์ เรียบร้อยแล้วขานี้ก็จะมี ACTIVE เป็น 1 และจะ RESET กลับเป็น 0 อีกครั้ง ต่อเมื่อมีการอ่าน DATA จาก PORT 8255

INTR (INTERRUPT REQUEST) เป็นขา เอาท์พุท ทำงานที่ LOGIC 1 ซึ่งใช้สำหรับ ENABLE INTERRUPT CPU โดยจะทำงานก็ต่อเมื่อมีการ SET FLIP-FLOP BIT INTE ให้เป็น 1 และสัญญาณ *STB* จาก 0 เปลี่ยนเป็น 1 จะทำให้ขา *INTR* ACTIVE เป็น 1 และขานี้จะถูก RESET กลับมาเป็น 0 ก็ต่อเมื่อมีการอ่านข้อมูลจากตัว 8255

FLIP-FLOP ที่ใช้ใน ENABLE INTERRUPT ทางส่วน อินพุท คือ

INTE A ให้ทำการ SET/RESET ที่ BIT PC 4

INTE B ให้ทำการ SET/RESET ที่ BIT PC 2

ในการ SET BIT INTE นี้ ให้ทำการ SET/RESET ที่ CONTROL WORD ดังเช่น

```
MOV DPTR,#xxxxxx11B ; control port
MOV A,#00001001B ; Bit pc4 = 1
```

อธิบายการทำงานในโหมด 1 เมื่อเป็น อินพุท

เมื่ออุปกรณ์ภายนอกต้องการส่งข้อมูลให้ 8255 ต้องทำการตรวจสอบขา *IBF* ก่อนว่าบัฟเฟอร์ว่างหรือไม่ (*IBF* = 0) เมื่อว่างจึงส่งข้อมูลออกมาที่ พอร์ตข้อมูลและอุปกรณ์ภายนอกให้สัญญาณ *STB* เป็นพัลส์อย่างน้อย 100 nsec มายัง 8255

หลังจากขา *STB* เปลี่ยนจาก 1 เป็น 0 ขา *IBF* ของ 8255 จะเป็น 1 เพื่อบอกอุปกรณ์ภายนอกว่าขณะนี้ บัฟเฟอร์ ในการรับข้อมูลนั้นเต็มแล้ว (มีข้อมูล) และถ้าบิต *INTE* ถูกเซทเอาไว้ (*INTE* = 1) ก็จะทำให้ขา *INTR* = 1 เพื่อเป็นสัญญาณอินเตอร์รัพท์ให้กับ CPU ขา *INTR* และ *IBF* จะกลับเป็น 0 อีกครั้งก็ต่อเมื่อมีการอ่านข้อมูลจากพอร์ต 8255

ส่วน เอาท์พุท

OBF (เอาท์พุท บัฟเฟอร์ FULL) เป็นขาเอาท์พุทเมื่อขานี้เป็น 0 แสดงว่า CPU ได้เขียนข้อมูลไปยังพอร์ตที่กำหนดแล้ว ขา *OBF* นี้จะเป็น 0 ที่สัญญาณขอบขาขึ้นของสัญญาณ *WR* และจะเป็น 1 เมื่อสัญญาณขอบขาลงของ *ACK*

ACK (ACKNOWLEDGE อินพุท) สัญญาณเป็น 0 ที่ขา *ACK* (มาจากอุปกรณ์ภายนอก) แสดงว่าอุปกรณ์ภายนอกได้อ่านข้อมูลจากพอร์ตที่กำหนด (A หรือ B) แล้ว

INTR (INTERRUPT REQUEST) สัญญาณ 1 ที่งานี้ใช้เป็นสัญญาณอินเทอร์รัพท์ CPU สัญญาณนี้จะเกิดขึ้นเมื่ออุปกรณ์ภายนอกได้รับข้อมูลจาก 8255 เรียบร้อยแล้ว และ INTR จะเป็น 1 ก็ต่อเมื่อ ACK = 1, INTE = 1 และจะกลับเป็น 0 อีกครั้งเมื่อมีการเขียนมาที่พอร์ตที่กำหนด

FLIP – FLOP ที่ใช้ INTERRUPT ทางส่วน เอาท์พุท คือ

INTE A ให้ SET/RESET ที่ BIT PC 6

INTE B ให้ SET/RESET ที่ BIT PC 2

อธิบายได้ดังนี้

ก่อนที่ CPU จะทำการเขียนข้อมูลเข้าไปที่ 8255 ควรจะตรวจดูก่อนว่าอุปกรณ์ภายนอกมาอ่านข้อมูลไปเรียบร้อยแล้วหรือไม่ โดยดูจากสัญญาณ ACK ว่าเท่ากับ 1 หรือไม่ ถ้าเป็น 1 ก็ให้ CPU เขียนข้อมูลเข้ามาที่ 8255 ได้ เมื่อมีการเขียนข้อมูลเข้ามาแล้ว OBF จะ ACTIVE LOW จนกระทั่ง ACK เป็น 0 จึงจะทำให้ OBF กลับมาเป็น 1 และถ้ามีการ SET ให้มีการ INTERRUPT (INTE BIT) เมื่อ ACK กลับเป็น 1 แล้วก็จะทำให้เกิด INTERRUPT โดย INTR ACTIVE เป็น 1

รายละเอียด MODE 2

ใน MODE นี้ก็คือ การรวมกันของ MODE 1 ในส่วน อินพุท และ เอาท์พุท มาไว้ในส่วนเดียวกัน โดยใช้ PORT A เป็นตัวเชื่อมต่อ นั่นก็คือ PORT A จะเป็น PORT แบบ 2 ทิศทาง ซึ่งสามารถที่อ่านหรือเขียนข้อมูลได้ใน PORT เดียวกัน PORT แบบ 2 ทิศทางนี้ยังเป็นระบบที่มีการ HAND SHAKING ดังเช่น MODE 1 โดยใช้ PORT C เป็นตัวตรวจสอบ โดยสัญญาณต่าง ๆ นั่นคือ สัญญาณในส่วน อินพุท และ เอาท์พุท ของ MODE 1 มารวมกันนั่นเอง

ประโยชน์ของ MODE 2 ในกรณีที่เรากำลังทำงานที่ต้องใช้ความเร็วอย่างมากโดย CPU เพียง 1 ตัวไม่สามารถที่ควบคุมได้ ยกตัวอย่างเช่นให้มีการรับข้อมูลทาง SERIAL PORT จากอุปกรณ์ภายนอกเข้ามาแล้วทำการประมวลผลเพื่อหาค่าใด ๆ จากนั้นนำค่านี้ออกไปแสดงผลที่แผงไฟโฆษณาแล้วให้มีการนำค่าที่แผงไฟนั้น ไปพิมพ์ที่เครื่องพิมพ์ ซึ่งที่แผงไฟต้องมีการแสดงผลตลอดเวลาห้ามหยุด ดังนั้น CPU ที่ 1 ก็ทำการรับข้อมูลทาง SERIAL PORT และ SCAN แผงไฟ ส่วน CPU ที่ 2 ใช้ในการ PRINT ข้อมูลที่ PRINTER โดยการใช้ MODE 2 ในการเชื่อมต่อ CPU ที่ 1 และ CPU ที่ 2 โดย CPU ที่ 1 เพียงแต่ส่งค่าต่าง ๆ ออกไปยัง CPU ที่ 2 เพื่อให้ CPU ที่ 2 ทำงาน PRINT ไปก็จะทำให้ CPU ที่ 1 ไม่เสียเวลาในการพิมพ์

คุณสมบัติทางไฟฟ้า

8255 มีข้อกำหนดของกระแส เอาท์พุท เมื่อเป็น LOW (IOL) ที่ 1.7 MA และกระแส เอาท์พุท เมื่อ เป็น HIGH (IOH) 200 UA จึงทำให้สามารถขับ TTL มาตรฐานได้ 1 ตัวหรือ LS TTL ได้ 4 ตัว และสิ่งพิเศษของ PORT B และ C สามารถ SET 1 ทั้ง 8 เส้น ให้สามารถจ่ายกระแสได้ 1-MA ที่ 1.5 V อันนี้จึงนำมาใช้ DRIVE SOLID STATE RELAY และ TRANSISTOR ได้ แต่ถ้าเป็น เอาท์พุท ไม่สามารถรับกระแส 10-20 MA ตามที่ LED ต้องการต้องมี บัฟเฟอร์ TTL ช่วย

8255 นี้มีความเร็วในการรับส่งอยู่ 2 รุ่น คือ 8255A-2 และ 8255A-5 ซึ่ง 8255A-5 มีความสามารถในการกระทำกับข้อมูลเร็วกว่า

บทที่ 5

การออกแบบวงจร และขั้นตอนการทดลอง

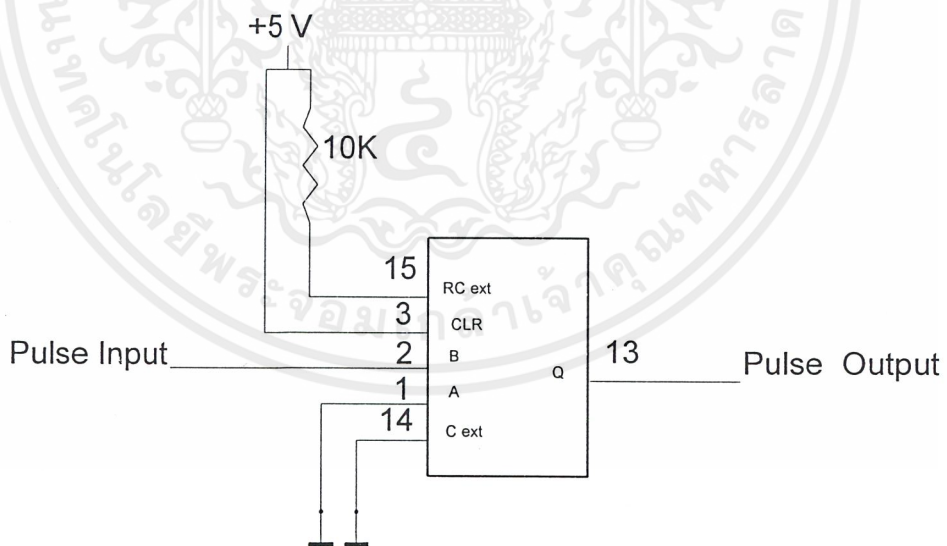
5.1 ขั้นตอนการออกแบบวงจรส่วน แอนาล็อก และ ดิจิตอล

วงจรจะแบ่งเป็น 6 ส่วน ดังนี้

1. ส่วนกำเนิดพัลส์
2. ส่วนตรวจจับพัลส์
3. ส่วนรวมสัญญาณ & Data flipflop
4. PAM
5. 8 bits Counter
6. ระบบ สัญญาณนาฬิกา

5.1.1) ส่วนกำเนิดพัลส์

วงจรนี้จะใช้ IC #74LS123 ผลิตเอาท์พุทเป็นลักษณะ Monostable multivibrator โดยอาศัยสัญญาณนาฬิกาเป็น อินพุท 2 kHz ป้อนเข้า IC และได้สัญญาณเอาท์พุทเป็น พัลส์ ที่มีความกว้างประมาณ 0.15 μsec ซึ่งเป็นค่าความกว้างน้อยที่สุดที่ IC ตัวนี้สามารถสร้างได้ วงจรจะเป็นดังรูป 5.1

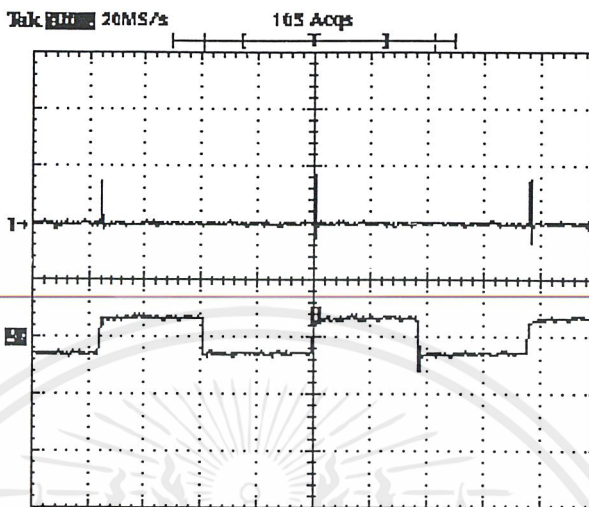


รูปที่ 5.1 วงจรส่วน กำเนิดพัลส์

หลังจากออกแบบวงจรแล้ว เราจะทำการทดลองโดยการป้อน สัญญาณนาฬิกา 2 kHz เข้าที่ อินพุท (ขา 2 ของ 74LS123)จากนั้นพิจารณาค่า เอาท์พุท โดย พัลส์ จะต้องมีความกว้างประมาณ 0.15 μsec จึงจะสามารถทำการวัดสายที่ระยะสั้นๆ ได้ โดยระยะที่สามารถทำการวัดได้สั้นที่สุดอยู่ที่ประมาณ 20 เมตร

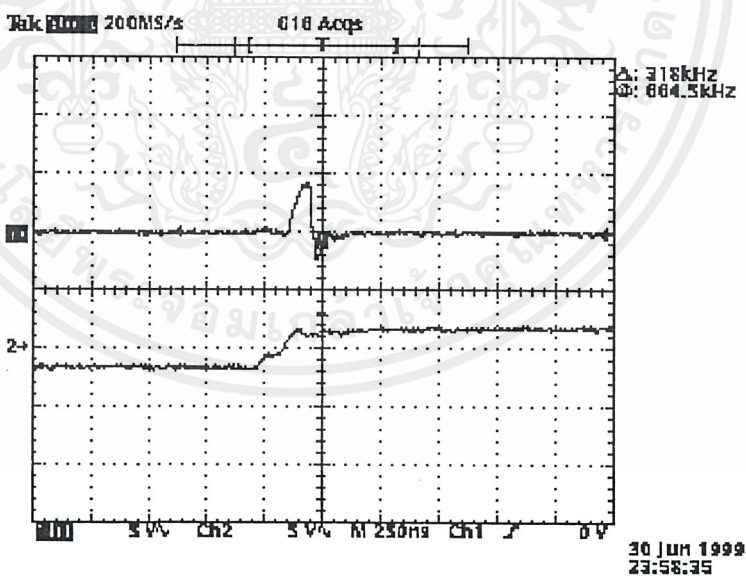
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากการทดลองป้อนพัลส์ 2 kHz เราจะได้ผลการทดลองดังรูป 5.2 ซึ่งแสดงเปรียบเทียบ อินพุท และ เอาท์พุท ของภาคนี้



รูปที่ 5.2 แสดงผลการทดลองส่วน กำเนิดพัลส์

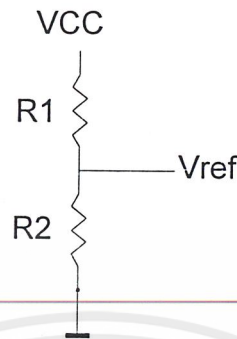
ลักษณะเอาท์พุทของ #74LS123 เมื่อทำการพิจารณาอย่างละเอียด จะได้ดังรูป 5.3 ซึ่งจะเห็นว่า จะมีลักษณะไม่เป็น พัลส์สี่เหลี่ยม เท่าใดนัก แต่จะมีลักษณะคล้ายสัญญาณ ทริกเกอร์ พัลส์



รูปที่ 5.3 สัญญาณ เอาท์พุท 74LS123 เมื่อพิจารณาอย่างละเอียด

5.1.1 ส่วนตรวจจับพัลส์

การทำงานของวงจรส่วนนี้จะใช้ Op – Amp เบอร์ #LM710 เป็นตัวทำงาน โดย IC ตัวนี้จะทำงานเป็นลักษณะ วงจรเปรียบเทียบ ดังนั้นการออกแบบจึงใช้การคำนวณอย่างง่าย โดยจะคำนวณ แรงดัน เปรียบเทียบ ที่จะใช้เปรียบเทียบ โดยใช้สูตร Voltage divider



ดังนั้นเราจะต้องคงที่ R ตัวหนึ่ง แล้วทำการหาค่า R อีกตัวหนึ่ง ในที่นี้เราจะคงที่ R_1 และคำนวณหา R_2 โดยแยกเป็น 2 ส่วน ดังนี้

1) วงจรตรวจจับพัลส์บวก (Positive Pulse Detector)

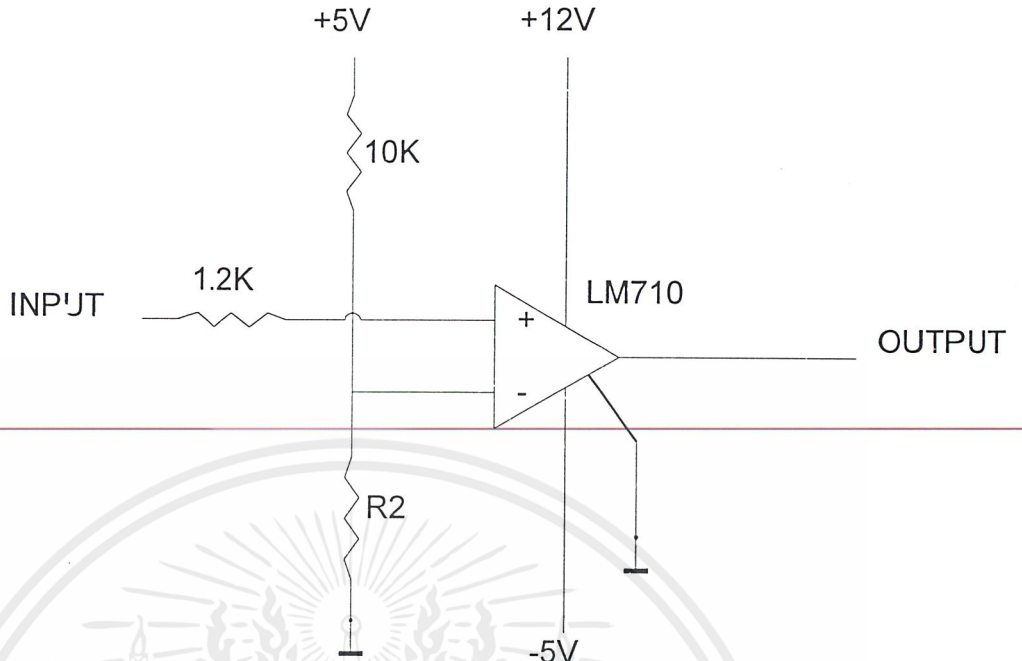
ในภาคนี้เราจะต้องการ $V_{ref} = 0.5\text{ V}$ เป็นค่าแอมพลิฟายด์น้อยที่สุดของสัญญาณสะท้อนกลับแบบบวก (เมื่อเปิดปลายสายทดสอบ ขนาด 200 เมตร) และจะคงที่ $R_1 = 10\text{ k}\Omega$ ดังนั้น R_2 จึงคำนวณได้จาก

$$V_{ref} = \frac{V_{cc} \cdot R_2}{R_1 + R_2}$$

$$R_2 = \frac{V_{ref} \cdot R_1}{V_{cc} - V_{ref}} \quad ; R_1 = 10\text{ k}\Omega, \quad V_{ref} = 0.5\text{ V}, \quad V_{cc} = 5\text{ V}$$

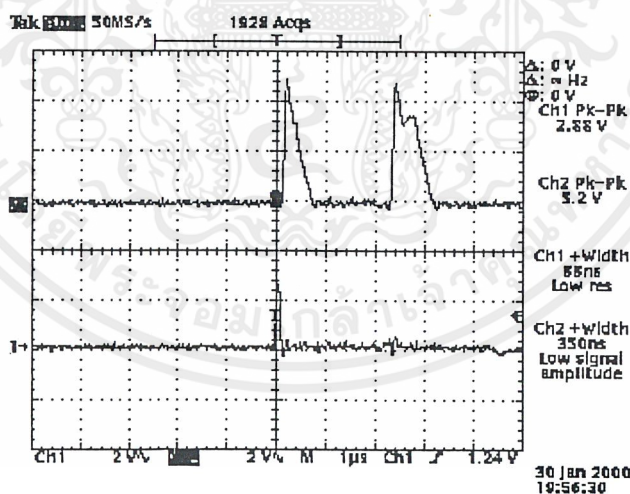
$$R_2 = 1.1\text{ k}\Omega \quad \text{ใช้ค่า } 1.2\text{ k}\Omega$$

เมื่อได้ R_2 แล้ว เราจะทำการออกแบบวงจรโดยใช้ $R_{in} = 1.2\text{ k}\Omega$, $R_1 = 10\text{ k}\Omega$, $R_2 = 1.2\text{ k}\Omega$ จะได้วงจรเปรียบเทียบสัญญาณ (เปรียบเทียบ) ดังรูป 5.4



รูปที่ 5.4 วงจรตรวจจับพัลส์บวก

จากนั้นทำการทดลองการทำงานโดยป้อนสัญญาณพัลส์โดยใช้อินพุตจากภาค กำเนิดพัลส์ และทำการทดสอบกับสายทดสอบจริงขนาด 200 เมตร จะได้ผลการทดลองดังรูป 5.5



รูปที่ 5.5 ผลการทดลองภาคตรวจจับพัลส์บวก

รูปบนแสดงเอาท์พุทของวงจร

รูปล่างแสดงอินพุทของวงจร

จะสังเกตเห็นว่าสัญญาณสะท้อนกลับมีค่าต่ำมาก ประมาณ 500 mV ดังนั้น เมื่อทดสอบจริงค่า R_2 ที่คำนวณไว้จึงอาจคลาดเคลื่อน ปัญหานี้แก้โดยใช้ R แบบปรับค่าได้ โดยใช้ VR $10k\Omega$ แทน R_2 แบบ คงค่า(Fixed) เพื่อที่จะปรับค่า V_{ref} . ได้สะดวกขึ้น และหลังจากได้เอาท์พุทตามต้องการแล้ว เพื่อเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ให้สัญญาณมีความเป็นคิติดอล เราจะนำไปผ่านวงจร ชนิด ทรานซิสเตอร์ อีกครั้ง เพื่อให้สัญญาณเอาท์พุทมีเสถียรภาพ (Stable) ที่ดี โดยจะใช้ IC #7414 เป็นตัวทำงาน

