

ระบบจัดการแบตเตอรี่
BATTERY MANAGEMENT SYSTEM

ชนวัฒน์	ดวงมี
Thauwat	Duangmee
วิศรุต	วัลลภพันธ์
Visarut	Vanlapapan
ศศิวัฒน์	บุญเรือนจันทร์
Sasipim	Boonacekpat

ปริญญาบัตรนี้เป็นส่วนหนึ่งของกระดาษคัตตามหลักคุณธรรมจริยธรรมภาคการบ่มเพาะ
สาขาวิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์

คณาจารย์วิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2555

ระบบจัดการแบตเตอรี่
BATTERY MANAGEMENT SYSTEM



ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์
คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ปีการศึกษา 2555

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาโทปีการศึกษา 2555

สาขาวิชา วิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์

คณะ วิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง ระบบจัดการแบตเตอรี่

BATTERY MANAGEMENT SYSTEMS

ผู้จัดทำ นายธนวัฒน์ ดวงมี รหัส 52010464

นายวิศรุต วัลลภาพันธุ์ รหัส 52011140

นางสาวศศิพิมพ์ บุญเอนกพัฒน์ รหัส 52011184

ปริญญาโทนี้ผ่านการตรวจสอบโดยอาจารย์ที่ปรึกษาแล้ว



(ผศ. ประภากร สุวรรณะ)

อาจารย์ที่ปรึกษา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อปริญญาานิพนธ์	ระบบจัดการแบตเตอรี่
นักศึกษา	นายธนวัฒน์ ดวงมี รหัสประจำตัว 52010464
	นายวิศรุต วัลลภพันธ์ รหัสประจำตัว 52011140
	นางสาวศศิพิมพ์ บุญเอนกพัฒน์ รหัสประจำตัว 52011184
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์
ปีการศึกษา	2555
อาจารย์ที่ปรึกษาปริญญาานิพนธ์	ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ประภากร สุวรรณะ

บทคัดย่อ

ในปัจจุบันความต้องการที่จะลดการใช้เชื้อเพลิง ซึ่งก่อให้เกิดภาวะเรือนกระจกมากยิ่งขึ้น ซึ่งในทางขนส่ง รถยนต์ไฟฟ้าจึงเป็นตัวเลือกที่ดีในการลดมลภาวะทางอากาศ ซึ่งที่ผ่านมา รถยนต์ไฟฟ้า ยังมีข้อจำกัดเกี่ยวกับ แหล่งจ่ายพลังงาน แต่ในปัจจุบันได้มีการพัฒนาแบตเตอรี่ ให้มีพลังงานสูงขึ้น ดังนั้น โครงการนี้จะเป็นการนำเสนอระบบการจัดการแบตเตอรี่ เพื่อให้แบตเตอรี่มีประสิทธิภาพสูง และเพิ่มอายุการใช้งาน โดยการแสดงผลค่าที่แท้จริงเกี่ยวกับ แรงดัน กระแส และเปอร์เซ็นต์สถานะของแบตเตอรี่ ผ่านทางแอลซีดีนั้น ได้ใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์เป็นตัวประมวลผล และควบคุมการทำงานของแบตเตอรี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Thesis Title Battery Management Systems
Student Mr.Thanawat Duangmee ID. 52010464
 Mr.Visarut Vanlapapan ID. 52011140
 Miss Sasipim Boonaneapat ID. 52011184
Degree Bachelor of Engineering
Program Electronics Engineering
Year 2012
Thesis Advisor Assist.Prof.Prapakorn Suwana

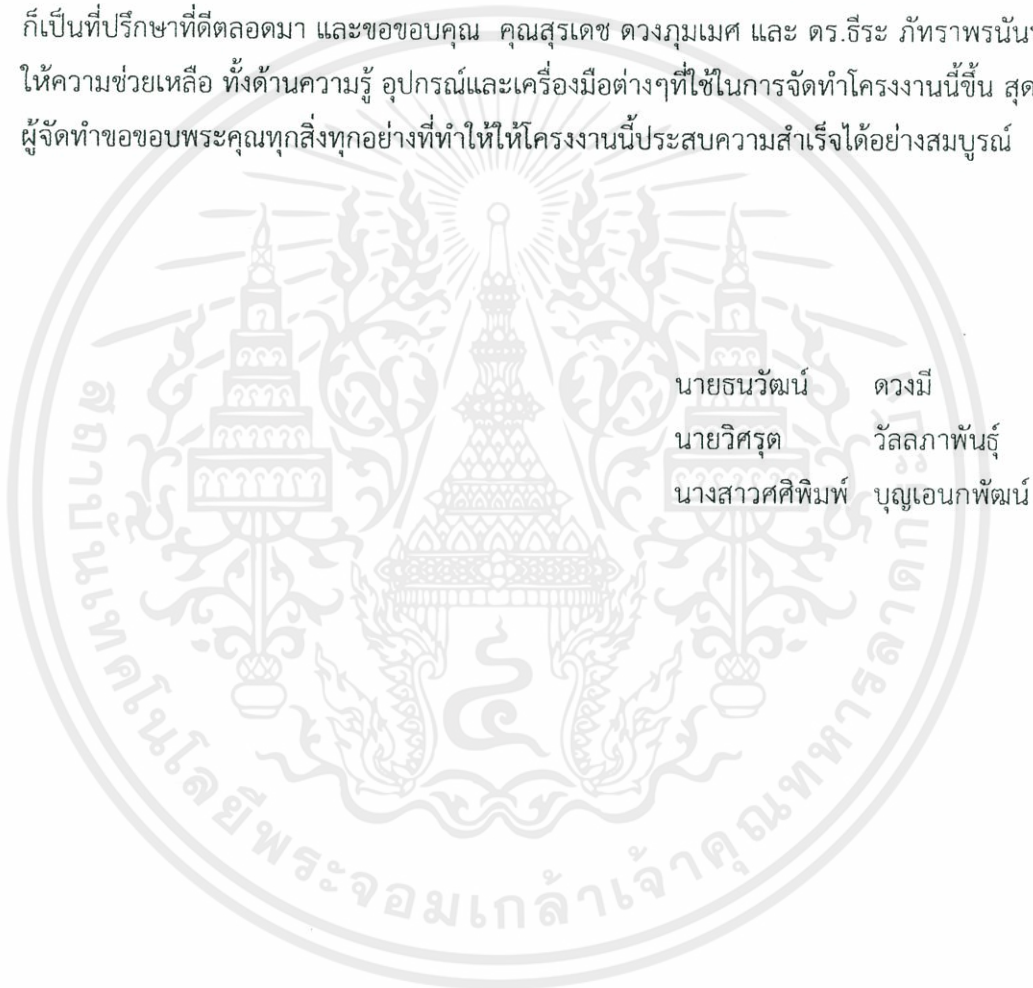
ABSTRACT

Nowadays, the desire to reduce fuel consumption which cause the greenhouse effect is increased. Electric car is a good option to reduce air pollution but as the time goes by is the electric car is limited by battery. However, technology has developed batteries to have more energy. So this project is about battery management systems, in order to make a high-performance batteries and long lifetime. The display will show an accurately values for voltage, current and state of charge of battery by LCD that processed by microcontroller which control battery.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

โครงการชิ้นนี้จะประสบความสำเร็จ ไม่ได้เลยหากขาด ท่านอาจารย์ที่ปรึกษา ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ประภากร สุวรรณะ ท่านได้สละเวลา และความกรุณาของท่านเพื่อที่จะให้ ผู้จัดทำนั้นได้สอบถามข้อสงสัยต่างๆของวงจร และรวมไปถึงการแก้ไขปัญหายากๆต่างๆ ท่านอาจารย์ ก็เป็นที่ปรึกษาที่ติดต่อมา และขอขอบคุณ คุณสุรเดช ดวงฤมเมศ และ ดร.ธีระ ภัทรพรนันท์ ที่ได้ ให้ความช่วยเหลือ ทั้งด้านความรู้ อุปกรณ์และเครื่องมือต่างๆที่ใช้ในการจัดทำโครงการนี้ขึ้น สุดท้ายนี้ ผู้จัดทำขอขอบพระคุณทุกสิ่งทุกอย่างที่ทำให้ให้โครงการนี้ประสบความสำเร็จได้อย่างสมบูรณ์



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อภาษาไทย	i
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	ii
กิตติกรรมประกาศ	iii
สารบัญ	iv
สารบัญรูปภาพ	vi
สารบัญตาราง	viii
บทที่ 1 บทนำ	1
บทที่ 2 ทฤษฎี	3
2.1 ทฤษฎี Microcontroller	3
2.1.1 ประเภทของไมโครคอนโทรลเลอร์(Microcontroller)	5
2.1.2 ไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล PIC	5
2.2 Analog-to-Digital Converter (ADC)	7
2.2.1 Dual-Slope (Integrating) ADC	8
2.2.2 Successive Approximation ADC	9
2.2.3 Flash A/D Converter	11
2.3 การส่งผ่านข้อมูลแบบอนุกรม (Serial Transimission).....	11
2.3.1 การสื่อสารแบบอะซิงโครนัส (Asynchronous Transmission)	12
2.3.2 การสื่อสารแบบซิงโครนัส (Synchronous Transmission)	13
2.3.3 การใช้บัตรตรวจข้อผิดพลาด	15
2.3.4 ทิศทางของการสื่อสารข้อมูล	16
2.4 การเชื่อมต่อแบบอนุกรมและ UART	17
2.5 หลักการเบื้องต้นของ Data logger	23
2.6 Thermistor	25
2.6.1 ชนิดของเทอร์มิสเตอร์ (Types of Thermistors)	26
2.7 หลักการทำงานของ LCD	27
2.7.1 ส่วนประกอบและโครงสร้างของ LCD	28

เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนลิขสิทธิ์ ห้ามเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต
2.8 แอปพลิเคชัน A123 29

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
2.8.1 คุณสมบัติของแบตเตอรี่ A123	30
2.9 ทฤษฎี Hall Effect	31
บทที่ 3 การออกแบบวงจรระบบจัดการแบตเตอรี่	33
3.1 คุณสมบัติของระบบจัดการแบตเตอรี่	33
3.2 ส่วนประกอบของระบบจัดการแบตเตอรี่	33
3.2.1 วงจรไมโครคอนโทรลเลอร์	33
3.2.2 วงจรสื่อสารแบบ RS232	34
3.2.3 วงจรแสดงผลหน้าจอ LCD	34
3.2.4 วงจร Analog Input	35
3.3 ผังการทำงานของไมโครคอนโทรลเลอร์ในระบบจัดการแบตเตอรี่	36
บทที่ 4 การทดสอบคุณสมบัติของระบบจัดการแบตเตอรี่	38
4.1 การวัดสถานะประจุของแบตเตอรี่โดยดึงกระแสคงที่ ที่ค่าต่างๆอย่างต่อเนื่อง	39
4.2 การวัดสถานะประจุของแบตเตอรี่โดยดึงกระแสคงที่ ที่ค่าต่างๆอย่างไม่ต่อเนื่อง	41
4.3 การประมวลผลของข้อมูล	44
บทที่ 5 วิเคราะห์และสรุปผลการทดลอง	46
บรรณานุกรม	47
ภาคผนวก	48

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป

	หน้า
รูปที่ 1.1 แสดงการทำงานอย่างง่ายของระบบจัดการแบตเตอรี่ (BMS)	2
รูปที่ 2.1 การส่งข้อมูลของ Microcontroller	3
รูปที่ 2.2 สถาปัตยกรรมพื้นฐานของ Microcontroller	4
รูปที่ 2.3 แสดงการแปลงค่าสัญญาณจาก อนุลอกเป็น สัญญาณดิจิทัล	7
รูปที่ 2.4 Analog to Digital แบบ flash	7
รูปที่ 2.5 แสดง Block diagram ของ ADC แบบ Dual-Slope	8
รูปที่ 2.6 สัญญาณ ramps (มีค่าเป็นลบ) ที่ได้จากวงจร integrator ของ analog input	8
รูปที่ 2.7 แสดง Block diagram ของ ADC แบบ successive approximation	9
รูปที่ 2.8 (ก) แสดงค่าเอาต์พุตของ DAC (ข) ค่าการนับขึ้น-ลง ของ register	10
รูปที่ 2.9 การส่งข้อมูลแบบอนุกรม	11
รูปที่ 2.10 การสื่อสารแบบอะซิงโครนัสที่ไม่ได้ใช้พาร์ตีบิต	12
รูปที่ 2.11 การสื่อสารแบบอะซิงโครนัสที่ใช้พาร์ตีบิต	12
รูปที่ 2.12 การสื่อสารแบบซิงโครนัสที่ใช้พาร์ตีบิต	13
รูปที่ 2.13 ข้อผิดพลาดการใช้อักขระซิงเพียงตัวเดียว	14
รูปที่ 2.14 ตัวอย่างการใช้อักขระซิง 2 ตัวในการสื่อสารแบบซิงโครนัส	14
รูปที่ 2.15 แสดงการตัดแฉวของบิตออกเป็นกลุ่มๆ ละ 8 บิต	14
รูปที่ 2.16 การส่งผ่านข้อมูลแบบซิงโครนัส	15
รูปที่ 2.17 การส่งผ่านข้อมูลแบบอะซิงโครนัส	15
รูปที่ 2.18 การสื่อสารแบบทิศทางเดียว	16
รูปที่ 2.19 การสื่อสารแบบกึ่งสองทิศทาง	16
รูปที่ 2.20 การสื่อสารแบบสองทิศทาง	17
รูปที่ 2.21 การแปลงข้อมูลแบบขนานเป็นข้อมูลอนุกรม	17
รูปที่ 2.22 เวิร์ดข้อมูลขนาด 8 บิตกับบิตสตาร์ทและบิตสตอปที่ใช้ในการโอนย้ายข้อมูลแบบอนุกรม	18
รูปที่ 2.23 เวิร์ดข้อมูลขนาด 8 บิต ที่ใช้ในการโอนย้ายข้อมูลแบบอนุกรมด้วยอัตรา 110 บอด	18
รูปที่ 2.24 แสดงการใช้พาร์ตีบิตเพื่อตรวจสอบความผิดพลาดในการโอนย้ายข้อมูลแบบอนุกรม	19
รูปที่ 2.25 บล็อกไดอะแกรมของ UART	20

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป(ต่อ)

	หน้า
รูปที่ 2.26 ความหมายของบิตต่างๆ ในรีจิสเตอร์สถานะของ UART	19
รูปที่ 2.27 การโอนย้ายข้อมูลแบบอนุกรมที่เป็นตัวอักษรในรหัสแอสกี	23
รูปที่ 2.28 หลักการเบื้องต้นของ Data logger	23
รูปที่ 2.29 หลักการทำงานของ Data logger	24
รูปที่ 2.30 แสดงสัญลักษณ์และรูปร่างของเทอร์มิสเตอร์	25
รูปที่ 2.31 กราฟแสดงคุณสมบัติของเทอร์มิสเตอร์	26
รูปที่ 2.32 Linear Response Thermistor Elements	26
รูปที่ 2.33 เทอร์มิสเตอร์ โพรบ (Thermistor Probes)	27
รูปที่ 2.34 ส่วนประกอบและโครงสร้างของ LCD	29
รูปที่ 2.35 Battery A123	29
รูปที่ 3.1 วงจรไมโครคอนโทรลเลอร์	33
รูปที่ 3.2 วงจรสื่อสารแบบ RS232	34
รูปที่ 3.3 วงจรแสดงผลหน้าจอ LCD	34
รูปที่ 3.4 วงจรวัดแรงดันไฟ	35
รูปที่ 3.4 วงจรวัดกระแส	36
รูปที่ 3.6 วงจรวัดอุณหภูมิ	36
รูปที่ 3.7 ผังการทำงานของไมโครคอนโทรลเลอร์	37
รูปที่ 4.1 รูปแสดงอุปกรณ์และวิธีการทดสอบแบตเตอรี่	38
รูปที่ 4.2 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าแรงดันและState of charge (SOC) ของแบตเตอรี่เมื่อทำการทดลองดิงกระแสค่าต่างๆอย่างต่อเนื่อง	40
รูปที่ 4.3 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าแรงดันและสถานะประจุของแบตเตอรี่ เมื่อทำการทดลองดิงกระแสอย่างไม่ต่อเนื่องที่ 2.3 A	42
รูปที่ 4.4 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าแรงดันและกับสถานะประจุของแบตเตอรี่ เมื่อทำการดิงกระแสค่าต่างๆอย่างไม่ต่อเนื่อง	43
รูปที่ 4.5 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าแรงดันที่การดิงกระแสเฉลี่ย กับสถานะประจุของแบตเตอรี่	43
เอกสารนี้เป็นรูปที่ 4.6 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าแรงดันกับสถานะประจุของแบตเตอรี่ ให้ประโยชน์ได้บ้าง	44

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

	หน้า
ตารางที่ 2.1 แสดงการส่งข้อมูลด้วยอัตราต่างๆ	18
ตารางที่ 2.2 คุณสมบัติแบตเตอรี่ A123	30
ตารางที่ 4.1 ผลการทดลองการคายประจุของแบตเตอรี่เมื่อทำการทดลองดึงกระแสอย่างต่อเนื่อง	39
ตารางที่ 4.2 ผลการทดลองการคายประจุของแบตเตอรี่โดยทำการโหลดไม่ต่อเนื่อง	41



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

อายุการใช้งานของแบตเตอรี่ ขึ้นอยู่กับหลายพารามิเตอร์ ตัวแรกจะถูกกำหนดให้เป็น Internal Parameter หรือ ตัวแปรภายใน และ พารามิเตอร์ตัวที่สอง ถูกกำหนดให้เป็น External Parameter หรือตัวแปรภายนอก

1.1 Internal battery parameter

เป็นตัวแปรที่เกิดจากโรงงานผลิตแบตเตอรี่ ซึ่งประกอบด้วย ตัวแปรต่อไปนี้

- พารามิเตอร์ที่เกิดจากวัสดุ (Material parameter) เช่น Collector alloy, Electrolyte, separator ฯลฯ
- พารามิเตอร์ที่เกิดจากการออกแบบ (Design parameter)
 - Dimension parameter เช่น ความหนาของเพลต, ความสัมพันธ์ทางบวกและลบ ของแบตเตอรี่ ในการใช้งาน
 - เทคโนโลยีของแบตเตอรี่ เช่น ควบคุมค่าแรงดัน, การปิดผนึก ฯลฯ
 - เทคโนโลยีการผลิต

1.2 External battery parameter

เป็นตัวแปรที่เกิดจากผู้ใช้งาน และอาจเป็นผลที่เกิดจาก

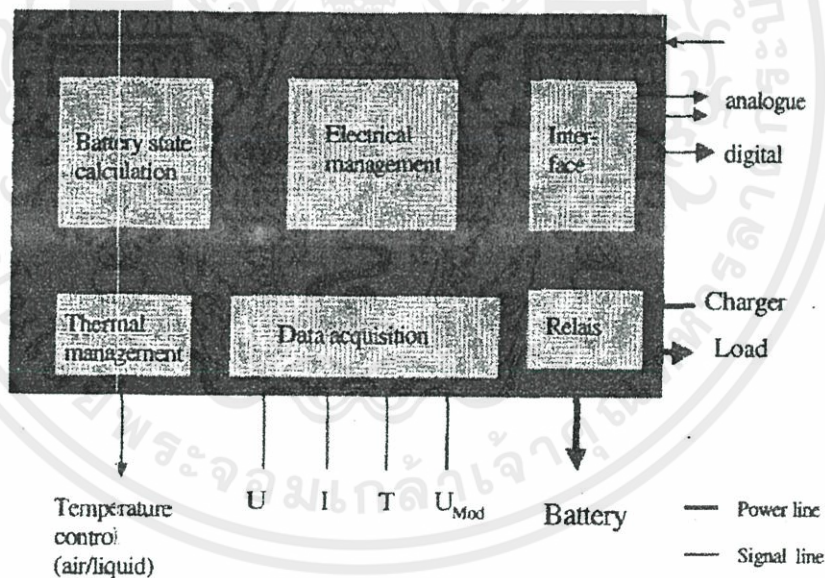
- การชาร์ตประจุ เช่น วิธีชาร์ตประจุ, ผลของกระแสสลับที่เกิดจากการชาร์ต ฯลฯ
- การคายประจุ เช่น จังหวะของการคายประจุ
- อุณหภูมิ
- การบำรุงรักษา

พารามิเตอร์ภายนอกเหล่านี้ มีผลต่ออายุการใช้งานของแบตเตอรี่อย่างมาก จึงจำเป็นต้องมีระบบจัดการแบตเตอรี่ (Battery Management Systems) ซึ่งทำให้สามารถควบคุมตัวแปรภายนอก โดยมีจุดประสงค์เพื่อยืดอายุการใช้งาน ซึ่งระบบจัดการแบตเตอรี่นี้ อาจไม่สามารถควบคุมเอกสารนี้เป็นพารามิเตอร์ได้ทั้งหมด หากแต่สามารถควบคุมให้ค่าของพารามิเตอร์คงที่เท่านั้น ใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.3 ระบบจัดการแบตเตอรี่ (Battery Management Systems)

ในการเพิ่มอายุการใช้งานแบตเตอรี่ มีความสำคัญต่อแบตเตอรี่ที่มีการพัฒนาแล้ว เช่น Lithium battery และ High temperature batteries เป็นอย่างมาก ดังนั้น การพัฒนาเทคโนโลยีของแบตเตอรี่ จึงจำเป็นต้องคำนึงถึง ระบบจัดการแบตเตอรี่ หรือ BMS (Battery Management Systems) เป็นอย่างมาก การวัดแรงดันอินพุต, กระแส และอุณหภูมิ สามารถแบ่งการทำงานได้เป็นขั้นตอนดังต่อไปนี้

- การเก็บข้อมูล
- การคำนวณสถานะแบตเตอรี่
- การจัดการด้านประจุไฟฟ้า
- การจัดการด้านความร้อน
- ระบบความปลอดภัย
- การติดต่อสื่อสาร



รูปที่ 1.1 แสดงการทำงานอย่างง่ายของระบบจัดการแบตเตอรี่ (BMS)

ในกรณีของแบตเตอรี่ขนาดเล็ก ก็สามารถใช้ฟังก์ชันดังกล่าวในการอธิบายได้ ตัวอย่างเช่น Li-Ion battery ในโทรศัพท์ หรือ คอมพิวเตอร์พกพา จะมีระบบความปลอดภัยของแบตเตอรี่ขั้นต่ำรวมอยู่ด้วย

ในกรณีของแบตเตอรี่ขนาดใหญ่ ระบบจัดการแบตเตอรี่ (BMS) จะมีความซับซ้อนมาก และจะต้องมีการพัฒนาสำหรับเทคโนโลยี และการประยุกต์ใช้งานของแบตเตอรี่

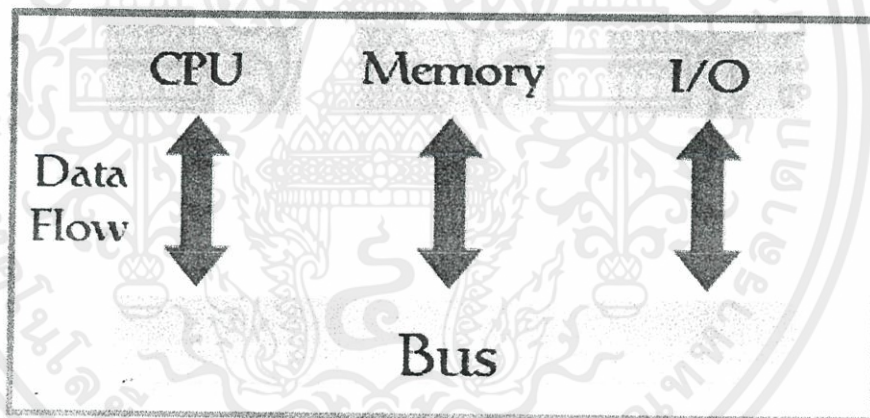
บทที่ 2

ทฤษฎี

2.1 ทฤษฎี Microcontroller

Microcontroller คืออุปกรณ์ควบคุมขนาดเล็กที่บรรจุความสามารถที่คล้ายคลึงกับเครื่องคอมพิวเตอร์ไว้ภายในไมโครคอนโทรลเลอร์ ดังนี้

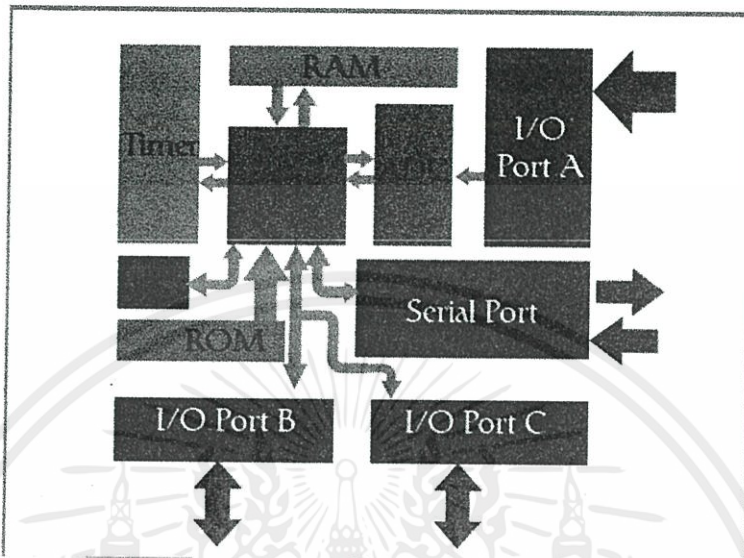
- ซีพียู (หน่วยประมวลผล : CPU)
- หน่วยความจำชั่วคราว (RAM)
- หน่วยความจำถาวร (ROM)
- ขาวงจรขนาน อนาลอกและดิจิตอล ในการรับส่งข้อมูล(Paralled digital and analog I/O)



รูปที่ 2.1 การส่งข้อมูลของ Microcontroller

ส่วนประกอบเหล่านี้เป็นส่วนประกอบหลักสำคัญของระบบคอมพิวเตอร์เข้าไว้ด้วยกัน โดยทำการบรรจุเข้าไว้ในรูปแบบอุปกรณ์ที่มีวงจรและชิปขนาดเล็ก โดยนำไปใช้งานในเครื่องใช้ไฟฟ้าทั่วไป เช่น ทีวี วิทยุ เครื่องซักผ้า และอื่น ๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.2 สถาปัตยกรรมพื้นฐานของ Microcontroller

ส่วนพิเศษอื่นๆจะขึ้นอยู่กับกระบวนการผลิตของแต่ละบริษัทที่จะผลิตขึ้นมา ใส่คุณสมบัติพิเศษลงไปเช่น

- ADC (Analog to Digital) ส่วนภาครับสัญญาณอนาล็อกแปลงไปเป็นสัญญาณดิจิทัล
- DAC (Digital to Analog) ส่วนภาคส่งสัญญาณดิจิทัลแปลงไปเป็นสัญญาณอนาล็อก
- I2C (Inter Integrate Circuit Bus) เป็นการสื่อสารอนุกรมแบบซิงโครนัส (Synchronous) เพื่อใช้ ติดต่อสื่อสาร ระหว่าง ไมโครคอนโทรลเลอร์ (MCU) กับอุปกรณ์ภายนอก ซึ่งถูกพัฒนาขึ้นโดยบริษัท Philips Semiconductors โดยใช้สายสัญญาณเพียง 2 เส้นเท่านั้น คือ serial data (SDA) และสาย serial clock (SCL) ซึ่งสามารถ เชื่อมต่ออุปกรณ์ จำนวนหลายๆ ตัว เข้าด้วยกันได้ ทำให้ MCU ใช้พอร์ตเพียง 2 พอร์ตเท่านั้น

- SPI (Serial Peripheral Interface) เป็นการเชื่อมต่อกับอุปกรณ์เพื่อรับส่งข้อมูล แบบซิงโครนัส (Synchronize) มีสัญญาณนาฬิกาเข้ามาเกี่ยวข้องระหว่างไมโครคอนโทรลเลอร์ (Microcontroller) หรือจะเป็นอุปกรณ์ภายนอกที่มีการรับส่งข้อมูลแบบ SPI อุปกรณ์ที่ทำหน้าที่เป็นมาสเตอร์ (Master) โดยปกติแล้วจะเป็นไมโครคอนโทรลเลอร์ หรืออาจกล่าวได้ว่าอุปกรณ์ Master จะต้องควบคุมอุปกรณ์ Slave ได้ โดยปกติตัว Slave มักจะเป็นไอซี (IC) หน้าที่พิเศษต่างๆ เช่น ไอซีอุณหภูมิ, ไอซีฐานเวลาจริง (Real-Time Clock) หรืออาจเป็นไมโครคอนโทรลเลอร์ที่ทำหน้าที่เป็น Slave ก็ได้เช่นกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- PWM (Pulse Width Modulation) การสร้างสัญญาณพัลส์แบบสแควร์เวฟ ที่สามารถปรับเปลี่ยนความถี่และ Duty Cycle ได้เพื่อนำไปควบคุมอุปกรณ์ต่างๆเช่น มอเตอร์
- UART(Universal Asynchronous Receiver Transmitter) ทำหน้าที่รับส่งข้อมูลแบบอะซิงโครนัส สำหรับมาตรฐานการรับส่งข้อมูลแบบ RS-232

2.1.1 ประเภทของไมโครคอนโทรลเลอร์(Microcontroller)

ไมโครคอนโทรลเลอร์ มีด้วยกันหลายประเภทแบ่งตามสถาปัตยกรรม(การผลิตและกระบวนการทำงานระบบการประมวลผล) ที่มีใช้ในปัจจุบันยกตัวอย่างดังนี้

- ไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล PIC (บริษัทผู้ผลิต Microchip ไมโครชิป)
- ไมโคร คอนโทรลเลอร์ตระกูล MCS51 (บริษัทผู้ผลิต Atmel, Phillips)
- ไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล AVR (บริษัทผู้ผลิต Atmel)
- ไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล ARM7,ARM9 (บริษัทผู้ผลิต Atmel, Phillips, Analog Device, Sumsung, STMicroelectronics)
- ไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล Basic Stamp (บริษัทผู้ผลิต Parallax)
- ไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล PSOC (บริษัทผู้ผลิต CYPRESS)
- ไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล MSP (บริษัทผู้ผลิต Texas Instruments)
- ไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล 68HC (บริษัทผู้ผลิต MOTOROLA)
- ไมโคร คอนโทรลเลอร์ตระกูล H8 (บริษัทผู้ผลิต Renesas)
- ไมโคร คอนโทรลเลอร์ตระกูล RABBIT (บริษัทผู้ผลิต RABBIT SEMICONDUCTOR)
- ไมโคร คอนโทรลเลอร์ตระกูล Z80 (บริษัทผู้ผลิต Zilog)

2.1.2 ไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล PIC

PIC คือ microcontroller อีกรุ่นหนึ่ง ย่อมาจากคำว่า Peripheral Interface Controller ซึ่ง concept ของ microcontroller ตระกูลนี้ก็คือ พยายามรวมเอาทุกอย่างเอาไว้ในตัวไม่ว่าจะเป็น PROGRAM MEMORY, RAM, EEPROM, SERIAL, I2C, PWM, A/D ฯลฯ โดยไม่จำเป็นต้องต่ออุปกรณ์เสริมจากภายนอก ในตัวของ PIC จะมีฟังก์ชันที่ใช้ในการประมวลผล รวมทั้งหน่วยความจำ ซึ่งทำให้มันเหมือนกับ CPU ตัวหนึ่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1. ความเร็วของ PIC

ภาคของความถี่สัญญาณนาฬิกา ปัจจุบันสามารถทำสัญญาณนาฬิกาได้ที่ 20 MHz ซึ่งทำให้หนึ่งคำสั่งของ PIC ใช้เวลาเพียง 0.25u Sec แต่อย่างไรก็ตามได้มีบริษัทอื่นได้ซื้อลิขสิทธิ์ PIC จาก microchip และได้สร้าง chip ที่มีความเร็วได้มากกว่าเดิมขึ้นไปอีก

2. หน่วยความจำของ PIC

ในอดีตหน่วยความจำของ PIC จะค่อนข้างน้อย คืออยู่ระหว่าง 512 words ถึง 4K words แต่ในปัจจุบัน บริษัท microchip ซึ่งเป็นเจ้าของ PIC ได้พัฒนาจนทำให้ memory ของ PIC มีขนาดเป็นหลายสิบกิโลไบต์ และมีที่ท่าจะขยายได้ใหญ่ขึ้นเรื่อยๆ ในเรื่องของการนับขนาดของ หน่วยความจำของ PIC จะนับไม่เหมือนปกติ โดยที่ หนึ่งคำสั่งของ PIC จะมีขนาด 14 bits ดังนั้น จะเรียกว่า 1 word ของ PIC จะมีขนาด 14 bits เช่น PIC16F84A ระบุว่าหน่วยความจำ 1 K (ซึ่งหมายถึง 1K word ถ้าคำนวณให้เป็นแบบ 1 byte จะเท่ากับ 8 bit จะได้ว่า $1 \times 1,024 \times 14 = 14,336$ bits ดังนั้นก็คือ $14,336 / (8 \times 1,024) = 1.75K$ bytes

3. สถาปัตยกรรมของ PIC

ตอนนี้มี 3 สายหลักๆคือขึ้นต้นด้วย 16xxx, 17xxx และใหม่ล่าสุดคือ 18xxx คุณสมบัติที่เหนือกว่าเรียงจากน้อยสุดไปมากที่สุดก็คือ 16 -> 17 -> 18 คำสั่ง assembly ของ 17 และมี 18 จะมีมากกว่า 16 ทำให้เขียนโปรแกรมได้ง่ายกว่า ราคาจะสูงกว่าด้วย แต่ที่เป็นที่นิยมก็คือตระกูล 16xxx

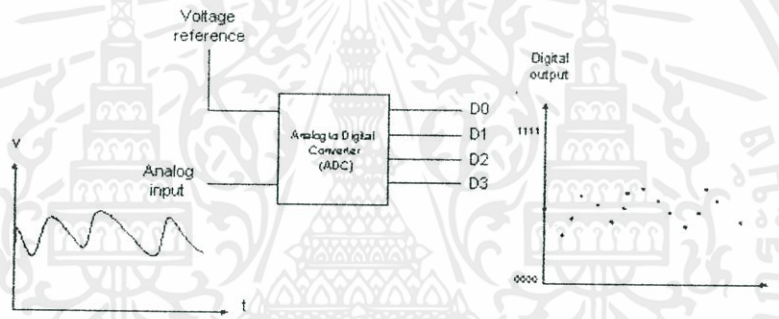
4. Concept สถาปัตยกรรมของ PIC

PIC จะยึดถือการออกแบบที่ว่ารวมทุกอย่างไว้ใน chip ตัวเดียวโดยไม่ต้องต่ออุปกรณ์ใดๆ เพิ่มเติม แผ่นวงจรจะมีขนาดเล็ก และอุปกรณ์ที่ใช้จะไม่มาก บางงานอาจจะใช้แค่ PIC เพียงตัวเดียวโดยไม่ต้องใช้ chip อื่นมาเพิ่มเติมเลย นี่ก็คือคุณสมบัติพิเศษของ PIC ซึ่งปัจจุบันหลายบริษัทที่ผลิต microcontroller ก็เริ่มจะหันมาเลียนแบบแนวทางนี้ แต่ทุกอย่างย่อมมีข้อเสีย เนื่องจาก concept ที่จะรวมทุกอย่างไว้ใน chip เดียว ทำให้ program memory และ data memory ไม่สามารถขยายโดยใช้กับ memory ภายนอกได้ PIC จึงเหมาะสำหรับงานเล็กๆ ไม่ใช่งานใหญ่ๆ ที่ต้องใช้การคำนวณ และ memory เยอะๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

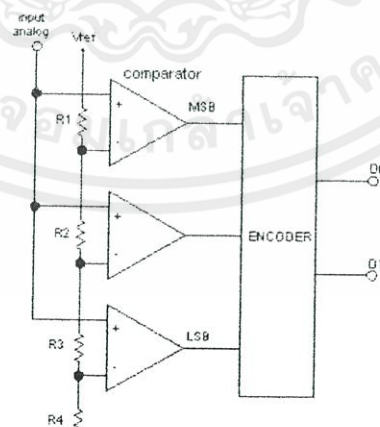
2.2 Analog-to-Digital Converter (ADC)

สัญญาณใดๆ โดยส่วนใหญ่แล้วมักเป็นสัญญาณที่มีความต่อเนื่องทางเวลา และมีการเปลี่ยนแปลงอย่างต่อเนื่อง เรียกสัญญาณนี้ว่าสัญญาณอนาลอก (analog signal) ยกตัวอย่างเช่น สัญญาณเสียง, สัญญาณไฟฟ้าในรูปแบบของกระแสและแรงดัน ล้วนแล้วแต่เป็นสัญญาณอนาลอกแทบทั้งสิ้น แต่ในปัจจุบันเครื่องมือ และอุปกรณ์บางประเภท ที่ต้องใช้สัญญาณอีกรูปแบบหนึ่งที่ไม่สามารถรับอินพุทที่เป็นสัญญาณอนาลอกโดยตรง คืออุปกรณ์ที่เป็น microprocessor, microcontroller ซึ่งต้องการสัญญาณในรูปแบบดิจิทัลเท่านั้น ในการนำไปประมวลผลจึงจำเป็นต้องมีวงจรที่แปลงสัญญาณทางอนาลอก ให้เป็นสัญญาณทางดิจิทัล เรียกวงจรดังกล่าวว่า วงจร A/D (Analog to Digital Converter - ADC)



รูปที่ 2.3 แสดงการแปลงค่าสัญญาณจาก อนาลอกเป็น สัญญาณดิจิทัล

หลักการเบื้องต้นของการแปลงสัญญาณจากอนาลอกเป็นสัญญาณดิจิทัลนั้นแสดงได้ดังนี้



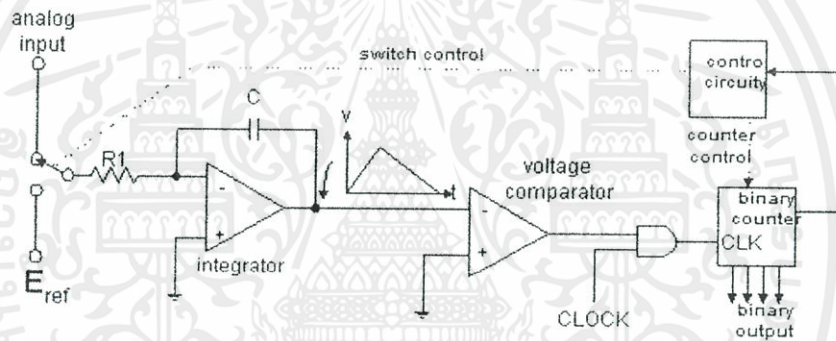
รูปที่ 2.4 Analog to Digital แบบ flash

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปะไปสู่อีเมล และทางอื่นใดซึ่งเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

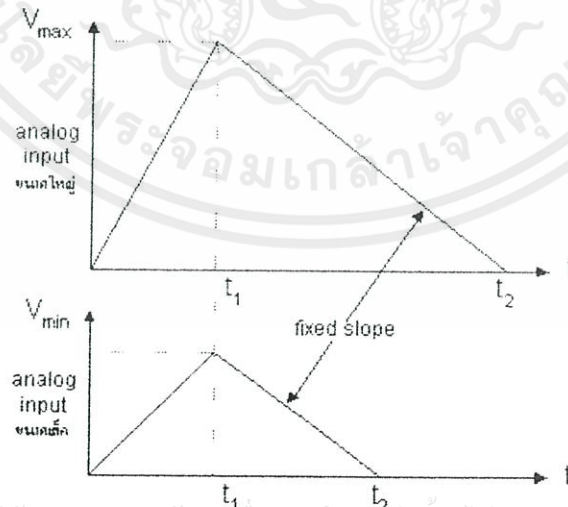
ระดับแรงดันของสัญญาณ analog input จะถูกเปรียบเทียบกับค่าแรงดันอ้างอิง(V_{ref}) ที่จุดต่างๆ ทางด้าน input ของวงจร comparator หรือวงจรเปรียบเทียบแรงดัน ถ้าค่าแรงดัน input ทั้งสองเท่ากัน ที่ output ของวงจรเปรียบเทียบ ก็จะมีค่าเท่ากับ 1 แต่ถ้าไม่เท่ากันจะมีค่าเท่ากับ 0 ซึ่งเป็นระดับสัญญาณทางดิจิทัล โดยวงจร encoder ถูกใช้ในการเรียงลำดับของสัญญาณจากตัวเปรียบเทียบ ให้อยู่ในรูปแบบรหัสเลขฐานสองอีกทีหนึ่ง เราสามารถแบ่ง ADC ออกตามการใช้งานได้หลายวิธีด้วยกันคือ

2.2.1 Dual-Slope (Integrating) ADC

เป็น ADC ที่ใช้งานเกี่ยวกับเครื่องมือวัดความเร็วต่ำ วงจรภายในประกอบด้วยวงจรที่เป็นแบบอนาล็อกและดิจิทัลรวมกันอยู่ในไอซีตัวเดียว



รูปที่ 2.5 แสดง Block diagram ของ ADC แบบ Dual-Slope

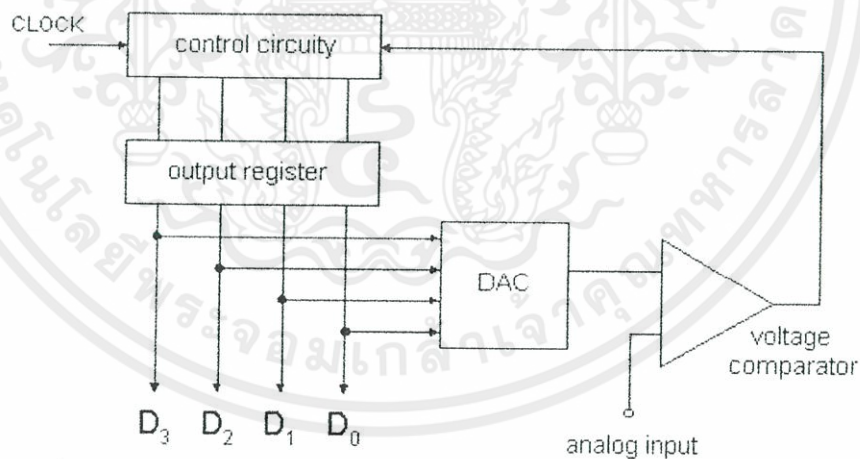


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการเรียนเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
รูปที่ 2.6 สัญญาณ ramps (มีค่าเป็นลบ) ที่ได้จากวงจร integrator ของ analog input
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อป้อนสัญญาณ analog input ในช่วงเวลา t_1 เข้ามายัง ADC ผ่านวงจร integrator ทาง output ของวงจร integrator จะมีค่าเป็นลบด้วย แรงดันลบทำให้เอาต์พุตของวงจรเปรียบเทียบเป็น “1” จึงไปกระตุ้นให้วงจรนับเริ่มต้นนับขึ้น หลังจากผ่านช่วงเวลา t_1 แล้ววงจรควบคุม จะทำการเคลียร์ วงจรนับ และทำการเปลี่ยนอินพุตของวงจร integrator ไปต่อกับแรงดันอ้างอิง วงจรนับจะเริ่มนับใหม่ จนกระทั่งเอาต์พุตของวงจร integrator ตกลงเป็นศูนย์ ที่จุดนี้ เอาต์พุตของวงจรเปรียบเทียบกลายเป็น “0” จะทำให้วงจรนับหยุดลง สัญญาณดิจิทัลที่นับได้ครั้งสุดท้ายนี้จะแทนด้วย analog input ที่เข้ามา อัตราการ integrated จะขึ้นอยู่กับขนาดแรงดันอินพุต

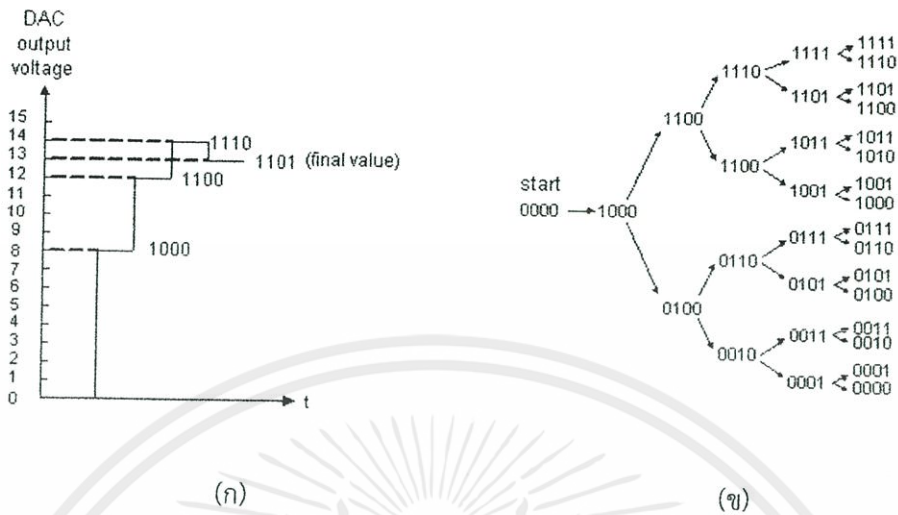
2.2.2 Successive Approximation ADC

เป็น ADC แบบประมาณค่าต่อเนื่อง ที่ประกอบด้วยวงจรเปรียบเทียบแรงดัน วงจรรีจิสเตอร์แบบ successive approximation register (SAR) ที่ใช้เก็บค่าหลังจากการประมาณค่า สัญญาณอินพุตที่รับเข้ามา โดยวงจร SAR จะมีขาควบคุม 3 ขาคือ ขาสัญญาณบอกเริ่มแปลงค่า ขาสัญญาณบอกจบการแปลงค่า และขาสัญญาณนาฬิกา สำหรับควบคุมกระบวนการแปลงค่าในแต่ละรอบ และ วงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นสัญญาณอนาล็อก (Digital to Analog converter-DAC)



รูปที่ 2.7 แสดง Block diagram ของ ADC แบบ successive approximation

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.8 (ก) แสดงค่าเอาต์พุตของ DAC (ข) ค่าการนับขึ้น-ลง ของ register

จากรูปเป็น ADC ขนาด 4 บิตเพราะฉะนั้นเอาต์พุตที่ได้ที่อยู่ในรูปแบบของดิจิตอล ก็จะมีระดับอยู่ในช่วง 0000-1111 หรือแทนด้วยฐานสิบที่ตรงกับ 0 -15 ถ้าสมมติให้ที่ analog input มีค่าเท่ากับแรงดัน 13 V สัญญาณ clock ลูกแรกถูกส่งไปบอกให้วงจร SAR เริ่มกระบวนการแปลงค่า เริ่มต้นการนับค่า output ของ SAR จะ start ที่ 1000 จากนั้นเอาต์พุตที่ DAC จะแปลงค่าได้เท่ากับ 8 V แล้วนำไปเปรียบเทียบกับค่าทาง analog input แต่ค่าทาง analog input ยังมีค่ามากกว่า ก็จะมีสัญญาณ clock ลูกถัดไปที่ วงจร SAR อีก ทำให้ส่งค่าเอาต์พุต ที่เพิ่มค่าบิตที่มีนัยสำคัญลงลงมาอีก เท่ากับ 1100 ค่าที่ได้จาก DAC จะมีค่าเท่ากับ 12 เมื่อนำไปเปรียบเทียบกับ analog input ค่าที่ได้จากเอาต์พุต DAC ยังมีค่าน้อยกว่า สัญญาณ clock ลูกถัดไปก็ถูกส่งไปที่วงจร SAR อีก output ที่ได้จาก SAR ก็จะมีบิตที่มีนัยสำคัญลงลงมาอีก เป็น 1110 ค่าที่ได้จากเอาต์พุต DAC จะมีค่าเท่ากับ 14 เมื่อเปรียบเทียบกับค่าทาง analog input แล้ว ค่าทาง DAC มีค่ามากกว่า สัญญาณ clock ลูกถัดไปก็ส่งไปที่วงจร SAR อีก แต่ค่าเอาต์พุตที่ได้จะไม่เพิ่มบิตที่มีนัยสำคัญลงลงมาอีกแต่จะลดค่าเดิมลงไป 1 ซึ่งก็มีค่าเท่ากับ 1101 หรือค่าที่เอาต์พุต DAC เท่ากับ 13 ซึ่งเท่ากับค่าทาง analog input ทำให้เอาต์พุตที่วงจรเปรียบเทียบเป็น 1 ส่งค่าไปบอกให้วงจร SAR จบกระบวนการแปลงค่า แล้วค้างค่าการนับสุดท้ายไว้ ที่เอาต์พุตของวงจร SAR แล้วทำการเคลียร์ค่าการนับใหม่ เพราะฉะนั้นค่าเอาต์ที่ได้จากการแปลงค่าของ ADC แบบนี้ มีค่าเท่ากับ 1101

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

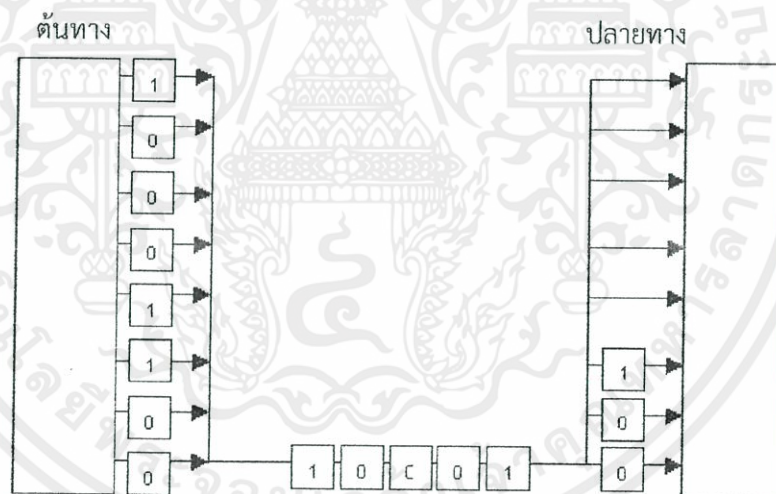
2.2.3 Flash A/D Converter

เป็น ADC ที่มีความเร็วที่สุดในการแปลงค่า โดยลักษณะการทำงานจะใช้ comparator หรือตัวเปรียบเทียบต่อขนานกัน เพื่อทำการแปลงสัญญาณอนาล็อกให้เป็นดิจิตอล

จากรูปตัวต้านทานที่ต่ออยู่ จะแบ่งแรงดันจากแรงดันอ้างอิง ที่ต่อคร่อมตัวเปรียบเทียบ แต่ละตัว สัญญาณเอาต์พุตที่ตัวเปรียบเทียบแต่ละตัว จะมีค่าเป็น 0 หรือ 1 ขึ้นอยู่กับค่าแรงดัน analog input ที่มาเปรียบเทียบ ในส่วนของวงจร encoder เป็นตัวเรียงลำดับของสัญญาณ จากตัวเปรียบเทียบ เอาต์พุตที่ได้จะเป็นรูปแบบของรหัสเลขฐานสอง หรือสัญญาณดิจิตอล

2.3 การส่งผ่านข้อมูลแบบอนุกรม (Serial Transimission)

รูปแบบการส่งผ่านข้อมูลในลักษณะนี้ทุกบิตที่เข้ารหัสแทนข้อมูลหนึ่งตัวอักษรจะถูกส่งผ่านไป ตามสายส่งเรียงลำดับกันไปทีละบิตในสายส่งเพียงเส้นเดียว ดังรูป



รูปที่ 2.9 การส่งข้อมูลแบบอนุกรม

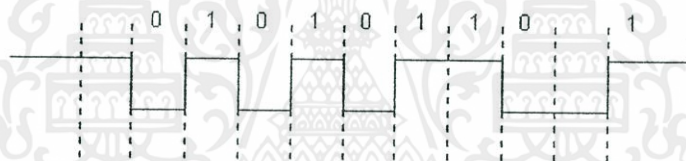
จากรูปตัวอักษรจะประกอบด้วย 8 บิต เรียงเป็นลำดับ ข้อมูลจะถูกส่งออกมาทีละบิตระหว่างต้นทาง และปลายทาง และปลายทางจะรวบรวมบิตเหล่านี้ทีละบิตจนครบ 8 บิต เป็น 1 ตัวอักษร จะเห็นว่า การส่งข้อมูลแบบนี้จะช้ากว่าแบบขนาน แต่ค่าใช้จ่ายจะถูกกว่าแบบขนาน ซึ่งเหมาะสำหรับการส่งระยะทางไกลๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