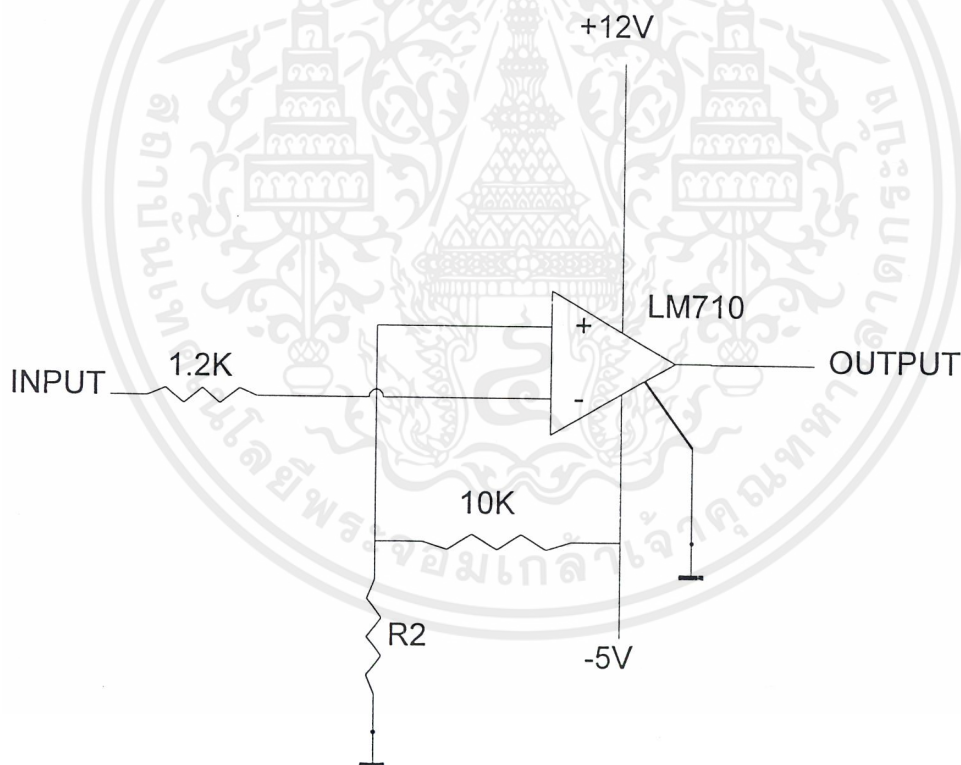
2) วงจรตรวจจับพัลส์ลบ (Negative Pulse Detector)

ในภาคนี้นี้เราต้องการ $V_{ref} = -1V$ เป็นค่าแอมพลิจูดน้อยที่สุดของสัญญาณสะท้อนกลับแบบลบ (เมื่อ ปิด ปลายสายทดสอบ ขนาด 200 เมตร) และจะคงที่ $R_1 = 10k\Omega$ เช่นเดียวกัน จึงคำนวณหาว่า R_2 ได้จาก

$$R_2 = \frac{V_{ref} \cdot R_1}{V_{cc} - V_{ref}} \quad ; R_1 = 10k\Omega, \quad V_{ref} = -1V, \quad V_{cc} = -5V$$

$$R_2 = 2.5k\Omega$$

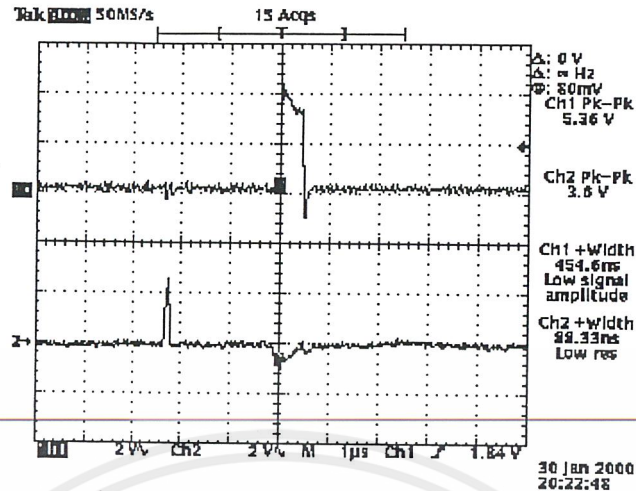
เมื่อได้ R_2 แล้วเราจะได้อุปกรณ์เปรียบเทียบสัญญาณ (เปรียบเทียบ) ดังรูป 5.6 เป็นวงจรตรวจจับพัลส์ลบ



รูปที่ 5.6 วงจรตรวจจับพัลส์ลบ

เช่นเดียวกับวงจรตรวจจับพัลส์บวก เราจะทำการทดลองการทำงานโดยป้อนสัญญาณจริง คือ จาก กำเนิดพัลส์ และทำการ ปิด ปลายสายทดสอบ เราจะได้ผลการทดลอง ดังรูป 5.7

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.7 ผลการทดลองภาคตรวจจับพัลส์ลบ

รูปบนแสดงเอาต์พุทของวงจรถ่วง

รูปล่างแสดงอินพุทของวงจรถ่วง

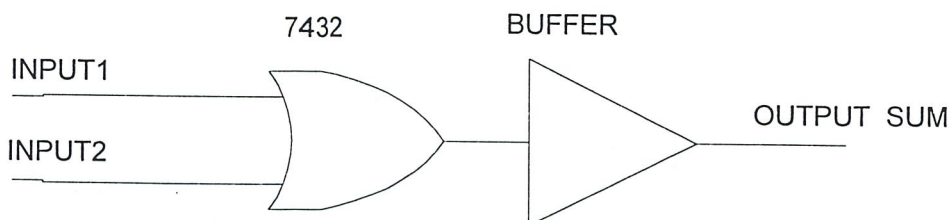
สัญญาณสะท้อนกลับแบบลบนี้จะสังเกตเห็นว่ามีค่าความแรงของสัญญาณสูงกว่าแบบบวกมาก ดังนั้นการปรับแต่งเพื่อให้ได้สัญญาณเอาต์พุทที่ต้องการจึงทำได้ง่ายกว่ามาก แต่อย่างไรก็ตาม R_2 ของภาคนี้ ควรเป็น R แบบปรับค่าได้ ในที่นี้ใช้ VR $10\text{ k}\Omega$ เพื่อสะดวกในการปรับแต่งวงจรถ่วง และหลังจากได้สัญญาณตามที่ต้องการเราจะนำไปผ่านวงจรถ่วง ชมิท ทริกเกอร์ เพื่อปรับเสถียรภาพ (Stable) ของสัญญาณให้ดีขึ้น โดยใช้ IC #7414

5.1.2 ส่วนรวมสัญญาณ & Data flipflop

ในส่วนนี้จะทำหน้าที่รวมสัญญาณและแปลงพัลส์ โดยวงจรรวมสัญญาณ จะใช้ IC #7432 (OR Gate) เป็นตัวทำงาน และวงจรถ่วงแปลงพัลส์จะใช้ IC #7474 (Data flipflop) เป็นตัวทำงาน ดังนั้นเราจะแบ่งการออกแบบเป็น 2 ส่วน คือ

1) วงจรรวมสัญญาณ (รวมสัญญาณ)

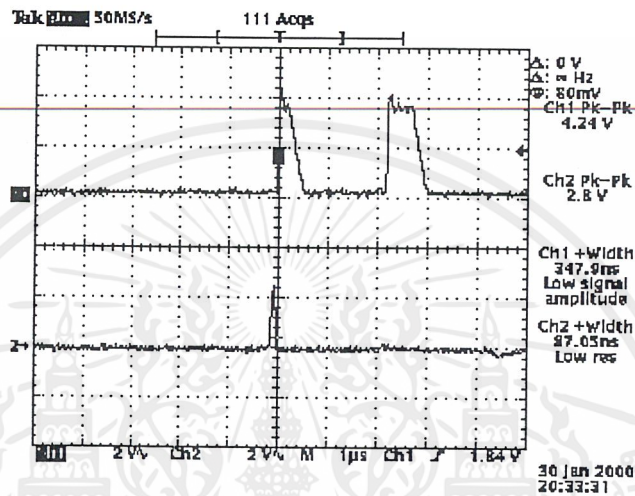
อินพุททั้งสองของ OR Gate จะมาจากเอาต์พุทของ Op - Amp ทั้งสองตัวมารวมกันที่ OR Gate วงจรถ่วงจะได้ดังรูป 5.8



รูปที่ 5.8 วงจรรวมสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาณเอาต์พุตของ OR Gate จะผ่าน บัฟเฟอร์ IC #74244 เพื่อปรับเสถียรภาพ(Stable) ของสัญญาณขาออกให้มีระดับสัญญาณที่ 5V เมื่อเป็น Logic “1” เพื่อภาคต่อไปจะได้นำสัญญาณไปประมวลผลต่อไปโดยไม่มีปัญหาเรื่องความแรงของสัญญาณ ผลการทดลองเราจะทำการป้อนอินพุตโดยใช้สัญญาณจริง คือ เอาต์พุตของ Op – Amp ทั้งสอง โดยทำการเปิดหรือปิดปลายสายก็ได้ เพราะเอาต์พุตของ OR Gate จะเหมือนกัน คือระยะห่างของพัลส์ขาส่งและพัลส์สะท้อนกลับจะเท่ากันไม่ว่าปิดหรือเปิดก็ตาม ผลการทดลองจะเป็นดังรูป 5.9

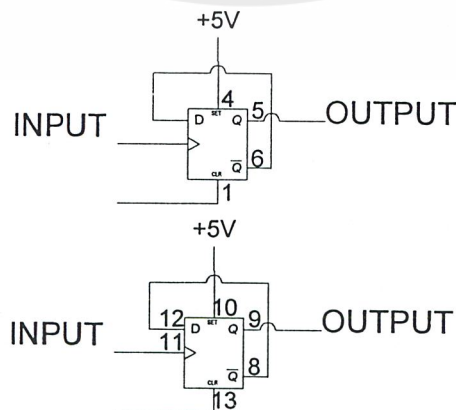


รูปที่ 5.9 แสดงผลการทดลองของ OR Gate ในการรวมสัญญาณ โดยรูปบนคือเอาต์พุตของ OR Gate รูปล่าง คือ รูปแสดงเอาต์พุตของ Op – Amp1 ขณะ ปิด ปลายสาย

IC ที่จะใช้ในภาคนีควรเป็นชนิด HC ซึ่งคือ #74HC32 จะทำงานได้ประสิทธิภาพที่ดีกว่า IC ชนิด LS ซึ่งเป็น TTL เพราะสัญญาณจะมีความผิดเพี้ยนมากกว่า HC ซึ่งเป็น CMOS

2) วงจรแปลงพัลส์ (Data flipflop)

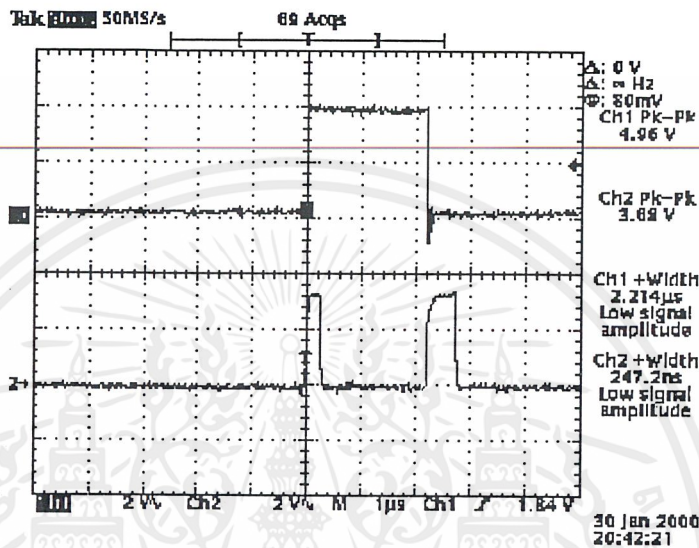
จะใช้ Data flipflop (D – FF) เบอร์ #7474 เป็นตัวทำงาน โดยแบ่งเป็น 2 ชุด โดย D – FF1 จะทำหน้าที่แปลงพัลส์เมื่อเกิดการ ปิด หรือ เปิด ปลายสาย ส่วน D – FF2 จะทำงานเมื่อ ปิด ปลายสายทดสอบเท่านั้น วงจรเป็นดังรูป 5.10



รูปที่ 5.10 วงจรของ Data flipflop ทั้งสองตัว

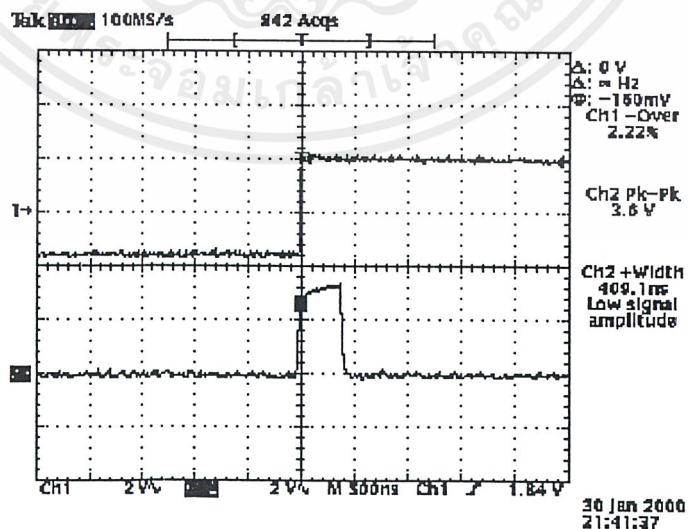
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

D – FF1 จะรับอินพุทจาก รวมสัญญาณ โดยตรงเพื่อแปลงพัลส์ ดังนั้นไม่ว่าเราจะ ปิด หรือ เปิด ปลายสายทดสอบ จะมีพัลส์ 2 ลูกวิ่งผ่านมายัง D – FF1 เสมอ คือพัลส์ลูกแรกเป็นพัลส์ขาส่ง และพัลส์ลูกที่สองเป็นพัลส์สะท้อนกลับซึ่งอาจเกิดจากการ ปิด หรือ เปิดปลายสาย ก็ได้ แต่มันได้ถูกแปลงเป็นพัลส์บวกแล้ว ดังนั้นสรุปได้ว่าจะมีพัลส์ 2 ลูกวิ่งเข้ามาที่อินพุทของ D – FF1 และได้เอาที่พุทเป็นพัลส์ 1 ลูก มีความกว้างเท่ากับระยะห่างของพัลส์อินพุททั้ง 2 ลูก ผลการทดลองจะเป็นดังรูป 5.11



รูปที่ 5.11 ผลการทดลองของ D – FF1 เมื่อป้อนอินพุท(รูปล่าง) และได้เอาที่พุท(รูปบน)

D – FF2 จะรับอินพุทจาก Op – Amp ส่วนการตรวจจับพัลส์ลบโดยตรง ดังนั้น D – FF2 จะทำงาน เมื่อมีการ ปิดปลายสายทดสอบเท่านั้น และเราจะใช้ D – FF2 นี้ ไปเป็นตัวตรวจจับสัญญาณ เปิด, ปิด วงจร ในส่วนของ ซอฟต์แวร์ ต่อไป ผลการทดลองจะเป็นดังรูป 5.12 สัญญาณเอาที่พุทจะเปลี่ยนแปลง เมื่อมีพัลส์สะท้อนกลับแบบลบเข้ามาเท่านั้น (เข้ามาแบบรับเป็นบวกแล้ว)

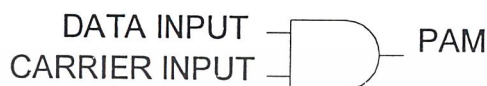


รูปที่ 5.12 ผลการทดลองของ D – FF2 โดยมีอินพุท (รูปล่าง) และได้เอาที่พุท (รูปบน)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

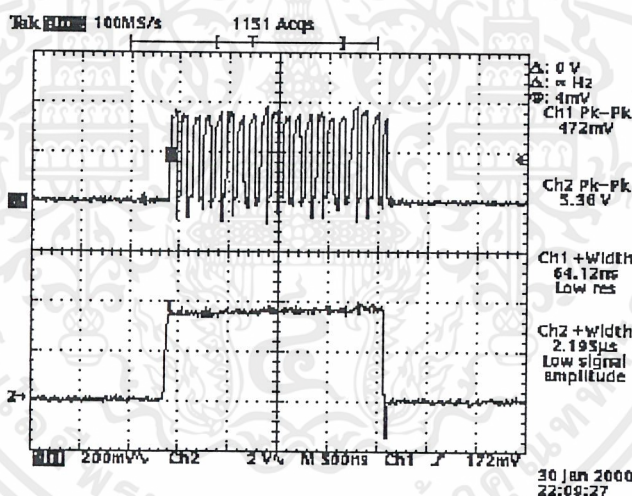
5.1.3 Pulse Amplitude Modulation : PAM

เนื่องจากการทำงานของวงจรนี้มีลักษณะเป็นการรับอินพุตเป็นพัลส์ที่มีความกว้างค่าหนึ่ง (ความกว้างเท่ากับระยะห่างของพัลส์ขาส่งและพัลส์สะท้อนกลับ) มาคูณกับพัลส์ที่มีความถี่สูงกว่ามาก ($f = 10\text{MHz}$, $T = 0.1\mu\text{sec}$) และได้เอาที่พุดเป็นลักษณะพัลส์อินพุตที่ถูกแบ่งเป็นลูกเล็กๆแต่ละลูกห่างกัน $0.1\mu\text{sec}$ เราจึงเรียกว่า PAM การทำงานอาศัย IC #7408(AND Gate) วงจรจะเป็นดังรูป 5.13



รูปที่ 5.13 วงจร PAM ที่ทำจาก AND Gate

การทดลอง เราจะป้อนอินพุต 1 เป็นพัลส์ 1 ลูก ที่มีความกว้างเท่ากับระยะห่างของพัลส์ขาส่งกับพัลส์สะท้อนกลับ (ทดสอบกับสายทดสอบ 200 เมตร) ทำให้มีระยะห่างของพัลส์ทั้งสองประมาณ $2.4\mu\text{sec}$ และ carrier เป็น สี่เหลี่ยม พัลส์ 10MHz เข้าที่อินพุต 2 ผลการทดลองเป็นดังรูป 5.14



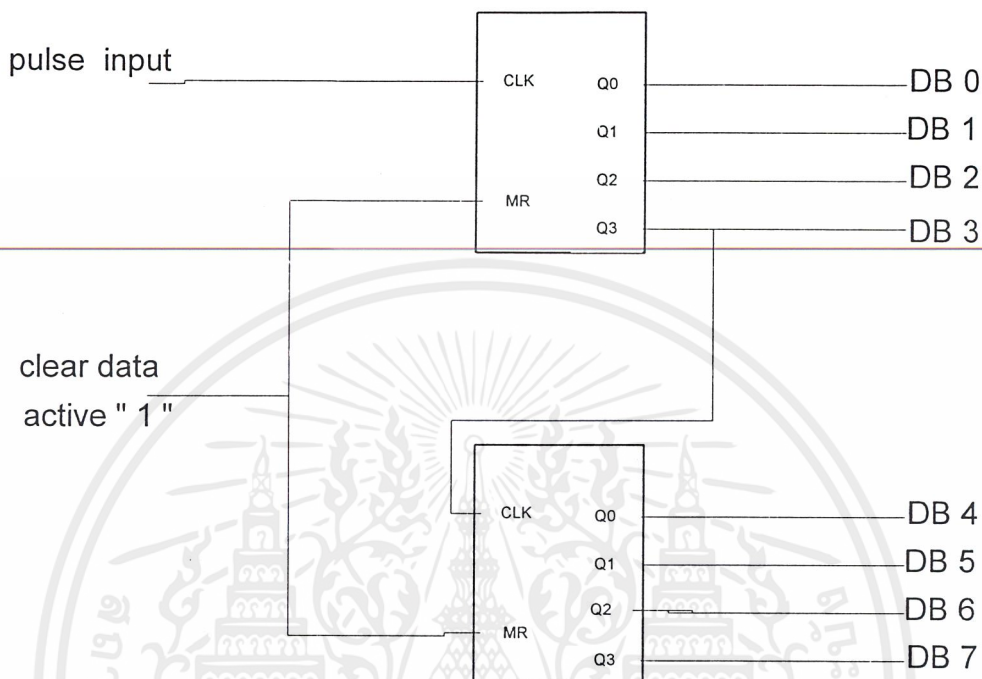
รูปที่ 5.14 ผลการทดสอบ PAM โดยมีอินพุต 1 (รูปล่าง) และ เอาท์พุด (รูปบน)

จากการทดลองจะพบว่า จำนวนพัลส์ลูกเล็ก ๆ ($f = 10\text{MHz}$) จะมีมากหรือน้อยขึ้นอยู่กับความกว้างของพัลส์อินพุต 1 และสังเกตเห็นว่าพัลส์ลูกเล็ก ($f = 10\text{MHz}$) ลูกสุดท้ายจะไม่เสถียรภาพ นั่นคือพัลส์ลูกสุดท้ายจะขึ้นๆลงๆ สาเหตุเกิดจาก พัลส์อินพุต 1 มีขอบขาลงไม่แน่นอน ก็จะยืดและหดในช่วงสั้นๆเป็นผลให้อาท์พุดไม่เสถียรภาพ ด้วย แต่อยู่ในเกณฑ์ที่ยอมรับได้ เนื่องจาก ผิดพลาด เพียงพัลส์ 1 ลูก เท่านั้น

5.1.4 วงจรนับ 8 บิต (8 bits Counter)

ในส่วนนี้จะทำหน้าที่นับพัลส์ลูกเล็กๆ ($f = 10\text{MHz}$) ที่เกิดจาก PAM เป็นเลข binary 8 bits และจะนำ ข้อมูล นี้ส่งให้ MPU ไปประมวลผล และเนื่องจากการนับจะต้องนับเฉพาะช่วงที่มีพัลส์อินพุต เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

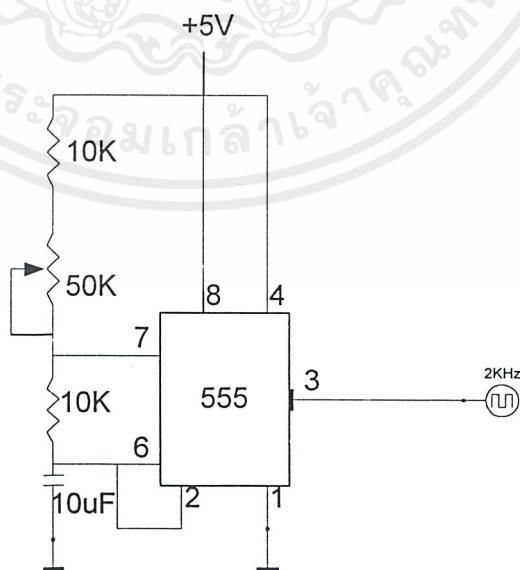
1 เกิดขึ้นและจะนับในช่วงขอบขาขึ้นของพัลส์และขอกลางของพัลส์ที่อินพุต 1 ของ PAM เท่านั้น เราจึงต้องนำอินพุต 1 ของ PAM มาเป็นสัญญาณ on/off Counter ให้กับ 8 bits Counter ด้วย ในส่วนนี้จะใช้ IC 74393 ซึ่งเป็น 4 bits Counter 2 ตัว มาต่อ serial กัน เพื่อให้นับเป็น 8 bits Counter วงจรเป็นดังรูป 5.15