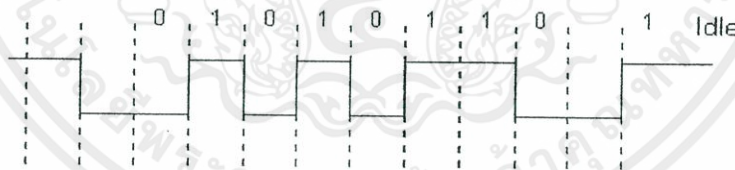
โดยทั่วไปแล้วการส่งข้อมูลนั้นจะประกอบไปด้วยกลุ่มของตัวอักษร ดังนั้นในการส่งข้อมูลแบบอนุกรมนี้จึงเกิดปัญหาขึ้นว่า แล้วต้นทางและปลายทางจะทราบได้อย่างไรว่า จะแบ่งแต่ละตัวอักษรตรงบิตใด จึงเกิดวิธีการสื่อสารข้อมูลขึ้น 2 แบบคือ การสื่อสารแบบอะซิงโครนัส (Asynchronous Transmission) และการสื่อสารแบบซิงโครนัส (Synchronous Transmission)

2.3.1 การสื่อสารแบบอะซิงโครนัส (Asynchronous Transmission)

การสื่อสารแบบอะซิงโครนัส หรือเรียกอีกอย่างหนึ่งว่าเป็น การสื่อสารแบบระบุจุดเริ่มต้นและจุดสิ้นสุด (Start-Stop Transmission) ลักษณะของสัญญาณที่ใช้ในการติดต่อสื่อสารกันจะประกอบไปด้วย บิตเริ่มต้น (start bit) บิตของข้อมูลที่สื่อสาร (transmission data) จำนวน 8 บิต บิตตรวจข้อผิดพลาด (parity bit) และบิตสิ้นสุด (stop bit) สำหรับบิตตรวจสอบข้อผิดพลาดจะใช้หรือไม่ใช้ก็ได้ ดังนั้นสัญญาณจึงต้องประกอบด้วยส่วนประกอบอย่างน้อย 3 ส่วน ดังรูป



รูปที่ 2.10 การสื่อสารแบบอะซิงโครนัสที่ไม่ได้ใช้พาริตีบิต



รูปที่ 2.11 การสื่อสารแบบอะซิงโครนัสที่ใช้พาริตีบิต

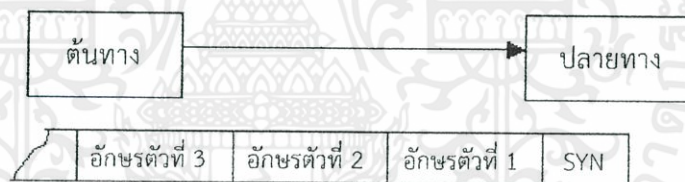
จากรูปจะเห็นว่าขณะที่ไม่มีข้อมูลส่งออกมาสถานะของการส่งจะเป็นแบบว่าง (Idle) ซึ่งจะมีระดับของสัญญาณเป็น 1 ตลอดเวลา เพื่อความแน่ใจว่าปลายทาง หรือฝ่ายรับยังคงติดต่อกับต้นทาง หรือฝ่ายส่งอยู่ เมื่อเริ่มจะส่งข้อมูลสัญญาณของอะซิงโครนัสจะเป็น 0 ในช่วงสัญญาณนาฬิกา ซึ่งบิตนี้เราเรียกว่าบิตเริ่มต้น ตามหลังของบิตเริ่มต้นจะเป็นบิตข้อมูลสำหรับ 1 ตัวอักษร ตามหลังบิตข้อมูลก็จะเป็นบิตตรวจข้อผิดพลาด แล้วจะตามด้วยบิตสิ้นสุด ถ้าไม่ใช่บิตตรวจข้อผิดพลาด ตามหลังบิตข้อมูลก็จะเป็นบิตสิ้นสุดเลย หลังจากนั้นถ้าไม่มีข้อมูลส่งออกมาสัญญาณจะกลับไปอยู่ที่สถานะแบบว่างอีก เพื่อรอการส่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับงานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ข้อมูลต่อไปจะเห็นว่าการสื่อสารแบบอะซิงโครนัส มีลักษณะเป็นไปทีละตัวอักษร และสัญญาณที่ส่งออกมา มีบางส่วนเป็นบิตเริ่มต้น บิตสิ้นสุด และบิตตรวจข้อผิดพลาด ทำให้ความเร็วในการส่งข้อมูลต่อวินาที น้อยลงไป เนื่องจากต้อง สูญเสียช่องทางการสื่อสารให้กับ บิตเริ่มต้น บิตสิ้นสุด และบิตตรวจข้อผิดพลาด (ถ้ามีใช้) ตลอดเวลา การสื่อสาร แบบอะซิงโครนัสนี้มักใช้ในการติดต่อระหว่างคอมพิวเตอร์กับอุปกรณ์รอบข้าง

2.3.2 การสื่อสารแบบซิงโครนัส (Synchronous Transmission)

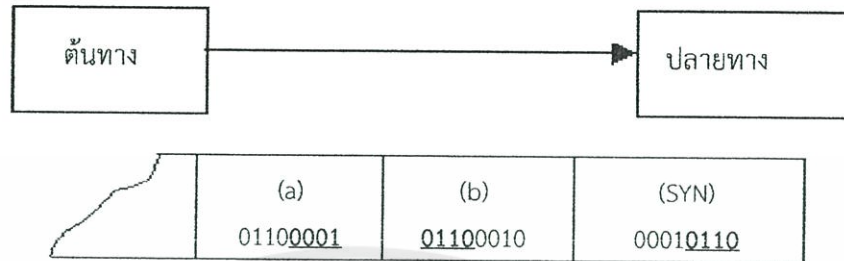
การสื่อสารแบบซิงโครนัส จะทำการจัดกลุ่มของข้อมูลเป็นกลุ่มๆ และทำการส่งข้อมูลทั้งกลุ่มไปพร้อมกันในทีเดียว เราเรียกกลุ่มของข้อมูลนี้ว่า บล็อกของข้อมูล (Block of Data) ซึ่งตัวอักษรตัวแรก และตัวถัดไปที่อยู่ในบล็อกเดียวกันจะไม่มีอะไรมาคั่นเหมือนอย่างแบบอะซิงโครนัส ที่ต้องใช้บิตเริ่มต้น และบิตสิ้นสุดคั่นทุกๆ ตัวอักษร แต่จะมีข้อมูลเริ่มต้นซึ่งเป็นลักษณะของบิตพิเศษที่ส่งมาเพื่อให้รู้นั้นคือจุดเริ่มต้นของกลุ่มตัวอักษรที่กำลังส่งเรียงกันเข้ามา เช่น อักขระซิง (SYN character) โดยที่อักขระซิงมีรูปแบบบิต คือ 00010110 ตัวอย่างของการส่งแสดงได้ดังรูป



รูปที่ 2.12 การสื่อสารแบบอะซิงโครนัสที่ใช้พาร์ตีบิต

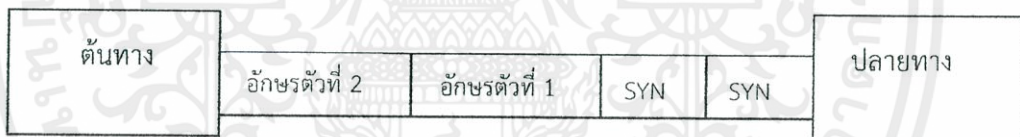
จากรูปเมื่อปลายทางตรวจพบอักขระซิง หรือ 00010110 แล้วจะทราบได้ทันทีว่าบิตที่ตามมาก็คือบิตตัวอักษรแต่ละตัว แต่การใช้อักขระซิงเพียงตัวเดียวอาจเกิดข้อผิดพลาดได้ เช่น ถ้าเราส่งตัวอักษร b และตัวอักษร a ติดต่อกันไป ซึ่งตัวอักษร b มีรูปแบบบิตคือ 01100010 และตัวอักษร a มีรูปแบบบิตคือ 01100001 การส่งจะแสดงได้ดังรูป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

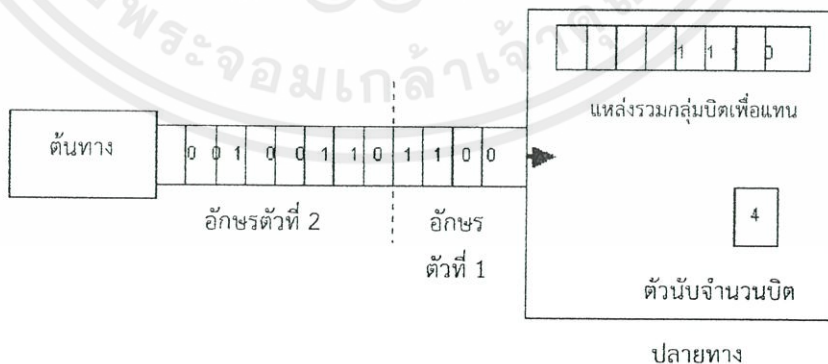


รูปที่ 2.13 ข้อผิดพลาดการใช้อักขระซิงเพียงตัวเดียว

จะเห็นว่าเครื่องปลายทางจะตรวจพบอักขระซิงระหว่างบิตของตัวอักษร b และตัวอักษร a ทำให้เข้าใจว่าบิตต่อไปจะเป็นบิตของกลุ่มข้อมูล ซึ่งจะทำให้การรับข้อมูลนั้นเกิดผิดพลาดขึ้นได้ ดังนั้นจึงแก้ปัญหาด้วยการใช้อักขระซิง 2 ตัวต่อกันเป็นลักษณะของบิตพิเศษที่บอกให้ทราบว่า เป็นจุดเริ่มต้นบิตของกลุ่มข้อมูล ตัวอย่างของการใช้อักขระซิง 2 ตัวในการสื่อสารแบบซิงโคเนิส และการตัดแฉวของบิตข้อมูลออกเป็นกลุ่มทีละ 8 บิต เพื่อแทนข้อมูลแสดงได้ดังรูป



รูปที่ 2.14 ตัวอย่างการใช้อักขระซิง 2 ตัวในการสื่อสารแบบซิงโคเนิส



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 รูปที่ 2.15 แสดงการตัดแฉวของบิตออกเป็นกลุ่มๆ ละ 8 บิต

สื่อสารแบบซิงโครนัสนี้มักใช้ในการติดต่อระหว่างคอมพิวเตอร์ ประสิทธิภาพของการส่งผ่านข้อมูลแบบซิงโครนัส และ ซิงโครนัส แสดงดังภาพ



รูปที่ 2.16 การส่งผ่านข้อมูลแบบซิงโครนัส



รูปที่ 2.17 การส่งผ่านข้อมูลแบบอะซิงโครนัส

จากรูปที่ 2.16 แสดงให้เห็นว่าการส่งผ่านข้อมูลแบบซิงโครนัสนั้นส่วนมากแล้ว ตลอดทางของสายส่งจะใช้ส่งผ่านข้อมูลเต็มตลอดทั้งสาย ส่วนรูปที่ 2.17 แสดงให้เห็นว่าการส่งผ่านข้อมูลแบบอะซิงโครนัสนั้นสายส่งจะขาดความต่อเนื่องของสัญญาณข้อมูลที่ส่งผ่าน หรือถ้ามีสัญญาณข้อมูลที่ส่งผ่านต่อเนื่องกันเต็มตลอดทั้งสายแล้ว ก็จะมีสัญญาณสูญหายระหว่างการส่งไปกับการส่งบิตเริ่มต้น และบิตสิ้นสุดของแต่ละตัวอักษร

2.3.3 การใช้บิตตรวจข้อผิดพลาด

บิตตรวจข้อผิดพลาด หรือพาริตีบิต จะเป็นบิตที่ใช้เพื่อทำหน้าที่ตรวจสอบความถูกต้องของข้อมูลที่ส่ง ซึ่งมีอยู่ 2 แบบด้วยกันคือ การตรวจสอบจำนวนคี่ (odd parity) และการตรวจสอบจำนวนคู่ (even parity)

การตรวจสอบจำนวนคี่ (Odd parity) หมายถึง บิตตรวจสอบจะต้องนับบิตที่มีค่าของ 1 สำหรับกลุ่มของบิตที่จะส่งและต้องการตรวจสอบอยู่เป็นจำนวนคี่ เช่น ถ้านับบิตที่มีค่าของ 1 ในกลุ่มของบิตที่จะส่ง และต้องการ ตรวจสอบได้เป็นจำนวนคู่ บิตตรวจสอบนี้จะต้องมีค่าเป็น 1 เพื่อที่จะรวมเป็นจำนวนคี่ แต่ถ้าจำนวนนับได้เป็นจำนวนคี่ บิตตรวจสอบก็จะมีค่าเป็น 0

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ในทางอื่นโดยไม่ได้รับอนุญาตจากเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การตรวจสอบจำนวนคู่ (Even parity) หมายถึง บิตตรวจสอบจะต้องนับบิตที่มีค่าของ 1 สำหรับกลุ่มของบิตที่จะส่งและต้องการตรวจสอบอยู่เป็นจำนวนคู่ เช่น ถ้านับบิตที่มีค่าของ 1 ในกลุ่มของบิตที่จะส่งและต้องการ ตรวจสอบได้เป็นจำนวนคู่ บิตตรวจสอบนี้จะต้องมีค่าเป็น 0 เพื่อที่จะรวมเป็นจำนวนคู่ แต่ถ้าจำนวนนับได้เป็นจำนวนคี่ บิตตรวจสอบก็จะมีค่าเป็น 1

2.3.4 ทิศทางของการสื่อสารข้อมูล

สามารถแบ่งทิศทางการสื่อสารของข้อมูลได้เป็น 3 แบบ คือ

แบบทิศทางเดียว (Simplex) เป็นทิศทางการสื่อสารข้อมูลแบบที่ข้อมูลจะถูกส่งจากทิศทางหนึ่งไปยังอีกทิศทางโดยไม่สามารถส่งข้อมูลย้อนกลับมาได้ เช่น ระบบวิทยุ หรือโทรทัศน์



รูป 2.18 การสื่อสารแบบทิศทางเดียว

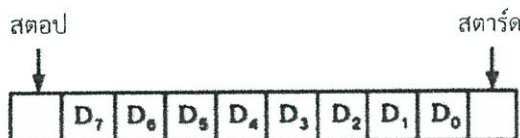
แบบกึ่งสองทิศทาง (Half Duplex) เป็นทิศทางการสื่อสารข้อมูลแบบที่ข้อมูลสามารถส่งกลับกันได้ 2 ทิศทาง แต่จะไม่สามารถส่งพร้อมกันได้ โดยต้องผลัดกันส่งครั้งละทิศทางเท่านั้น เช่น วิทยุสื่อสารแบบผลัดกันพูด



รูป 2.19 การสื่อสารแบบกึ่งสองทิศทาง

แบบสองทิศทาง (Full Duplex) เป็นทิศทางการสื่อสารข้อมูลแบบที่ข้อมูลสามารถส่งพร้อม ๆ กันได้ทั้ง 2 ทิศทาง ในเวลาเดียวกัน เช่น ระบบโทรศัพท์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

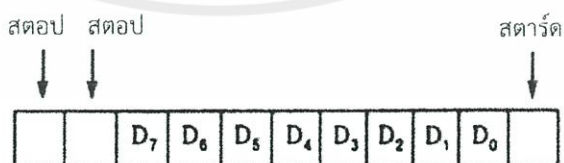


รูปที่ 2.22 เวิร์ดข้อมูลขนาด 8 บิตกับบิตสตาร์ทและบิตสตอปที่ใช้ในการโอนย้ายข้อมูลแบบอนุกรม

ตารางที่ 2.1 แสดงการส่งข้อมูลด้วยอัตราต่างๆ

Baud Rate	Bytes/Second
110	10
150	15
300	30
600	60
1200	120
2400	240
4800	480
9600	960
19200	1920
38400	3840

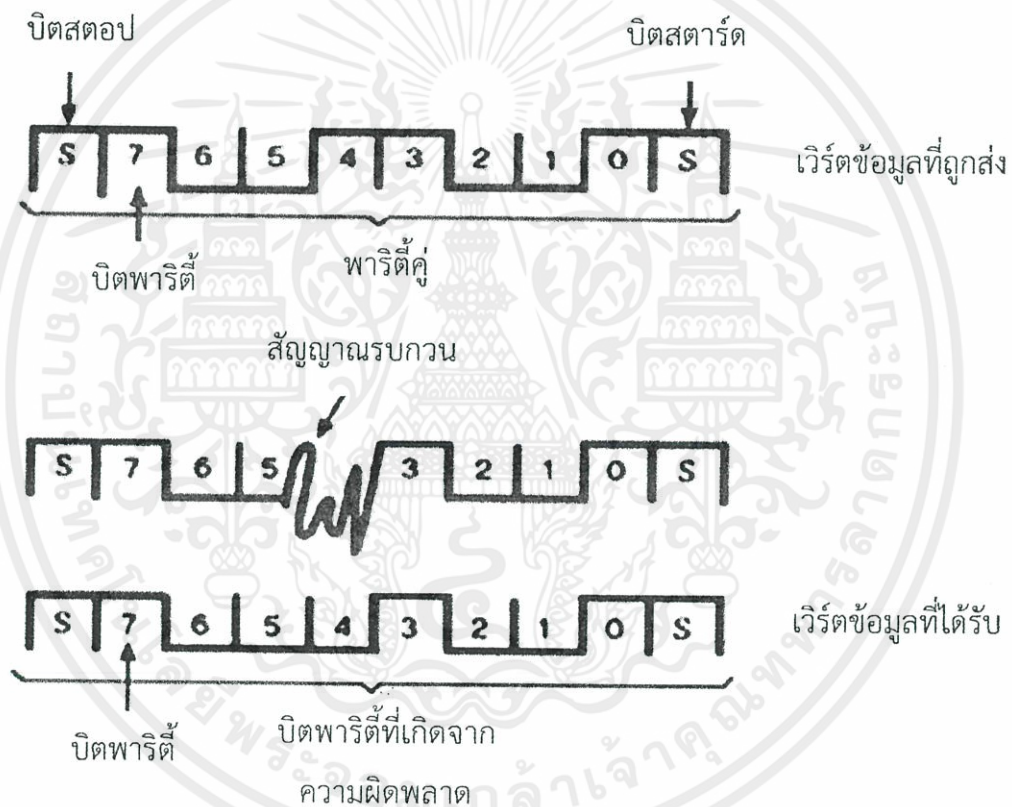
จากตารางจะเห็นว่าในการส่งข้อมูลด้วยอัตรา 110 จะมีรูปแบบต่างจากอัตราอื่น ๆ คือ จะใช้ Stop bit 2 บิต ดังนั้นจึงต้องส่งข้อมูลที่มีขนาด 11 บิต



รูปที่ 2.23 เวิร์ดข้อมูลขนาด 8 บิต ที่ใช้ในการโอนย้ายข้อมูลแบบอนุกรมด้วยอัตรา 110 บอด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ในงานเพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

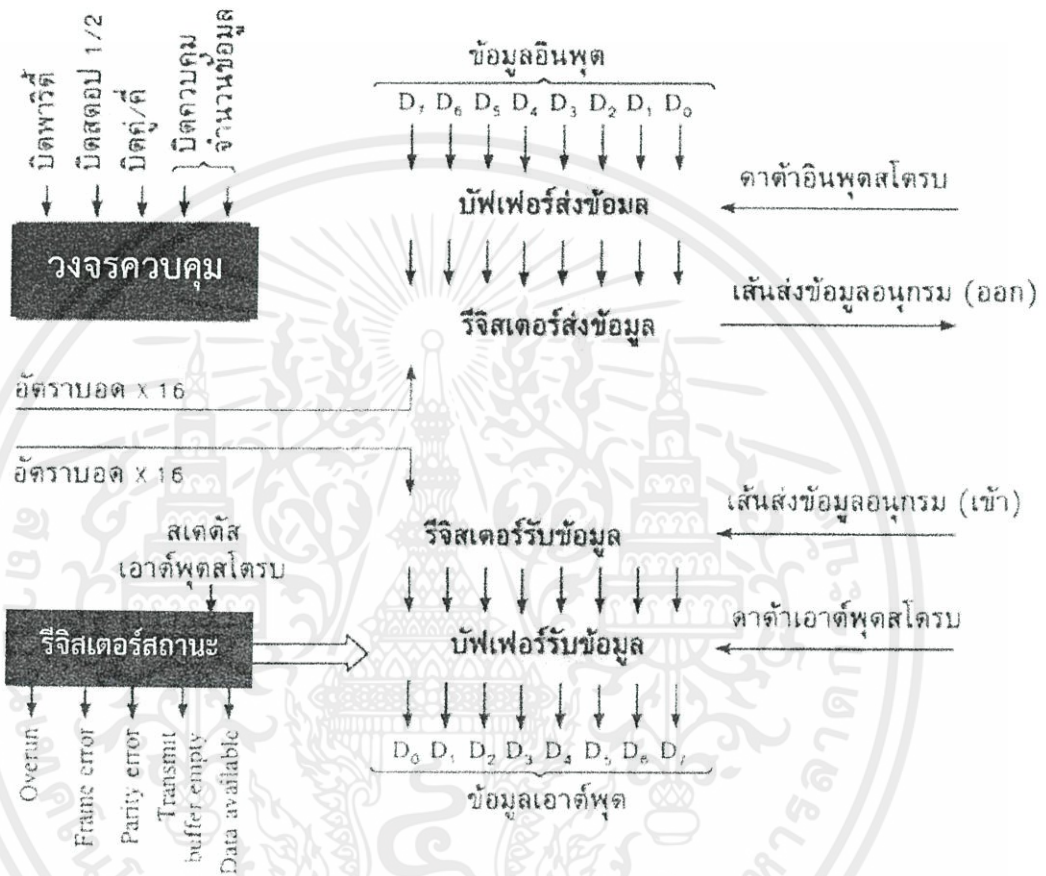
บิตที่ 8 ของข้อมูลจะนำมาใช้ในการตรวจสอบความผิดพลาดของข้อมูล ซึ่งเราเรียกบิตนี้ว่า Parity bit ถ้าใช้พาริตีคู่ UART จะทำการเซตหรือเคลียร์บิตที่ 8 เพื่อให้ข้อมูลทั้ง 8 บิต มีเลข 1 จำนวนคู่ ตัว เมื่อ UART รับข้อมูลมา UART ก็จะตรวจสอบความถูกต้องของข้อมูลโดยดูจาก Parity bit ถ้าข้อมูลมีค่าพาริตี ไม่ตรงตามที่ กำหนดบิตพาริตีในรีจิสเตอร์สถานะของ UART ก็จะถูกเซตเพื่อแสดงว่าข้อมูลที่รับมาผิดพลาด และโปรแกรมที่ทำการรับข้อมูลนั้นก็ขอให้มีการส่งข้อมูลมาใหม่



รูปที่ 2.24 แสดงการใช้พาริตีเพื่อตรวจสอบความผิดพลาดในการโอนย้ายข้อมูลแบบอนุกรม

การใช้พาริตีนี้จะสามารถตรวจสอบความผิดพลาด ได้เพียง 50 เปอร์เซ็นต์ของความผิดพลาดทั้งหมด ทั้งนี้เนื่องจากมันจะจับความผิดพลาดได้เฉพาะกรณีที่ข้อมูลนั้นเกิดข้อผิดพลาดเป็นจำนวนคี่บิต ถ้าข้อมูลนั้น เกิดความผิดพลาดเป็นจำนวนคู่บิตก็จะไม่ทำให้ค่าพาริตีเปลี่ยนแปลง ความผิดพลาดก็จะไม่ถูกตรวจพบ UART ยังสามารถตรวจสอบ framing error ได้ framing error จะเกิดขึ้นเมื่อ UART ได้รับ ข้อมูลที่มี Start bit และ Stop bit ในตำแหน่งที่ไม่ถูกต้อง

เอกสารนี้เป็นลิขสิทธิ์ของสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ไม่ว่ากรณีใด ๆ ห้ามทำซ้ำโดยไม่ได้รับอนุญาตจากสถาบันฯ



รูปที่ 2.25 บล็อกไดอะแกรมของ UART

จากรูปแสดง Block diagram ของ UART อย่างคร่าวๆ สามารถแบ่งได้เป็น 4 ส่วนใหญ่ ๆ ได้แก่ ส่วนที่ทำหน้าที่ส่งข้อมูล, ส่วนที่ทำหน้าที่รับข้อมูล, ส่วนที่กำหนดสถานะ, ส่วนที่เป็นวงจรรควบคุม

ส่วนที่มีหน้าที่ในการส่งข้อมูลของ UART แบ่งออกได้เป็น 2 ส่วน คือ transmitted-data output buffer กับ รีจิสเตอร์ส่งข้อมูล (transmit register) โดยรีจิสเตอร์ส่งข้อมูลจะมีหน้าที่เลื่อนข้อมูลส่งออกไปยังเส้นส่งข้อมูลอนุกรม โดยเริ่มจาก Start bit ตามด้วย D₀-D₇ และ Stop bit ถ้าสัญญาณ data input strobe เปลี่ยนจาก 1 เป็น 0 ข้อมูลขนาด 8 บิตที่จะส่ง จะถูกนำไปเก็บใน transmitted-data output buffer และถ้าสัญญาณ data input strobe เปลี่ยนจาก 0 เป็น 1 การส่งข้อมูลจะเริ่มขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี ขอสงวนสิทธิ์ในเนื้อหา
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ส่วนที่ทำหน้าที่รับข้อมูลของ UART จะเหมือนเป็นภาพสะท้อนของส่วนที่ทำหน้าที่ส่งข้อมูล เมื่อมี Start bit เข้ามา ข้อมูลที่เข้ามาทางเส้นรับข้อมูลจะถูกเลื่อนเข้าไปเก็บในรีจิสเตอร์รับข้อมูล (receive register) จนครบ เมื่อมีสัญญาณ data output strobe ข้อมูลในรีจิสเตอร์นี้จะถูกนำไปเก็บในบัฟเฟอร์รับข้อมูล (received-data output buffer) ทั้งรีจิสเตอร์ส่งข้อมูลและรีจิสเตอร์รับข้อมูลจะได้รับสัญญาณนาฬิกาขนาด 16 หรือ 64 เท่าของ baud rate รีจิสเตอร์สถานะของ UART จะมีบิตบอกสถานะดังต่อไปนี้

OR (Over Run) บิตนี้จะมีค่าเป็น 1 เมื่อข้อมูลใหม่เข้ามาทับข้อมูลเก่า โดยที่ข้อมูลเก่ายังไม่ได้ถูกนำไปเก็บในบัฟเฟอร์รับข้อมูล

FE (Framing Error) บิตนี้จะมีค่าเป็น 1 ถ้า UART ไม่พบ Stop bit ซึ่งอาจเป็นเพราะว่า UART ไม่ได้อ่าน Start bit ในตำแหน่งที่ถูกต้อง

PE (Parity Error) บิตนี้จะมีค่าเป็น 1 เมื่อ UART พบว่าข้อมูลที่ได้รับมีพาริตีไม่ถูกต้อง

BE (Transmit Buffer Empty) บิตนี้จะมีค่าเป็น 1 เมื่อ UART ได้ทำการส่งข้อมูลออกไปแล้วซึ่งทำให้เราสามารถนำข้อมูลชิ้นต่อไป ที่จะส่งเก็บลงในบัฟเฟอร์ส่งข้อมูลได้

DA (Data Available) บิตนี้จะมีค่าเป็น 1 เมื่อ UART ได้รับข้อมูลใหม่เข้ามาและไมโครโปรเซสเซอร์สามารถทำการอ่านข้อมูลนี้ได้ โดยส่งสัญญาณ data output strobe

0	0	Overrun	Frame error	Parity error	Transmit buffer empty	Data available	0
---	---	---------	-------------	--------------	-----------------------	----------------	---

รูปที่ 2.26 ความหมายของบิตต่างๆ ในรีจิสเตอร์สถานะของ UART

หลังจากที่ข้อมูลในรีจิสเตอร์สถานะของ UART ถูกนำไปเก็บในบัฟเฟอร์รับข้อมูลแล้ว เราก็สามารถเคลื่อนย้ายข้อมูลนี้เข้าไปยังแอมคิวมูลเตอร์ของไมโครได้ ซึ่งทำให้เราสามารถตรวจสอบสถานะของ UART ได้

รีจิสเตอร์ควบคุมการทำงานของ UART ทำให้เราสามารถกำหนดโหมดในการทำงานของ UART ได้ บิตควบคุมจำนวนข้อมูลทั้งสองบิต จะช่วยให้เราสามารถเลือกจำนวนของข้อมูลจริงที่รับมาว่าเป็น 5 บิต 6 บิต 7 บิต หรือ 8 บิต โดยเราจะใช้ข้อมูลจริงขนาด 5 บิตในการส่งข้อมูลของเครื่องโทรพิมพ์ ข้อมูลขนาด 6 บิต ใช้ในการส่งข้อมูลที่มีการย่อขนาด ข้อมูลขนาด 7 บิตใช้ในการส่งข้อมูลรหัสแอสกี ข้อมูล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาดูเท่านั้น ในอนาคตหากไม่ใช้ประโยชน์จากการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

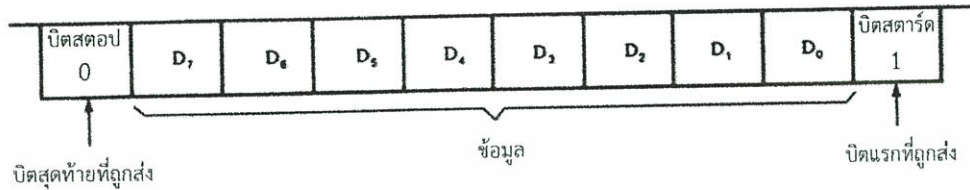
ขนาด 8 บิตใช้ เมื่อไม่มีการบิตพาริตี บิตควบคุมคู่/คี่จะใช้ในการกำหนดพาริตีที่ถือว่าเป็นพาริตีคู่หรือคี่ บิตสตอปของวงจรควบคุมจะกำหนดจำนวน Stop bit ที่ใช้ในการส่งข้อมูลโดยการส่งข้อมูล ด้วยอัตรา 110 จะต้องใช้ Stop bit 2 บิตเสมอ บางครั้งอาจมีบิตควบคุมพิเศษเพิ่มเข้ามาซึ่งทำให้เราสามารถเลือกใช้ Stop bit จำนวน 1.5 บิต ซึ่งจะใช้ในการส่งข้อมูลมาตรฐานแบบเก่าขนาด 5 บิต

บ่อยครั้งที่ UART ถูกนำมาใช้ร่วมกับไอซีพิเศษที่ทำหน้าที่สร้างสัญญาณที่มี baud rate เป็น 16 หรือ 64 เท่า ของ baud rate มาตรฐานทั้งหมดสัญญาณมาตรฐานนี้จะถูกสร้างมาจากวงจรกำเนิดสัญญาณแบบคริสตอล ดังนั้นจึงทำให้ baud rate ที่ได้มีอัตราคงที่และเที่ยงตรงบ่อยครั้งที่วงจรสร้างสัญญาณจะรับสัญญาณอินพุตจากวงจรหารสัญญาณนาฬิกา วงจรสร้างสัญญาณ baud rate ที่สามารถโปรแกรมได้ จะทำให้เราสามารถใส่ โปรแกรมเพื่อควบคุมการทำงานของ UART ให้มี baud rate ตามที่ต้องการได้

การส่งข้อมูลของ UART จะเป็นแบบอะซิงโครนัส คือ การส่งข้อมูลของ UART จะไม่ขึ้นกับ ไมโครโปรเซสเซอร์ โดย UART และไมโครโปรเซสเซอร์จะมีวงจรสร้างสัญญาณนาฬิกาของตนเอง แต่ถ้าเราพบว่า UART และไมโครโปรเซสเซอร์ใช้สัญญาณนาฬิกาจากวงจรเดียวกันก็ได้หมายความว่า UART และไมโครโปรเซสเซอร์ทำงาน ร่วมกันแบบเข้าจังหวะ แต่การทำเช่นนี้ก็เพื่อเป็นการลดวงจรที่ใช้สร้างสัญญาณนาฬิกา เวลาระหว่างเวิร์ดข้อมูล แต่ละตัวที่รับเข้ามาจะไม่แน่นอน

ในการส่งข้อมูลที่เป็นรหัสแอสกีเราจะพบว่าระหว่างบิตแต่ละบิตจะเป็นแบบซิงโครนัส แต่เวลาระหว่างตัวอักษรจะเป็นแบบอะซิงโครนัส ไมโครโปรเซสเซอร์จะทำการอ่านข้อมูลจาก UART ที่รับข้อมูลแบบอะซิงโครนัสได้อย่างไรและไมโครโปรเซสเซอร์ทราบได้อย่างไรว่า UART จะรับข้อมูลใหม่เมื่อไรในเมื่อเวลาในการรับตัวอักษรแต่ละตัวไม่แน่นอน คำตอบก็คือไมโครโปรเซสเซอร์จะ ทำการตรวจสอบค่าในรีจิสเตอร์สถานะของ UART เป็นช่วง ๆ ซึ่งถ้ามันพบว่า บิต DA (Data Available) เป็น 0 ไมโครโปรเซสเซอร์ก็จะตรวจสอบค่าในรีจิสเตอร์สถานะต่อไปจนกว่า DA จะ เป็น 1 ถ้าบิต DA เป็น 1 มัน ก็จะ ทำการอ่านข้อมูลจาก UART จากนั้นเราก็จะนำบิต DA ไปสร้างสัญญาณอินเตอร์รัปต์ของ ไมโครโปรเซสเซอร์ และเมื่อไม่ได้รับสัญญาณ อินเตอร์รัปต์มันก็จะเรียกใช้โปรแกรมสนอนการอินเตอร์รัปต์ ซึ่งจะมีคำสั่งในการอ่านข้อมูลใน UART มาเก็บไว้ในแอสคิวเมเตอร์

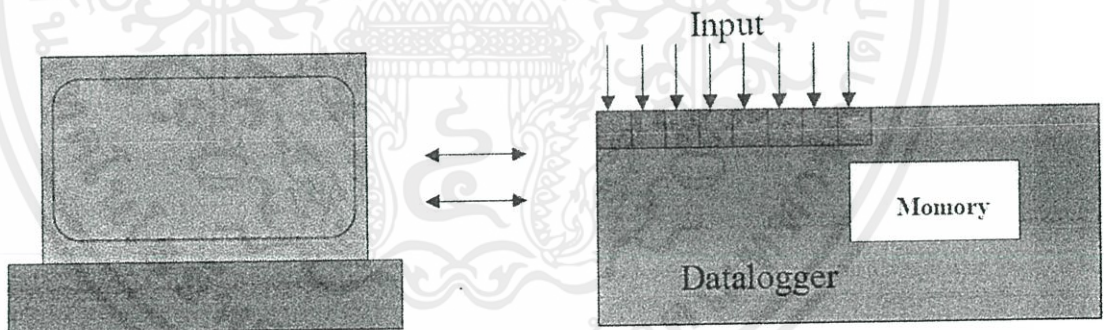
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.27 การโอนย้ายข้อมูลแบบอนุกรมที่เป็นตัวอักษรในรหัสแอสกี

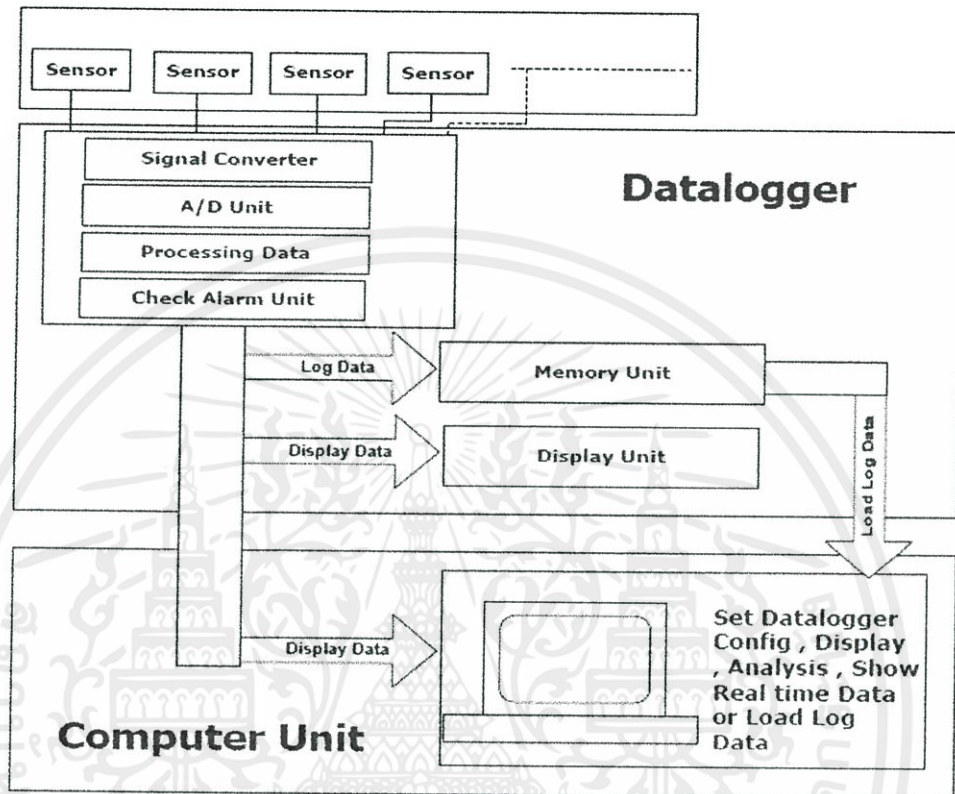
2.5 หลักการเบื้องต้นของ Data logger

คือ อุปกรณ์ที่ใช้สำหรับเก็บบันทึกข้อมูลที่เป็นสัญญาณชนิดต่างๆ โดย Data logger จะมี Memory สำหรับเก็บค่าที่วัดได้ของสัญญาณ ตามช่วงเวลาการบันทึกที่กำหนดไว้โดยอัตโนมัติ เราสามารถใช้เครื่องคอมพิวเตอร์ในการอ่านข้อมูลจาก Memory ของ Data logger มานำเสนอบนหน้าจอได้



รูปที่ 2.28 หลักการเบื้องต้นของ Data logger

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.29 หลักการทำงานของ Data logger

จากรูปแสดงให้เห็นการทำงาน โดย Data Logger จะรับค่าที่จะบันทึกจากตัว Sensor นำมาผ่าน Signal Converter เพื่อทำการแปลงสัญญาณที่รับมาให้เป็นสัญญาณที่ A/D ของ Data Logger สามารถนำมาใช้ในการแปลงให้เป็นข้อมูล Digital ได้ หลังจากนั้น Data Logger อาจนำข้อมูล Digital มาประมวลผล หรือนำข้อมูลมาเช็คเพื่อทำการส่ง Alarm ไปเตือนผู้ใช้ว่า ข้อมูลมีค่ามากไปหรือน้อยไปได้แล้วจึงนำข้อมูลที่ไปเก็บบันทึกใน Memory ของ Data logger หรือนำมาแสดงผลบนหน้าปัดของ Data Logger หรือบนหน้าจอคอมพิวเตอร์ได้

เครื่องคอมพิวเตอร์มีหน้าที่สำคัญกับการใช้งาน Data logger ดังนี้

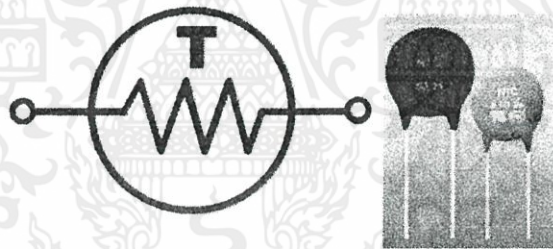
- เพื่อใช้กำหนดการ Communication กับ Data logger โดยส่วนใหญ่ จะติดต่อผ่านทาง Serial Port RS232
- เพื่อใช้กำหนดรูปแบบการทำงาน (Configuration) ของ Data logger

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- เพื่อใช้ในการแสดงค่าของข้อมูลแบบ Real Time หรืออ่านข้อมูลที่ เก็บบันทึกไว้ใน Data logger มา นำ เสนอในภายหลังเพื่อใช้ในการวิเคราะห์และประมวลผลข้อมูล
- สร้าง Report, รูปกราฟ , สำหรับ นำ มาแสดงผลบนหน้าจอ หรือ พิมพ์ออกมาได้

2.6 Thermistor

เทอร์มิสเตอร์มาจากคำว่า Thermo + Resistor คำว่า Thermo นั้นหมายถึง ความร้อน ดังนั้นเทอร์มิสเตอร์จึงเรียกอีกอย่างหนึ่งว่า “ตัวต้านทานความร้อน” (Thermal Resistor) เป็นอุปกรณ์ที่ทำหน้าที่ตรวจจับอุณหภูมิ (Temperature-sensing) เป็นสารกึ่งตัวนำที่ทำมาจากโลหะออกไซด์ เช่น แมงกานีส, นิกเกิล, โคบอลต์, ทองแดงและยูเรเนียม เป็นต้น โดยสารเหล่านี้จะมีความไวต่อการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิ กล่าวคือเมื่ออุณหภูมิโดยรอบเปลี่ยนแปลงไปเพียงเล็กน้อยจะส่งผลทำให้ค่าความต้านทานเปลี่ยนแปลงไปอย่างรวดเร็วและแปรผันตรงกับอุณหภูมิที่เปลี่ยนแปลงไป ดังนั้นเทอร์มิสเตอร์จึงมีคุณสมบัติที่เปลี่ยนแปลงค่าความต้านทานตามอุณหภูมิโดยใช้ตัวย่อ “TH”

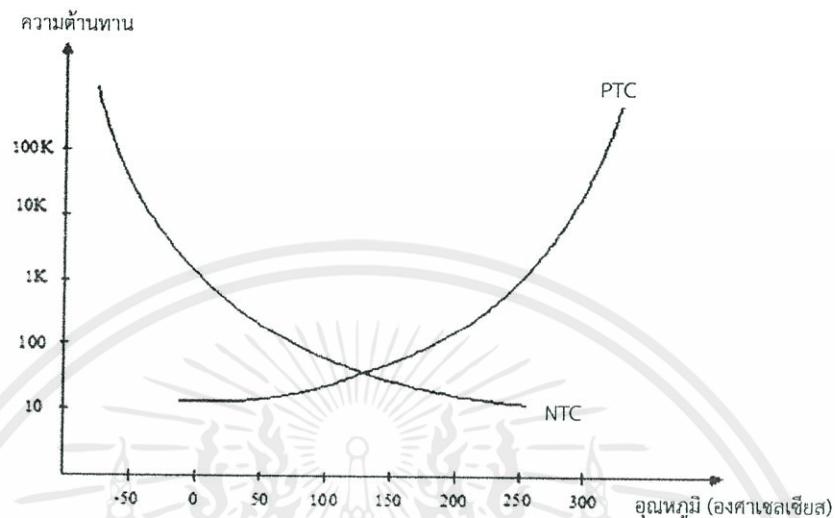


รูปที่ 2.30 แสดงสัญลักษณ์และรูปร่างของเทอร์มิสเตอร์

โดยทั่วไปเทอร์มิสเตอร์จะมีอยู่ด้วยกันสองประเภทคือแบบ Positive Temperature Coefficients (PTC) และแบบ Negative Temperature Coefficients (NTC)

เทอร์มิสเตอร์สองประเภทนี้มีคุณสมบัติที่ตรงกันข้ามกัน กล่าวคือแบบ PTC จะมีค่าความต้านทานเพิ่มขึ้น เมื่ออุณหภูมิเพิ่มขึ้น และจะเพิ่มอย่างรวดเร็วเมื่ออุณหภูมิถึงจุดที่เรียกว่า ‘knee’ หรือจุดช่วงที่ทำหน้าที่เสมือนเป็นสวิตช์ตัด-ต่อวงจร (switching point) ส่วน NTC จะตรงกันข้ามคือค่าความต้านทานจะลดลงเมื่ออุณหภูมิเพิ่มขึ้นดังภาพ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.31 กราฟแสดงคุณสมบัติของเทอร์มิสเตอร์

เทอร์มิสเตอร์เป็นอุปกรณ์ที่มีความละเอียดสูงในการตรวจจับอุณหภูมิ (ความละเอียดของเทอร์มิสเตอร์จะขึ้นอยู่กับโมเดล(model)และรายละเอียดของผู้ผลิตอุปกรณ์ยี่ห้อหรือนั้นๆ) แต่อย่างไรก็ตามเทอร์มิสเตอร์จะค่อนข้างมีข้อจำกัดเกี่ยวกับย่านการตรวจจับอุณหภูมิ (โดยทั่วไปจะมีย่านการใช้งานปกติที่ 0°C ถึง 100°C) และคงทนต่อสภาวะทางเคมีและไม่มีผลกระทบต่อการใช้งานนานๆ

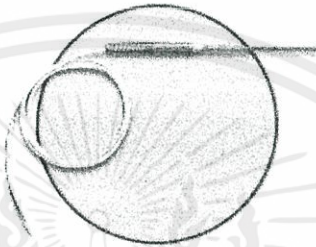
2.6.1 ชนิดของเทอร์มิสเตอร์ (Types of Thermistors)

เทอร์มิสเตอร์โดยทั่วไปจะมีขนาดกะทัดรัด (Compact size) เนื่องจากลักษณะการใช้งานมักจะนำไปใช้ในบริเวณพื้นที่ที่จำกัด เช่น ใช้ฝังในขดลวดมอเตอร์เพื่อตรวจจับอุณหภูมิขดลวดเป็นต้น เทอร์มิสเตอร์ที่ใช้ในเชิงพาณิชย์จะมีทั้งแบบที่เป็นลิเนียร์ (linear) ซึ่งมีความสัมพันธ์ระหว่างค่าความต้านทานกับอุณหภูมิที่เปลี่ยนแปลงเป็นแบบเชิงเส้น และแบบนอนลิเนียร์ (non-linear) แต่กรณีที่ใช้ในการวัดเพื่ออ่านอุณหภูมิ โดยทั่วไปจะนิยมใช้เทอร์มิสเตอร์ที่เป็นแบบลิเนียร์



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับรูปที่ 2.32 Linear Response Thermistor Elements ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับงานที่มีต้องการคุณสมบัติเป็นแบบเชิงเส้นนั้น โดยทั่วไปผู้ผลิตจะจัดเตรียมอุปกรณ์ส่วนที่ช่วยมีความสัมพันธ์ระหว่างอุณหภูมิกับค่าความต้านทานแบบลิเนียร์ไว้ให้ ซึ่งจะประกอบด้วยส่วนที่ใช้วัดอุณหภูมิและตัวต้านทานภายนอก(external resistor) สำหรับทำให้เกิดความสัมพันธ์เป็นแบบเชิงเส้น (linearizing)



รูปที่ 2.33 เทอร์มิสเตอร์ โพรบ (Thermistor Probes)

เทอร์มิสเตอร์ใช้งานแบบเดี่ยวๆ (Standalone) จะค่อนข้างบอบบางและแตกง่ายและไม่เหมาะสำหรับสภาวะแวดล้อมที่สมบุกสมบัน (rugged environment) ดังนั้นในปัจจุบันผู้ผลิตเทอร์มิสเตอร์จึงได้พัฒนาชนิดที่เป็นแบบโพรบซึ่งฝังเทอร์มิสเตอร์ไว้ในท่อโลหะชั้น(metal tubes) ซึ่งจะช่วยให้เกิดความเสถียรมากกว่าและเหมาะสำหรับสภาพแวดล้อมในอุตสาหกรรม.

2.7 หลักการทำงานของ LCD

LCD ย่อมาจากคำเต็มว่า Liquid Crystal Display ซึ่งเป็นอุปกรณ์ที่สามารถทำงานได้โดยไม่ต้องอาศัยพลังงาน (Passive Device) โดย LCD จะไม่สามารถให้กำเนิดพลังงานแสงได้ด้วยตัวของมันเอง แต่จะรวบรวมพลังงานแสงจากรอบๆ ตัวของมัน

Liquid Crystal (ผลึกเหลว) ถูกคิดค้นขึ้นมาโดย Austrian Botanist Fredreich Rheinizer ในปี ค.ศ.1888 ซึ่ง Liquid Crystal นี้จะมีคุณสมบัติที่ไม่เป็นทั้งของแข็งและของเหลว คล้ายกับน้ำสบู่ ต่อมาราวกลางปี ค.ศ.1960 ได้มีนักวิทยาศาสตร์ได้ทดลองแสดงให้เห็นถึงผลของการเปลี่ยนแปลงของแสงที่วิ่งผ่าน Liquid Crystal เมื่อทำการป้อนกระแสไฟฟ้าเข้าไป ทำให้ช่วงปลายปี ค.ศ.1960 ก็ได้มีต้นแบบรุ่นแรกของจอ LCD แต่ก็ยังไม่สามารถที่จะผลิตออกสู่ตลาดได้จริง จนกระทั่งต่อมาสถาบันวิจัย British Research ก็ได้นำเสนอ Liquid Crystal ที่มีนามว่า Bipheny1 ซึ่งนั่นทำให้สามารถนำมาผลิตหน้าจอ LCD ออกสู่ตลาดได้จริงในที่สุด

หลักการพื้นฐานก็คือการไปบังคับให้หยดของ Liquid Crystal (ผลึกเหลว) ซึ่งมีแผ่นแก้วกักเอาไว้ ให้ไปปิดรูช่องแสงที่ถูกฉายมาจากด้านหลังของหน้าจอ ก่อให้เกิดการแสดงผลเป็นตัวอักษร หรือไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีให้คิดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตัวเลขในรูปแบบต่างๆ ได้ตามต้องการ ซึ่งหน้าจอเมื่อถือก็ประกอบไปด้วยรูเล็กๆ เหล่านี้มันร้อยนับพันรู แล้วแต่ขนาดของหน้าจอแต่ละอันนั่นเอง จุดเด่นของหน้าจอ LCD ขาว-ดำ แบบเดิมๆ หรือเรียกอีกอย่างว่าหน้าจอแบบ Monochrome คือใช้พลังงานน้อย แต่กลับให้การแสดงผลที่ชัดเจน ซึ่งหน้าจอแบบนี้ก็ใช้กันอย่างแพร่หลายกับมือถือรุ่นเก่าๆ ก่อนที่จะมาเป็นจอสี

กระบวนการผลิต LCD นั้นมีอยู่หลากหลายวิธี แต่ที่นิยมกันมากที่สุดคือวิธีให้เกิดภาพจากที่เกิดจากเส้นแรงการบิดตัวของของเหลว (Field Effect Twisted Nematic Liquid Display : TNFE)

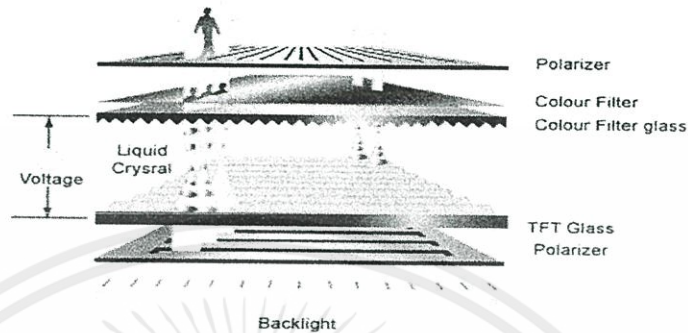
องค์ประกอบที่สำคัญของ LCD คงหนีไม่พ้น Liquid Crystal ซึ่งเป็นวัตถุที่มีโครงสร้างโมเลกุลในลักษณะเกาะกลุ่มทำมุมที่แตกต่างกัน 3 มุม (3 สถานะ) ดังนี้คือ สถานะ Crystalline (เส้นผลึก) หรือ Solid State (ทึบแสง) ซึ่งเกิดขึ้นเมื่ออยู่ในสภาพที่มีอุณหภูมิต่ำ, สถานะ Isotropic (สามมิติ) หรือ Liquid State (โปร่งแสง) ซึ่งเกิดขึ้นเมื่ออยู่ในสภาพที่มีอุณหภูมิสูง, สถานะ Nematic State ซึ่งเป็นสถานะที่เกิดขึ้นระหว่างสถานะ Crystalline กับ Isotropic หรืออีกนัยหนึ่งก็คืออยู่ระหว่างสถานะที่มีอุณหภูมิต่ำ (ทึบแสง) และอุณหภูมิสูง (โปร่งแสง) นั่นเอง