รูปที่ 5.15 วงจร 8 bits Counter

5.1.6 ระบบ สัญญาณนาฬิกา แบ่งเป็น 2 ส่วน

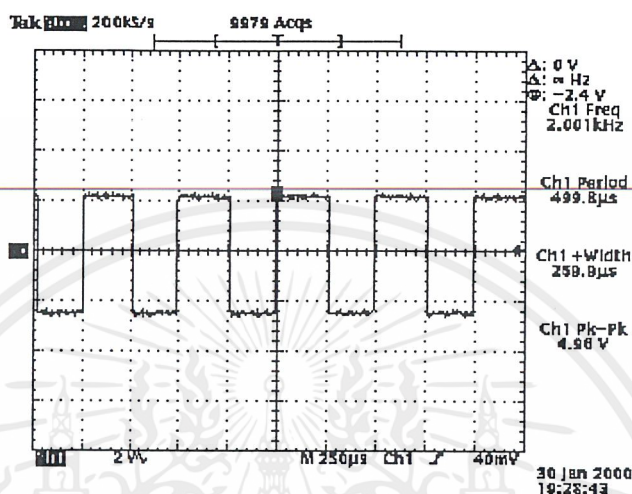
1) สัญญาณนาฬิกา 2 kHz ใช้ IC Timer NE555 เป็นตัวกำเนิดสัญญาณนาฬิกา 2 kHz วงจรเป็นด



รูปที่ 5.16 วงจร สัญญาณนาฬิกา 2 kHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

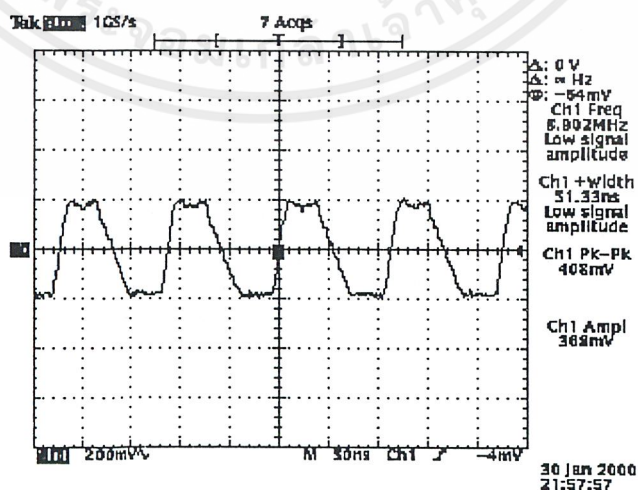
การทดลอง เราจะทำการป้อนไฟเข้าวงจรและปรับค่า R ในวงจร พิจารณาที่ สโคป ให้ได้ค่าความถี่ 2 kHz ผลการทดลองเป็นดังรูป 5.17



รูปที่ 5.17 ผลการทดลองความถี่ สัญญาณนาฬิกา 2 kHz

2) สัญญาณนาฬิกา 10 MHz

ใช้ IC MAX038 ซึ่งเป็น IC ทำหน้าที่ function กำหนด โดยเราประยุกต์ใช้งานเป็นชุดผลิตความถี่สี่เหลี่ยม พัลส์ 10 MHz การต่อวงจรใช้งานจะต่อดังรูป ในภาคผนวก การทดสอบเราจะต่อขา A0, A1 ลงกราวด์เพื่อให้เอาท์พุทเป็น สัญญาณสี่เหลี่ยม และทำการปรับ Rin ให้ได้ความถี่ 10 MHz หรือใกล้เคียงมากที่สุด ผลการทดลองจะได้ดังรูป 5.19



รูปที่ 5.18 ผลการทดลองความถี่ 10 MHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในส่วน ระบบ สัญญาณนาฬิกา นี้ โดยเฉพาะ 10MHz ซึ่งมีความถี่สูงมาก ปัญหาที่เกิดขึ้นคือ ความถี่จะผิดเพี้ยนง่ายมากถ้าเรานำส่วนหนึ่งส่วนใดของร่างกายไปอยู่ใกล้ๆ หรือถ้าสายไฟไปพาดผ่านวงจร ดังนั้นแนวทางแก้ปัญหาคือ จะทำการ ห่อหุ้ม ด้วยกล่องเหล็กแล้วต่อกราวด์เข้ากับกล่องเหล็ก ผลการทดลองดีมากปราศจากสัญญาณรบกวนและเสถียรภาพดีมาก ในส่วน 10MHz นี้ เราไม่สามารถปรับ Rin ให้ได้ 10MHz พอดีได้ เนื่องจากขีดจำกัดของอุปกรณ์ที่นำมาต่อรวมและสายวงจร เราจึงปรับได้ใกล้เคียงที่สุด คือ 8.9MHz ที่ความถี่นี้รูปคลื่นยังคงความเป็นพัลส์ดีเยี่ยมไว้อยู่โดยมีความผิดเพี้ยนน้อยที่สุด และสามารถนำไปใช้งานจริงได้ ถ้าปรับให้ได้ความถี่ 10MHz ค่าแอมพลิจูดจะต่ำมากและรูปร่างของพัลส์จะผิดเพี้ยนมากไม่เหลือความเป็นพัลส์ดีเยี่ยมอยู่เลย จึงไม่สามารถนำไปใช้งานได้

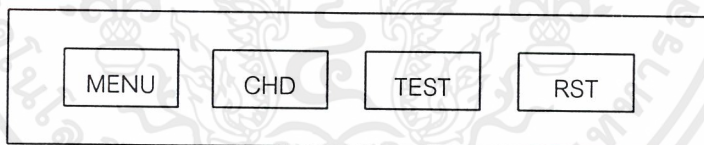
5.2 การออกแบบส่วน MPU และอุปกรณ์ อินเทอร์เฟซ

ในส่วนนี้จะแบ่งเป็น 4 ส่วน คือ

1. คีย์ อินเทอร์เฟซ
2. แอลซีดี อินเทอร์เฟซ
3. อินเทอร์เฟซข้อมูล 8 บิต
4. CPU & I/O Port (8255)

5.2.2 คีย์ อินเทอร์เฟซ

คีย์บอร์ดที่ใช้ในการทำงานจะมี 4 คีย์ ดังรูป 5.20



รูปที่ 5.19 แสดงการวางตำแหน่ง คีย์ บนหน้าปัทม์เครื่อง

คีย์ ทั้ง 4 คีย์ จะเป็นสวิตช์แบบกดติดปล่อยดับ ซึ่งจะต่อกับ Port B ของ 8255 ความหมายของคีย์ทั้ง 4 มีดังนี้

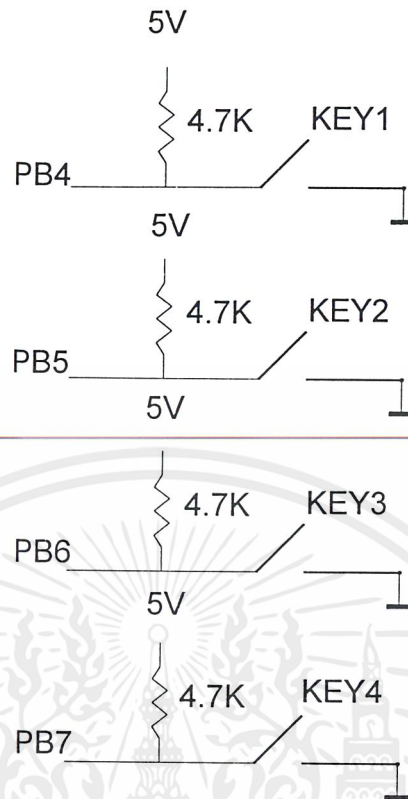
คีย์ 1 : MENU เลือกระหว่าง TEST กับเปลี่ยนค่าไดอิเล็กตริก

คีย์ 2 : CHD เปลี่ยนค่าไดอิเล็กตริกตามชนิดของสายทดสอบ

คีย์ 3 : TEST ทดสอบสาย

คีย์ 4 : กลับไปสู่ MAIN MENU

การต่อคีย์ทั้ง 4 จะต่อ โดยมี R Pull up เพื่อให้ port มีสถานะเป็น high ตลอด จนกว่าจะมีการกดคีย์ใดๆ วงจรจะเป็นดังรูป 5.21



รูป 5.20 วงจรการต่อคีย์ทั้ง 4 กับ port B ของ 8255 I/O Port

5.2.3 การอินเตอร์เฟส จอแสดงผล แอลซีดี

ปัจจุบัน แอลซีดี เป็นที่นิยมกันเป็นอย่างมาก สำหรับการแสดงผลในเครื่องมือเครื่องใช้ต่างๆ ทั้งนี้เนื่องจากมีความเหมาะสมหลาย ๆ ด้าน เช่นการใช้กระแสดำ สามารถแสดงผลเป็นตัวอักษรและตัวเลข หรือแสดงเป็นกราฟฟิค (เฉพาะรุ่น) จะมีปัญหาที่คือในด้านวงจร ซึ่งมีระบบการทำงานที่ซับซ้อนและหาอุปกรณ์ได้ค่อนข้างยาก แต่ขณะนี้ผู้ผลิต แอลซีดี จะทำรุ่นที่เป็น แอลซีดี จะผลิตเป็น module ออกมาคือเป็น module ที่มีตัว แอลซีดี และวงจรควบคุมมาให้พร้อม ซึ่งทำให้ผู้ใช้สามารถต่อเข้ากับระบบไมโครฯ ได้ง่ายและสะดวกสำหรับการเขียน โปรแกรม รวมทั้งยังมีการจำหน่ายกันอย่างกว้างขวางและมีราคาที่เหมาะสม ทำให้ผู้ใช้ทางด้านไมโครฯ หันมาใช้แผงแสดงผลด้วย แอลซีดี module กันมากขึ้น

แอลซีดี module มีอยู่หลายรุ่น และคุณสมบัติแตกต่างกันไป ซึ่งแบ่งได้เป็น 2 กลุ่มหลัก คือ แบบ Dot matrix และ Graphic โดยแบบ Dot matrix จะแสดงผลเป็นตัวอักษรขนาด 5×8 Dot และมีจำนวนอักษรและบรรทัดแตกต่างกันไปในแต่ละรุ่น ส่วนแบบ Graphic จะสามารถแสดงผลในแบบ Bit map คือจะสร้างเป็นภาพใดๆก็ได้ตามต้องการ แนวทางในการใช้งานของทั้ง 2 แบบ จะมีลักษณะใกล้เคียงกัน การใช้งานโดยทั่วไปมักจะใช้แบบ Dot matrix มากกว่าเนื่องจากราคาถูกกว่า และเพียงพ่องานส่วนใหญ่ คุณสมบัติของ Dot matrix แอลซีดี module สามารถสรุปเป็นข้อๆ ดังนี้

1. มีให้เลือกหลายรุ่นตามความต้องการใช้งาน โดยมีจำนวนตัวอักษร และบรรทัดแตกต่างกันไป
2. ตัวอักษรแสดงด้วย Dot matrix ขนาด 5×8 Dot
3. สามารถต่อเข้ากับระบบไมโครฯได้ 2 ลักษณะคือ แบบ Memory map และแบบผ่าน 8255 port ซึ่งจะใช้ขาสัญญาณทั้งหมด 14 PIN
4. การใช้งานง่ายและสะดวก ระบบไมโครฯเพียงแค่ส่งข้อมูลให้กับ แอลซีดี module เท่านั้นข้อความก็จะปรากฏบนแผงแสดง และจะค้างไว้ตลอดทำให้ไม่ต้องเสียเวลาของระบบ
5. มีคำสั่งพิเศษสำหรับอำนวยความสะดวกมากมาย เช่น CLEAR, DISPLAY, HOME, CURSOR, ON OFF CURSOR, BLANK CHARACTER และอื่นๆอีก
6. สามารถแสดงผลเป็นตัวอักษรภาษาอังกฤษและตัวเลขได้ 160 ตัว และสัญลักษณ์พิเศษอีก 32 ตัว รวมทั้งสามารถกำหนดอักษรที่ออกแบบเองได้อีก 8 ตัว
7. กินกระแสไฟน้อยและมีน้ำหนักเบา รวมทั้งทำงานได้ด้วยไฟเลี้ยงระดับ 5 โวลต์ เท่านั้น

ตาราง 5.1 แสดงขาสัญญาณของ แอลซีดี module

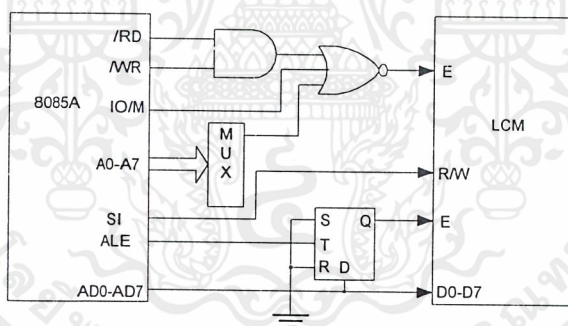
PIN	SYMBOL	LEVEL	FUNCTION
1	Vss	-	ระดับ 0V GND
2	Vcc	-	ระดับ+5V Power Supply
3	Vee	-	ปรับความเข้มจอ แอลซีดี
4	RS	H/L	Register Select H: ข้อมูล อินพุต L:Intruction อินพุต
5	RW	H/L	H: ข้อมูล Read L:ข้อมูล Write
6	E	H	Enable Signal (L-H)
7	DB0	H/L	ข้อมูล Bus Bit 0
8	DB1	H/L	ข้อมูล Bus Bit 1
9	DB2	H/L	ข้อมูล Bus Bit 2
10	DB3	H/L	ข้อมูล Bus Bit 3
11	DB4	H/L	ข้อมูล Bus Bit 4
12	DB5	H/L	ข้อมูล Bus Bit 5
13	DB6	H/L	ข้อมูล Bus Bit 6
14	DB7	H/L	ข้อมูล Bus Bit 7

การต่อเข้ากับระบบไมโครคอนโทรลเลอร์

แอลซีดี module จะต่อเข้ากับระบบไมโครฯ ได้ 2 ลักษณะดังได้กล่าวไปแล้ว ซึ่งทั้งสองแบบนี้จะมีข้อดีและข้อเสียแตกต่างกันไป โดยแต่ละแบบจะมีหลักการดังนี้

การต่อแบบ Memory map

1. สามารถต่อเข้ากับ chip เบอร์ต่างๆ ได้ เช่น 8051 หรือ Z80 โดยจะทำให้ระบบไมโครฯ มองเห็น แอลซีดี module ในลักษณะของ Memory ได้ทันที
2. ผู้ใช้สามารถเขียนและอ่านข้อมูลจาก แอลซีดี module ได้ ทำให้มองเสมือนว่าเป็น Memory บัฟเฟอร์ ไปในตัว
3. เนื่องจากสามารถอ่านข้อมูลกลับได้ จึงทำให้สามารถตรวจสอบ flag ความพร้อมในขณะที่ แอลซีดี module กำลังทำงานได้
4. ไซได้กับบอร์ดที่มี แอลซีดี bus มาให้พร้อมเท่านั้น
5. ทำให้กินพื้นที่ของหน่วยความจำไปส่วนหนึ่ง และต้องมีการ Decode ละเอียดพอสมควร
6. การจัดหาสัญญาณจะต้องเป็นไปตามแบบของ chip



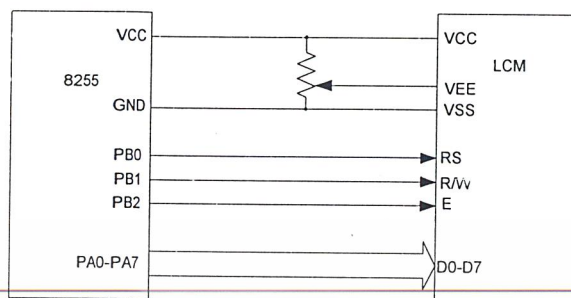
รูปที่ 5.21 การ อินเทอร์เฟส แบบ Memory map

การต่อแบบ I/O port

1. สามารถต่อเข้ากับ I/O port ใดๆ ก็ได้ โดยใช้สายสัญญาณจำนวน 11 เส้น และใช้โปรแกรมเป็นตัวสร้างสัญญาณขึ้นมา ให้ตรงกับข้อกำหนดของ แอลซีดี module
2. ผู้ใช้จะเขียนข้อมูลให้ แอลซีดี module ได้อย่างเดียว ซึ่งผู้ใช้ควรจะกำหนด memory ส่วนหนึ่งให้เสมือน บัฟเฟอร์ ให้กับ แอลซีดี module
3. เนื่องจากไม่สามารถอ่านข้อมูลกลับได้ จึงต้องใช้การหน่วงเวลาของระบบเอง เพื่อรอให้ แอลซีดี module กระทำขบวนการต่างๆ
4. ไซได้กับบอร์ดทุกๆ ไปที่มี port
5. ไม่เปลืองส่วนของ Memory ในการใช้งาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6. การจัดหาสัญญาณกระทำได้อย่างอิสระ



รูปที่ 5.22 การต่อ อินเทอร์เฟซ แบบ I/O Port

ชุดคำสั่งควบคุมและการแสดงข้อความ

ขาสัญญาณ VEE มีไว้สำหรับกำหนดความเข้มของตัวอักษร โดยถ้าต่อกับ GND จะมีความเข้มสูงสุด แต่ถ้าต่อกับ VCC จะมีความเข้มต่ำสุด ปกติ แอลซีดี รุ่นธรรมดา อาจจะทำกับ GND ไว้เลยก็ได้ ไม่ต้องใส่ VR ให้สิ้นเปลือง แต่ถ้าเป็นรุ่น STN (มุมมองกว้าง) ให้ใช้ R 2K ต่อลง GND อีกที เพื่อให้ความเข้มมีความเหมาะสม การเขียนหรืออ่านข้อมูลกับ แอลซีดี module ก็คือการกำหนดคุณสมบัติต่างๆในการใช้งานของ แอลซีดี ตามชุดคำสั่งควบคุม และรวมไปถึงการเขียนข้อมูลที่เป็นข้อความ เพื่อให้ปรากฏบนแผงแสดงด้วย

ความเข้าใจพื้นฐาน

1. การเขียนข้อมูลให้กับ แอลซีดี module จะแบ่งเป็น 2 ลักษณะคือ Instruction และ ข้อมูล โดยจะกำหนดด้วยขาสัญญาณ RS คือถ้า RS=0 จะหมายถึงส่งสัญญาณควบคุม (instruction) หรืออ่านค่า flag สภาพการทำงานของ แอลซีดี module และถ้า RS=1 จะหมายถึงการเขียนหรืออ่าน ข้อมูล กับ แอลซีดี module
2. หลักการในการเขียนข้อมูลให้ แอลซีดี module นี้ คือเมื่อมีการเขียนข้อมูลไปแล้ว ตัว แอลซีดี module จะต้องใช้เวลาในการทำงานชั่วขณะหนึ่ง(ตามค่า execute time ในตาราง) ซึ่งระบบไมโครฯสามารถตรวจสอบได้จาก Busy Flag (BF) และถ้าเรียบร้อยแล้ว จึงจะสามารถเขียนข้อมูลอันต่อไปได้ในกรณีที่การต่อวงจรเป็นแบบ I/O port คือไม่สามารถอ่านข้อมูลย้อนกลับได้ ระบบไมโครฯก็จะต้องใช้วิธีการหน่วงเวลาแทน
3. การเขียนข้อมูลให้กับ แอลซีดี module นี้สามารถทำได้ทั้งแบบ 8 bit และ 4 bit โดยกรณี 4 bit จะใช้สายสัญญาณ ข้อมูล เพียง 4 เส้น คือ DB4 – DB7 (ใช้สำหรับระบบไมโครฯแบบ 4 bit หรือเพื่อการ

ประหยัดสาย) การเขียนข้อมูลจะกระทำเหมือนกับ 8 bit เพียงแต่ให้เขียน 2 ครั้ง คือ DB4 – DB7 ก่อน แล้วตามด้วย DB0 – DB3 และจะต้องกำหนดคุณสมบัติตามค่า DL ในคำสั่ง Function set ด้วย

4. DDRAM (Display ข้อมูล RAM) คือหน่วยความจำภายในตัว แอลซีดี module ที่เป็น บัฟเฟอร์ ของข้อมูลโดยถ้าเขียนรหัส ASCII ใดๆ ลงไปในหน่วยความจำนี้ ก็จะปรากฏเป็นตัวอักษรที่แสดงแทนที่
5. CGRAM(Character กำเนิด Ram) คือหน่วยความจำภายในตัว แอลซีดี Module สำหรับเก็บภาพตัวอักษรที่ผู้ใช้สามารถสร้างได้เอง(8ตัว อักษร) โดยจะอ้าง Address ได้ทั้งหมด 64 byte คือ 8 ตัว อักษร คูณกับ 8 row

รายละเอียดของแต่ละคำสั่ง

1. CLEAR DISPLAY

RS	R/W	DB7	DB6	DB5	DB4	DB3	DB2	DB1	DB0
0	0	0	0	0	1	S/C	R/L	*	*

สำหรับการ Clear Display โดยจะทำการเขียนตัวอักษร Space ลงไปใน DDRAM ทั้งหมด และทำการกำหนดค่า DDRAM Address ให้เป็น 0 พร้อมทั้ง Cursor จะกลับไปตำแหน่งซ้ายบนสุดของจอภาพ

2. CURSOR AT HOME

RS	R/W	DB7	DB6	DB5	DB4	DB3	DB2	DB1	DB0
0	0	0	0	0	0	0	0	1	*

สำหรับการกำหนดค่า DDRAM Address ให้เป็น 0 พร้อมทั้ง Cursor จะไปอยู่ที่ตำแหน่งซ้ายบนสุดของจอภาพ โดยที่ข้อมูลใน DDRAM ไม่มีการเปลี่ยนแปลง

3. ENTRY MODE SET

RS	R/W	DB7	DB6	DB5	DB4	DB3	DB2	DB1	DB0
0	0	0	0	0	0	0	1	I/D	S

I/D=0 กำหนดทิศทางของ Cursor และ DDRAM ให้เป็นแบบ Decrement

I/D=1 กำหนดทิศทางของ Cursor และ DDRAM ให้เป็นแบบ Increment

S=0 เมื่อเขียนข้อมูลแล้ว ตัว Cursor จะถูกเลื่อนไปตามทิศทางของค่า I/D

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

S=1 เมื่อเขียนข้อมูลแล้ว ตัว Cursor จะอยู่กับที่ และตัวอักษรจะถูกดันไปตามทิศทางของค่า I/D

การกำหนดค่า I/D และ S นี้ให้กำหนดก่อนการเขียนข้อมูลใน DDRAM และเมื่อกำหนดแล้วจะต้องไม่ใช่คำสั่ง Clear display อีก

4. DISPLAY ON/OFF

RS	R/W	DB7	DB6	DB5	DB4	DB3	DB2	DB1	DB0
0	0	0	0	0	0	1	D	C	B

D=0 กำหนดให้ off display

D=1 กำหนดให้ on display

C=0 กำหนดให้ off cursor

C=1 กำหนดให้ on cursor โดย cursor จะเป็นเส้นชี้ตัวอักษร

B=0 กำหนดให้ไม่มีการกระพริบที่ตำแหน่ง Cursor

B=1 กำหนดให้ไม่มีการกระพริบที่ตำแหน่ง Cursor (กระพริบเป็นรูปสี่เหลี่ยม)

5. DISPLAY SHIFT

RS	R/W	DB7	DB6	DB5	DB4	DB3	DB2	DB1	DB0
0	0	0	0	0	1	S/C	R/L	*	*

S/C=0 กำหนดให้เลื่อน Cursor ตามทิศทาง R/L ไป 1 ตำแหน่ง

S/C=1 กำหนดให้เลื่อนข้อความบนแผงแสดงตามทิศทาง R/L ไป 1 column (เลื่อนทุกบรรทัด)