2.7.1 ส่วนประกอบและโครงสร้างของ LCD

จอภาพ LCD ที่เราเห็นกันอยู่ทุกวันนี้ เป็นอุปกรณ์ที่มีโครงสร้างโดยรวมเป็นแผ่นแก้วบางๆ ประกอบกันอยู่หลายชั้น โดยระหว่างชั้นก็จะมีตัวนำเคลือบแผ่นแก้วอยู่ เรียกว่า ITO (Indium Tin Oxide) ซึ่งตัวนำนี้จะถูกกำหนดให้วางอยู่ในตำแหน่งที่เหมาะสมระหว่างขั้วตัวนำ เพื่อสร้างหน้าสัมผัสของการเชื่อมต่อวงจรไฟฟ้า

การทำให้ตัวนำของแผ่นแก้วทั้งสองตรงกันอย่างแม่นยำ ทำโดยใช้ Spacer ที่หนาประมาณ 8 ไมโครเมตร (um) หรือ 0.008 มิลลิเมตร (mm) เท่านั้น และบริเวณรอยต่อระหว่างแผ่นแก้วแต่ละอัน จะถูกผนึกไว้ด้วยกัน แล้วทำการปิดการรั่วไหลของ Liquid Crystal (ผลึกเหลว) จากนั้น Liquid Crystal จะถูกเติมเข้าไปด้วยระบบสุญญากาศ (Vacuum) โดยการเติมตัวอุดเข้าไป และขั้นตอนสุดท้าย จะทำการเคลือบแผ่นขั้วทั้งสองด้าน รวมถึงแผ่นสะท้อนเข้าไว้ด้วยกัน ซึ่งจะต้องใช้ความระมัดระวังอย่างสูง จนอาจถึงกับต้องเตรียมขั้วต่อของแต่ละตัวนำล่วงหน้าไว้ก่อน นอกจากนั้นก่อนจะส่งออกจากสายการผลิต ก็จะต้องทำการทดสอบการทำงานของทุกชิ้นงาน รวมถึงการทำงานทางไฟฟ้าด้วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.34 ส่วนประกอบและโครงสร้างของ LCD

2.8 แบตเตอรี่ A123

แบตเตอรี่ A123 (หรือ LiFe) เป็นชื่อทางการค้าของแบตเตอรี่ชนิดใหม่ ซึ่งถูกพัฒนาโดย บริษัท A123 Systems ที่ก่อตั้งมาตั้งแต่ปี 2001 โดยมีเป้าหมายที่จะพัฒนาแบตเตอรี่ชนิดใหม่ที่จะไปใช้กับรถยนต์ Hybrid โดยนำแบตเตอรี่ lithium-ion มาพัฒนาให้สามารถจ่ายกระแสได้สูงขึ้น สามารถชาร์จประจุกลับได้รวดเร็วขึ้น และมีความทนทานมากขึ้น โดยใช้เทคโนโลยี nanophosphate ที่ค้นคว้าวิจัยโดยสถาบัน MIT (Massachusetts Institute of Technology)

ในปี 2006 บริษัท A123 Systems ได้เริ่มผลิตแบตเตอรี่ชนิดใหม่ออกขาย โดยนำไปใช้กับเครื่องมือก่อสร้างไร้สาย จากนั้นก็เริ่มมีคนแกะเอาแบตเตอรี่ A123 ที่อยู่ในเครื่องมือของ DeWalt มาใช้ในเครื่องบังคับวิทยุ จากนั้นเป็นจุดเริ่มต้นให้แบตเตอรี่ A123 เป็นที่รู้จักกันมากขึ้น

แบตเตอรี่ A123 เพิ่งเข้ามาในบ้านเราได้ไม่นาน แต่ก็ทำให้มีคนสนใจกันเป็นจำนวนมาก เนื่องจากมีคุณสมบัติที่เหนือกว่าแบตเตอรี่แบบทั่วไปหลายด้าน โดยเฉพาะเรื่องของการชาร์จประจุกลับได้อย่างรวดเร็วและสามารถจ่ายกระแสสูงๆได้ต่อเนื่องโดยไม่เกิดความเสียหายได้ง่าย



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อ รูปที่ 2.35 Battery A123 ของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.8.1 คุณสมบัติของแบตเตอรี่ A123

แบตเตอรี่แบบ A123 ที่ผลิตออกมาจำหน่ายในปัจจุบัน จะมีขนาดความจุเพียงค่าเดียว คือ 2.3 Ah โดยมีคุณสมบัติ และข้อกำหนดต่างๆ (parameter) ดังตารางที่ 2.2

ตารางที่ 2.2 คุณสมบัติแบตเตอรี่ A123

Specification	
Nominal Voltage	3.3 V
Nominal Capacity	2.3 Ah
Nominal dimension	26 mm x 66.5 mm ht
Nominal cell weight	70 g
Cell charging parameters : CC-CV	
Recommended charge current (0°C to 60°C ambient temp)	3 A
Recommended charge voltage	3.6 V
Recommended float charge voltage	3.45 V
Recommended cut-off current for CV hold (indicating 100% SOC):	0.05 A
Maximum continuous charge current (20°C to 60°C ambient)	10 A
Maximum allowable charge voltage	4.2 V MAX
Fast charge time	15 minutes
Cell discharging parameters (-30°C to +60°C ambient temperature)	
Recommended discharge cut-off voltage	2.0 V
Maximum continuous discharge current	60 A
Cell temperature parameters (skin temperature)	
Maximum recommended cell temperature	70°C
Maximum allowable cell temperature	85°C
Allowable storage temperature range	50°C to +60°C

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.9 ทฤษฎี Hall Effect

Hall Effect ถูกค้นพบโดย E. H. Hall ในปี พ.ศ. 2422 และเป็นที่มาของชื่อของปรากฏการณ์นี้ โดย Hall ได้สังเกตพบว่า เมื่อกระแสไฟฟ้าเคลื่อนที่ในตัวนำ ในสนามแม่เหล็ก ก็จะมีสนามไฟฟ้าเกิดขึ้นในทิศทางที่ตั้งฉากกับทิศของทั้งกระแสไฟฟ้าและทิศของสนามแม่เหล็ก ต่อมาได้มีผู้ใช้ปรากฏการณ์นี้มาสร้างเครื่องวัดสนามแม่เหล็ก เรามาพิจารณาว่าเราสามารถนำปรากฏการณ์นี้มาใช้วัดสนามแม่เหล็กได้อย่างไร

Hall Effect คือปรากฏการณ์ที่ประจุที่เคลื่อนที่ในตัวนำ ในบริเวณที่มีสนามแม่เหล็กเคลื่อนที่ไปออกันอยู่บนฝั่งใดฝั่งหนึ่งของวัตถุตัวนำ ทำให้เกิดความต่างศักย์ไฟฟ้าระหว่างสองฝั่งของตัวนำ ซึ่งสามารถวัดได้ และเราเรียกความต่างศักย์นี้ว่า Hall voltage ซึ่งสามารถเขียนให้อยู่ในรูปดังต่อไปนี้

$$V_H = \frac{IB_{\perp}}{ned} \propto B_{\perp} \quad (2.8.1)$$

- โดยที่
- I คือ กระแสที่ไหลผ่านตัวนำ
 - B_{\perp} คือ สนามแม่เหล็กที่มีทิศตั้งฉากกับทิศตั้งฉากกับแผ่นวัตถุตัวนำ
 - d คือ ความหนาของวัตถุตัวนำ
 - n คือ ความหนาแน่นของประจุที่เคลื่อนที่
 - และ e คือ ประจุของอิเล็กตรอน

เนื่องจากขนาดของสนามแม่เหล็กไฟฟ้านั้นจะแปรผันตรงกับ ขนาดของ Hall voltage เพราะฉะนั้นเราสามารถนำปรากฏการณ์นี้เพื่อวัดขนาดของสนามแม่เหล็กได้

ต่อไปเป็นการพิสูจน์ความสัมพันธ์ระหว่างสนามแม่เหล็กกับ Hall voltage ในสมการข้างต้น เพื่อให้ง่ายขึ้น เราจะเริ่มจากการพิจารณา การเคลื่อนที่ของประจุ q ที่เคลื่อนที่ในทิศ x ด้วยความเร็ว V_x ในบริเวณที่มีสนามแม่เหล็กคงที่ในทิศ z ที่มีค่าเท่ากับ B_z เราทราบแล้วว่าในระบบนี้จะมี Lorentz force ที่มีทิศตั้งฉากกับทิศของความเร็วของประจุ และของสนามแม่เหล็ก นั่นคือมีทิศในแนวแกน y และมีค่าเท่ากับ

$$F_B = qv_x B_z \quad (2.8.2)$$

เนื่องจากแรงนี้มีทิศในแนวแกน y ประจุจึงจะไปออกันอยู่ที่ขอบด้านใดด้านหนึ่งของตัวนำ ซึ่งทำให้เกิดสนามไฟฟ้า E_y ในแนวแกน y ที่มีแรงกระทำต่อประจุในทิศทางที่ตรงกันข้ามกับทิศของแรงเนื่องจากสนามแม่เหล็ก ค่าของแรงเนื่องจากสนามไฟฟ้านี้เท่ากับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับอาจารย์เท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$F_E = qE_y \quad (2.8.3)$$

เราสนใจเฉพาะภาวะสมดุลของระบบ นั่นคือ เมื่อ ซึ่งเราจะได้ความสัมพันธ์ระหว่างสนามแม่เหล็กกับสนามไฟฟ้าว่า ต่อไปเราจะเขียนสนามไฟฟ้าให้อยู่ในรูปของความต่างศักย์ และ V_x ในรูปของกระแสไฟฟ้า ซึ่งเราจะได้ว่า

$$E_y = \frac{V_H}{w} \quad (2.8.4)$$

โดยที่ w คือความกว้างของแผ่นตัวนำ

$$I = nqv_x wd \quad (2.8.5)$$

โดยที่ n คือความหนาแน่นของประจุ และ d คือความหนาของแผ่นตัวนำ
เมื่อเราแทนค่า E_y และ v_x เราก็คouldได้ว่า

$$\frac{V_H}{w} = \frac{I}{nqw d} B_z \quad (2.8.6)$$

ซึ่งก็คือ

$$V_H = \frac{IB_z}{nqd} \quad (2.8.7)$$

ซึ่งตรงกับสมการที่เราได้อ้างอิงในตอนต้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

การออกแบบวงจรระบบจัดการแบตเตอรี่

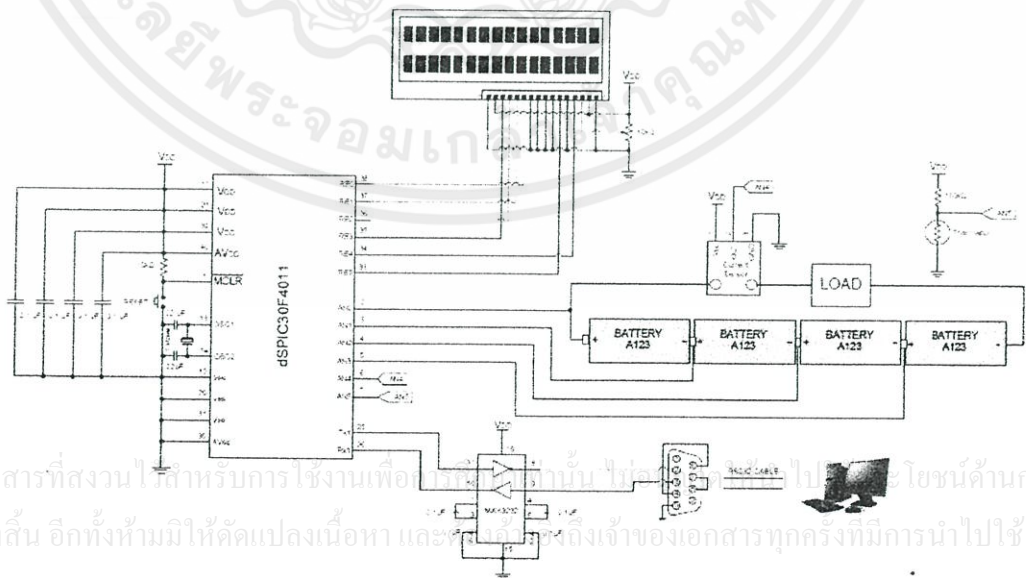
3.1 ระบบจัดการแบตเตอรี่ที่ออกแบบมีคุณสมบัติ ดังนี้

- สามารถวัดความต่างศักย์คร่อมแบตเตอรี่
- สามารถวัดกระแสของแบตเตอรี่ผ่าน Current Transducer ได้
- สามารถใช้เทอร์มิสเตอร์วัดอุณหภูมิที่ขั้วแบตเตอรี่ได้
- แสดงค่าความต่างศักย์, กระแส, อุณหภูมิ ได้ที่หน้าจอ LCD ขนาด 16 x 2
- สามารถส่งข้อมูลไปเก็บไว้ที่คอมพิวเตอร์ ผ่านการสื่อสารแบบ RS-232
- ใช้โปรแกรม Hyperterminal ในการรับและจัดเก็บข้อมูลเพื่อนำไปคำนวณ เงื่อนไขของการชาร์จ

3.2 ระบบจัดการแบตเตอรี่ประกอบไปด้วยวงจรต่างๆ ดังนี้

3.2.1 วงจรไมโครคอนโทรลเลอร์

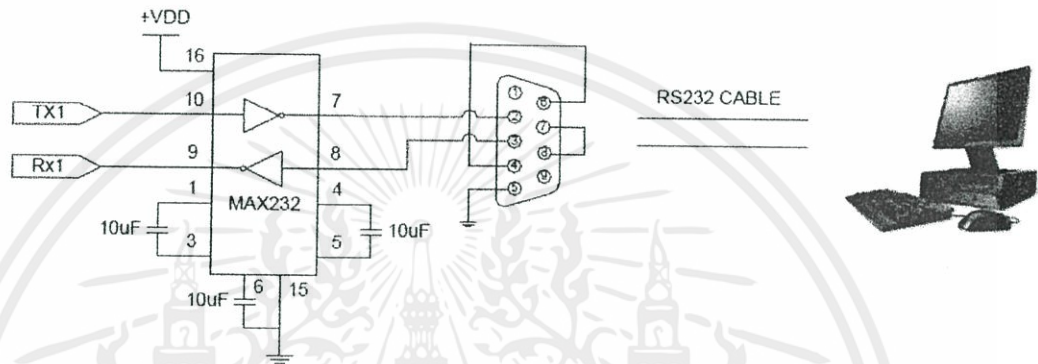
มีหน้าที่เป็นศูนย์กลางในการควบคุมการทำงานของระบบ ซึ่งเป็นตัวกลางในการแลกเปลี่ยนข้อมูลและประมวลผลข้อมูลต่างๆที่เข้ามา อาทิเช่น ข้อมูลค่าแรงดันของแบตเตอรี่ที่อินพุตเข้ามาเป็นอนาล็อกและผ่านโมดูล ADC ของไมโครคอนโทรลเลอร์เพื่อแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นสัญญาณดิจิทัลและนำมาคำนวณเป็นค่าแรงดันที่แท้จริง และแสดงผลออกที่จอ LCD เป็นต้น



รูปที่ 3.1 วงจรไมโครคอนโทรลเลอร์

3.2.2 วงจรสื่อสารแบบ RS232

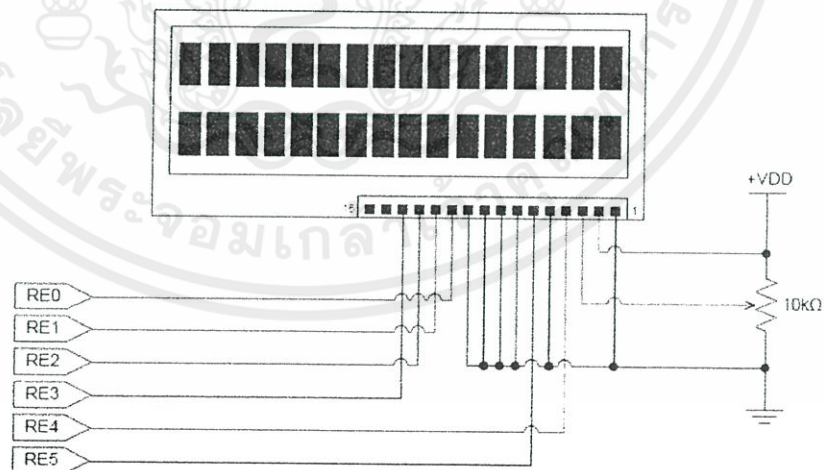
วงจรมีหน้าที่เพื่อใช้ รับ-ส่งข้อมูล ระหว่างไมโครคอนโทรลเลอร์กับคอมพิวเตอร์ โดยที่ตัวไมโครคอนโทรลเลอร์จะใช้โมดูลการสื่อสาร UART เพื่อส่งข้อมูลให้แก่คอมพิวเตอร์โดยผ่านตัว MAX232 ซึ่งมีหน้าที่ทำการแปลงระดับของสัญญาณให้อยู่ในระดับ TTL เพื่อที่จะใช้สื่อสารกับไมโครคอนโทรลเลอร์ได้



รูปที่ 3.2 วงจรสื่อสารแบบ RS232

3.2.3 วงจรแสดงผลหน้าจอ LCD

เป็นวงจรที่เชื่อมต่อระหว่างตัวไมโครคอนโทรลเลอร์และจอ LCD HD44780 เพื่อที่จะแสดงผลจากการคำนวณที่ได้จากที่ไมโครคอนโทรลเลอร์ประมวลผลเสร็จสิ้นแล้ว



รูปที่ 3.3 วงจรแสดงผลหน้าจอ LCD

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไมอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

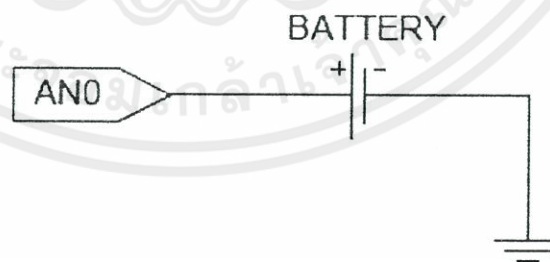
ลำดับการต่อขาของ LCD

ขาที่ 1	GND	
ขาที่ 2	VDD	
ขาที่ 3	Vo	
ขาที่ 4	RS	= RE4
ขาที่ 5	RW	= GND
ขาที่ 6	EN	= RE5
ขาที่ 7	DE0	= GND
ขาที่ 8	DE1	= GND
ขาที่ 9	DE2	= GND
ขาที่ 10	DE3	= GND
ขาที่ 11	DE4	= RE0
ขาที่ 12	DE5	= RE1
ขาที่ 13	DE6	= RE2
ขาที่ 14	DE7	= RE3

3.2.4 วงจร Analog Input

แบ่งเป็น 3 วงจรย่อย คือ วงจรวัดแรงดันไฟ, วงจรวัดกระแส และวงจรวัดอุณหภูมิ

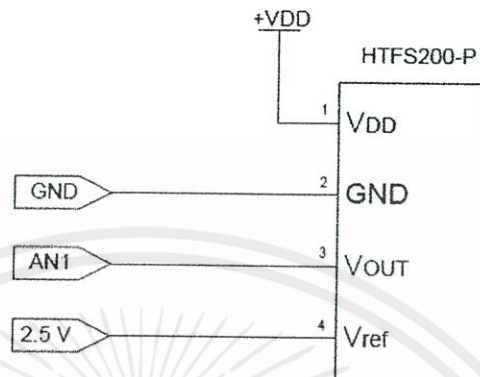
- วงจรวัดแรงดันไฟ



รูปที่ 3.4 วงจรวัดแรงดันไฟ

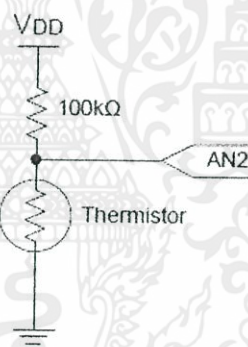
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- วงจรวัดกระแส



รูปที่ 3.5 วงจรวัดกระแส

- วงจรวัดอุณหภูมิ



รูปที่ 3.6 วงจรวัดอุณหภูมิ

3.3 ฟังก์ชันการทำงานของไมโครคอนโทรลเลอร์ในระบบจัดการแบตเตอรี่

การทำงานของไมโครคอนโทรลเลอร์จะเริ่มจาก รับข้อมูลแรงดันของแบตเตอรี่และเอาต์พุตของเซ็นเซอร์วัดกระแสซึ่งเป็นสัญญาณอนาล็อกเข้าสู่ไมโครคอนโทรลเลอร์ ผ่านโมดูล ADC ของไมโครคอนโทรลเลอร์เพื่อแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นสัญญาณดิจิทัลจำนวน 10 บิต นำมาคำนวณเป็นค่าแรงดันที่แท้จริง เพื่อแสดงผลออกที่จอ LCD และนำค่ากระแสและแรงดันที่ได้ส่งไปเก็บในคอมพิวเตอร์ผ่านโมดูลการสื่อสาร UART เพื่อส่งข้อมูลให้แก่คอมพิวเตอร์โดยผ่านตัว MAX232

ซึ่งมีหน้าที่ทำการแปลงระดับของสัญญาณให้อยู่ในระดับ TTL เพื่อที่จะใช้สื่อสารกับไมโครคอนโทรลเลอร์ได้ โดยมีผังการทำงานดังรูป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ภายในงานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

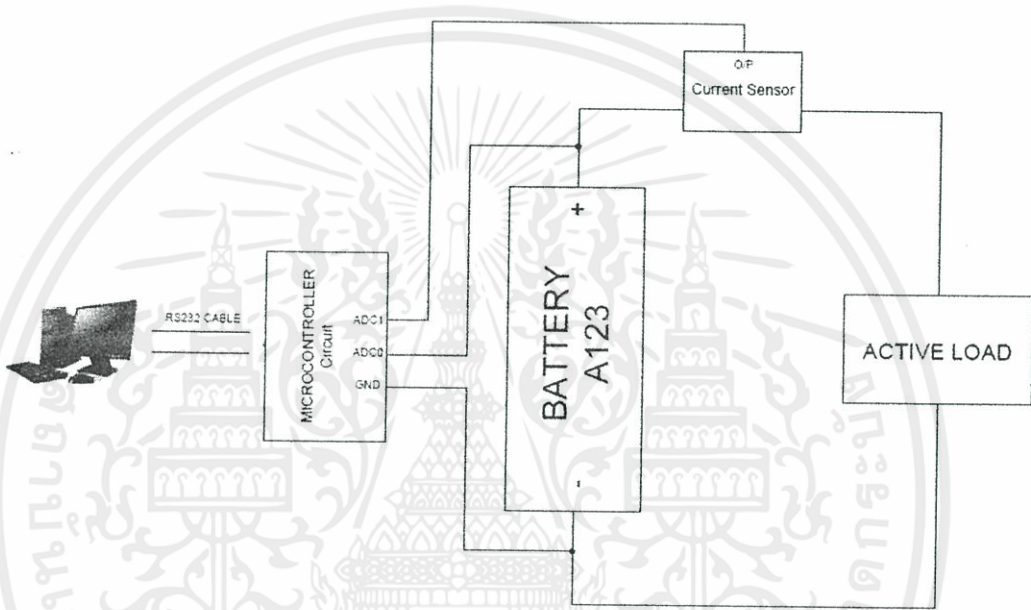


รูปที่ 3.7 ผังการทำงานของไมโครคอนโทรลเลอร์

บทที่ 4

การทดสอบคุณสมบัติของระบบจัดการแบตเตอรี่

ในทดสอบคุณสมบัติของแบตเตอรี่นั้น สามารถทำได้โดยการใช้และติดตั้งอุปกรณ์ดังรูปที่ 4.1



รูปที่ 4.1 รูปแสดงอุปกรณ์และวิธีการทดสอบแบตเตอรี่

การทดสอบคุณสมบัติของแบตเตอรี่เพื่อหาค่าแรงดันไฟฟ้าขณะเปิดวงจรของแบตเตอรี่ ทำการทดลอง 2 วิธีโดย วิธีที่ 1 ทำการทดลองโดยทำการดึงกระแสต่อเนื่องที่ 2.3A (1C) และ 4.6A (2C) ทำการเก็บค่าแรงดันไฟฟ้าที่ขั้วของแบตเตอรี่ และวิธีที่ 2 ทำการทดลองโดยทำการดึงกระแสของแบตเตอรี่โดยใช้แอมป์โหลด ที่ค่าต่างๆ คือ 3.45A (1.5C), 2.3A (1C) และ 1.15 A (0.5C) โดยดึงกระแสครั้งละ 5% ของแบตเตอรี่เพื่อแสดงถึงค่า State of charge (SOC) ของแบตเตอรี่ที่ 100% 95% 90% ลดลงเรื่อยๆตามลำดับ จะทำการดึงกระแสคงที่นาน 2.25 นาที, 3 นาที และ 6 นาที ตามลำดับ แล้วทำการหยุดพักจนค่าแรงดันไฟฟ้ามีค่าหยุดนิ่ง ขณะนั้นใช้โมดูล ADC ของวงจรไมโครคอนโทรลเลอร์ รับข้อมูลแรงดันไฟฟ้าของแบตเตอรี่แล้วผ่านโมดูล UART เข้าไปยังคอมพิวเตอร์ ซึ่งจากข้อมูลข้างต้นเมื่อนำมาพล็อตกราฟจะได้กราฟดังรูปที่ 4.4 คือ กราฟแสดงผลการทดลองการวัดค่าแรงดันไฟฟ้าของแบตเตอรี่ขณะทำการดึงกระแสเทียบกับเวลา แล้วทำการเก็บข้อมูลในลักษณะเดียวกัน ซ้ำๆที่การดึงกระแสค่าต่างๆ เพื่อนำค่าที่ได้มาทำการหาค่าเฉลี่ยของค่า

แรงดันไฟฟ้า ซึ่งจะได้เป็นข้อมูลดังในตารางที่ 4.2 จะแสดงให้เห็นว่าที่ค่า State of charge (SOC) ค่าต่างๆ จะมีค่าแรงดันไฟฟ้าที่ขั้วของแบตเตอรี่เป็นเท่าไร