R/L=0 กำหนดให้ทิศทางไปทางซ้าย

R/L=1 กำหนดให้ทิศทางไปทางขวา

6. FUNCTION SET

RS	R/W	DB7	DB6	DB5	DB4	DB3	DB2	DB1	DB0
0	0	0	0	1	DL	N	F	*	*

DL=0 กำหนดให้การติดต่อกับ แอลซีดี Module เป็นแบบ 4 bit

DL=1 กำหนดให้การติดต่อกับ แอลซีดี Module เป็นแบบ 8 bit จะสังเกตว่า การกำหนดค่า D/L นี้สามารถกระทำได้ที่ DB4 – DB7 ซึ่งถ้ามีการกำหนดให้เป็นแบบ 4 bit ตั้งแต่ครั้งแรก หลังจากจ่ายไฟเลี้ยงก็จะทำให้ แอลซีดี Module มีการรับข้อมูลแบบ 4 bit ทันที

N=0 กำหนดจำนวนบรรทัดแบบ 1/8 Duty และ 1/11 Duty

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

N=1 กำหนดจำนวนบรรทัดแบบ 1/16 Duty

F=0 กำหนดให้ตัวอักษรเป็นแบบ 5*7 Dots

F=1 กำหนดให้ตัวอักษรเป็นแบบ 5*10 Dots (กรณีที่มี แอลซีดี Module เป็นแบบ 5*7 อยู่แล้ว ก็จะไม่ มีผลอะไร)

7. SET CGRAM ADDRESS

RS	RW	DB7	DB6	DB5	DB4	DB3	DB2	DB1	DB0
0	0	0	1	CGRAM ADDRESS					

สำหรับการกำหนด Address ของ CGRAM เมื่อได้ทำการกำหนดไว้แล้วการอ่านและเขียน ข้อมูล ที่ต่อจากนี้ จะเป็นไปตาม Address ที่กำหนดทันที

8. SET DDRAM ADDRESS

RS	RW	DB7	DB6	DB5	DB4	DB3	DB2	DB1	DB0
0	0	1	DDRAM ADDRESS						

สำหรับการกำหนด Address ของ DDRAM เมื่อได้ทำการกำหนดไว้แล้วการอ่านและเขียน ข้อมูล ที่ต่อจากนี้ จะเป็นไปตาม Address ที่กำหนดทันที ตำแหน่งของ Address ในแต่ละรุ่นจะมีความแตกต่างกันมาก เพราะจำนวนจิวอักษรต่อบรรทัดไม่เท่ากัน ซึ่งแสดงดังตารางต่อไปนี้

(ตารางนี้จะกำหนดให้บิตที่ 7 เท่ากับ 1 เสมอ เพื่อความสะดวกในการเรียกใช้)

รุ่น DMC 202

80	81	82	83	84	85	86	87	88	89	8A	8B	8C	8D	8E	8F	90	91	92	93
C0	C1	C2	C3	C4	C5	C6	C7	C8	C9	CA	CB	CC	CD	CE	CF	DO	D1	D2	D3

9. BUSY FLAG AND ADDRESS READ

RS	RW	DB7	DB6	DB5	DB4	DB3	DB2	DB1	DB0
0	1	BF	ADDRESS						

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับการอ่านค่า BF (Busy Flag) ซึ่งบอถึงความพร้อมของ แอลซีดี Module ในการรับข้อมูล ถ้า BF=0 หมายความว่าพร้อมที่จะรับข้อมูลต่อไปได้ แต่ถ้า BF=1 หมายความว่ายังไม่พร้อม นอกจากนี้ยังเป็น การอ่านค่า Address ของ CGRAM หรือ DDRAM ด้วย

การอ่านและเขียนข้อมูลกับ DDRAM/CGRAM

1. WRITE ข้อมูล TO DDRAM OR CGRAM

RS	R/W	DB7	DB6	DB5	DB4	DB3	DB2	DB1	DB0
1	0	ข้อมูล							

สำหรับการเขียนข้อมูลลงหน่วยความจำ DDRAM หรือ CGRAM โดยเมื่อทำการเขียนแล้ว Address จะถูกเพิ่มหรือลดโดยอัตโนมัติตามที่กำหนดจากค่า I/D ในคำสั่ง Entry mode set และการเขียนจะเป็น DDRAM หรือ CGRAM ก็ขึ้นกับว่า ก่อนหน้าคำสั่งนี้มีการกำหนด Address ที่ใด

2. READ ข้อมูล FROM DDRAM OR CGRAM

RS	R/W	DB7	DB6	DB5	DB4	DB3	DB2	DB1	DB0
1	1	ข้อมูล							

สำหรับการอ่านข้อมูลจากหน่วยความจำ DDRAM หรือ CGRAM โดยเมื่อทำการเขียนแล้ว Address จะถูกเพิ่มหรือลดลงโดยอัตโนมัติ ตามที่กำหนดจากค่า I/D ในคำสั่ง Entry mode set และการอ่านจะเป็น DDRAM หรือ CGRAM ก็ขึ้นกับว่า ก่อนหน้าคำสั่งนี้มีการกำหนด Address ที่ใด

แนวทางการเขียนโปรแกรมควบคุม

1. เมื่อจ่ายไฟเลี้ยงให้กับ แอลซีดี Module ครั้งแรก ภายในจะมีการ Reset ระบบ โดยอัตโนมัติซึ่งจะใช้ เวลา 10 ms หลังจากทีระดับแรงดันไฟขึ้นถึง 4.5 V แล้วทั้งนี้ระบบ Reset ดังกล่าวจะกระทำสิ่งต่างๆ ต่อไปนี้

- ทำการ clear จอภาพทั้งหมด (clear display)
- กำหนดคุณสมบัติด้วยคำสั่ง Function set คือ DL=1 (ติดต่อกับระบบไมโครฯ ในแบบ 8 bit), N=0(แสดงข้อมูล 1 บรรทัด), F=0(กำหนดตัวอักษรแบบ 5*7 Dots)
- กำหนดคุณสมบัติด้วยคำสั่ง Display ON/OFF คือ D=0(ไม่แสดงข้อมูล), C=0(Cursor OFF), B=0

เอกสารนี้เป็น (Blank OFF) ไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- กำหนดคุณสมบัติด้วยคำสั่ง Entry mode set คือ I/D=1 (Increment), S=0(No shift)

การใช้งาน แอลซีดี Module ต้องรอให้ขบวนการ Reset ภายในทำงานเรียบร้อยแล้วก่อนที่จะตรวจสอบได้ด้วย BF(Busy Flag) หรืออาจจะใช้การหน่วงเวลาก็ได้

2. การใช้งาน แอลซีดี Module จะต้องเกี่ยวข้องกับทางด้าน โปรแกรมเป็นส่วนใหญ่ ชุดคำสั่งต่างๆรวมทั้งการอ่านหรือเขียนข้อมูลนั้น จะถูกกำหนดด้วยขาสัญญาณทั้งหมดที่มีอยู่ปกติโปรแกรมจะต้องกำหนดคุณสมบัติต่างๆ ที่ต้องการไว้ที่ส่วนต้น จากนั้นก็จะเป็นการอ่านและเขียนข้อมูลลงใน DDRAM ซึ่งก็คือข้อความที่จะให้แสดงผลนั่นเอง ส่วนรายละเอียดของตัว โปรแกรมสามารถศึกษาได้จากโปรแกรมตัวอย่างที่บรรจุอยู่ในแผ่นดิสก์ Allone ชื่อ XDMC202.ASM ซึ่งส่วนใหญ่จะให้มาพร้อมกับสินค้าของศิลา แต่จะเสนอตัวอย่างไว้ตอนท้ายเรื่องด้วย

การโหลดอักษรที่ออกแบบเอง

แอลซีดี Module จะสามารถโหลดตัวอักษรที่ออกแบบเองได้ โดยกระทำได้ 8 ตัวอักษร ซึ่งหลักการก็คือ ให้ทำการ โหลดรูปแบบที่กำหนดไว้แล้วลงในหน่วยความจำ CGRAM นั่นเอง Address ที่อ้างถึง CGRAM จะใช้เพียง 6 bit โดยอ้างได้ทั้งหมด 64 byte (คือ 8 ตัวอักษรคูณกับ row) และการเรียกใช้ตัวอักษรที่ออกแบบไว้จะใช้รหัส 00-07 (หรือ 08-0F ก็ได้) ขั้นตอนในการ โหลดตัวอักษรจะเป็นดังนี้

1. กำหนด Address ของ CGRAM ด้วยคำสั่ง Set CGRAM ทั้งนี้ถ้า โหลดอักษรตัวแรกก็จะใช้ Address ที่ตำแหน่ง 0
2. เขียนข้อมูลที่เป็นรูปแบบของตัวอักษร ด้วยคำสั่ง WRITE ข้อมูล โดยรูปแบบนี้จะใช้ 8 byte ต่อหนึ่งตัวอักษร คือเรียง row จากแถวบนลงล่างและใช้ bit ที่ 0-4 เท่านั้น การโหลดนี้จะทำได้ต่อเนื่องไปเรื่อยๆ โดยไม่ต้องกำหนด Address ใหม่
3. ตัวอักษรที่โหลดลงไปแล้ว สามารถเรียกใช้ได้ตลอดไปในขณะที่ยังมีไฟเลี้ยงอยู่ ซึ่งการ โหลดนี้ให้กระทำที่ส่วนต้นของโปรแกรมได้เลย

ในโครงการนี้เราจะใช้ แอลซีดี Module รุ่น DMC202 ซึ่งมีขนาด 2 x 20 ตัวอักษร และต่อ อินเทอร์เฟส แบบ I/O Port ลักษณะการต่อจะเป็นดังรูป 5.23

5.2.3 ข้อมูล อินเทอร์เฟส

ส่วนนี้คือส่วนที่สำคัญมากจะประกอบด้วยข้อมูลซึ่งมาจาก Board ในหัวข้อ 5.1 ทั้งหมด โดยข้อมูลจะแบ่งเป็น 2 ส่วน คือ

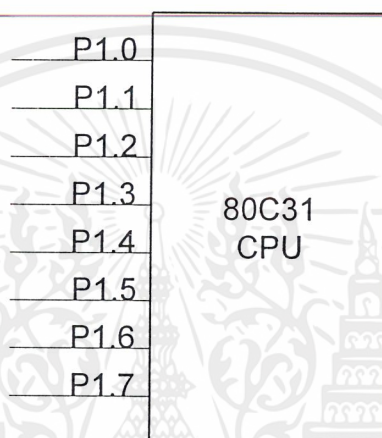
- 1) ข้อมูล ที่เป็นข้อมูล 8 bits จากภาค 8 bits counter ส่วนนี้จะต่อผ่าน บัฟเฟอร์ และต่อกับ Port1 ของ 8031 CPU อีกที

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2) ข้อมูล ตรวจสอบ ส่วนนี้คือส่วนที่ใช้ในการตรวจสอบและเสถียรภาพของโปรแกรมซึ่งมีรายละเอียดของสัญญาณดังนี้

- สัญญาณบอก start/เปิด circuit ซึ่งมาจาก D-FF2 และจะต่อกับ Port3 ของ 8031 CPU
- สัญญาณบอก ON/OFF Counter ซึ่งมาจาก D-FF1 และจะต่อกับ Port3 ของ 8031 CPU เช่นเดียวกัน

สัญญาณทั้งหมดนี้จะมีการต่อวงจร โดยตรงกับตัว 8031 CPU โดยใช้ Port ของ CPU ซึ่งได้แก่ Port1 และ Port3 บางส่วน วงจรทั้งหมดจะต่อดังรูป 5.24



รูปที่ 5.23 วงจรการต่อส่วน ข้อมูล กับ 8031 CPU Port

5.2.4 CPU & I/O Port (8255)

คุณสมบัติทาง ฮาร์ดแวร์ ของ MPU คือ

CPU	80C31 (40 pin – Dip of MCS51)
สัญญาณนาฬิกา	11.0592 MHz
MEMORY	32 Kbyte (27C256)
PORT	12 bit จาก Port1 & INT0, INT1, T0, T1 ของ MCS51 24 bit จาก PortA, PortB, PortC, ของ 8255 PPI
CONNECTOR	16 pin (Port1) 26 pin (Port 8255)

Port สำหรับนำไปใช้งานเป็น I/O ต่างๆ นั้น แสดงได้ดังนี้

- 8255 Port สำหรับใช้งานเป็นส่วน I/O ของระบบ ซึ่งจะต่อใช้งานในลักษณะ Memory Map โดยมีตำแหน่ง Address คือ

PortA = 8000H

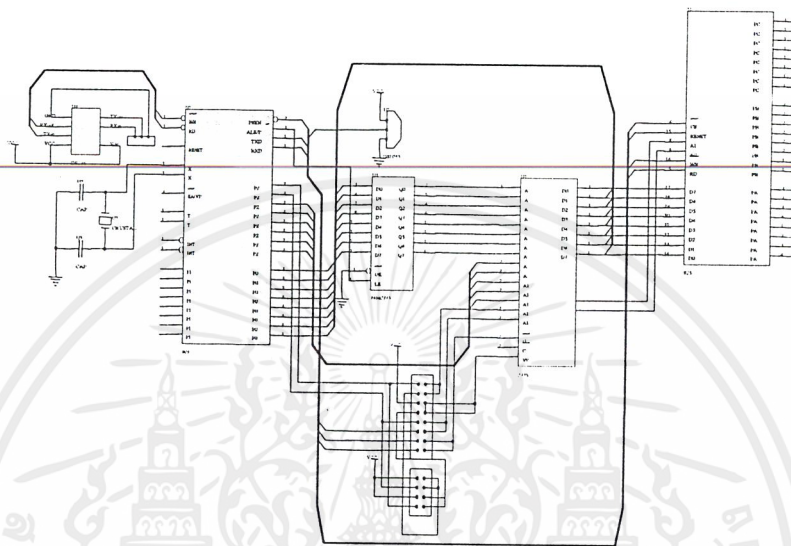
PortB = 8001H

PortC = 8002H

PortD = 8003H (Control Port)

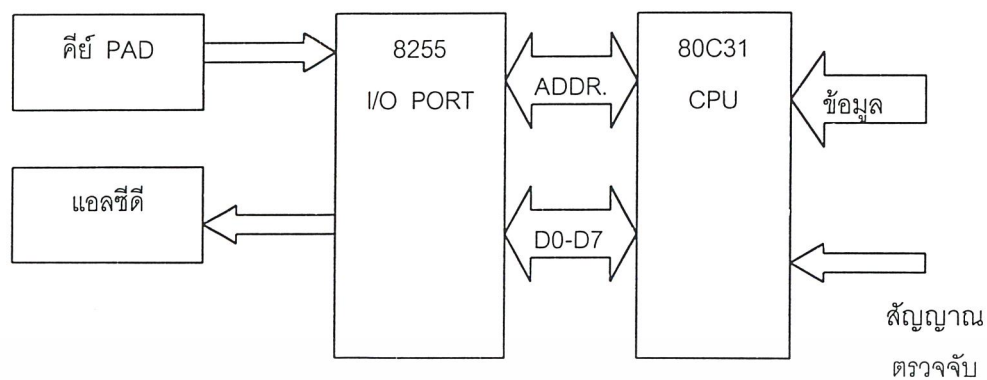
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์การรังสรรค์เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- 12 bit Port คือ I/O 12 bit จาก CPU เพื่อการใช้งานอิสระ
วงจรการใช้งานจริงจะเป็นดังรูป 5.24 ซึ่งจะแสดงวงจรการต่อระหว่าง CPU 80C31, 8255 I/O Port และ EPROM 27C256

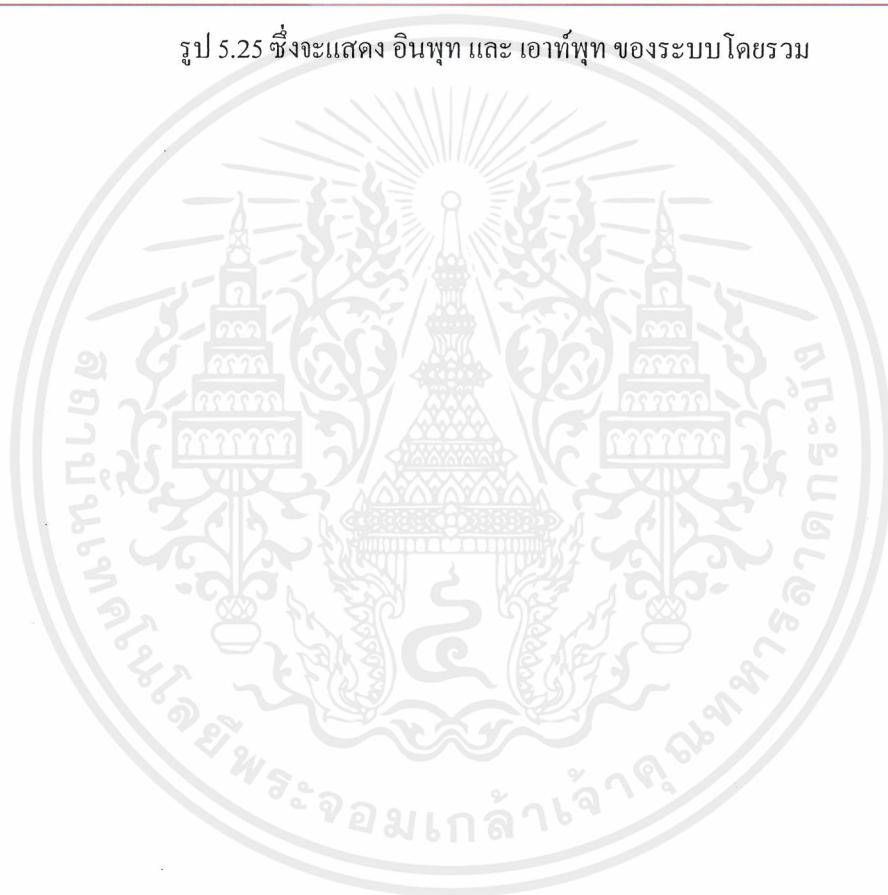


รูปที่ 5.24 วงจรการทำงาน MPU

อุปกรณ์ต่างๆที่จะต่อกับ MPU จะต่อผ่าน Connector 16 pin และ 26 pin ดังนั้น เราจึงต้องแยก Port ต่างๆออกเพื่อความสะดวกในการต่อใช้งาน และเราสามารถสรุปการทำงานของ MPU ได้ดังรูป 5.25 ซึ่งจะแสดง Input และ Output ของระบบโดยรวมทำให้เข้าใจการทำงานโดยรวมของภาคนี้ได้ง่ายขึ้น



รูป 5.25 ซึ่งจะแสดง อินพุต และ เอาท์พุท ของระบบโดยรวม



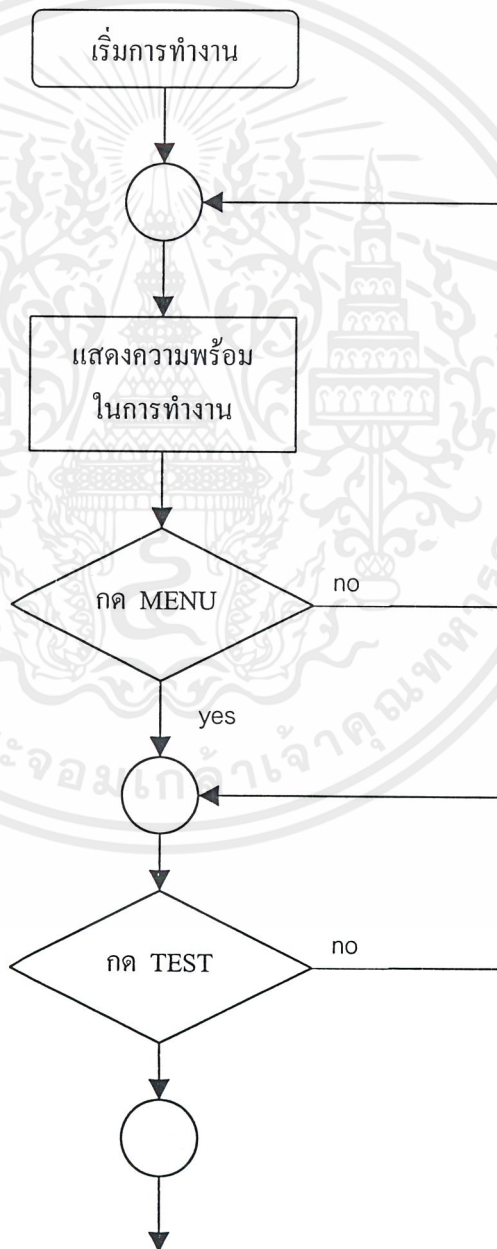
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 6

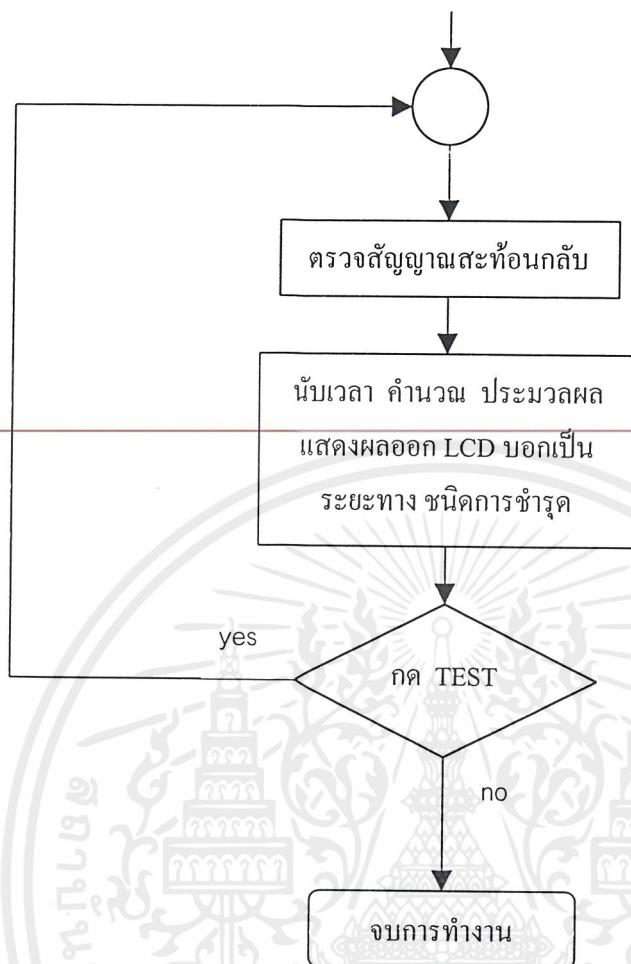
ซอฟต์แวร์ และฟังก์ชันการใช้งาน

ในโครงการนี้เราจะใช้ โปรแกรม แอสเซมบลี ในการเขียนโปรแกรมควบคุม 80C31 CPU และแปลง(Compile) ข้อมูล แอสเซมบลี เป็นข้อมูลฐาน 16 โดย โปรแกรม SXA51 ซึ่งจะ แปลงเป็นไฟล์นามสกุลจุด .HEX ในบทนี้เราจะแบ่งเป็น 2 หัวข้อ คือ

6.1 โฟลว์ชาร์ท การทำงานของ ซอฟต์แวร์



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 6.1 โฟลว์ชาร์ท (flowchart) การทำงานของ ซอฟต์แวร์

ในส่วนของ ซอฟต์แวร์ การทำงาน ส่วนสำคัญที่สุดคือส่วนของ MENU การ Test transmission ซึ่งจะทำให้การอธิบายอย่างละเอียด โดยเมื่อเราอยู่ที่ MENU Test Transmission นั้น เมื่อเราทำการกดคีย์ TEST โปรแกรมจะวิ่งไป โปรแกรมย่อย ซึ่งที่ โปรแกรมย่อย นี้ โปรแกรมจะวนเพื่อตรวจเช็คค่าสายที่กำลังทดสอบนั้นเป็น เปิด วงจร หรือ ปิด วงจร ในขั้นตอนนี้จะเช็คโดยใช้ Port 3.2 ซึ่ง Port 3.2 นี้เป็นสัญญาณที่มาจาก DFF-2 ซึ่งเป็นสัญญาณ ปิด/เปิด วงจร ดังที่ได้กล่าวไว้แล้วในบทที่ 5 หลังจากที่เช็ค เปิด วงจร หรือ ปิด วงจร ได้แล้ว โปรแกรมจะวิ่งไปที่ โปรแกรมย่อย ต่อไป ที่ โปรแกรมย่อยนี้ โปรแกรม จะทำการเคลื่อนย้ายข้อมูลขนาด 8 bits โดยจะเคลื่อนย้ายข้อมูลโดยตรงจาก Port1 (8 bits) ซึ่งต่อโดยตรงกับภาค 8 bit Counter อีกที ข้อมูลจาก Port1 จะถูกย้ายมาเก็บไว้ในแอสคิวิมูเลเตอร์ ซึ่งคือ รีจิสเตอร์ A จากนั้นนำค่าใน A ไปคูณกับค่าใน รีจิสเตอร์ B ซึ่งเป็นค่าที่ได้ทำการ ยิบและย่อ ตัวเลขจากสูตรไว้แล้ว เมื่อคูณเสร็จจะได้ผลลัพธ์ แล้วนำไปแสดงผลต่อไป

ในขั้นตอนการ เคลื่อนย้าย ค่าจาก PORT 1 มาเก็บไว้ใน รีจิสเตอร์ A นั้น ก่อนที่จะทำการเคลื่อนย้ายโปรแกรมจะต้องได้รับสัญญาณอนุญาตเสียก่อนสัญญาณอนุญาต (Enable) นี้ จะตรวจเช็คจาก Port 3.4 ซึ่งต่อมาจาก D-FF1 อีกที เมื่อโปรแกรมเห็นขอบขาขึ้นของพัลส์ที่มาจาก Port3.4 โปรแกรมจึงจะทำการเอกสารนเป็นเอกสารทสงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนุญาตเห็นไปเซประยะขนคานการค้ำไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

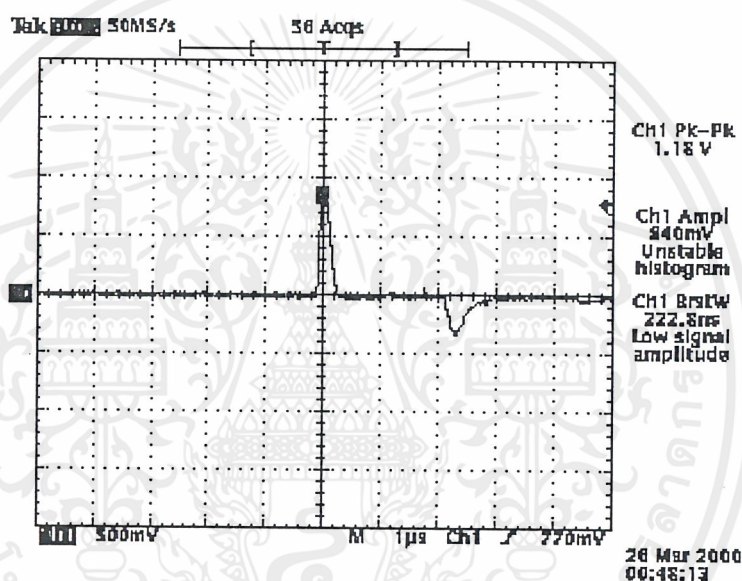
เคลื่อนย้าย ค่าข้อมูล สิ่งสำคัญอีกอย่าง คือ ค่าที่เก็บใน รีจิสเตอร์ B นั้นมีที่มาจากสูตร ซึ่งสามารถแสดง การหาเป็นขั้นตอนดังนี้

ขั้นตอนที่ 1 หาค่าไดอิเล็กตริกของสายทดสอบ (Drop Wire)

- | | | |
|--------------|--------------------------------|-----------|
| อุปกรณ์ทดสอบ | 1. สาย Drop wire ขนาด 200 เมตร | 1 ชุด |
| | 2. ฟังก์ชันเจนเนอเรเตอร์ | 1 เครื่อง |
| | 3. ออสซิลโลสโคป(Oscilloscope) | 1 เครื่อง |

1) ทำการป้อนพัลส์โดยปรับให้มีค่าความกว้างพัลส์ $0.4\mu\text{sec}$ ป้อนเข้าไปในสายทดสอบ

2) บันทึกผลที่ได้ (การทดสอบจะ ปิด ปลายสาย) ดังรูป 6.2



รูปที่ 6.2 ผลการทดสอบหาระยะห่างของพัลส์ขาส่งกับพัลส์สะท้อนกลับ

ดังนั้น เราจะได้ ค่า $T = 2.4\mu\text{sec}$ ซึ่งคือระยะทางที่คลื่นเดินทางไปและกลับภายในสาย ทดสอบ ขนาด 200 เมตร ดังนั้น แทนค่าสูตร

$$\text{จาก} \quad s = vt \quad ; m$$

$$\text{โดย} \quad v = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad ; t = \frac{T}{2}$$

$$s = \left(\frac{3 \times 10^8}{\sqrt{\epsilon_r}} \right) \left(\frac{T}{2} \right) \quad \text{แทนค่า } s = 200 \text{ เมตร, } T = 2.4 \times 10^{-6} \text{ s}$$

$$200 = \frac{(3 \times 10^8)}{\sqrt{\epsilon_r}} \left(\frac{2.4 \times 10^{-6}}{2} \right)$$

$$\sqrt{\epsilon_r} = 1.815$$

ดังนั้นในขั้นตอนที่ 1 นี้เราจะได้ $\sqrt{\epsilon_r} = 1.815$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขั้นตอนที่ 2 การลดข้อตัวเลขในสูตร

$$\begin{aligned} \text{จาก} \quad s &= \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}} \cdot \frac{T}{2} \\ s &= \left(\frac{3 \times 10^8}{1.815} \right) \cdot \frac{T}{2} \\ s &= (0.82644 \times 10^8) T \end{aligned} \quad ***$$

เนื่องจาก ความถี่ สัญญาณนาฬิกา = 8.902 MHz (จาก MAX038)

ดังนั้น สัญญาณนาฬิกา 1 ลูก จะมีคาบเท่ากับ

$$\begin{aligned} T_x &= \frac{1}{f_x} = \frac{1}{8.902 \times 10^6} \\ T_x &= 0.112 \times 10^{-6} \text{ sec} \end{aligned}$$

นั่นคือ สัญญาณนาฬิกา 1 ลูก จะมีคาบเวลา = $0.112 \times 10^{-6} \text{ sec}$

ดังนั้น สัญญาณนาฬิกา n ลูก จะมีคาบเวลา = $n(0.112 \times 10^{-6}) \text{ sec}$ แทนใน***

$$s = (0.82644 \times 10^8) (0.112 \times 10^{-6}) n$$

$$s = (9.256)_{10} n$$

ทำการปรับค่าตัวเลขในวงเล็บเป็นฐาน 16 จะได้สูตรสำเร็จ คือ

$$s = (0A)_{16} (n)_{16}$$

ขั้นตอนที่ 3 แปลความหมายของสูตรแล้วใส่ในโปรแกรม

$$\text{จาก} \quad (s)_{16} = (0A)_{16} (n)_{16}$$

ค่า $(0A)_{16}$ จะถูกเก็บไว้ใน รีจิสเตอร์ B

ค่า $(n)_{16}$ จะถูก เคลื่อนย้าย จาก PORT1 มาเก็บไว้ใน รีจิสเตอร์ A

ค่า s คือ ผลลัพธ์ที่จะนำไปผ่านกระบวนการแสดงผลต่อไป ค่า s นี้ จะมีค่าเป็นเลข

ฐาน 16 ดังนั้น เราสามารถหาขีดความสามารถในการวัดระยะจุดเสียได้จากสูตร ดังนี้

1) ระยะเวลาต่ำสุดที่จะทำการวัด

$$\text{รีจิสเตอร์ B} = (0A)_{16}$$

$$\text{รีจิสเตอร์ A} = (01)_{16}$$

จะเห็นว่า MPU นับ สัญญาณนาฬิกา ได้เพียง 1 ลูก ซึ่งค่า $(n)_{16}$ จึงเท่ากับ $(01)_{16}$

ดังนั้นจะได้ $s = A.B$

$$s = (01)_{16}(0A)_{16}$$

$$s = (0A)_{16} = (10)_{10}$$

นั่นคือ ระยะเวลาต่ำสุดที่จะทำการวัดได้ภายใต้ สัญญาณนาฬิกา 8.9 MHz และ CPU 8 bits คือ 10

เมตร

2) ระยะเวลาสูงสุดที่จะทำการวัด

$$\text{รีจิสเตอร์ B} = (0A)_{16}$$

$$\text{รีจิสเตอร์ A} = (FF)_{16}$$

จะเห็นว่า MPU นับ สัญญาณนาฬิกา ได้มากที่สุด $(FF)_{16}$ ลูก หรือ $(255)_{10}$ ลูก

ดังนั้นจะได้ $s = A.B$

$$s = (FF)_{16}(0A)_{16}$$

$$s = (9F6)_{16} = (2550)_{10}$$

นั่นคือ ระยะเวลาสูงสุดที่จะทำการวัดได้ภายใต้ สัญญาณนาฬิกา 8.9 MHz และ CPU 8 bits คือ 2,550 เมตร ลักษณะการใช้งานเครื่อง เมื่อเปิดเครื่องครั้งแรก เครื่องจะอยู่ในสภาวะ เริ่มต้นการทำงาน ซึ่งจะโชว์ข้อความว่า

LFD-1 VERSION 1.0

BY T.ANAN

INITIALIZE SYSTEM

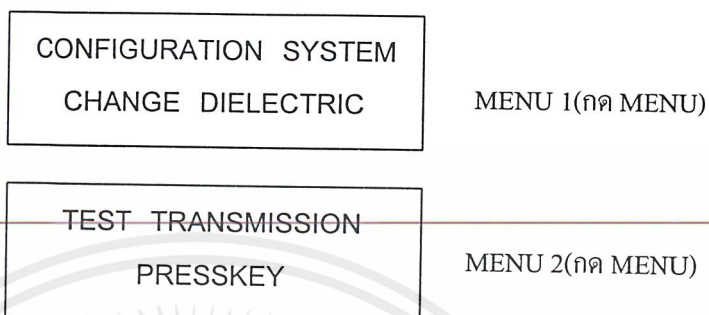
PLEASE WAIT

SYSTEM ALLRIGHT

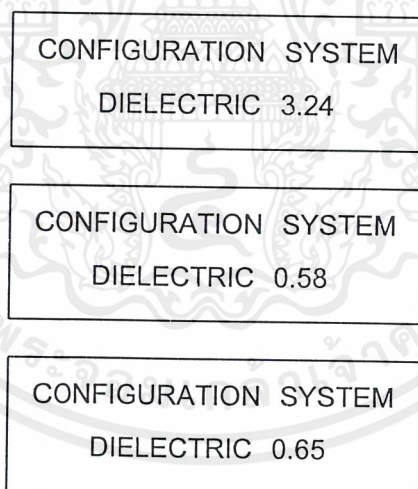
PRESS MENU

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

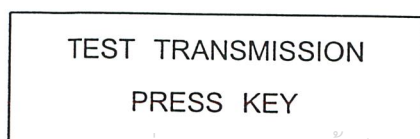
เมื่อถึง บล็อก นี้ ซึ่งเราจะกำหนด Key MENU (Key 1) เพื่อเลือกที่จะเปลี่ยนค่าไดอิเล็กตริก หรือ จะทดสอบ(TEST) สาย โดยเครื่องจะโชว์ MENU ให้เลือกดังนี้



ถ้ากด MENU ซ้ำๆกันเรื่อยๆ จะปรากฏอยู่ใน 2 MENU นี้ สลับ ไปมา ดังนั้น ถ้าผู้ใช้ต้องการเปลี่ยนค่าไดอิเล็กตริกของสายให้กดไป MENU1 จากนั้นกด Key CHD (Key 2) เพื่อทำการเปลี่ยนค่า ไดอิเล็กตริก ซึ่งจะมี 3 ค่า ให้เปลี่ยน และจะกดเปลี่ยนจาก Key CHD คีย์เดียวเท่านั้น โดยจะปรากฏ ข้อความ เป็นบล็อก ดังนี้



เมื่อผู้ใช้ต้องการค่าไดอิเล็กตริกค่าใด ให้หยุดที่ค่านั้นๆ และไปกด Key MENU เพื่อออกจาก MENU CHANGEDIELECTRIC ค่าไดอิเล็กตริกจะถูก Save โดยอัตโนมัติตามค่าที่เราต้องการ และในกรณีที่ผู้ใช้ต้องการทดสอบสายให้เลือก MENU Test Transmisssion โดยกดเลือกจาก Key MENU (Key 1) ซึ่งจะปรากฏข้อความดังนี้



เมื่อปรากฏ MENU นี้ขึ้นมา ถ้าผู้ใช้ต้องการทดสอบสาย ผู้ใช้ต้องกด Key TEST (Key 3) จะปรากฏผลการทดสอบ 3 แบบ ที่เป็นไปได้ คือ

NOT TERMINATE
LINE TEST

TEST TRANSMISSION
OPEN CCT.....

TEST TRANSMISSION
SHORT CCT.....

ผลการทดสอบจะเกิดขึ้นเหตุการณ์ใดเหตุการณ์หนึ่ง และจะแสดงผลค้างไว้ ถ้าผู้ใช้ต้องการทดสอบอีก ก็สามารถกด Key TEST ได้เรื่อยๆ และถ้าผู้ใช้ต้องการออกจากการทำงานใน MENU นี้ ให้กด Key RST (Key 4) ระบบจะ Restart เริ่มทุกอย่างใหม่อีกครั้ง

นี่คือภาพรวมทั้งหมดของโปรแกรมการทำงาน การใช้งานทั้งหมดจะกระทำผ่านคีย์แบบสวิตช์ กดติดปล่อยดับ 4 คีย์ คือ MENU, CHD, TEST, RST ผลการทดสอบจะบอกเป็นระยะทางจากจุดที่ทำการวัด ไปถึงจุดแรกที่สายเกิดเสีย ถ้ามีจุดต่อสายระหว่างนี้ ถ้าจุดต่อไม่มีความเสียหายเกิดขึ้น (เช่น ปิด หรือขาด) เครื่องจะมองผ่านไปจนกว่าจะเจอจุดเสียของสาย และถ้าระยะนั้นอยู่ใน ย่านวัด ก็สามารถนำผลการทดสอบมาแสดงผลเป็นระยะทางได้

บทที่ 7

การทดสอบการทำงาน

7.1 ทดสอบหาค่าเปอร์เซ็นต์การบิดเบี้ยวของสายเคเบิล

โดยป้อนสัญญาณพัลส์ขนาด 5 V คิวตี้ไซเคิล(Duty cycle) 2% ความถี่ 2 kHz จากเครื่องกำเนิดสัญญาณพัลส์ เข้าไปในสายเคเบิลที่ทราบระยะเวลาความยาวสายและใช้ออสซิลโลสโคปตรวจจับช่วงเวลาคลื่นเดินทางไปและกลับ แล้วนำค่าเวลาที่วัดได้มาคำนวณหาค่าเปอร์เซ็นต์การบิดเบี้ยวที่ระยะสายต่าง ๆ แล้วนำค่าเฉลี่ยที่ได้ตั้งเป็นค่าคงที่ของเปอร์เซ็นต์การบิดเบี้ยวของสายเคเบิลในโปรแกรมของเครื่องวัดระยะสายชั่วคราว

ตารางที่ 7.1 แสดงผลการทดสอบหาค่าเปอร์เซ็นต์การบิดเบี้ยว

ความยาวสายเคเบิลทดสอบ (เมตร)	ช่วงเวลากลับคืนเดินทาง (μ Sec)	ค่าเปอร์เซ็นต์การบิดเบี้ยวจากการทดสอบ
50	0.60	3.2400
100	1.21	3.2942
200	2.39	3.2131
300	3.62	3.2761
400	4.79	3.2265
500	6.10	3.3489
ค่าเฉลี่ย		3.2664

7.2 การทดสอบการใช้งานของเครื่อง

นำเครื่องวัดระยะสายชั่วคราวต้นแบบที่ได้ไปทดสอบกับสายเคเบิล Drop Wire ชนิด 2 Core เส้นผ่านศูนย์กลาง 0.9 mm. โดยทำการทดสอบที่ระยะสาย 50-600 เมตร ผลการทดสอบดังแสดงในตารางที่ 7.2

ตารางที่ 7.2 แสดงผลการทดสอบสายชนิด Drop wire 2 Core 0.9 mm.

ความยาวสายเคเบิล (เมตร)	Open Circuit Test		Short Circuit Test	
	ระยะสายที่วัดได้จากเครื่อง	ค่าความคลาดเคลื่อน %	ระยะสายที่วัดได้จากเครื่อง	ค่าความคลาดเคลื่อน %
50	60	20	60	20
100	90	10	100	0
150	160	6.6	150	0
200	210	5	210	5
250	240	4	240	4

ตารางที่ 7.2 (ต่อ) แสดงผลการทดสอบสายชนิด Drop wire 2 Core 0.9 mm.

ความยาวสาย เกเบิล (เมตร)	Open Circuit Test		Short Circuit Test	
	ระยะสายที่วัดได้ จากเครื่อง	ค่าความคลาด เคลื่อน %	ระยะสายที่วัดได้ จากเครื่อง	ค่าความคลาด เคลื่อน %
300	290	3.3	310	3.3
350	340	2.85	330	5.7
400	400	0	410	2.5
450	440	2.22	460	2.22
500	490	2	500	0
600	570	5	590	1.6



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 8

สรุปและวิจารณ์

8.1 สรุปภาพรวมทั้งหมดของการออกแบบ

เครื่องวัดระยะสายชาร์จที่ออกแบบและสร้างขึ้นในโครงการนี้โดยใช้หลักการของการเกิดคลื่นสะท้อนโดยการส่งสัญญาณคลื่นพัลส์เข้าไปในสายเคเบิลที่เกิดการชาร์จและตรวจวัดช่วงเวลาคลื่นเดินทางโดยใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 เบอร์ #80C31 ในการควบคุมและประมวลผลสามารถวัดระยะที่เกิดการชาร์จของสาย (Drop Wire) ได้ในช่วง 50 - 700 เมตร โดยมีค่าผิดพลาดจากการวัดไม่เกิน 5% ซึ่งค่าความผิดพลาดที่เกิดขึ้นนี้เกิดจากปัญหาใหญ่ 2 ส่วน คือ

8.1.1 ส่วน กำเนิดพัลส์

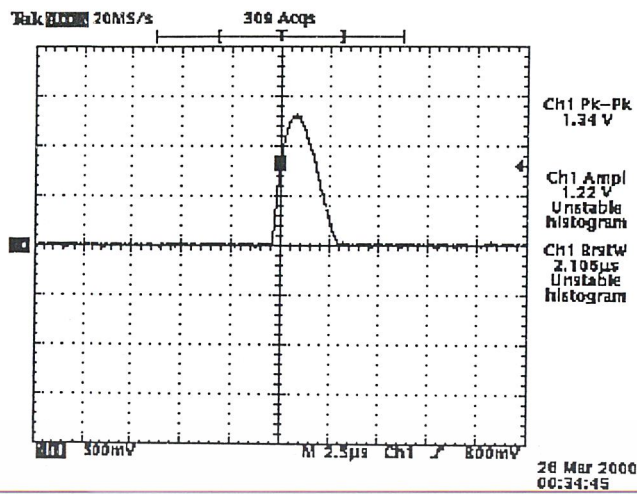
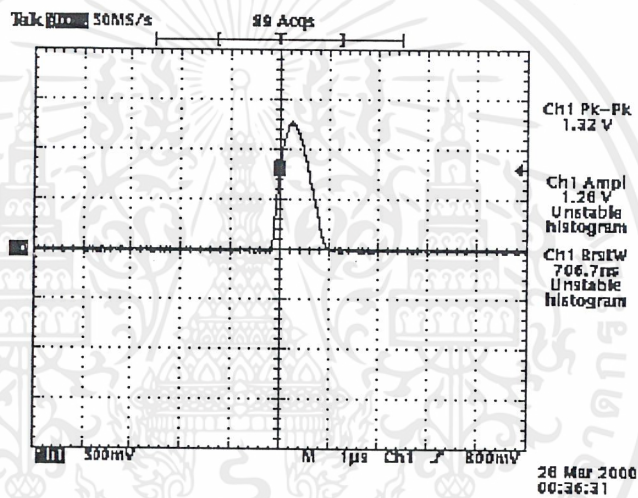
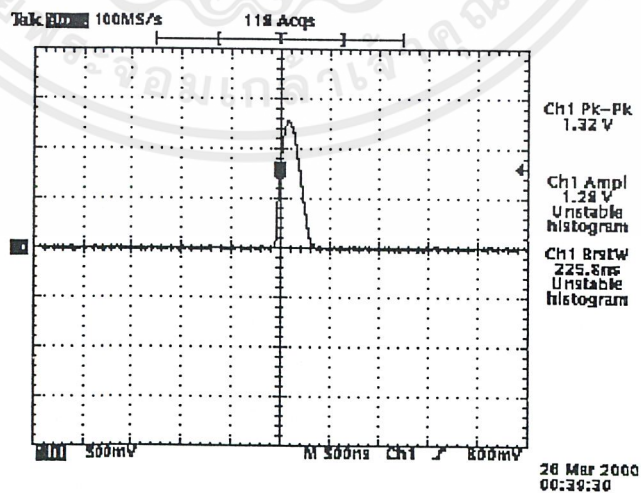
ปัญหาที่พบคือ เนื่องจากภาคนี้ต้องผลิตพัลส์ที่มีความกว้างแอมป์มาก ๆ ส่งออกไปและพัลส์ที่เกิดจาก #74123 ที่ได้ออกแบบไว้ มีความกว้างแอมป์ที่สุด ประมาณ 0.15 μSec . ซึ่งหลังจากศึกษาแล้วพบว่าพัลส์ที่มีความกว้างขนาดนี้เหมาะกับการทดสอบระยะสายในช่วง 50 – 200 เมตร ซึ่งจะได้ค่าที่แน่นอนและถูกต้องมากที่สุด ในการทดลองนี้เรานำอุปกรณ์ไปวัดที่ระยะมากกว่า 200 เมตร ซึ่งในการทดลองนี้เราสามารถวัดได้ถึง 700 เมตร โดยใช้พัลส์ข้างเพียง 1 แบบ เท่านั้น (ความกว้างพัลส์ = 0.15 μSec .) ดังนั้นถ้าเราต้องการให้อุปกรณ์สามารถวัดระยะไกลมากขึ้นเราจะต้องปรับแต่งการส่งพัลส์ขาออกให้มีความกว้างของพัลส์เหมาะสมกับระยะสายที่จะทำการทดสอบ และทางกลุ่มได้ทำการศึกษาแล้ว พบว่า ความสัมพันธ์ของ ความกว้างพัลส์กับระยะสายทดสอบนั้นมีดังนี้