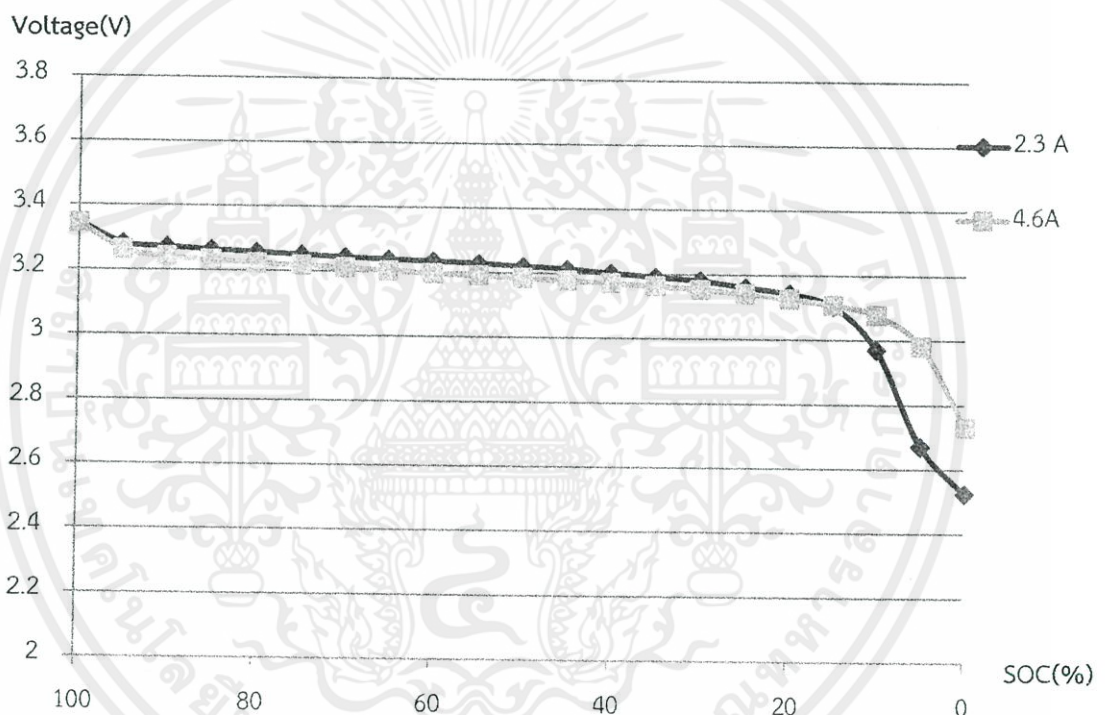
4.1 การวัดสถานะประจุของแบตเตอรี่โดยดิงกระแสคงที่ ที่ค่าต่างๆอย่างต่อเนื่อง

ตารางที่ 4.1 ผลการทดลองการคายประจุของแบตเตอรี่เมื่อทำการทดลองดิงกระแสอย่างต่อเนือง

SOC(%)	Load 2.3 A	Load 4.6 A
	Voltage(V)	Voltage(V)
100	3.347	3.344
95	3.283	3.263
90	3.273	3.242
85	3.265	3.233
80	3.258	3.224
75	3.251	3.218
70	3.245	3.211
65	3.239	3.204
60	3.235	3.197
55	3.229	3.191
50	3.222	3.185
45	3.214	3.178
40	3.203	3.171
35	3.192	3.163
30	3.181	3.154
25	3.161	3.142
20	3.143	3.127
15	3.105	3.108
10	2.971	3.078
5	2.672	2.983
0	2.526	2.731

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับใช้ในการเรียนการสอนเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีกานำไปใช้

จากตารางที่ 4.1 การทดสอบคุณสมบัติของแบตเตอรี่ ทดลองโดยดึงกระแสจากแบตเตอรี่ที่ค่าต่างๆ คือ 2.3A (1C) และ 4.6A (2C) อย่างต่อเนื่อง โดยใช้แบตเตอรี่ A123 ซึ่งมีค่าประจุ 2.3 Ah ในการทดสอบ ทำการเก็บค่าทุกๆ 5% State of charge (SOC) ของแบตเตอรี่ คือ ทุกๆ 3 และ 1.30 นาที ตามลำดับ และเก็บข้อมูลแรงดันไฟฟ้าของแบตเตอรี่ผ่านโมดูล UART ของวงจรไมโครคอนโทรลเลอร์เข้าไปยังคอมพิวเตอร์ ซึ่งค่าที่ได้ในตารางที่ 4.1 นั้น เกิดจากการหาค่าเฉลี่ยของแรงดันที่สถานะประจุของแบตเตอรี่ต่างกัน ในการทดลองซ้ำ จำนวน 10 ครั้ง จากนั้น นำข้อมูลที่ได้ผ่านการหาค่าเฉลี่ยแล้วมาพล็อตจะได้กราฟดังรูปที่ 4.1



รูปที่ 4.2 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าแรงดันและ State of charge (SOC) ของแบตเตอรี่เมื่อทำการทดลองดึงกระแสค่าต่างๆอย่างต่อเนื่อง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2 การวัดสถานะประจุของแบตเตอรี่โดยดึงกระแสคงที่ ที่ค่าต่างๆอย่างไม่ต่อเนื่อง

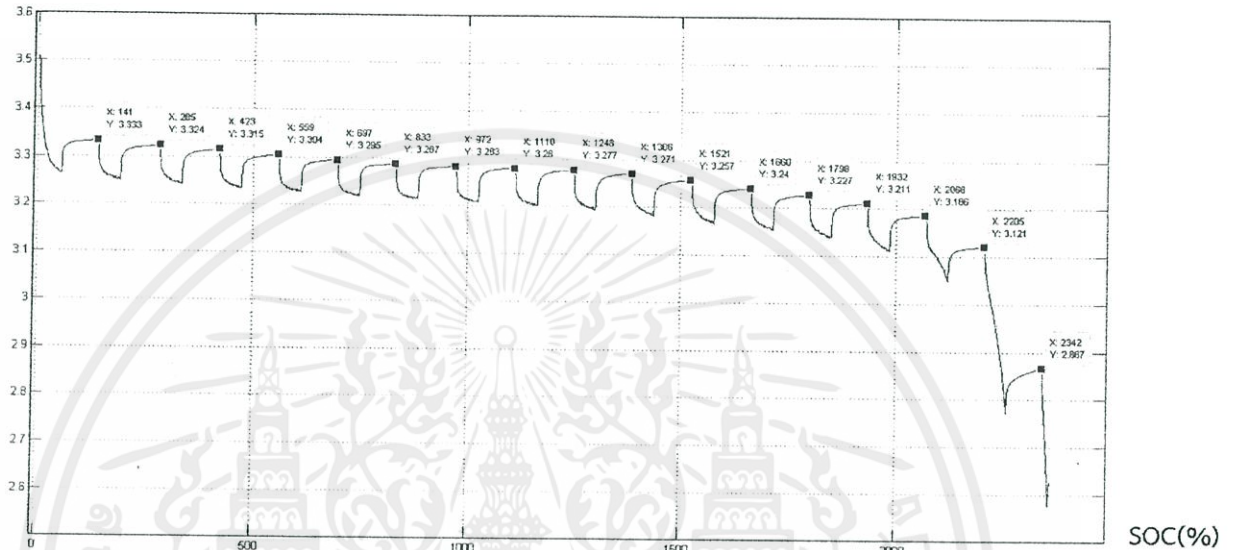
ตารางที่ 4.2 ผลการทดลองการคายประจุของแบตเตอรี่โดยทำการโหลดไม่ต่อเนื่อง

SOC(%)	Load 2.3 A	Load 3.45 A	Load 1.15 A	ค่าเฉลี่ย
	Voltage(V)	Voltage(V)	Voltage(V)	(%)
100	3.523	3.546	3.53	3.533
95	3.33425	3.34	3.345	3.33975
90	3.3195	3.325	3.329	3.3245
85	3.3115	3.315	3.317	3.3145
80	3.30075	3.309	3.302	3.303917
75	3.2925	3.296	3.291	3.293167
70	3.286	3.288	3.286	3.286667
65	3.28175	3.282	3.28	3.28125
60	3.2775	3.279	3.279	3.2785
55	3.27475	3.277	3.276	3.275917
50	3.27	3.269	3.271	3.27
45	3.256	3.254	3.255	3.255
40	3.2395	3.238	3.239	3.238833
35	3.226	3.222	3.226	3.224667
30	3.20825	3.197	3.21	3.205083
25	3.18525	3.164	3.187	3.17875
20	3.12625	2.966	3.122	3.071417
15	2.9045	2.798	2.875	2.859167
10	2.5890	2.556	2.5745	2.57316
5				
0				

จากตารางที่ 4.2 การทดสอบคุณสมบัติของแบตเตอรี่ ทดลองโดยดึงกระแสจากแบตเตอรี่ที่ค่าต่างๆ 3.45A (1.5C), 2.3A (1C) และ 1.15 A (0.5C) อย่างไม่ต่อเนื่อง โดยทำการดึงกระแสทุกๆ 5% คือค่า State of charge (SOC) ของแบตเตอรี่ คือ 100% 95% 90% ลดลงเรื่อยๆ นาน 2.25, 3 และ 6 นาที ตามลำดับ จากนั้น พักแบตเตอรี่จนกว่าแรงดันที่ได้จะคงที่ แล้วทำการทดสอบอีกครั้ง

จะได้กราฟดังรูปที่ 4.2 เป็นกราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าแรงดันและสถานะประจุของแบตเตอรี่ ที่การทดลองดึงกระแส 2.3 A

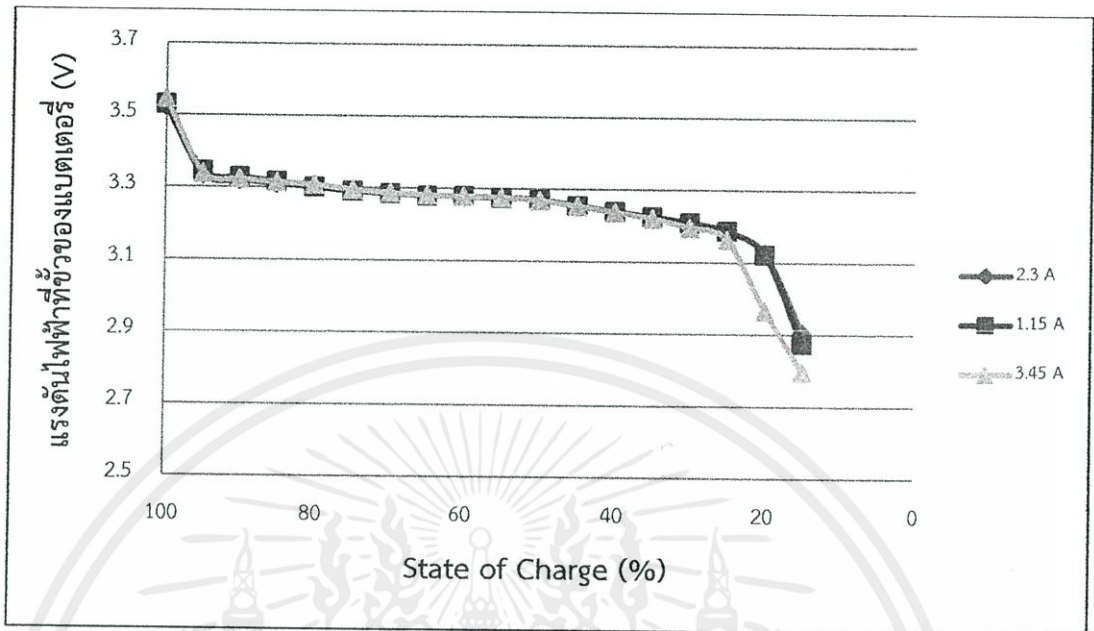
Voltage(V)



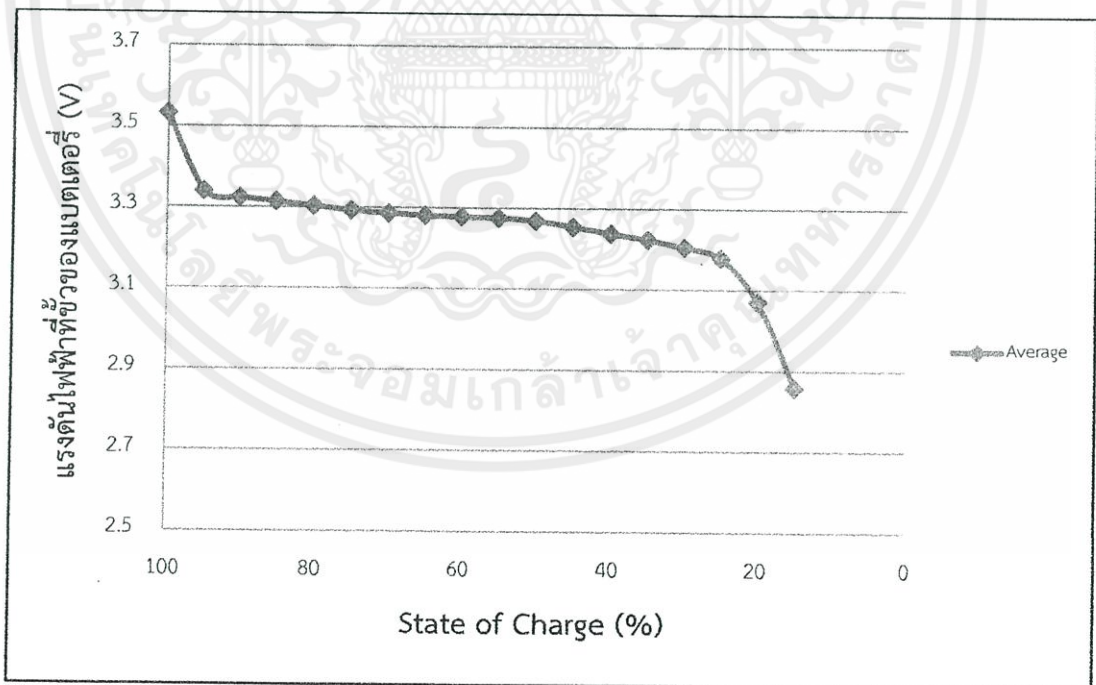
รูปที่ 4.3 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าแรงดันและสถานะประจุของแบตเตอรี่เมื่อทำการทดลองดึงกระแสอย่างไม่ต่อเนื่องที่ 2.3 A

เมื่อทำการดึงกระแสที่ค่าต่างๆแล้ว นำค่าแรงดันคงที่ ที่เก็บข้อมูลได้ผ่านโมดูล UART ของวงจรมicroคอนโทรลเลอร์เข้าไปยังคอมพิวเตอร์ ซึ่งค่าที่ได้ในตารางที่ 4.2 นั้น เกิดจากการหาค่าเฉลี่ยของแรงดันที่สถานะประจุของแบตเตอรี่ต่างกัน ในการทดลองซ้ำ จำนวน 10 ครั้ง จากนั้น นำข้อมูลที่ได้จากการหาค่าเฉลี่ยแล้วมาพล็อตจะได้กราฟดังรูปที่พล็อตจะได้กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าแรงดันและสถานะประจุของแบตเตอรี่เมื่อทำการทดลองดึงกระแสอย่างไม่ต่อเนื่องที่ค่าต่างๆกัน ดังรูปที่ 4.4 เพื่อหาแนวโน้มของข้อมูลพบว่า ค่าแรงดันไฟฟ้าเทียบกับ State of Charge ที่อัตราการดึงกระแสค่าต่างๆพบว่ามีแนวโน้มไปในทิศทางใกล้เคียงกันจากนั้นทำการหาค่าเฉลี่ยของข้อมูลจะได้กราฟในรูปที่ 4.5

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



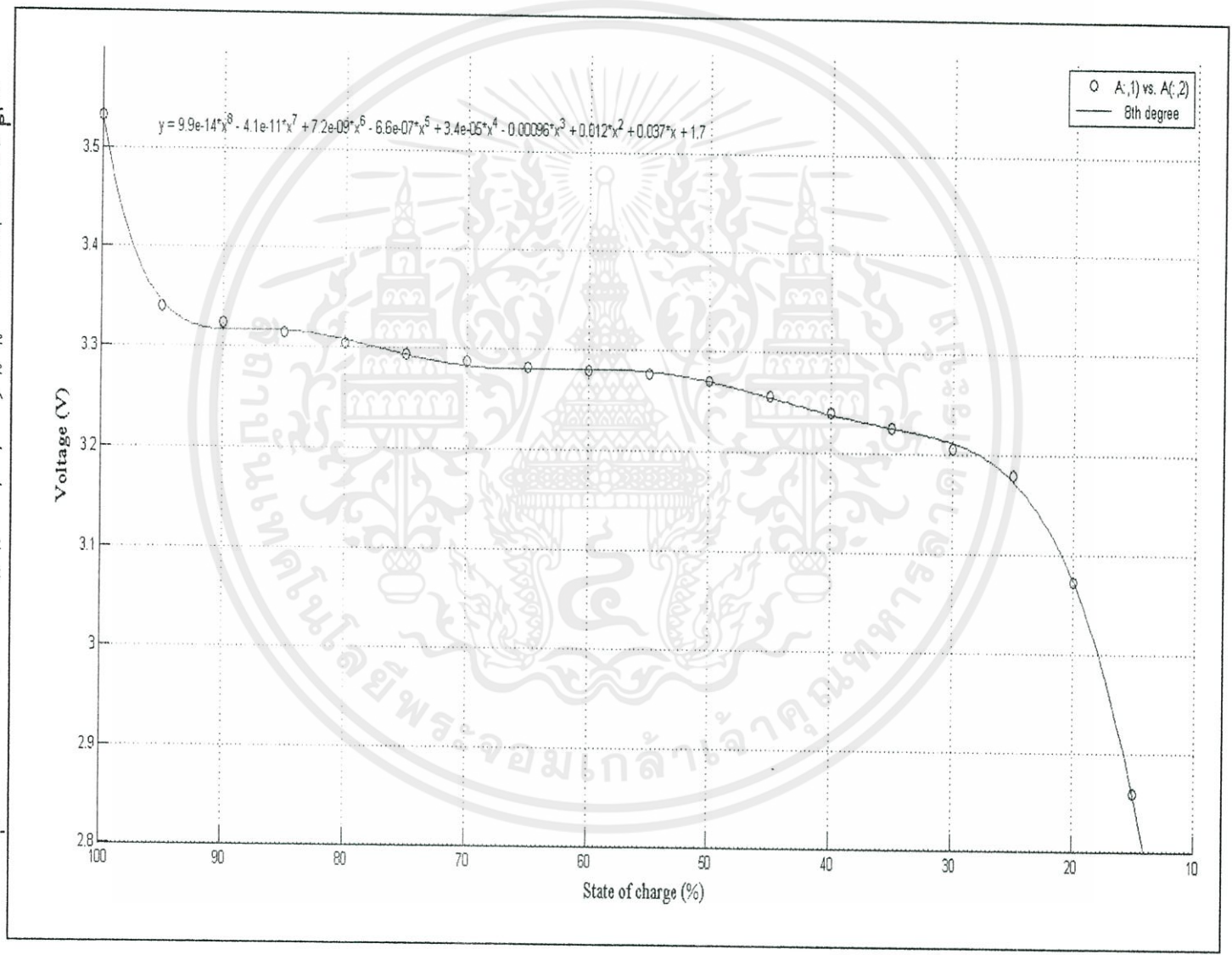
รูปที่ 4.4 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าแรงดันและกับสถานะประจุของแบตเตอรี่ เมื่อทำการดิงกระแสค่าต่างๆอย่างไม่ต่อเนื่อง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

รูปที่ 4.5 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าแรงดันที่การดิงกระแสเฉลี่ย กับสถานะประจุของแบตเตอรี่

4.3 การประมวลผลของข้อมูล



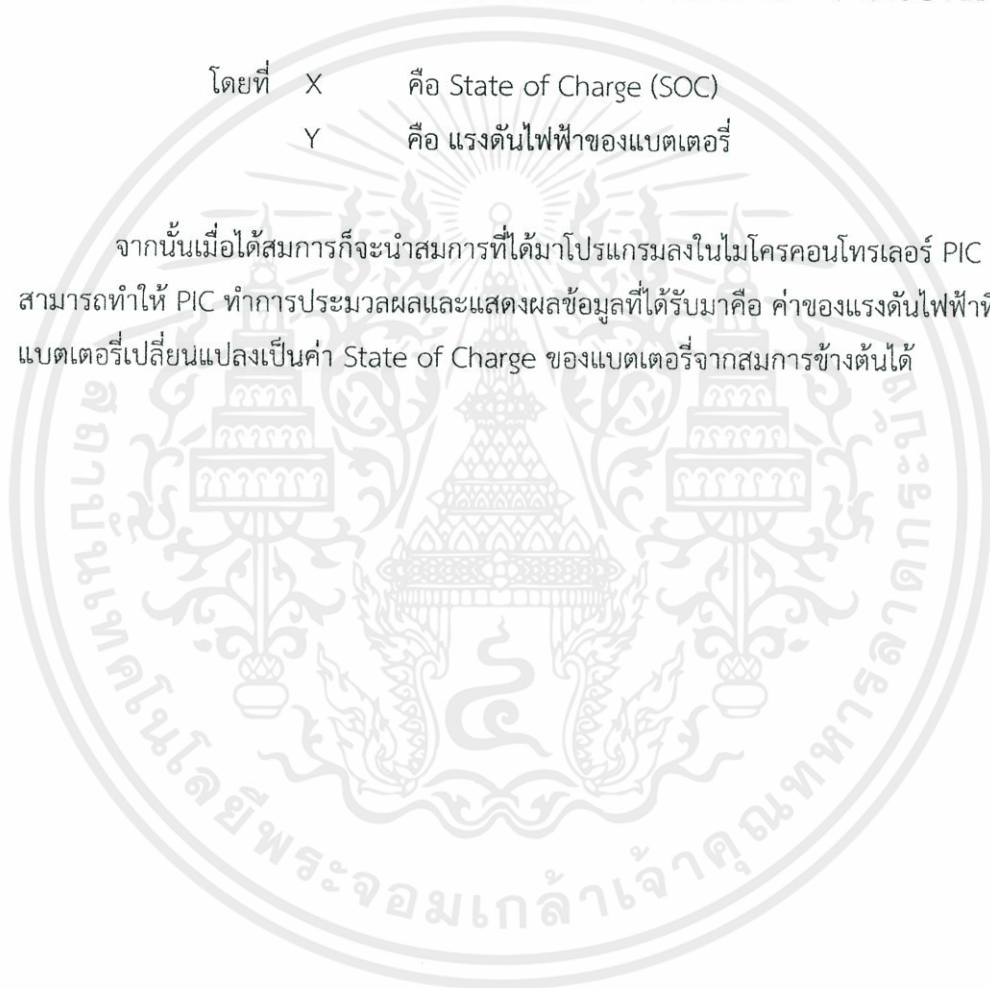
รูปที่ 4.6 การแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าแรงดันกับสถานะประจุของแบตเตอรี่

จากรูปที่ 4.6 เมื่อนำค่าแรงดันเฉลี่ยของแบตเตอรี่ที่การดิงกระแสค่าต่างๆมาทำการหาสมการความสัมพันธ์ระหว่างค่าแรงดันไฟฟ้าของแบตเตอรี่กับค่า State of Charge (SOC) โดยใช้วิธีการ Curve Fitting ในโปรแกรม MATLAB ก็จะได้ สมการดังนี้

$$Y = 9.9e^{-14}X^8 - 4.1e^{-11}X^7 + 7.2e^{-9}X^6 - 6.6e^{-7}X^5 + 3.4e^{-5}X^4 - 0.00096X^3 + 0.012X^2 + 0.037X + 1.7$$

โดยที่ X คือ State of Charge (SOC)
Y คือ แรงดันไฟฟ้าของแบตเตอรี่

จากนั้นเมื่อได้สมการก็จะนำสมการที่ได้มาโปรแกรมลงในไมโครคอนโทรลเลอร์ PIC เพื่อจะสามารถทำให้ PIC ทำการประมวลผลและแสดงผลข้อมูลที่ได้รับมาคือ ค่าของแรงดันไฟฟ้าที่ขั้วของแบตเตอรี่เปลี่ยนแปลงเป็นค่า State of Charge ของแบตเตอรี่จากสมการข้างต้นได้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

วิเคราะห์และสรุปผลการทดลอง

จากหัวข้อ 4.1 เมื่อทำการดึงกระแสของแบตเตอรี่ลิเทียมไอออน A123 ที่ค่าต่างๆ คือ 2.3A (1C) และ 4.6A (2C) โดยทำการดึงกระแสอย่างต่อเนื่องจนแบตเตอรี่หมด เพื่อทำการเก็บค่าแรงดันไฟฟ้าทุกๆ 5%ของสถานะประจุของแบตเตอรี่ และจากหัวข้อ 4.2 เมื่อทำการดึงกระแสของแบตเตอรี่ลิเทียมไอออน A123 ที่ค่าต่างๆ คือ 2.3A (1C), 3.45A (1.5C) และ 1.15A (0.5C) โดยทำการดึงกระแสอย่างไม่ต่อเนื่อง โดยทำการ ดึงกระแสครั้งละ 5%ของสถานะประจุของแบตเตอรี่ แล้วพักแบตเตอรี่จนกว่าแรงดันที่ได้จะคงที่ จึงเริ่มทำอีกครั้ง จนกว่าแบตเตอรี่จะหมด เก็บค่าแรงดันไฟฟ้าทุกๆ ในสภาวะเปิดวงจร (Open circuit voltage) ทำซ้ำในการทดลองที่ 1 และ 2 จำนวน 10 ครั้ง นำข้อมูลที่เก็บได้ผ่านโมดูล UART ของวงจรไมโครคอนโทรลเลอร์เข้าไปยังคอมพิวเตอร์มาคำนวณหาค่าเฉลี่ยของแรงดันไฟฟ้าของขั้วแบตเตอรี่ที่ค่าการดึงกระแสค่าต่างๆ มาพล็อตกราฟเทียบกับสถานะประจุ ซึ่งจากผลการทดลองนั้น เมื่อนำกราฟที่ได้จากผลการทดลองมาเปรียบเทียบกับ Datasheet ของแบตเตอรี่ A123 จะเห็นได้ว่า ค่าที่ได้จากการทดลอง มีความคลาดเคลื่อนไปจาก Datasheet ซึ่งอาจเป็นผลมาจาก ความคลาดเคลื่อนของเวลา ความคลาดเคลื่อนจากเครื่องมือวัดหรือการเปลี่ยนแปลงภายในของเซลล์แบตเตอรี่ เมื่อมีการใช้งานมากขึ้น