ความกว้างพัลส์ขาส่ง	ระยะสายที่จะทำการทดสอบ
3.5 μSec . (รูปที่ 8.1)	ช่วง 1,000-3,000 เมตร
1.5 μSec . (รูปที่ 8.4)	ช่วง 300-1,000 เมตร
0.4 μSec . (รูปที่ 8.3)	ช่วง 100-300 เมตร
0.15 μSec . (รูปที่ 8.4)	ช่วง 50-100 เมตร

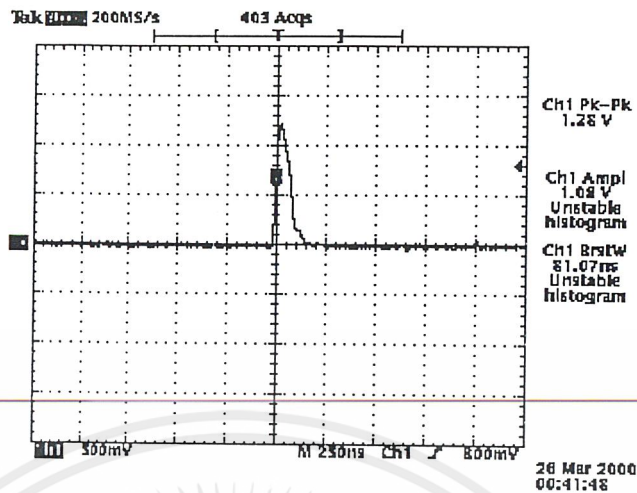
ตาราง 8.1 แสดงค่าความกว้างของพัลส์ที่สัมพันธ์กับระยะสายทดสอบช่วงต่างๆ

ดังนั้นเมื่อสัญญาณผ่านวงจรเปรียบเทียบค่าความกว้างของพัลส์สะท้อนกลับจะมีความไม่แน่นอนคือจะมีการขีดและหุดตลอดเวลา ซึ่งจะส่งผลให้ความกว้างของพัลส์ขาออกที่ D-FF1 ผิดพลาดไปด้วย เมื่อความกว้างของ D-FF1 ขยายและหุดก็ส่งผลให้ จำนวน สัญญาณนาฬิกา ที่จะทำการวัดนั้นผิดพลาดด้วยและทำให้เกิดความผิดพลาดของการวัดขึ้น แนวทางแก้ปัญหาคือ จะต้องสร้างย่านวัดเหมือนกับเครื่องมือวัดทั่วไป โดยในที่นี้ควรปรับย่านวัดเป็น 4 ช่วง คือ 3000, 1000, 300 และ 100 เมตร แต่ละย่านวัดจะมีพัลส์ขาส่งที่เหมาะสมกับย่านวัดนั้นๆดังที่ได้กล่าวมาแล้ว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 8.1 พัลส์ขนาดความกว้าง 3.5 μ secรูปที่ 8.2 พัลส์ขนาดความกว้าง 1.2 μ secรูปที่ 8.3 พัลส์ขนาดความกว้าง 0.4 μ sec

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 8.4 พัลส์ขนาดความกว้าง 0.15 μ sec

8.1.2 ส่วนตรวจจับสัญญาณ

ส่วนนี้จะอาศัยหลักการทำงานของ Op-Amp ค่าความผิดพลาดที่เกิดขึ้นจากวงจรตรวจจับสัญญาณ คลื่นสะท้อนกลับ ซึ่งในวงจรเรากังที่ค่าแรงดันเปรียบเทียบ (V_{ref}) แต่ในขณะที่ใช้งานจริงพบว่า ถ้าระยะ ความยาวสายเพิ่มมากขึ้น ขนาดของสัญญาณคลื่นสะท้อนกลับ จะมีค่าลดลง และรูปคลื่นเกิดการบิดเบี้ยว ไป เนื่องจากค่าความจุไฟฟ้าของสายเพิ่มมากขึ้นด้วย และการตรวจวัดช่วงเวลาคลื่นเดินทางจากการนับ เวลาของวงจรนับเวลา ซึ่งวัดโดยวิธีการนับพัลส์จะทำให้เกิด ความ คลาดเคลื่อนของเวลาที่วัดได้กับช่วง เวลาจริง ดังนั้นเนื่องจากการผลิตพัลส์ขาส่งที่มีความกว้างเพียง 1 ค่า เราจึงต้องเพิ่มจำนวนภาค ของการ เปรียบเทียบให้มากขึ้น เพื่อให้การตรวจจับมีประสิทธิภาพมากขึ้น และเพื่อให้ พัลส์ขาออกจากการตรวจ จับมีความชัดเจน และมีขอบขาขึ้นและขอบขาลงที่นิ่งและแน่นอนแนวทางแก้ปัญหาในภาคนี้คือ เราจะ ต้องนำสัญญาณที่ออกจากภาค กำเนิดพัลส์ ไปทำการจับให้มีกำลังมาก ๆ เพื่อจะได้สัญญาณสะท้อนกลับที่มี ขนาดสูง ซึ่งจะง่ายต่อการตรวจจับและลดจำนวน IC ที่นำมาใช้งานในภาคนี้ด้วย อุปกรณ์ที่จะนำมาใช้ในการ จับสัญญาณนี้มีชื่อเฉพาะว่า Transmission line driver ซึ่งเป็น IC logic gate ปกติแต่วงจรภายในจะ ออกแบบมาใช้งานกับการจับสัญญาณเพื่อส่งข้อมูลไปในสายส่งระยะไกล ๆ

8.2 ผลการออกแบบและใช้งานสามารถสรุปได้ดังนี้

1. แสดงผลทาง แอลซีดี โดยบอกจุดเสียจากจุดที่ทำกรวัดไปถึงจุดที่เกิดการเสียของสาย และชนิดของการเสีย (Short และ Open ปลายสาย)
2. ตรวจสอบหาระยะจุดเสียของสายด้วยการนับพัลส์แล้วคำนวณโดยใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ ตระกูล MCS-51 เบอร์ #80C31

3. การทำงานของอุปกรณ์ควบคุมโดยปุ่มกด 4 ปุ่ม คือ ปุ่ม MENU, CHD, TEST RST
4. ระบบทั้งหมดใช้ไฟเลี้ยง 3 ระดับ คือ -5V, +5V, +12 V
5. ใช้ความถี่ 2 ค่า คือ 2 kHz และ 10 MHz
6. สาย นำสัญญาณ เป็นแบบ RG179 และหัวต่อแบบ BNC
7. ขีดความสามารถในการวัดอยู่ในช่วง 50–700 เมตร
8. Software ใช้ภาษา แอสเซมบลี (นามสกุล .ASM) และแปลงเป็นภาษาเครื่อง (นามสกุล.HEX) โดยใช้โปรแกรม SXA51
9. สายที่ใช้ทดสอบเป็นสายชนิด PVC self-supported telephone drop wire 2 core มีเส้นผ่าศูนย์กลาง ลวดตัวนำ 0.9 mm. ค่า ϵ_r ที่ 3.294
10. โครงการนี้ได้อาศัยหลักการสะท้อนกลับของสัญญาณ (Pulse Echo)

8.3 แนวทางการพัฒนา

แนวทางการพัฒนาเครื่องมือนี้จะขอแบ่งเป็น 2 หัวข้อ ดังนี้

1. ขีดความสามารถในการวัด เราจะทำกรเพิ่มระยะการวัดให้มากขึ้นนั้น เราจะต้องปรับแต่งและออกแบบวงจรในส่วนสำคัญดังนี้
 - ก) ส่วน กำเนิดพัลส์ จะต้องปรับค่าความกว้างของพัลส์ขาส่งให้เหมาะสมกับระยะ สายทดสอบ โดยอาจต้องออกแบบวงจรเลือกเปลี่ยนค่า C ของวงจร IC #74123 อาจใช้รีเลย์(Relay) ตัวเล็ก ๆ หรืออุปกรณ์อื่น ๆ ที่เหมาะสมกว่า
 - ข) ต้องทำการขับสัญญาณให้แรงเพื่อใช้ในการทดสอบสาย และเพื่อให้สัญญาณสะท้อนกลับมีขนาดที่แรงและสามารถตรวจจับได้ง่าย
 - ค) ออกแบบวงจรเปรียบเทียบให้สามารถตรวจจับสัญญาณได้ไว และมีเอาท์พุทที่ชัดเจน มีขอบขาขึ้นและขอบขาลงที่ชัดเจนและนิ่ง
2. ประเภทของสายที่จะทำการวัด ในส่วนนี้เราจะใช้โปรแกรมในการปรับแต่ง โดยออกแบบให้สามารถใช้กับสายได้ทุกประเภท โดยการเปลี่ยนค่าไดอิเล็กตริกของสายชนิดนั้น ๆ โดยใช้โปรแกรมเป็นตัวเปลี่ยนค่า

กิตติกรรมประกาศ

ขอขอบพระคุณคุณพ่อและคุณแม่ที่เป็นกำลังใจและส่งเสริมเลี้ยงดูตลอดการศึกษา
ขอขอบพระคุณอาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ รศ.ดร.กอบชัย เดชหาญ ซึ่งเป็นส่วนสำคัญที่ทำให้
วิทยานิพนธ์นี้สำเร็จลงได้ด้วยดี

ขอบคุณพี่ ธวัชชัย วรรณศรี (การสื่อสารแห่งประเทศไทย) ที่กรุณาให้ยืม Digital Oscilloscope
และ Power Supply ตลอดการทำโครงงานนี้

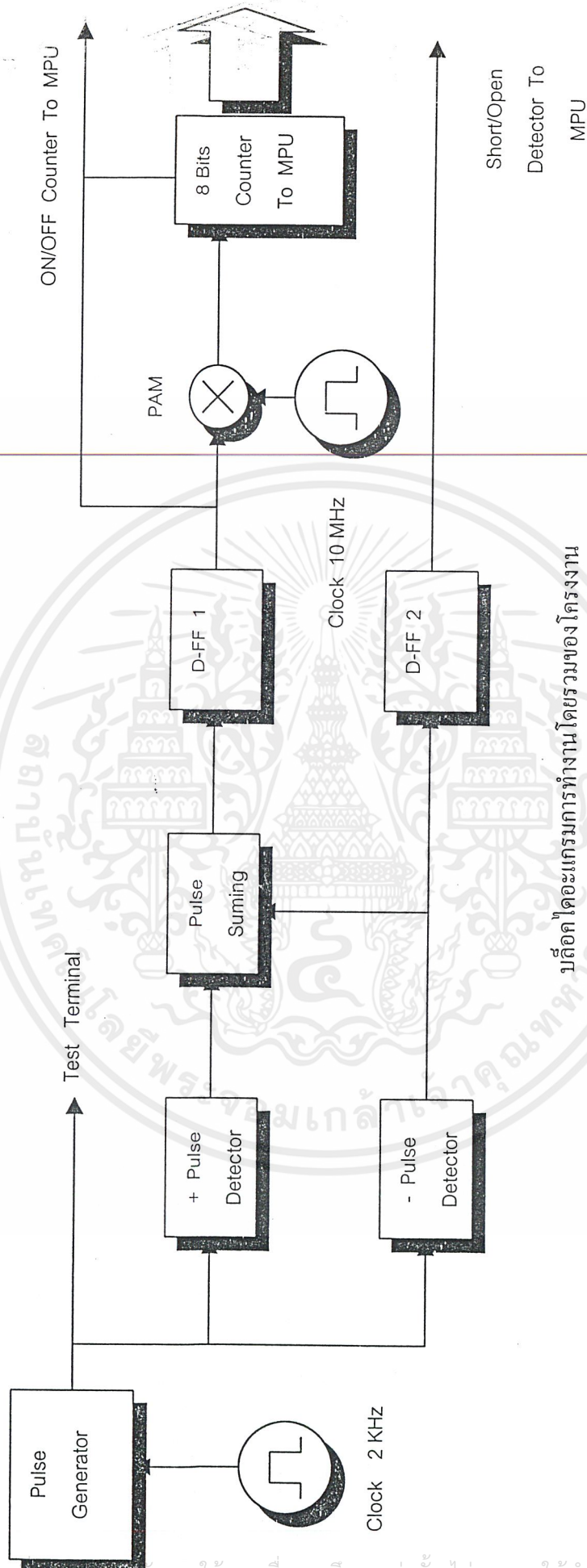
ขอบคุณพี่ ๆ ที่ซุ่มสายโทรศัพท์ลาดกระบังที่ให้ยืม สาย Drop Wire และเครื่อง T510 ซึ่งนำมาใช้
ในการทดสอบและเปรียบเทียบค่า ในโครงงานนี้

ขอบคุณคุณไพบูรณ์ ผู้ประกาย และพี่ ๆ น้อง ๆ ที่ Lab ที่ช่วยเหลือและให้คำแนะนำ

คณะผู้จัดทำ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



บันทึก ได้ะแกรมการทำงาน โดยรวมของ ครงงาน

EVALUATION KIT
AVAILABLE**MAXIM****High-Frequency Waveform Generator****MAX038****General Description**

The MAX038 is a high-frequency, precision function generator producing accurate, high-frequency triangle, sawtooth, sine, square, and pulse waveforms with a minimum of external components. The output frequency can be controlled over a frequency range of 0.1Hz to 20MHz by an internal 2.5V bandgap voltage reference and an external resistor and capacitor. The duty cycle can be varied over a wide range by applying a $\pm 2.3V$ control signal, facilitating pulse-width modulation and the generation of sawtooth waveforms. Frequency modulation and frequency sweeping are achieved in the same way. The duty cycle and frequency controls are independent.

Sine, square, or triangle waveforms can be selected at the output by setting the appropriate code at two TTL-compatible select pins. The output signal for all waveforms is a 2V_{p-p} signal that is symmetrical around ground. The low-impedance output can drive up to $\pm 20mA$.

The TTL-compatible SYNC output from the internal oscillator maintains a 50% duty cycle—regardless of the duty cycle of the other waveforms—to synchronize other devices in the system. The internal oscillator can be synchronized to an external TTL clock connected to PDI.

Applications

Precision Function Generators
Voltage-Controlled Oscillators
Frequency Modulators
Pulse-Width Modulators
Phase-Locked Loops
Frequency Synthesizer
FSK Generator—Sine and Square Waves

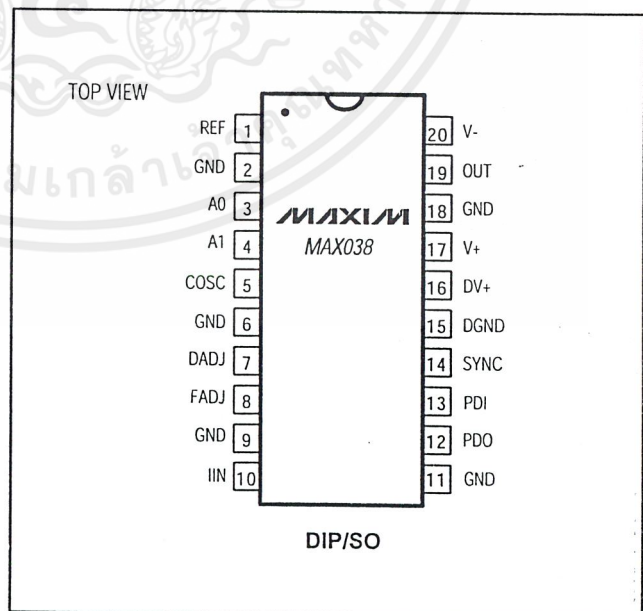
Features

- ◆ 0.1Hz to 20MHz Operating Frequency Range
- ◆ Triangle, Sawtooth, Sine, Square, and Pulse Waveforms
- ◆ Independent Frequency and Duty-Cycle Adjustments
- ◆ 350 to 1 Frequency Sweep Range
- ◆ 15% to 85% Variable Duty Cycle
- ◆ Low-Impedance Output Buffer: 0.1 Ω
- ◆ Low-Distortion Sine Wave: 0.75%
- ◆ Low 200ppm/ $^{\circ}C$ Temperature Drift

Ordering Information

PART	TEMP. RANGE	PIN-PACKAGE
MAX038CPP	0 $^{\circ}C$ to +70 $^{\circ}C$	20 Plastic DIP
MAX038CWP	0 $^{\circ}C$ to +70 $^{\circ}C$	20 SO
MAX038C/D	0 $^{\circ}C$ to +70 $^{\circ}C$	Dice*
MAX038EPP	-40 $^{\circ}C$ to +85 $^{\circ}C$	20 Plastic DIP
MAX038EWP	-40 $^{\circ}C$ to +85 $^{\circ}C$	20 SO

*Contact factory for dice specifications.

Pin Configuration**MAXIM**

Maxim Integrated Products 1

For free samples & the latest literature: <http://www.maxim-ic.com>, or phone 1-800-998-8800.
For small orders, phone 408-737-7600 ext. 3468.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

High-Frequency Waveform Generator

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

V+ to GND	-0.3V to +6V	Continuous Power Dissipation (TA = +70°C) Plastic DIP (derate 11.11mW/°C above +70°C)889mW SO (derate 10.00mW/°C above +70°C)800mW CERDIP (derate 11.11mW/°C above +70°C)889mW
DV+ to DGND	-0.3V to +6V	
V- to GND	+0.3V to -6V	Operating Temperature Ranges MAX038C_ _0°C to +70°C MAX038E_ _-40°C to +85°C
Pin Voltages		
IIN, FADJ, DADJ, PDO	(V- - 0.3V) to (V+ + 0.3V)	Maximum Junction Temperature+150°C Storage Temperature Range-65°C to +150°C Lead Temperature (soldering, 10sec)+300°C
COSC	+0.3V to V-	
A0, A1, PDI, SYNC, REF	-0.3V to V+	
GND to DGND	±0.3V	
Maximum Current into Any Pin	±50mA	
OUT, REF Short-Circuit Duration to GND, V+, V-	30sec	

Stresses beyond those listed under "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only, and functional operation of the device at these or any other conditions beyond those indicated in the operational sections of the specifications is not implied. Exposure to absolute maximum rating conditions for extended periods may affect device reliability.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

(Circuit of Figure 1, GND = DGND = 0V, V+ = DV+ = 5V, V- = -5V, VDADJ = VFADJ = VPDI = VPDO = 0V, CF = 100pF, RIN = 25kΩ, RL = 1kΩ, CL = 20pF, TA = TMIN to TMAX, unless otherwise noted. Typical values are at TA = +25°C.)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
FREQUENCY CHARACTERISTICS						
Maximum Operating Frequency	Fo	15pCF ≤ 15pF, IIN = 500μA	20.0	40.0		MHz
Frequency Programming Current	IIN	VFADJ = 0V	2.50		750	μA
		VFADJ = -3V	1.25		375	
IIN Offset Voltage	VIN			±1.0	±2.0	mV
Frequency Temperature Coefficient	ΔFo/°C	VFADJ = 0V		600		ppm/°C
	Fo/°C	VFADJ = -3V		200		
Frequency Power-Supply Rejection	(ΔFo/Fo) / ΔV+	V- = -5V, V+ = 4.75V to 5.25V		±0.4	±2.00	%V
	(ΔFo/Fo) / ΔV-	V+ = 5V, V- = -4.75V to -5.25V		±0.2	±1.00	
OUTPUT AMPLIFIER (applies to all waveforms)						
Output Peak-to-Peak Symmetry	VOU			±4		mV
Output Resistance	ROUT			0.1	0.2	Ω
Output Short-Circuit Current	IOUT	Short circuit to GND		40		mA
SQUARE-WAVE OUTPUT (RL = 100Ω)						
Amplitude	VOU		1.9	2.0	2.1	Vp-p
Rise Time	tr	10% to 90%		12		ns
Fall Time	tf	90% to 10%		12		ns
Duty Cycle	dc	VDADJ = 0V, dc = tON/t x 100%	47	50	53	%
TRIANGLE-WAVE OUTPUT (RL = 100Ω)						
Amplitude	VOU		1.9	2.0	2.1	Vp-p
Nonlinearity		Fo = 100kHz, 5% to 95%		0.5		%
Duty Cycle	dc	VDADJ = 0V (Note 1)	47	50	53	%
SINE-WAVE OUTPUT (RL = 100Ω)						
Amplitude	VOU		1.9	2.0	2.1	Vp-p
Total Harmonic Distortion	THD	Duty cycle adjusted to 50%		0.75		%
		Duty cycle unadjusted		1.50		



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

High-Frequency Waveform Generator

MAX038

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

(Circuit of Figure 1, GND = DGND = 0V, V+ = DV+ = 5V, V- = -5V, VDADJ = VFADJ = VPDI = VPDO = 0V, Cf = 100pF, RIN = 25kΩ, RL = 1kΩ, CL = 20pF, TA = TMIN to TMAX, unless otherwise noted. Typical values are at TA = +25°C.)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
SYNC OUTPUT						
Output Low Voltage	VOL	ISINK = 3.2mA		0.3	0.4	V
Output High Voltage	VOH	ISOURCE = 400μA	2.8	3.5		V
Rise Time	tr	10% to 90%, RL = 3kΩ, CL = 15pF		10		ns
Fall Time	tf	90% to 10%, RL = 3kΩ, CL = 15pF		10		ns
Duty Cycle	dcsync			50		%
DUTY-CYCLE ADJUSTMENT (DADJ)						
DADJ Input Current	IDADJ		190	250	320	μA
DADJ Voltage Range	VDADJ			±2.3		V
Duty-Cycle Adjustment Range	dc	-2.3V ≤ VDADJ ≤ 2.3V	15		85	%
DADJ Nonlinearity	dc/VFADJ	-2V ≤ VDADJ ≤ 2V		2	4	%
Change in Output Frequency with DADJ	Fo/VDADJ	-2V ≤ VDADJ ≤ 2V		±2.5	±8	%
Maximum DADJ Modulating Frequency	FDC			2		MHz
FREQUENCY ADJUSTMENT (FADJ)						
FADJ Input Current	IFADJ		190	250	320	μA
FADJ Voltage Range	VFADJ			±2.4		V
Frequency Sweep Range	Fo	-2.4V ≤ VFADJ ≤ 2.4V		±70		%
FM Nonlinearity with FADJ	Fo/VFADJ	-2V ≤ VFADJ ≤ 2V		±0.2		%
Change in Duty Cycle with FADJ	dc/VFADJ	-2V ≤ VFADJ ≤ 2V		±2		%
Maximum FADJ Modulating Frequency	Ff			2		MHz
VOLTAGE REFERENCE						
Output Voltage	VREF	IREF = 0	2.48	2.50	2.52	V
Temperature Coefficient	VREF/°C			20		ppm/°C
Load Regulation	VREF/IREF	0mA ≤ IREF ≤ 4mA (source) -100μA ≤ IREF ≤ 0μA (sink)		1	2	mV/mA
Line Regulation	VREF/V+	4.75V ≤ V+ ≤ 5.25V (Note 2)		1	2	mV/V
LOGIC INPUTS (A0, A1, PDI)						
Input Low Voltage	VIL				0.8	V
Input High Voltage	VIH		2.4			V
Input Current (A0, A1)	IIL, IIH	VA0, VA1 = VIL, VIH			±5	μA
Input Current (PDI)	IIL, IIH	VPDI = VIL, VIH			±25	μA
POWER SUPPLY						
Positive Supply Voltage	V+		4.75		5.25	V
SYNC Supply Voltage	DV+		4.75		5.25	V
Negative Supply Voltage	V-		-4.75		-5.25	V
Positive Supply Current	I+			35	45	mA
SYNC Supply Current	IDV+			1	2	mA
Negative Supply Current	I-			45	55	mA

Note 1: Guaranteed by duty-cycle test on square wave.