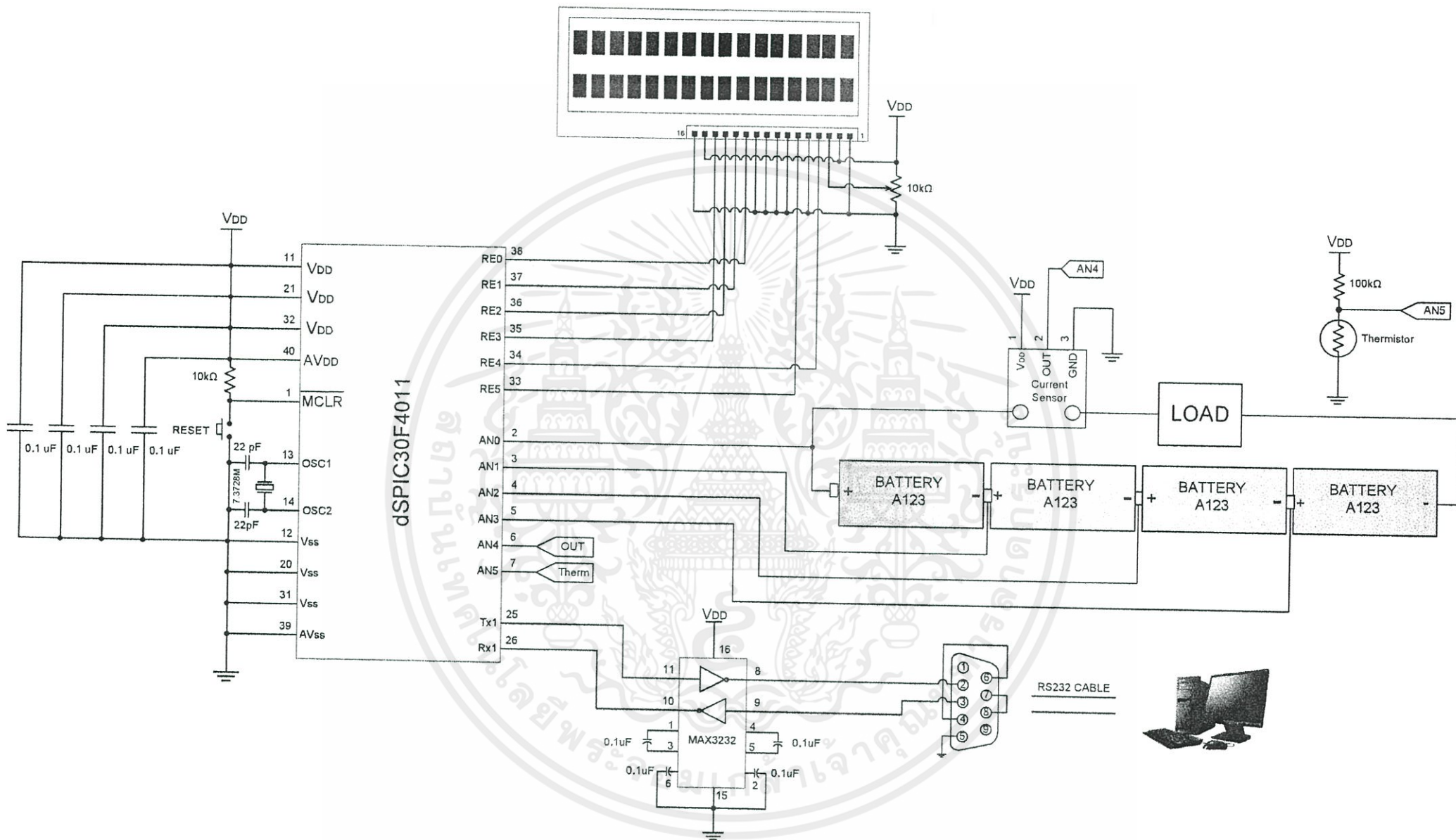
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บรรณานุกรม

- [1] “Microcontroller & PIC” (ออนไลน์) ม.ป.ป เข้าถึงได้จาก : http://km.sukhothait.ac.th/files/1010190994103_10101914140254.pdf
- [2] “ความหมายของไมโครคอนโทรลเลอร์” (ออนไลน์) ม.ป.ป เข้าถึงได้จาก : www.engineer007.com/index.php?mo=3&art=507518
- [3] “ความหมายของไมโครคอนโทรลเลอร์” (ออนไลน์) ม.ป.ป เข้าถึงได้จาก : <http://www.duinothumb.com/articles/intromicrocontroller>
- [4] “ทิศทางของการสื่อสารข้อมูล”. (ออนไลน์) ม.ป.ป. เข้าถึงได้จาก : <http://irrigation.rid.go.th/rid15/Knowledge/Networks%20Technology/network4.htm>
- [5] “การสื่อสารข้อมูลและเครือข่ายคอมพิวเตอร์” (ออนไลน์) ม.ป.ป เข้าถึงได้จาก : http://www.mwit.ac.th/~cs/download/tech30102/Chapter1_DataComm.pdf
- [6] “Data Logger Technology Knowledge” (ออนไลน์) เข้าถึงได้จาก : <http://www.wisco.co.th/technic/LoggerKnowledge.pdf>
- [7] ชิตชัย โพธิ์ประภ “เทอร์มิสเตอร์” (ออนไลน์) 2553 เข้าถึงได้จาก : <http://phchitchai.wbvschool.net/th/%E0%B8%AB%E0%B8%AD%E0%B8%88%E0%B8%94%E0%B8%AB%E0%B8%A1%E0%B8%B2%E0%B8%A2%E0%B9%80%E0%B8%AB%E0%B8%95%E0%B8%B8/1139>
- [8] “หลักการงานของจอแอลซีดี” (ออนไลน์) 2551 <http://www.beartai.com/webboard/index.php?topic=43385.0>
- [9] CHATURVEDI, NALIN A. et al Algorithms for Advanced Battery-Management Systems (Online) IEEE Control Systems magazine 6(2553) : 49-68
- [10] M. W. Verbrugge and R. S. Conell, “Electrochemical characterization of high-power lithium ion batteries using triangular voltage and current excitation sources,” *J. Power Sources*, vol. 174, no. 1, pp. 2–8, 2007.
- [11] A. Jossen, V. Spath, H. Doring, J. Garche “Battery Management Systems (BMS) for Increasing Battery Life Time” (research) n.d. Germany : Center for Solar Energy and Hydrogen Research (ZSW Ulm)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ส่วนโปรแกรม

```
#include <p30f4011.h>

#include <adc10.h>

#include <stdio.h>

#include <uart.h>

#include <ports.h>

#include <math.h>

_FOSC(CSW_FSCM_OFF & XT_PLL16); // Disable Clock Switching
// Enable Fail-Safe Clock
// Clock Source=Primary XT + (PLLx16)

_FWDT(WDT_OFF); // Disable Watchdog

_FBORPOR(PBOR_OFF & MCLR_EN); // Disable Brown-Out ,Enable MCLR

_FGS(CODE_PROT_OFF); // Code Protect OFF

// Character LCD Interface Pins

#define TRIS_DATA_PIN_4 TRISEbits.TRISE0 // Direction D4

#define TRIS_DATA_PIN_5 TRISEbits.TRISE1 // Direction D5

#define TRIS_DATA_PIN_6 TRISEbits.TRISE2 // Direction D6

#define TRIS_DATA_PIN_7 TRISEbits.TRISE3 // Direction D7

#define TRIS_RS TRISEbits.TRISE4 // Direction RS
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อใช้ในการเรียนการสอนเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ในเชิงพาณิชย์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

#define TRIS_E          TRISEbits.TRISE5          // Direction E

#define DATA_PIN_4     LATEbits.LATE0           // RB0 = D4 LCD

#define DATA_PIN_5     LATEbits.LATE1           // RB1 = D5 LCD

#define DATA_PIN_6     LATEbits.LATE2           // RB2 = D6 LCD

#define DATA_PIN_7     LATEbits.LATE3           // RB3 = D7 LCD

#define RS_PIN          LATEbits.LATE4           // RB4 = RS LCD

#define E_PIN           LATEbits.LATE5           // RB5 = E LCD

/* Display ON/OFF Control */

#define DON              0x0F                     // Display on

#define DOFF            0x0B                     // Display off

#define CURSOR_ON       0x0F                     // Cursor on

#define CURSOR_OFF      0x0D                     // Cursor off

#define BLINK_ON        0x0F                     // Cursor Blink

#define BLINK_OFF       0x0E                     // Cursor No Blink

/* Cursor or Display Shift */

#define SHIFT_CUR_LEFT  0x13                     // Cursor shifts to the left

#define SHIFT_CUR_RIGHT 0x17                     // Cursor shifts to the right

#define SHIFT_DISP_LEFT 0x1B                     // Display shifts to the left

#define SHIFT_DISP_RIGHT 0x1F                    // Display shifts to the right

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่จัดทำขึ้นเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่ควรนำไปใช้ในเชิงพาณิชย์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

/* Function Prototypes */

void Initial_4bitLCD(void); // Initial LCD Interface

void SetCGRamAddr(unsigned char);

void SetDDRamAddr(unsigned char); // Set Cursor Address

void WriteCmdLCD(unsigned char); // Write Command

void WriteDataLCD(unsigned char); // Write Data

void PutsLCD(unsigned char*); // Print Message

void Delay_tW_LCD(void); // Enable Pulse Delay

void Busy_LCD(void); // Wait LCD Busy

void Delay(unsigned long int); // Delay Time Function

unsigned int inter=0;

void _ISR_INT0Interrupt(void)
{
    inter++;

    WriteCmdLCD(0x01);

    if(inter==7)
        inter=0;
}

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

    }

    Delay(500000);

    _INT0IF = 0;
}

int main(void)
{
    unsigned int
    result1,result2,result3,result4,result5,result6,result7,result8,result9,result10;
    unsigned int n1=0,n2=0,n3=0,n4=0,n5=0,n6=0;
    unsigned int current1=0,current2=0,current3=0,current4=0;
    unsigned int read1=0,read2=0,read3=0,read4=0;
    float
    voltage1,voltage2,voltage3,voltage4,voltage5,voltage6,voltage7,voltage8,voltage9,voltage10;

    float v1=0,v2=0,v3=0,v4=0,v5=0,v6=0,v7=0,v8=0,v9=0,v10=0;

    float
    sumv1=0,sumv2=0,sumv3=0,sumv4=0,sumv5=0,sumv6=0,sumv7=0,sumv8=0,sumv9=
    0;

    float avgv1,avgv2,avgv3,avgv4,avgv5,avgv6,avgv7,avgv8,avgv9;

    float ans1,ans2,ans3;
    float x1,perc1,x2,perc2,x3,perc3,x4,perc4;
    float c1,cf1,c2,cf2,c3,cf3,c4,cf4;

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น ยกเว้นกรณีที่มีเหตุผลขออนุญาตและต้องขออนุญาตจากเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

float readf1,readf2,readf3,readf4;

float re1,re2,re3,re4;

char Vol1[16],Vol2[16],Vol3[16],Vol4[16],Vol5[16],Vol6[16];

char
uart_buf1[40],uart_buf2[40],uart_buf3[40],uart_buf4[40],uart_buf5[40],uart_buf6[40];

char Temp[16];

double t1,t,r=0,ln,a;

Initial_4bitLCD(); // Initial LCD 4 Bit Interface
unsigned int Channel, PinConfig, Scanselect, Adcon3_reg,
Adcon2_reg,Adcon1_reg;

ADCON1bits.ADON = 0; /* turn off ADC */
Channel = ADC_CH0_POS_SAMPLEA_AN0 &
ADC_CH0_POS_SAMPLEA_AN1 &
ADC_CH0_NEG_SAMPLEA_NVREF;

SetChanADC10(Channel);

ConfigIntADC10(ADC_INT_DISABLE);

PinConfig = ENABLE_AN0_ANA &
ENABLE_AN1_ANA &
ENABLE_AN2_ANA &

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

ENABLE_AN3_ANA &

ENABLE_AN4_ANA &

ENABLE_AN5_ANA ;

Scanselect    =    SKIP_SCAN_AN6 &

                SKIP_SCAN_AN7 &

                SKIP_SCAN_AN8 ;

Adcon1_reg = ADC_MODULE_ON &

                ADC_IDLE_CONTINUE &

                ADC_FORMAT_INTG &

                ADC_CLK_MANUAL &

                ADC_SAMPLE_SIMULTANEOUS &

                ADC_AUTO_SAMPLING_ON &

                ADC_SAMP_ON ;

Adcon2_reg = ADC_VREF_AVDD_AVSS &

                ADC_SCAN_ON &

                ADC_ALT_BUF_OFF &

                ADC_ALT_INPUT_OFF &

                ADC_CONVERT_CH0 &

                ADC_SAMPLES_PER_INT_8;

Adcon3_reg = ADC_SAMPLE_TIME_10 &

                ADC_CONV_CLK_SYSTEM &

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ในวงที่ออกเรียนเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```
ADC_CONV_CLK_10Tcy;
```

```
OpenADC10(Adcon1_reg, Adcon2_reg,
```

```
Adcon3_reg, PinConfig, Scanselect);
```

```
init_uart();
```

```
ConfigINT0(FALLING_EDGE_INT & EXT_INT_ENABLE & EXT_INT_PRI_7);
```

```
//y = ((-18807.3291845895)*x^5)+((285384.452985846)*x^4)+((-  
1726307.02099573)*x^3)+((5203317.07603025)*x^2)+((-  
7814259.20259222)*x)+(4677282.20223927);
```

```
while(1)
```

```
{
```

```
    if(inter==0) //cell 1
```

```
    {
```

```
        ADCON1bits.SAMP = 1;
```

```
        while(!ADCON1bits.SAMP);
```

```
        ConvertADC10();
```

```
        while(ADCON1bits.SAMP);
```

```
        while(!BusyADC10()); //1 complete 0 operate
```

```
        result1 = ReadADC10(0); // unsigned int
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกไปลงสื่ออื่น และต้องอ้างอิงถึงชื่อของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```
result2 = ReadADC10(1); // unsigned int
```

```
current1 = ReadADC10(4); // unsigned int
```

```
c1 = ((float)current1);
```

```
cf1 = ((0.0264*c1)-13.39);
```

```
voltage1 = ((float)result1)*15.0;
```

```
voltage2 = ((float)result2)*15.0;
```

```
v1 = voltage1/1023;
```

```
v2 = voltage2/1023;
```

```
if(n1<50000)
```

```
{
```

```
    sumv1=sumv1+v1;
```

```
    sumv2=sumv2+v2;
```

```
if(n1==49998)
```

```
{
```

```
    avgv1 = sumv1/49998;
```

```
    avgv2 = sumv2/49998;
```

```
    ans1 = avgv1-avgv2 ;
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษานั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

x1 = ans1;

perc1 = ((-
18807.3291845895)*x1*x1*x1*x1*x1)+((285384.452985846)*x1*x1*x1*x1)+((-
1726307.02099573)*x1*x1*x1)+((5203317.07603025)*x1*x1)+((-
7814259.20259222)*x1)+(4677282.20223927);

if(perc1>100) perc1=100;

sprintf(Vol1,"%0.3f V %0.0f Per",ans1,perc1);
SetDDRamAddr(0x00);
PutsLCD((unsigned char *)"Battery Cell 1");
SetDDRamAddr(0x40); // Start Cursor Line-2
PutsLCD((unsigned char *)Vol1);

sprintf(uart_buf1,"%f\n\r",ans1); // Print Message String
putsUART1((unsigned int *)uart_buf1);

}

if(n1==49999)

{
n1=0;
sumv1=0;

sumv2=0;

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงแก้ไขหรือทำซ้ำอย่างอ้อมอ้อมถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

        avgv1=0;

        avgv2=0;

        ans1=0;

    }

    n1++;

}

// Delay(25);
}

if(inter==1) //cell 2
{
    ADCON1bits.SAMP = 1;
    while(!ADCON1bits.SAMP);
    ConvertADC10();
    while(ADCON1bits.SAMP);
    while(!BusyADC10()); //1 complete 0 operate

    result3 = ReadADC10(1); // unsigned int

    result4 = ReadADC10(2); // unsigned int

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับภายในของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ไม่ควรเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

    c2 = ((float)current2);

```

```
cf2 = ((0.0264*c2)-13.39);
```

```
voltage3 = ((float)result3)*15.0;
```

```
voltage4 = ((float)result4)*15.0;
```

```
v3 = voltage3/1023;
```

```
v4 = voltage4/1023;
```

```
if(n2<50000)
```

```
{
```

```
sumv3=sumv3+v3;
```

```
sumv4=sumv4+v4;
```

```
if(n2==49998)
```

```
{
```

```
avgv3 = sumv3/49998;
```

```
avgv4 = sumv4/49998;
```

```
ans2 = avgv3-avgv4;
```

```
x2 = ans2;
```

```
perc2 = ((-
```

```
18807.3291845895)*x2*x2*x2*x2*x2)+((285384.452985846)*x2*x2*x2*x2)+((-
```

```
1726307.02099573)*x2*x2*x2)+((5203317.07603025)*x2*x2)+((-
```

```
7814259.20259222)*x2)+(4677282.20223927);
```

```
if(perc2>100) perc2=100;
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษานานาชาติ ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```
sprintf(Vol2,"%0.3f V %0.0f Per",ans2,perc2);
```

```
SetDDRamAddr(0x00);
```

```
PutsLCD((unsigned char *)"Battery Cell 2");
```

```
SetDDRamAddr(0x40);
```

```
// Start Cursor Line-2
```

```
PutsLCD((unsigned char *)Vol2);
```

```
sprintf(uart_buf2,"%f\n\r",ans2); // Print Message String
```

```
putsUART1((unsigned int *)uart_buf2);
```

```
}
```

```
if(n2==49999)
```

```
{
```

```
n2=0;
```

```
sumv3=0;
```

```
sumv4=0;
```

```
avgv3=0;
```

```
avgv4=0;
```

```
ans2=0;
```

```
}
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกสิ่งเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```
} // Delay(25);
```

```
}
```

```
if(inter==2) //cell 3
```

```
{
```

```
ADCON1bits.SAMP = 1;
```

```
while(!ADCON1bits.SAMP);
```

```
ConvertADC10();
```

```
while(ADCON1bits.SAMP);
```

```
while(!BusyADC10()); //1 complete 0 operate
```

```
result5 = ReadADC10(2); // unsigned int
```

```
result6 = ReadADC10(3); // unsigned int
```

```
current3 = ReadADC10(4); // unsigned int
```

```
c3 = ((float)current3);
```

```
cf3 = ((0.0264*c3)-13.39);
```

```
voltage5 = ((float)result5)*15.0;
```

```
voltage6 = ((float)result6)*15.0;
```

```
v5 = voltage5/1023;
```

```
v6 = voltage6/1023;
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้
if(n3<50000)

```

{

sumv5=sumv5+v5;

sumv6=sumv6+v6;

if(n3==49998)

{

avgv5 = sumv5/49998;

avgv6 = sumv6/49998;

ans3 = (avgv5-avgv6)*-1;

x3 = ans3;

perc3 = ((-

18807.3291845895)*x3*x3*x3*x3*x3)+((285384.452985846)*x3*x3*x3*x3)+((-

1726307.02099573)*x3*x3*x3)+((5203317.07603025)*x3*x3)+((-

7814259.20259222)*x3)+(4677282.20223927);

if(perc3>100) perc3=100;

sprintf(Vol3,"%0.3f V %0.0f Per",ans3,perc3);

}

}

```

```
SetDDRamAddr(0x00);
```

```
PutsLCD((unsigned char *)"Battery Cell 3");
```

```
SetDDRamAddr(0x40);
```

```
// Start Cursor Line-2
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ห้ามเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกข้อมูลของทางอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

        PutsLCD((unsigned char *)Vol3);

        sprintf(uart_buf3,"%f\n\r",ans3);
        Message String // Print

        putsUART1((unsigned int *)uart_buf3);

    }

    if(n3==49999)
    {
        n3=0;
        sumv5=0;
        sumv6=0;
        avgv5=0;
        avgv6=0;
        ans3=0;
    }
    n3++;
    // Delay(25);
}

if(inter==3) //cell 4
{
    ADCON1bits.SAMP = 1;
    while(!ADCON1bits.SAMP);
    ConvertADC10();
}

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้นำไปเผยแพร่อย่างอื่นอย่างถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

while(ADCON1bits.SAMP);

while(!BusyADC10());           //1 complete 0 operate

result7 = ReadADC10(3);       // unsigned int

current4 = ReadADC10(4);      // unsigned int

c4 = ((float)current4);

cf4 = ((0.0264*c4)-13.39);

voltage7 = ((float)result7)*5.0;
v7 = voltage7/1023;

if(n4<50000)
{
    sumv7=sumv7+v7;

    if(n4==49998)
    {
        avgv7 = sumv7/49998;

        x4 = avgv7;

        perc4 = ((-
18807.3291845895)*x4*x4*x4*x4*x4*x4)+((285384.452985846)*x4*x4*x4*x4*x4)+((-
1726307.02099573)*x4*x4*x4*x4)+((5203317.07603025)*x4*x4)+((-
7814259.20259222)*x4)+(4677282.20223927);

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น ยินยอมให้คัดลอกและเผยแพร่โดยไม่คิดค่าลิขสิทธิ์แต่สงวนสิทธิ์ในการ
 ใช้ซ้ำโดยไม่ได้รับอนุญาต

```

{

ADCON1bits.SAMP = 1;

while(!ADCON1bits.SAMP);

ConvertADC10();

while(ADCON1bits.SAMP);

while(!BusyADC10()); //1 complete 0 operate

result8 = ReadADC10(0); // unsigned int

read1 = ReadADC10(1);
read2 = ReadADC10(2);
read3 = ReadADC10(3);
read4 = ReadADC10(4);

readf1 = ((float)read1)*15.0;
readf2 = ((float)read2)*15.0;
readf3 = ((float)read3)*5.0;
readf4 = ((float)read4);

re1 = readf1/1023;

re2 = readf2/1023;

re3 = readf3/1023;

re4 = ((0.0264*readf4)-13.39);

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

voltage8 = ((float)result8)*15.0;

```

```
if(perc4>100) perc4=100;
```

```
sprintf(Vol4,"%0.3f V %0.0f Per",avgv7,perc4);
```

```
SetDDRamAddr(0x00);
```

```
PutsLCD((unsigned char *)"Battery Cell 4");
```

```
SetDDRamAddr(0x40);
```

```
// Start Cursor Line-2
```

```
PutsLCD((unsigned char *)Vol4);
```

```
sprintf(uart_buf4,"%f\n\r",avgv7); // Print Message String
```

```
putsUART1((unsigned int *)uart_buf4);
```

```
}
```

```
if(n4==49999)
```

```
{
```

```
n4=0;
```

```
sumv7=0;
```

```
avgv7=0;
```

```
}
```

```
n4++;
```

```
} // Delay(25) ;
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงแหล่งที่มาของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```
//TOTAL VOLTAGE 4 CELL
```

```
if(inter==4)
```

```

v8 = voltage8/1023;

//      sprintf(uart_buf5,"%f\t%f\t%f\t%f\t%f\n\r",v8,re1,re2,re3,re4);
//      Print Message String

//      putsUART1((unsigned int *)uart_buf5);

if(n5<50000)

{

    sumv8=sumv8+v8;

    if(n5==49998)
    {
        avgv8 = sumv8/49998;
        sprintf(Vol5,"%f VOLT",avgv8);
        SetDDRamAddr(0x00);
        PutsLCD((unsigned char *)"Total 4 Battery");
        SetDDRamAddr(0x40); // Start Cursor Line-2
        PutsLCD((unsigned char *)Vol5);
        sprintf(uart_buf5,"%f\t%f\t%f\t%f\t%f\n\r",v8,re1,re2,re3,re4);
        // Print Message String

        putsUART1((unsigned int *)uart_buf5);

    }
}

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

        n5=0;

        sumv8=0;

        avgv8=0;

    }

    n5++;

} // Delay(25);
} // CURRENT BATT (.0264 * analogRead(A0) -13.51)
if(inter==5)
{
    ADCON1bits.SAMP = 1;
    while(!ADCON1bits.SAMP);
    ConvertADC10();
    while(ADCON1bits.SAMP);
    while(!BusyADC10()); //1 complete 0 operate
    result9 = ReadADC10(4); // unsigned int
    voltage9 = ((float)result9);
    v9 = ((0.0264*voltage9)-13.39);

}

if(n6<50000)

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```
sumv9=sumv9+v9;
```

```

if(n6==49998)

{

avgv9 = sumv9/49998;

sprintf(Vol6,"%f AMP",avgv9);

SetDDRamAddr(0x00);

PutsLCD((unsigned char *)"Current Battery");

SetDDRamAddr(0x40); // Start Cursor Line-2

PutsLCD((unsigned char *)Vol6);

sprintf(uart_buf6,"%f\n\r",avgv9); // Print Message String

putsUART1((unsigned int *)uart_buf6);

}

if(n6==49999)

{

n6=0;

sumv9=0;

avgv9=0;

}

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ทำงานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีให้ตัดแปลงเนื้อหา และข้อมูลอ้างอิงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

}

```

//thermistor

if(inter==6)

{

    ADCON1bits.SAMP = 1;

    while(!ADCON1bits.SAMP);

    ConvertADC10();

    while(ADCON1bits.SAMP);

    while(!BusyADC10()); //1 complete 0 operate

    result10 = ReadADC10(5); // unsigned int

    voltage10 = ((float)result10)*5;

    v10 = voltage10/1023;

    r = 100/((5/v10)-1);

    ln = log(r/100);

    a = ((1/45.29)*ln);

    t1 = ((1/298.15)+(a*0.01));

    t = (1/t1)-272.15;

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับบริการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

//display na ja

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

SetDDRamAddr(0x00);