Note 2: VREF is independent of V-.

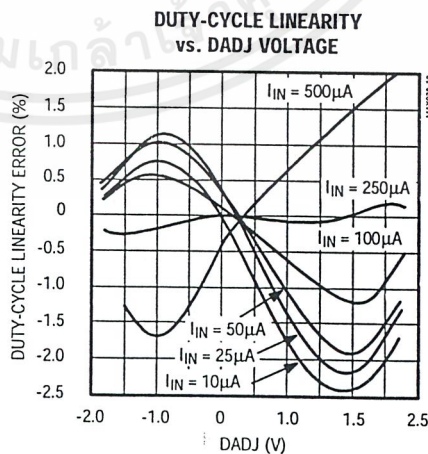
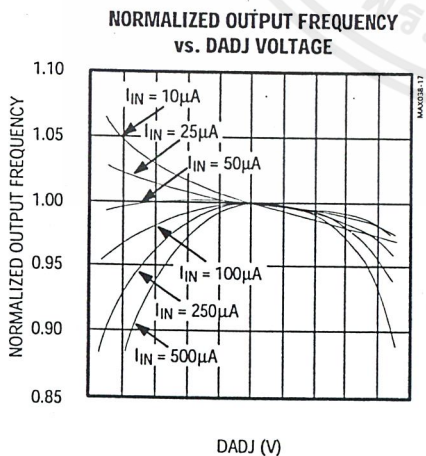
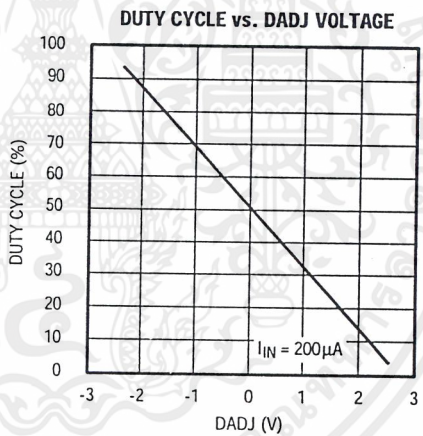
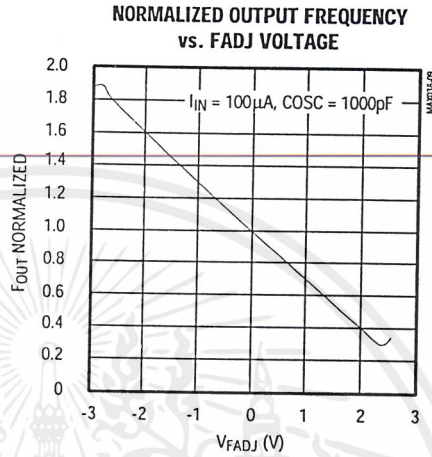
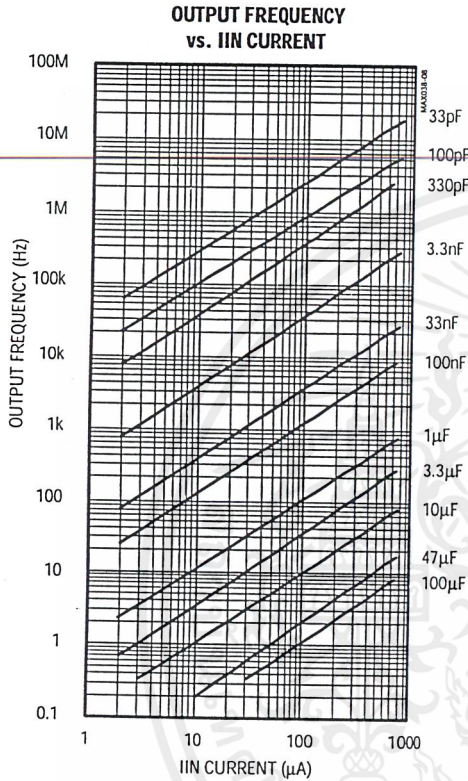
MAXIM

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

High-Frequency Waveform Generator

Typical Operating Characteristics

(Circuit of Figure 1, $V_+ = DV_+ = 5V$, $V_- = -5V$, $V_{DADJ} = V_{FADJ} = V_{PDI} = V_{PDO} = 0V$, $R_L = 1k\Omega$, $C_L = 20pF$, $T_A = +25^\circ C$, unless otherwise noted.)



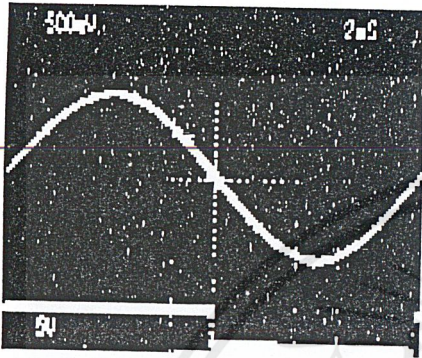
High-Frequency Waveform Generator

MAX038

Typical Operating Characteristics (continued)

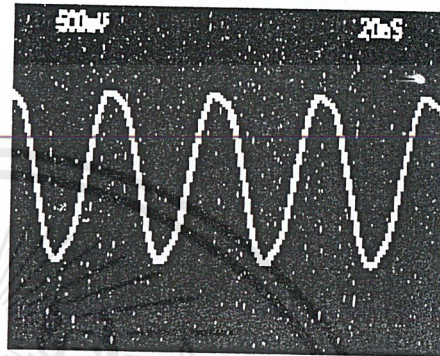
(Circuit of Figure 1, $V_+ = DV_+ = 5V$, $V_- = -5V$, $V_{DADJ} = V_{FADJ} = V_{PDI} = V_{PDO} = 0V$, $R_L = 1k\Omega$, $C_L = 20pF$, $T_A = +25^\circ C$, unless otherwise noted.)

SINE-WAVE OUTPUT (50Hz)



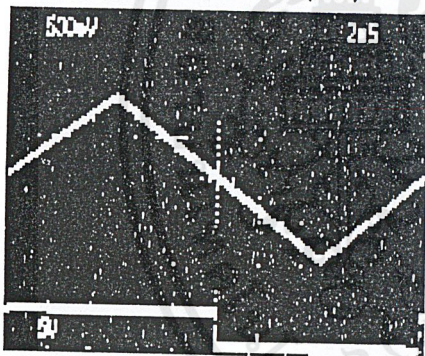
TOP: OUTPUT 50Hz = F_0
 BOTTOM: SYNC
 $I_{IN} = 50\mu A$
 $C_F = 1\mu F$

SINE-WAVE OUTPUT (20MHz)



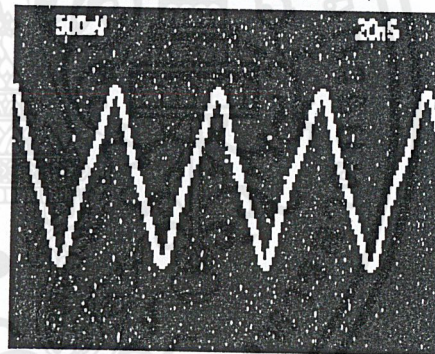
$I_{IN} = 400\mu A$
 $C_F = 20pF$

TRIANGLE-WAVE OUTPUT (50Hz)



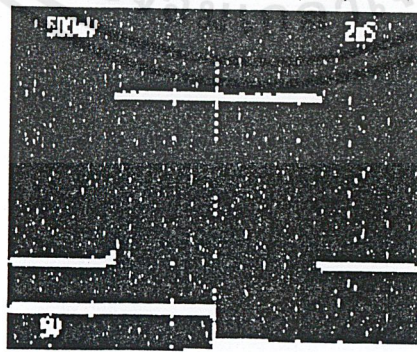
TOP: OUTPUT 50Hz = F_0
 BOTTOM: SYNC
 $I_{IN} = 50\mu A$
 $C_F = 1\mu F$

TRIANGLE-WAVE OUTPUT (20MHz)



$I_{IN} = 400\mu A$
 $C_F = 20pF$

SQUARE-WAVE OUTPUT (50Hz)



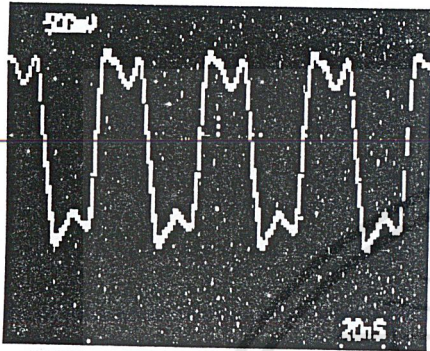
TOP: OUTPUT 50Hz = F_0
 BOTTOM: SYNC
 $I_{IN} = 50\mu A$
 $C_F = 1\mu F$

High-Frequency Waveform Generator

Typical Operating Characteristics (continued)

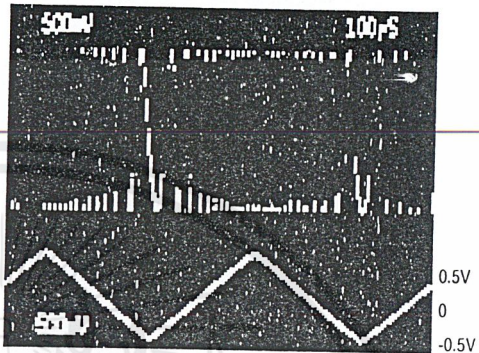
(Circuit of Figure 1, $V_+ = DV_+ = 5V$, $V_- = -5V$, $V_{DADJ} = V_{FADJ} = V_{PDI} = V_{PDO} = 0V$, $R_L = 1k\Omega$, $C_L = 20pF$, $T_A = +25^\circ C$, unless otherwise noted.)

SQUARE-WAVE OUTPUT (20MHz)



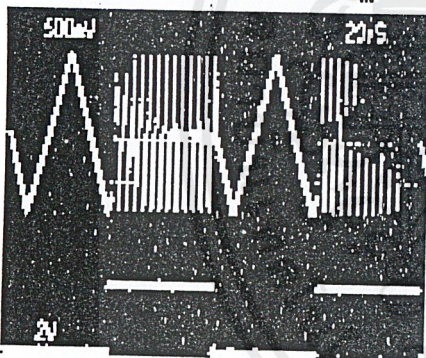
$I_{IN} = 400\mu A$
 $C_F = 20pF$

FREQUENCY MODULATION USING FADJ



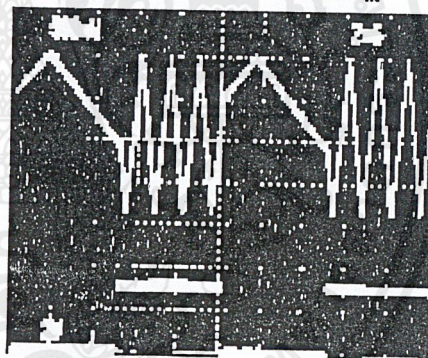
TOP: OUTPUT
BOTTOM: FADJ

FREQUENCY MODULATION USING I_{IN}



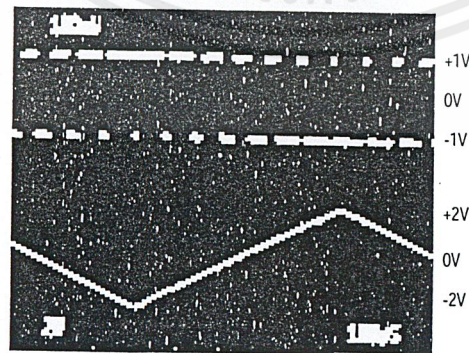
TOP: OUTPUT
BOTTOM: I_{IN}

FREQUENCY MODULATION USING I_{IN}



TOP: OUTPUT
BOTTOM: I_{IN}

PULSE-WIDTH MODULATION USING DADJ



TOP: SQUARE-WAVE OUT, 2V p-p
BOTTOM: V_{DADJ} , -2V to +2.3V

MAXIM

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

High-Frequency Waveform Generator

When the MAX038's frequency is controlled by a voltage source (V_{IN}) in series with a fixed resistor (R_{IN}), the output frequency is a direct function of V_{IN} as shown in the above equations. Varying V_{IN} modulates the oscillator frequency. For example, using a 10k Ω resistor for R_{IN} and sweeping V_{IN} from 20mV to 7.5V produces large frequency deviations (up to 375:1). Select R_{IN} so that I_{IN} stays within the 2 μ A to 750 μ A range. The bandwidth of the IIN control amplifier, which limits the modulating signal's highest frequency, is typically 2MHz.

IIN can be used as a summing point to add or subtract currents from several sources. This allows the output frequency to be a function of the sum of several variables. As V_{IN} approaches 0V, the I_{IN} error increases due to the offset voltage of IIN.

Output frequency will be offset 1% from its final value for 10 seconds after power-up.

FADJ Input

The output frequency can be modulated by FADJ, which is intended principally for fine frequency control, usually inside phase-locked loops. Once the fundamental, or center frequency (F_0) is set by IIN, it may be changed further by setting FADJ to a voltage other than 0V. This voltage can vary from -2.4V to +2.4V, causing the output frequency to vary from 1.7 to 0.30 times the value when FADJ is 0V ($F_0 \pm 70\%$). Voltages beyond $\pm 2.4V$ can cause instability or cause the frequency change to reverse slope.

The voltage on FADJ required to cause the output to deviate from F_0 by D_x (expressed in %) is given by the formula:

$$VFADJ = -0.0343 \times D_x \quad [5]$$

where $VFADJ$, the voltage on FADJ, is between -2.4V and +2.4V.

Note: While I_{IN} is directly proportional to the fundamental, or center frequency (F_0), $VFADJ$ is linearly related to % deviation from F_0 . $VFADJ$ goes to either side of 0V, corresponding to plus and minus deviation.

The voltage on FADJ for any frequency is given by the formula:

$$VFADJ = (F_0 - F_x) \div (0.2915 \times F_0) \quad [6]$$

where:

F_x = output frequency

F_0 = frequency when $VFADJ = 0V$.

Likewise, for period calculations:

$$VFADJ = 3.43 \times (t_x - t_0) \div t_x \quad [7]$$

where:

t_x = output period

t_0 = period when $VFADJ = 0V$.

Conversely, if $VFADJ$ is known, the frequency is given by:

$$F_x = F_0 \times (1 - [0.2915 \times VFADJ]) \quad [8]$$

and the period (t_x) is:

$$t_x = t_0 \div (1 - [0.2915 \times VFADJ]) \quad [9]$$

Programming FADJ

FADJ has a 250 μ A constant current sink to V- that must be furnished by the voltage source. The source is usually an op-amp output, and the temperature coefficient of the current sink becomes unimportant. For manual adjustment of the deviation, a variable resistor can be used to set $VFADJ$, but then the 250 μ A current sink's temperature coefficient becomes significant. Since external resistors cannot match the internal temperature-coefficient curve, using external resistors to program $VFADJ$ is intended only for manual operation, when the operator can correct for any errors. This restriction does not apply when $VFADJ$ is a true voltage source.

A variable resistor, R_F , connected between REF (+2.5V) and FADJ provides a convenient means of manually setting the frequency deviation. The resistance value (R_F) is:

$$R_F = (V_{REF} - VFADJ) \div 250\mu A \quad [10]$$

V_{REF} and $VFADJ$ are signed numbers, so use correct algebraic convention. For example, if $VFADJ$ is -2.0V (+58.3% deviation), the formula becomes:

$$\begin{aligned} R_F &= (+2.5V - (-2.0V)) \div 250\mu A \\ &= (4.5V) \div 250\mu A \\ &= 18k\Omega \end{aligned}$$

Disabling FADJ

The FADJ circuit adds a small temperature coefficient to the output frequency. For critical open-loop applications, it can be turned off by connecting FADJ to GND (not REF) through a 12k Ω resistor (R_1 in Figure 2). The -250 μ A current sink at FADJ causes -3V to be developed across this resistor, producing two results. First, the FADJ circuit remains in its linear region, but disconnects itself from the main oscillator, improving temperature stability. Second, the oscillator frequency doubles. If FADJ is turned off in this manner, be sure to correct equations 1-4 and 6-9 above, and 12 and 14 below by doubling F_0 or halving t_0 . Although this method doubles the normal output frequency, it does not double the upper frequency limit. Do not operate FADJ open circuit or with voltages more negative than -3.5V. Doing so may cause transistor saturation inside the IC, leading to unwanted changes in frequency and duty cycle.

High-Frequency Waveform Generator

MAX038

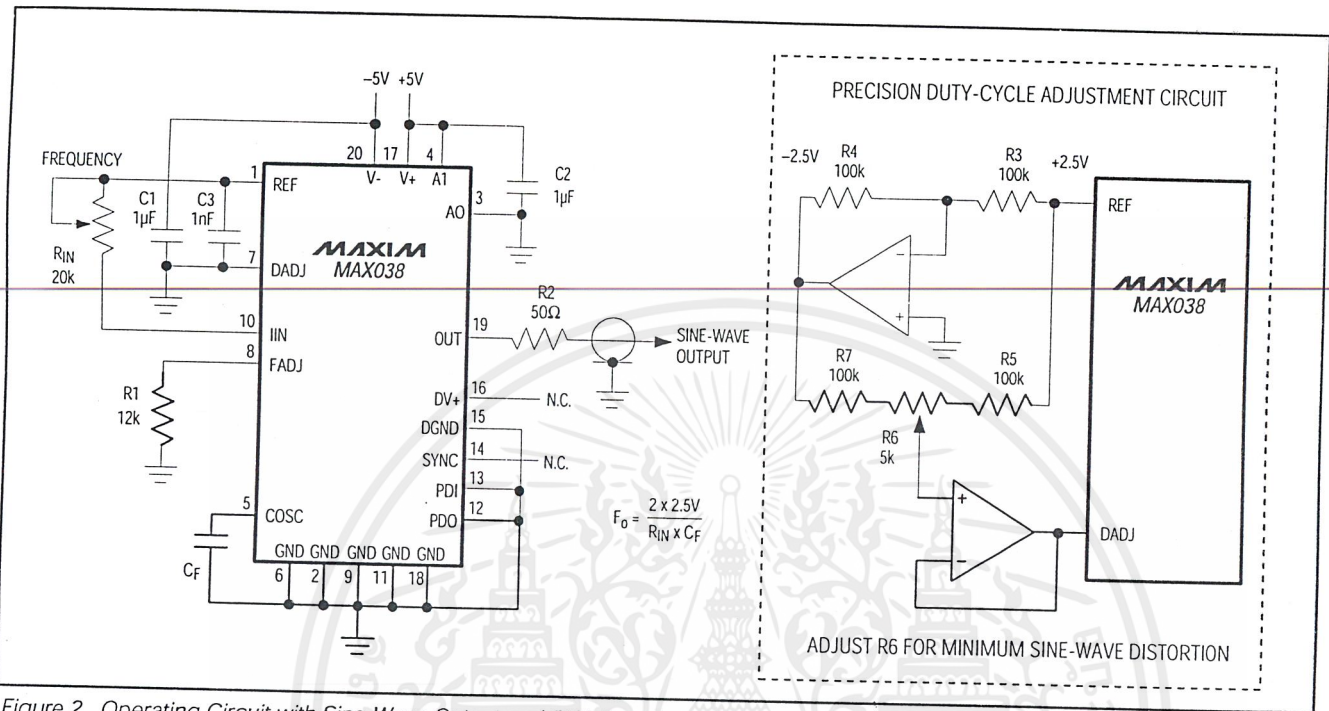


Figure 2. Operating Circuit with Sine-Wave Output and 50% Duty Cycle; SYNC and FADJ Disabled

With FADJ disabled, the output frequency can still be changed by modulating IIN.

Swept Frequency Operation

The output frequency can be swept by applying a varying signal to IIN or FADJ. IIN has a wider range, slightly slower response, lower temperature coefficient, and requires a single polarity current source. FADJ may be used when the swept range is less than ±70% of the center frequency, and it is suitable for phase-locked loops and other low-deviation, high-accuracy closed-loop controls. It uses a sweeping voltage symmetrical about ground.

Connecting a resistive network between REF, the voltage source, and FADJ or IIN is a convenient means of offsetting the sweep voltage.

Duty Cycle

The voltage on DADJ controls the waveform duty cycle (defined as the percentage of time that the output waveform is positive). Normally, VDADJ = 0V, and the duty cycle is 50% (Figure 2). Varying this voltage from +2.3V to -2.3V causes the output duty cycle to vary from 15% to 85%, about -15% per volt. Voltages beyond ±2.3V can shift the output frequency and/or cause instability.

DADJ can be used to reduce the sine-wave distortion. The unadjusted duty cycle (VDADJ = 0V) is 50% ±2%; any deviation from exactly 50% causes even order harmonics to be generated. By applying a small adjustable voltage (typically less than ±100mV) to VDADJ, exact symmetry can be attained and the distortion can be minimized (see Figure 2).

The voltage on DADJ needed to produce a specific duty cycle is given by the formula:

$$VDADJ = (50\% - dc) \times 0.0575 \quad [11]$$

or:

$$VDADJ = (0.5 - [t_{ON} \div t_0]) \times 5.75 \quad [12]$$

where:

- VDADJ = DADJ voltage (observe the polarity)
- dc = duty cycle (in %)
- tON = ON (positive) time
- t0 = waveform period.

Conversely, if VDADJ is known, the duty cycle and ON time are given by:

$$dc = 50\% - (VDADJ \times 17.4) \quad [13]$$

$$t_{ON} = t_0 \times (0.5 - [VDADJ \times 0.174]) \quad [14]$$

High-Frequency Waveform Generator

Programming DADJ

DADJ is similar to FADJ; it has a 250 μ A constant current sink to V- that must be furnished by the voltage source. The source is usually an op-amp output, and the temperature coefficient of the current sink becomes unimportant. For manual adjustment of the duty cycle, a variable resistor can be used to set VDADJ, but then the 250 μ A current sink's temperature coefficient becomes significant. Since external resistors cannot match the internal temperature-coefficient curve, using external resistors to program VDADJ is intended only for manual operation, when the operator can correct for any errors. This restriction does not apply when VDADJ is a true voltage source.

A variable resistor, RD, connected between REF (+2.5V) and DADJ provides a convenient means of manually setting the duty cycle. The resistance value (RD) is:

$$R_D = (V_{REF} - V_{DADJ}) \div 250\mu A \quad [15]$$

Note that both VREF and VDADJ are signed values, so observe correct algebraic convention. For example, if VDADJ is -1.5V (23% duty cycle), the formula becomes:

$$\begin{aligned} R_D &= (+2.5V - (-1.5V)) \div 250\mu A \\ &= (4.0V) \div 250\mu A = 16k\Omega \end{aligned}$$

Varying the duty cycle in the range 15% to 85% has minimal effect on the output frequency—typically less than 2% when 25 μ A < IIN < 250 μ A. The DADJ circuit is wideband, and can be modulated at up to 2MHz (see photos, *Typical Operating Characteristics*).

Output

The output amplitude is fixed at 2Vp-p, symmetrical around ground, for all output waveforms. OUT has an output resistance of under 0.1 Ω , and can drive ± 20 mA with up to a 50pF load. Isolate higher output capacitance from OUT with a resistor (typically 50 Ω) or buffer amplifier.

Reference Voltage

REF is a stable 2.50V bandgap voltage reference capable of sourcing 4mA or sinking 100 μ A. It is principally used to furnish a stable current to IIN or to bias DADJ and FADJ. It can also be used for other applications external to the MAX038. Bypass REF with 100nF to minimize noise.

Selecting Resistors and Capacitors

The MAX038 produces a stable output frequency over time and temperature, but the capacitor and resistors that determine frequency can degrade performance if they are not carefully chosen. Resistors should be metal film, 1% or better. Capacitors should be chosen

for low temperature coefficient over the whole temperature range. NPO ceramics are usually satisfactory.

The voltage on COSC is a triangle wave that varies between 0V and -1V. Polarized capacitors are generally not recommended (because of their outrageous temperature dependence and leakage currents), but if they are used, the negative terminal should be connected to COSC and the positive terminal to GND. Large-value capacitors, necessary for very low frequencies, should be chosen with care, since potentially large leakage currents and high dielectric absorption can interfere with the orderly charge and discharge of CF. If possible, for a given frequency, use lower IIN currents to reduce the size of the capacitor.

SYNC Output

SYNC is a TTL/CMOS-compatible output that can be used to synchronize external circuits. The SYNC output is a square wave whose rising edge coincides with the output rising sine or triangle wave as it crosses through 0V. When the square wave is selected, the rising edge of SYNC occurs in the middle of the positive half of the output square wave, effectively 90° ahead of the output. The SYNC duty cycle is fixed at 50% and is independent of the DADJ control.

Because SYNC is a very-high-speed TTL output, the high-speed transient currents in DGND and DV+ can radiate energy into the output circuit, causing a narrow spike in the output waveform. (This spike is difficult to see with oscilloscopes having less than 100MHz bandwidth). The inductance and capacitance of IC sockets tend to amplify this effect, so sockets are not recommended when SYNC is on. SYNC is powered from separate ground and supply pins (DGND and DV+), and it can be turned off by making DV+ open circuit. If synchronization of external circuits is not used, turning off SYNC by DV+ opening eliminates the spike.

Phase Detectors

Internal Phase Detector

The MAX038 contains a TTL/CMOS phase detector that can be used in a phase-locked loop (PLL) to synchronize its output to an external signal (Figure 3). The external source is connected to the phase-detector input (PDI) and the phase-detector output is taken from PDO. PDO is the output of an exclusive-OR gate, and produces a rectangular current waveform at the MAX038 output frequency, even with PDI grounded. PDO is normally connected to FADJ and a resistor, RPD, and a capacitor CPD, to GND. RPD sets the gain of the phase detector, while the capacitor attenuates high-frequency components and forms a pole in the phase-locked loop filter.

High-Frequency Waveform Generator

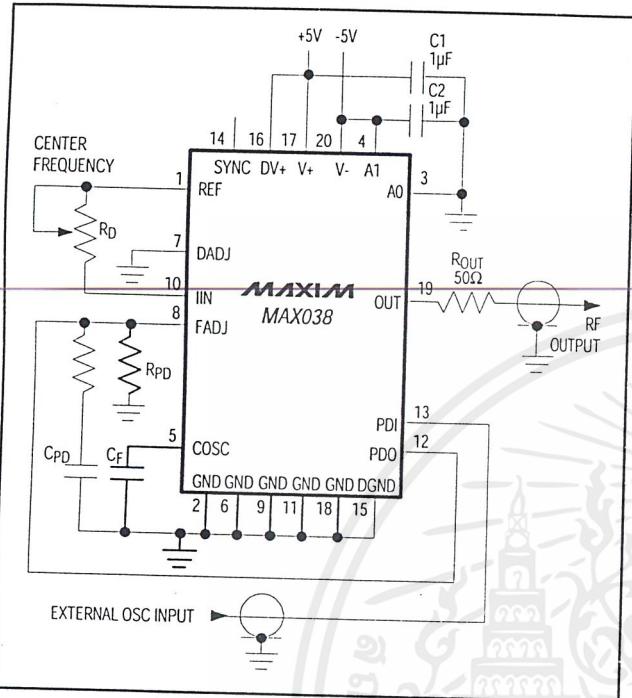


Figure 3. Phase-Locked Loop Using Internal Phase Detector

PDO is a rectangular current-pulse train, alternating between 0μA and 500μA. It has a 50% duty cycle when the MAX038 output and PDI are in phase-quadrature (90° out of phase). The duty cycle approaches 100% as the phase difference approaches 180° and conversely, approaches 0% as the phase difference approaches 0°. The gain of the phase detector (K_D) can be expressed as:

$$K_D = 0.318 \times R_{PD} \text{ (volts/radian)} \quad [16]$$

where R_{PD} = phase-detector gain-setting resistor.

When the loop is in lock, the input signals to the phase detector are in approximate phase quadrature, the duty cycle is 50%, and the average current at PDO is 250μA (the current sink of FADJ). This current is divided between FADJ and R_{PD}; 250μA always goes into FADJ and any difference current is developed across R_{PD}, creating V_{FADJ} (both polarities). For example, as the phase difference increases, PDO duty cycle increases, the average current increases, and the voltage on R_{PD} (and V_{FADJ}) becomes more positive. This in turn decreases the oscillator frequency, reducing the phase difference, thus maintaining phase lock. The higher R_{PD} is, the greater V_{FADJ} is for a given phase difference; in other words, the greater the loop gain, the less the capture range. The current from PDO must also

change C_{PD}, so the rate at which V_{FADJ} changes (the loop bandwidth) is inversely proportional to C_{PD}.

The phase error (deviation from phase quadrature) depends on the open-loop gain of the PLL and the initial frequency deviation of the oscillator from the external signal source. The oscillator conversion gain (K_O) is:

$$K_O = \Delta\omega_o \div \Delta V_{FADJ} \quad [17]$$

which, from equation [6] is:

$$K_O = 3.43 \times \omega_o \text{ (radians/sec)} \quad [18]$$

The loop gain of the PLL system (K_V) is:

$$K_V = K_D \times K_O \quad [19]$$

where:

K_D = detector gain

K_O = oscillator gain.

With a loop filter having a response F(s), the open-loop transfer function, T(s), is:

$$T(s) = K_D \times K_O \times F(s) \div s \quad [20]$$

Using linear feedback analysis techniques, the closed-loop transfer characteristic, H(s), can be related to the open-loop transfer function as follows:

$$H(s) = T(s) \div [1 + T(s)] \quad [21]$$

The transient performance and the frequency response of the PLL depends on the choice of the filter characteristic, F(s).

When the MAX038 internal phase detector is not used, PDI and PDO should be connected to GND.

External Phase Detectors

External phase detectors may be used instead of the internal phase detector. The external phase detector shown in Figure 4 duplicates the action of the MAX038's internal phase detector, but the optional ÷N circuit can be placed between the SYNC output and the phase detector in applications requiring synchronizing to an exact multiple of the external oscillator. The resistor network consisting of R₄, R₅, and R₆ sets the sync range, while capacitor C₄ sets the capture range. Note that this type of phase detector (with or without the ÷N circuit) locks onto harmonics of the external oscillator as well as the fundamental. With no external oscillator input, this circuit can be unpredictable, depending on the state of the external input DC level.

Figure 4 shows a frequency phase detector that locks onto only the fundamental of the external oscillator. With no external oscillator input, the output of the frequency phase detector is a positive DC voltage, and the oscillations are at the lowest frequency as set by R₄, R₅, and R₆.

High-Frequency Waveform Generator

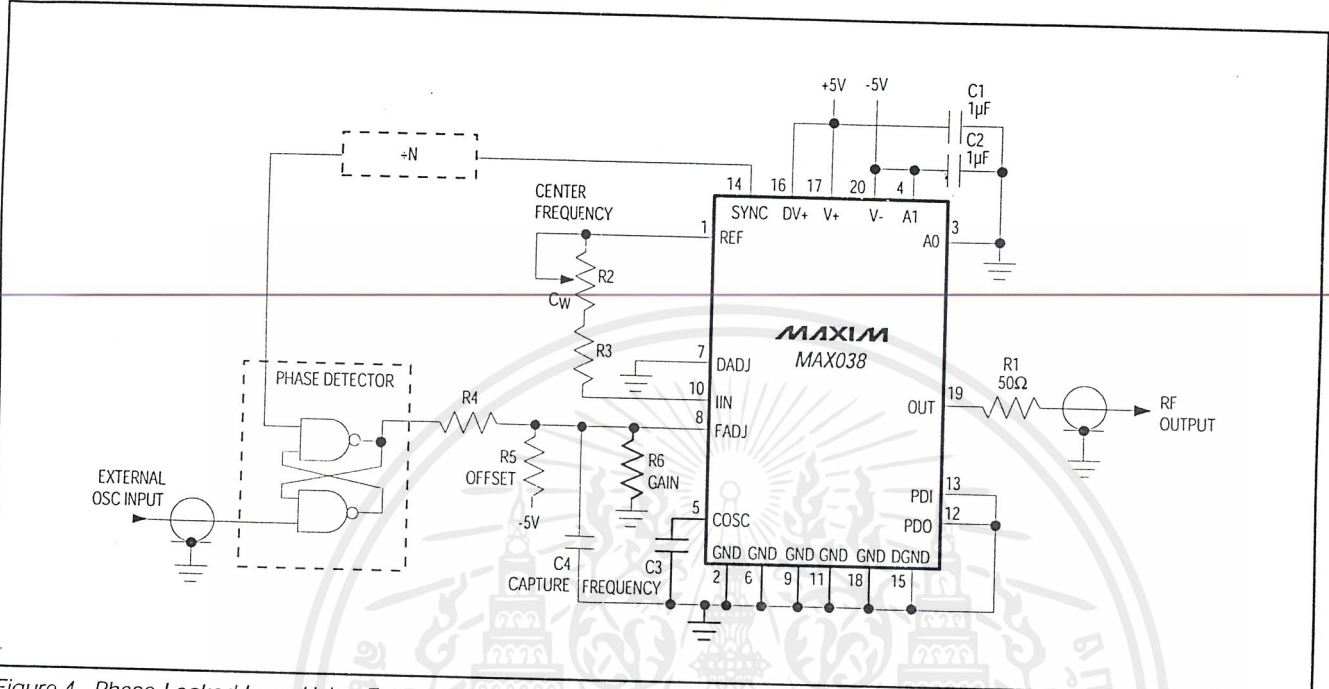


Figure 4. Phase-Locked Loop Using External Phase Detector

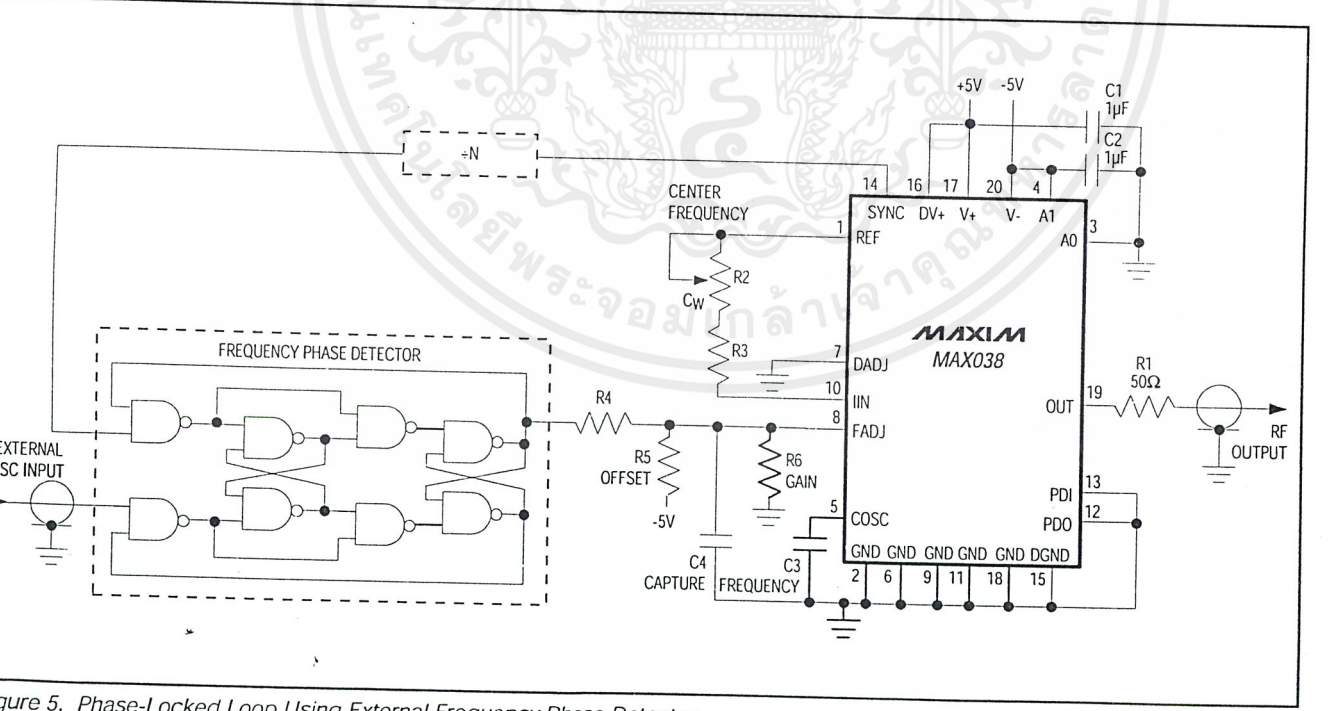


Figure 5. Phase-Locked Loop Using External Frequency Phase Detector

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

High-Frequency Waveform Generator

MAX038

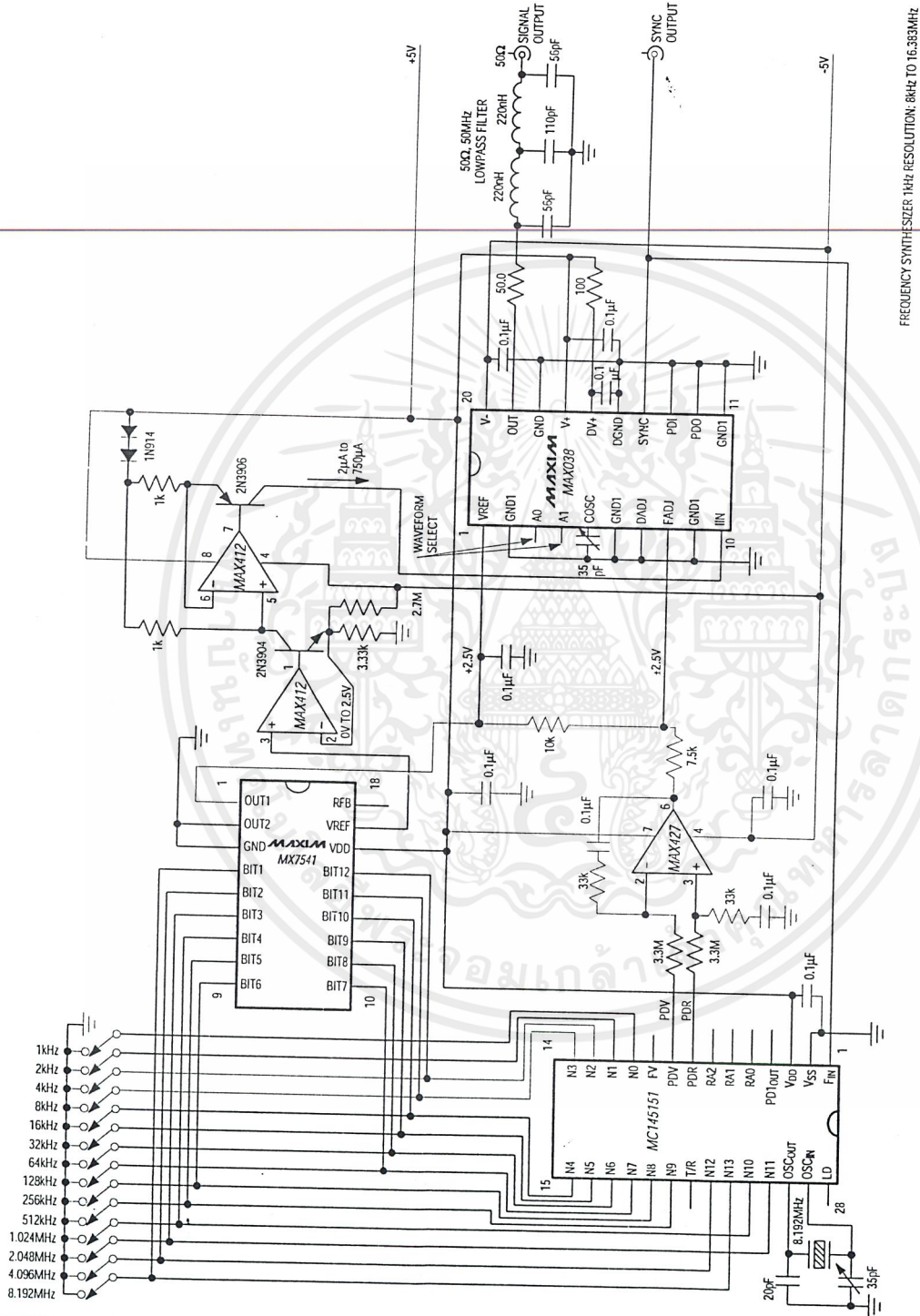


Figure 6. Crystal-Controlled, Digitally Programmed Frequency Synthesizer—8kHz to 16MHz with 1kHz Resolution

MAXIM

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

High-Frequency Waveform Generator

Layout Considerations

Realizing the full performance of the MAX038 requires careful attention to power-supply bypassing and board layout. Use a low-impedance ground plane, and connect all five GND pins directly to it. Bypass V+ and V- directly to the ground plane with 1 μ F ceramic capacitors or 1 μ F tantalum capacitors in parallel with 1nF ceramics. Keep capacitor leads short (especially with the 1nF ceramics) to minimize series inductance.

If SYNC is used, DV+ must be connected to V+, DGND must be connected to the ground plane, and a second 1nF ceramic should be connected as close as possible between DV+ and DGND (pins 16 and 15). It is not necessary to use a separate supply or run separate traces to DV+. If SYNC is disabled, leave DV+ open. Do not open DGND.

Minimize the trace area around COSC (and the ground plane area under COSC) to reduce parasitic capacitance, and surround this trace with ground to prevent coupling with other signals. Take similar precautions with DADJ, FADJ, and IIN. Place C_F so its connection to the ground plane is close to pin 6 (GND).

Applications Information

Frequency Synthesizer

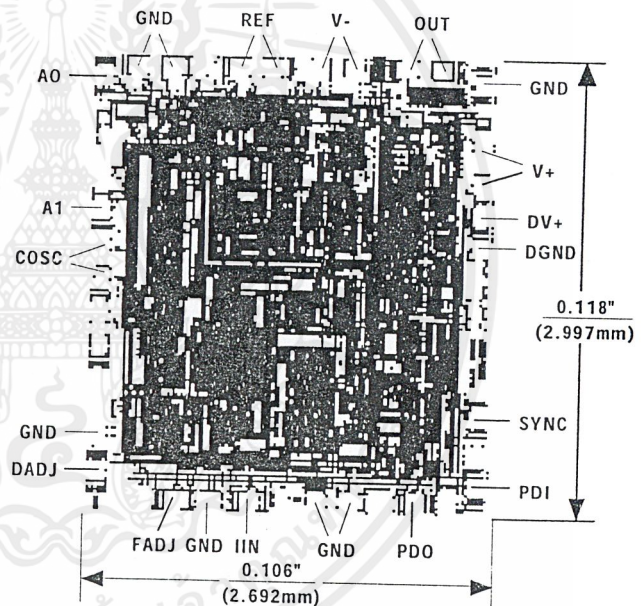
Figure 6 shows a frequency synthesizer that produces accurate and stable sine, square, or triangle waves with a frequency range of 8kHz to 16.383MHz in 1kHz increments. A Motorola MC145151 provides the crystal-controlled oscillator, the \pm N circuit, and a high-speed phase detector. The manual switches set the output frequency; opening any switch increases the output frequency. Each switch controls both the \pm N output and an MX7541 12-bit DAC, whose output is converted to a current by using both halves of the MAX412 op amp. This current goes to the MAX038 IIN pin, setting its coarse frequency over a very wide range.

Fine frequency control (and phase lock) is achieved from the MC145151 phase detector through the differential amplifier and lowpass filter, U5. The phase detec-

tor compares the \pm N output with the MAX038 SYNC output and sends differential phase information to U5. U5's single-ended output is summed with an offset into the FADJ input. (Using the DAC and the IIN pin for coarse frequency control allows the FADJ pin to have very fine control with reasonably fast response to switch changes.)

A 50MHz, 50 Ω lowpass filter in the output allows passage of 16MHz square waves and triangle waves with reasonable fidelity, while stopping high-frequency noise generated by the \pm N circuit.

Chip Topography



TRANSISTOR COUNT: 855
SUBSTRATE CONNECTED TO GND

หนังสืออ้างอิง

1. ไกรวุฒิ วัฒนประเสริฐสุด , ไมโครโปรเซสเซอร์2 ,ซีเอ็ดยูเคชั่น ,หน้า 9-49
2. ถวิล กิ่งทอง , ทฤษฎีโครงข่ายไฟฟ้าและสายส่ง , คณะวิศวกรรมศาสตร์ , สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหาร ลาดกระบัง , หน้า 1-83
3. รศ. สมยศ จุณณะปิยะ , การประยุกต์ใช้งานไมโครคอนโทรลเลอร์ ตระกูล MCS-51 , สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหาร ลาดกระบัง
4. บริษัท อีทีที , Dot Matrix LCD Module , กรุงเทพฯ , ศูนย์การค้าพระโขนง
5. บริษัท อีทีที , การใช้งานบอร์ด JAZZ-31 , กรุงเทพฯ , ศูนย์การค้าพระโขนง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้