// Start Cursor Line-1

```

    PutsLCD((unsigned char *)"Temperature : ");

    sprintf(Temp, "%.2f C", t);

    SetDDRamAddr(0x40); // Start Cursor Line-1

    PutsLCD((unsigned char *)Temp);

    Delay(500000);

}

}

return 0;

}

void Initial_4bitLCD(void)
{
    TRIS_DATA_PIN_4 = 0; // Set Port Direction = Output
    TRIS_DATA_PIN_5 = 0;
    TRIS_DATA_PIN_6 = 0;
    TRIS_DATA_PIN_7 = 0;

    TRIS_RS = 0;

    TRIS_E = 0;

    RS_PIN = 0; // Instruction Select

    E_PIN = 0; // Disable Strobe

    Delay(50000); // Power-ON Delay (minimum of 15ms)
}

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

WriteCmdLCD(0x33);           // Initial 4 Bit Interface Format

WriteCmdLCD(0x32);

WriteCmdLCD(0x28);           // Function Set (DL=0 4-Bit,N=1 2 Line,F=0 5X7)

WriteCmdLCD(0x0C);
// Display on/off Control (Entry Display,Cursor off,Cursor not Blink)

WriteCmdLCD(0x06);           // Entry Mode Set (I/D=1 Increment,S=0 Cursor Shift)

WriteCmdLCD(0x01);           //

Clear Display (Clear Display,Set DD RAM Address=0)
}
void SetCGRamAddr(unsigned char address)
{
  RS_PIN = 0;                 // Select Instruction
  DATA_PIN_7 = 0;            // DB7 Must be 0 For Setting CGRam ADDR
  DATA_PIN_6 = 1;            // DB6 Must be 1 For Setting CGRam ADDR
  DATA_PIN_5 = ((address & 0x20)>>5);
  DATA_PIN_4 = ((address & 0x10)>>4);

  E_PIN = 1;                  // Strobe High Nibble

  Delay_tW_LCD();             // Enable Pulse Delay

  E_PIN = 0;
  Busy_LCD();

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ กรุณาแจ้งผู้จัดทำเอกสารหากมีข้อผิดพลาด และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

RS_PIN = 0; // Select Instruction

DATA_PIN_7 = ((address & 0x08)>>3);

DATA_PIN_6 = ((address & 0x04)>>2);

DATA_PIN_5 = ((address & 0x02)>>1);

DATA_PIN_4 = ((address & 0x01)>>0);

E_PIN = 1; // Strobe Low Nibble

Delay_tW_LCD(); // Enable Pulse Delay

E_PIN = 0;

Busy_LCD();
}

void SetDDRamAddr(unsigned char address)
{

RS_PIN = 0; // Select Instruction

DATA_PIN_7 = 1; // DB7 Must be 1 For Setting DDRam ADDR

DATA_PIN_6 = ((address & 0x40)>>6);

DATA_PIN_5 = ((address & 0x20)>>5);

DATA_PIN_4 = ((address & 0x10)>>4);

E_PIN = 1; // Strobe High Nibble

Delay_tW_LCD(); // Enable Pulse Delay

E_PIN = 0;

Busy_LCD();
}

```

เอกสารนี้เป็นทรัพย์สินของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
 เอกสารนี้เป็นทรัพย์สินของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

RS_PIN = 0; //
Select Instruction

DATA_PIN_7 = ((address & 0x08)>>3);

DATA_PIN_6 = ((address & 0x04)>>2);

DATA_PIN_5 = ((address & 0x02)>>1);

DATA_PIN_4 = ((address & 0x01)>>0);

E_PIN = 1; // Strobe Low Nibble
Delay_tW_LCD(); // Enable Pulse Delay
E_PIN = 0;
Busy_LCD();
}

void WriteCmdLCD(unsigned char cmd)
{

RS_PIN = 0; // Select Instruction

DATA_PIN_7 = ((cmd & 0x80)>>7);

DATA_PIN_6 = ((cmd & 0x40)>>6);

DATA_PIN_5 = ((cmd & 0x20)>>5);

DATA_PIN_4 = ((cmd & 0x10)>>4);

E_PIN = 1; // Strobe High Nibble
Delay_tW_LCD(); // Enable Pulse Delay

E_PIN = 0;

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้ทำซ้ำโดยไม่ได้รับอนุญาต
 ไม่ว่ากรณีใดก็ตาม หากมีข้อผิดพลาดประการใด ผู้จัดทำขออภัยไว้ ณ ที่นี้ และต้องอ้างอิงถึงแหล่งที่มาของเอกสารนี้ในการนำไปใช้

```

Busy_LCD();

RS_PIN = 0; //
Select Instruction

DATA_PIN_7 = ((cmd & 0x08)>>3);

DATA_PIN_6 = ((cmd & 0x04)>>2);

DATA_PIN_5 = ((cmd & 0x02)>>1);

DATA_PIN_4 = (cmd & 0x01);

E_PIN = 1; // Strobe Low Nibble
Delay_tW_LCD(); // Enable Pulse Delay
E_PIN = 0;
Busy_LCD();
Delay(50000); // 1.64mS Delay
}

void WriteDataLCD(unsigned char data)
{
RS_PIN = 1; // Select Data

DATA_PIN_7 = ((data & 0x80)>>7);

DATA_PIN_6 = ((data & 0x40)>>6);

DATA_PIN_5 = ((data & 0x20)>>5);

DATA_PIN_4 = ((data & 0x10)>>4);

E_PIN = 1; // Strobe High Nibble

Delay_tW_LCD(); // Enable Pulse Delay

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนลิขสิทธิ์ของงานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ผู้จัดทำมีให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารฉบับนี้ในการนำไปใช้

```

E_PIN = 0;

Busy_LCD();

RS_PIN = 1;                                     // Select Data

DATA_PIN_7 = ((data & 0x08)>>3);

DATA_PIN_6 = ((data & 0x04)>>2);

DATA_PIN_5 = ((data & 0x02)>>1);

DATA_PIN_4 = (data & 0x01);

E_PIN = 1;                                       // Strobe Low Nibble
Delay_tW_LCD();                                 // Enable Pulse Delay
E_PIN = 0;
Busy_LCD();
}

void PutsLCD(unsigned char* buffer)

{

while(*buffer != '\0')                          // Loop Until End of Message

{

WriteDataLCD(*buffer);                          // Write Character to LCD

buffer++;

}

}

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

void Delay_tW_LCD(void) // Enable Pulse Delay
{
    int i;

    for(i=0;i<18;i++);

}

void Busy_LCD(void) // 40uS Delay
{
    unsigned int i;
    for(i=0;i<1800;i++);
}

void Delay(unsigned long int count1)
{
    while(count1 > 0) {count1--;} // Loop Decrease Counter
}

void init_uart()
{
    CloseUART1(); // Disable UART1 Before New Config

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้
// Config UART1 Interrupt Control

```

ConfigIntUART1(UART_RX_INT_DIS & // Disable RX Interrupt

                UART_RX_INT_PR2 & // RX Interrupt Priority = 2

                UART_TX_INT_DIS & // Disable TX Interrupt

                UART_TX_INT_PR3); // TX Interrupt Priority = 3

// Open UART1 = Mode,Status,Baudrate

OpenUART1(UART_EN & // Enable UART(UART Mode)

          UART_IDLE_STOP & // Disable UART in IDLE Mode

          UART_ALTRX_ALTTX & // Select U1TX=RC13,U1RX=RC14

          UART_DIS_WAKE & // Disable Wake-Up

          UART_DIS_LOOPBACK & // Disable Loop Back

          UART_DIS_ABAUD & // Disable Auto Baudrate

          UART_NO_PAR_8BIT & // UART = 8 Bit, No Parity

          UART_1STOPBIT, // UART = 1 Stop Bit

          // Config UART1 Status

          UART_INT_TX & // Select Interrupt After TX Complete

          UART_TX_PIN_NORMAL & // Normal U1TX Mode

          UART_TX_ENABLE & // Enable U1TX

          UART_INT_RX_BUF_FUL & // Flag Set After RX Complete

          UART_ADR_DETECT_DIS & // Disable Check Address

          UART_RX_OVERRUN_CLEAR, // Clear Overrun Flag

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ภายในเท่านั้น ไม่ควรเผยแพร่ไปยังประชาชนด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

// ET-BASE dsPIC30F4011 Hardware Board

// XTAL = 7.3728MHz

// Fosc = 7.3728 MHz x 16 = 117.9648 MHz

// Fcy(UART) = Fosc / 4

//      = 117.9648 / 4 = 29.4912 MHz

// U1BRG = [Fcy/(16xBaud)]-1

//      = [29.4912 MHz / (16x9600)] - 1

//      = 191 = BFH

191);
// ET-BASE dsPIC30F4011 UART Baudrate = 9600 BPS
}

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Algorithms for Advanced Battery-Management Systems

MODELING, ESTIMATION, AND CONTROL CHALLENGES FOR LITHIUM-ION BATTERIES

NALIN A. CHATURVEDI,
REINHARDT KLEIN,
JAKE CHRISTENSEN,
JASIM AHMED, and
ALEKSANDAR KOJIC

Lithium-ion (Li-ion) batteries are ubiquitous sources of energy for portable electronic devices. Compared to alternative battery technologies [1], [2], Li-ion batteries provide one of the best energy-to-weight ratios, exhibit no memory effect, and have low self-discharge when not in use. These beneficial properties, as well as decreasing costs, have established Li-ion batteries as a leading candidate for the next generation of automotive and aerospace applications [2].

In the automotive sector, increasing demand for hybrid electric vehicles (HEVs), plug-in HEVs (PHEVs), and EVs has pushed manufacturers to the limits of contemporary automotive battery technology. This limitation is gradually forcing consideration of alternative battery technologies, such as Li-ion batteries, as a replacement for existing lead-acid and nickel-metal-hydrate batteries. Unfortunately, this replacement is a challenging task since automotive applications demand large amounts of energy and power and must operate safely, reliably, and durably at these scales.



ELECTRIC

Downloaded from ascelibrary.org by UNIVERSITY OF CALIFORNIA on 07/01/15

PHOTO BY VEER

1066-0200/15/0000-0000

In most applications, a battery system consists of the battery and the battery-management system (BMS). A BMS is composed of hardware and software that control the charging and discharging of the battery while guaranteeing reliable and safe operation [3]. The BMS also handles additional functions, such as cell balancing and thermal management of the battery pack. The design of a sophisticated BMS is necessary to ensure longevity and performance since battery behavior can change with time [4], [5]. Additionally, the BMS is critical for safety since Li-ion batteries can ignite and explode when overcharged [3], [6] or due to abuse [7].

Designing and building BMS software algorithms for Li-ion batteries require a model that can describe the battery dynamics. Indeed, one of the key tasks of the BMS software is to observe the states of the battery and track physical parameters as the battery ages. A typical BMS uses an equivalent circuit model [8]–[11]; however, these models have limited prediction capability compared to physics-based electrochemical models. In contrast, a defining feature of an advanced BMS is that it uses a physics-based electrochemical model instead of an equivalent circuit model.

In this article, we present a detailed description and model of a Li-ion battery. We begin the section “Intercalation-Based Batteries” by providing an intuitive explanation of the fundamentals behind storing energy in a Li-ion battery. In the sections “Modeling Approach” and “Li-Ion Battery Model,” we present equations that describe a Li-ion cell’s dynamic behavior. This modeling is based on using electrochemical principles to develop a physics-based model [12]–[17] in contrast to equivalent circuit models [8]–[11]. A goal of this article is to present the electrochemical model [12]–[17] from a controls perspective.

The electrochemical model presented in [12]–[17] can predict the spatially distributed behavior of the essential states of the battery, such as concentration of lithium ions, potentials in the electrolyte and the solid electrode material, and various safety-relevant quantities as the battery is *cycled*, that is, charged and discharged repeatedly. Knowledge of these quantities helps to determine the state of the battery as well as its ability to provide energy. Although equivalent circuit-based models can describe the behavior of some of these states, these models are based on small ac-signal perturbations of the battery [18] and thus have limited applicability. Ad hoc modifications of the equivalent circuit, in which the circuit parameters vary with the operating region, are used in practice [8], [11]. However, these models usually neglect mass-transfer limitations due to solid-phase diffusion, resulting in prediction errors when used over a wide operating region. In this article, we focus on electrochemical models.

In the section “Control and Estimation Challenges for Li-Ion Batteries,” we describe technical challenges that arise in ensuring safe and reliable operation of Li-ion

batteries. The goal is to convey the role of estimation and control algorithms for BMS in Li-ion battery technology. Simulation results for a simplified case illustrate how performance can be improved with knowledge of the states of the model. In the section “Framework for the Li-ion Battery Model,” we develop a reformulation of this model, which can be used to study the full Li-ion battery model and obtain reduced-order models. Note that the literature on modeling of Li-ion batteries [12]–[17] avoids these detailed constructions since their primary aim is to numerically simulate the behavior of Li-ion batteries to gain further understanding. However, if the intention is to build control or estimation algorithms for BMS, then a control-oriented understanding of the Li-ion battery model becomes imperative. Next, we use this framework to approximate the electrochemical Li-ion battery model. This approximation is also studied in [19] and [20].

In the section “Experimental and Simulation Results,” the full and approximate models are compared in both simulations and experiments. The simulation results are presented for both high-power and high-energy cell configurations. Based on the application and domain of operation, we identify the domains in which the approximate model, instead of the full model, can be used for BMS problems. In the last section, we review the status of research on BMS and the current solutions to estimation and control problems along with their advantages and disadvantages. We conclude by mentioning directions for future research.

INTERCALATION-BASED BATTERIES

The process of moving ions in and out of an interstitial site in a lattice is called *intercalation*. The commonly available Li-ion cell is a dual-intercalation cell, which means that both electrodes have lattice sites that can store lithium. Charging (discharging) a dual-intercalation cell causes the Li ions to leave the lattice sites in the positive (negative) electrode and enter the lattice sites of the negative (positive) electrode. The difference in energy states of the intercalated lithium in the positive and negative electrodes governs the energy stored in the Li-ion cell.

Working Principle of a Li-Ion Battery

A typical Li-ion battery has four main components (Figure 1). The *porous negative electrode* of a Li-ion cell is connected to the negative terminal of the cell. This electrode usually contains graphite, which is an intercalation material. Similarly, the *porous positive electrode* is connected to the positive terminal of the cell. The positive electrode can have various chemistries, but it is usually a metal oxide or a blend of multiple metal oxides, such as $\text{Li}_x\text{Mn}_2\text{O}_4$ and Li_xCoO_2 . A *separator* is a thin porous medium that separates the negative from the positive electrode. The separator is an electrical insulator that does not allow electrons to flow between the positive and negative electrodes. However, being porous, the separator allows ions to pass through it by

means of the electrolyte. The *electrolyte* is a concentrated solution that contains charged species. These charged species can move in response to an electrochemical potential gradient. Note that some Li-ion batteries have a solid electrolyte, which serves both as an ionic conducting medium and an electronically insulating separator. However, in both cases, the charged species that intercalates in the battery is the Li^+ ion and hence the name Li-ion battery. The negative electrode, positive electrode, and separator are all immersed in this electrolyte with the electrolyte filling all the pores of the solid material.

Electrodes of the Li-ion battery also contain material that acts as a conductive filler agent in the electrodes, as shown in Figure 1. While these materials do not intercalate lithium, they hold the electrode structure together, which improves the electronic conductivity of the electrodes. In addition, nonporous current collectors are present at each side of the cell sandwich to electrically connect the porous electrode structures to the cell terminals.

Open-Circuit Potentials

The key idea behind storing energy in a Li-ion cell is that the free energy of lithium when placed in an interstitial site of the positive electrode is different from the free energy when placed in an interstitial site of the negative electrode. In particular, compared to the positive electrode, lithium has much higher energy when stored in the negative electrode. For a given material, these free energies are known and related to electrochemical potentials. By using these values of the electrochemical potentials, we can express the electrostatic potential of a positive or negative electrode as a function of how much lithium is stored in the electrode. The lithium concentration in the electrode normalized by the maximum possible concentration is called the *utilization* of the electrode. Thus, the electrostatic potential of an electrode, referred to as the *open-circuit potential* (OCP) of the electrode, can be expressed as a function of the utilization of the electrode.

Note that both the negative and positive electrode have an OCP. Let $U^-(\xi^-)$ denote the OCP of the negative electrode, and let $U^+(\xi^+)$ denote the OCP of positive electrode, where the arguments ξ^- and ξ^+ represent the volume-averaged concentration in the respective electrode. Then, the difference $U^+(\xi^+) - U^-(\xi^-)$ is the OCP of the complete cell. The OCP of the cell is alternatively referred to as the open-circuit voltage. The OCP of the cell corresponds to the rest voltage measured across the current collectors, assuming no currents.

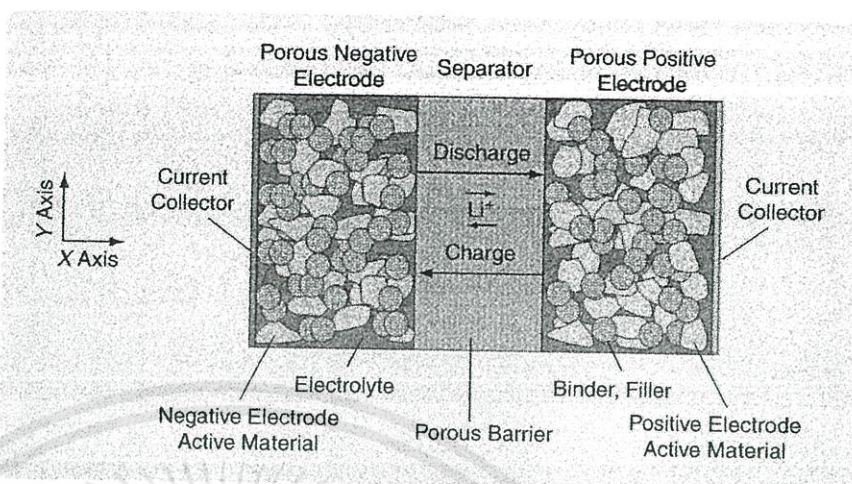


FIGURE 1 Anatomy of an intercalation cell. The positive and negative electrodes are separated by an insulating material (separator), which does not allow electrons to pass but is porous enough for lithium ions to flow. Also note the presence of additional conductive and binder materials in the electrodes. These materials hold the electrode together and improve its conductivity.

MODELING APPROACH

We now construct a dynamic model for a Li-ion battery using electrochemical principles. The one-dimensional (1D)-spatial model of a Li-ion battery considers dynamics along only one axis (the horizontal X-axis) and neglects the dynamics along the remaining two axes (Y-axis and Z-axis) [12]–[18]. This approximation is applicable to most cell structures with a large cross-sectional area and low currents. For example, the characteristic length scale of a typical Li-ion cell along the X-axis is on the order of 100 μm , whereas the characteristic length scale for the remaining two axes is on the order of 100,000 μm or more.

In each domain of a Li-ion cell, namely, the negative electrode, separator, and positive electrode, lithium can be thought of as existing in two disjoint states, called *phases*. The first phase represents the intercalated lithium in the electrode material, whereas the second phase involves the lithium in a dissolved state in the electrolyte. Thus, for the Li-ion battery shown in Figure 1, lithium can exist at every point along the X-axis either in the solid phase in an interstitial site, or in the dissolved state in the electrolyte phase. Hence, a 1D-spatial model of a Li-ion battery can be represented as shown in Figure 2. In the separator domain, however, lithium exists only in the electrolyte phase. Equations are needed to describe the dynamics of each phase of lithium in the Li-ion battery.

We model the Li-ion cell by assuming, as shown in Figure 2, that spherical solid particles, denoting an agglomeration of lattice sites, exist everywhere along the X-axis. The intercalation process is then modeled by the insertion of lithium ions in and out of these spherical solid particles. These particles are immersed in the electrolyte as shown in Figure 2.

The state variables required to describe the 1D-spatial model at the position x at time t are the current $i_s(x, t)$ in the

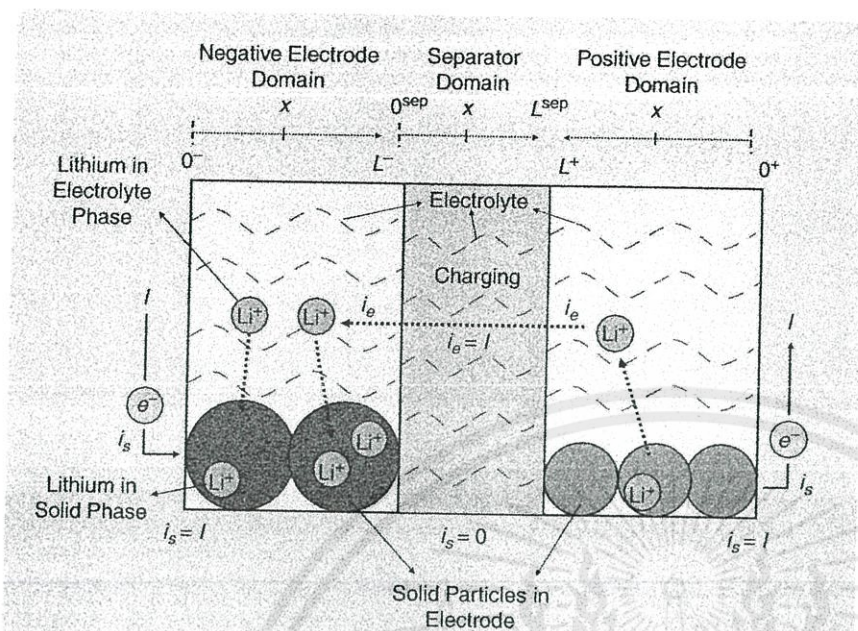


FIGURE 2 Simple schematic showing the modeling approach for an intercalation cell. In the X-dimension (horizontal axis), the cell is divided into three physical domains, namely, the positive electrode, the negative electrode, and the separator. Also, each electrode and the separator have their own coordinates for spatial definition of their respective domains given by $[0^+, L^+]$, $[0^-, L^-]$, and $[0^{sep}, L^{sep}]$ for the positive and negative electrode, and the separator, respectively. In each electrode domain, lithium can exist either in the solid phase in an interstitial site or in the electrolyte phase in a dissolved state. Thus, the lattice structure of an electrode in a Li-ion cell can be visualized as small spherical-solid particles that hold lithium ions in the solid phase; these solid spherical particles, which denote a collection of interstitial sites, are immersed in the electrolyte. The intercalation process can then be visualized as lithium ions moving in and out of these solid particles as the battery is charged or discharged. Note that the separator has lithium in only the electrolyte phase. Thus i_s , representing the electronic current in the solid particle, is zero in the separator, while the ionic current in the electrolyte, denoted by i_e , is equal to the applied current I in the separator.

solid electrode, the current $i_e(x, t)$ in the electrolyte, the electric potential $\Phi_s(x, t)$ in the solid electrode, the electric potential $\Phi_e(x, t)$ in the electrolyte, the molar flux $j_n(x, t)$ of lithium at the surface of the spherical particle, the concentration $c_e(x, t)$ of the electrolyte, and the concentration $c_s(x, r, t)$ of lithium in the solid phase at a distance r from the center of a spherical particle located at x in the solid electrode at time t (see Figure 3).

In the following development, the superscripts “+,” “-,” and “sep” imply that the variables are defined in the positive electrode, negative electrode, and separator domain, respectively. Each of these spatial domains spans $[0^+, L^+]$, $[0^-, L^-]$, and $[0^{sep}, L^{sep}]$, respectively, as shown in Figure 2. Thus, $c_e^+(x, t)$ denotes the concentration of lithium in the electrolyte at each $x \in [0^+, L^+]$ at time t . When not referring to a specific domain or when it is clear from context, we remove the superscript for simplicity of notation.

LI-ION BATTERY MODEL

We now present equations that describe the electrochemical behavior of a Li-ion battery. Before we proceed, we

note that all currents represent current densities normalized by the cross-sectional area of the separator. The input to the model is the external current density $I(t)$ applied to the battery, and the output of the model is the corresponding output voltage $V(t)$ given by

$$V(t) = \Phi_s(0^+, t) - \Phi_s(0^-, t), \quad (1)$$

where 0^+ and 0^- correspond to the two ends of the electrode sandwich shown in Figure 2.

Relationship Between Potential and Currents

Potential in the Solid Electrode

Combining Kirchoff's law $i_s + i_e = I$ with Ohm's law relating i_s and Φ_s , we obtain

$$\frac{\partial \Phi_s(x, t)}{\partial x} = \frac{i_e(x, t) - I(t)}{\sigma}, \quad (2)$$

where σ is the effective electronic conductivity of the entire electrode. Since the electrode is porous, only a fraction of the electrode's volume contributes to its electronic conductivity. Equation (2) has no explicit boundary conditions. However, at the interface between the electrode and current collector, we have $i_e(0^+, t) = i_e(0^-, t) = 0$,

whereas, at the electrode-separator interface, we have $i_e = I$. As shown in the section “Framework for the Li-Ion Battery Model,” we can choose either $i_e(0^+, t) = i_e(0^-, t) = 0$ or $i_e = I$ at the separator as the boundary condition for (2).

Potential in the Electrolyte

The relationship between Φ_e and i_e in the electrolyte is given by

$$\frac{\partial \Phi_e(x, t)}{\partial x} = -\frac{i_e(x, t)}{\kappa} + \frac{2RT}{F}(1 - t_e^0) \times \left(1 + \frac{d \ln f_{c/a}}{d \ln c_e}(x, t)\right) \frac{\partial \ln c_e(x, t)}{\partial x}, \quad (3)$$

where F is Faraday's constant, R is the universal gas constant, T is the temperature of the cell, and $f_{c/a}$ is the mean molar activity coefficient in the electrolyte. The dimensionless number $f_{c/a}$, which accounts for deviations of the electrolyte solution from ideal behavior, is a function of the electrolyte concentration. Also, κ is the ionic conductivity of

the electrolyte, and t_c^0 is the transference number of the cations with respect to the solvent velocity. Both κ and t_c^0 are usually functions of electrolyte concentration, but t_c^0 is typically approximated as a constant. Since we can measure only potential differences, the boundary condition of Φ_e is arbitrary. We set $\Phi_e(0^+, t) = 0$ at the positive electrode-current collector interface. For the remaining two domains, it follows from continuity of Φ_e that $\Phi_e(L^{sep}, t) = \Phi_e(L^+, t)$ and $\Phi_e(L^-, t) = \Phi_e(0^{sep}, t)$.

Relationship Between Concentrations and Currents

Transport in the Electrolyte

The lithium concentration in the electrolyte changes due to concentration-gradient-induced diffusive flow of ions and the current i_e . Thus, it can be shown that

$$\frac{\partial c_e(x, t)}{\partial t} = \frac{\partial}{\partial x} \left(D_e \frac{\partial c_e(x, t)}{\partial x} \right) + \frac{1}{F \varepsilon_e} \frac{\partial (t_a^0 i_e(x, t))}{\partial x}, \quad (4)$$

where D_e is the effective diffusion coefficient, ε_e is the volume fraction of the electrolyte, and t_a^0 is the transference number for the anion. The first term in (4) reflects the change in concentration due to diffusion, while the second term reflects the change in concentration due to the current i_e and its gradient. The boundary conditions for (4) capture the fact that the fluxes of the ions are zero for all time at the current collectors. Since the flux is proportional to the concentration gradient at the current collectors, we obtain

$$\frac{\partial c_e}{\partial x} \Big|_{x=0^-} = \frac{\partial c_e}{\partial x} \Big|_{x=0^+} = 0. \quad (5)$$

Since the battery has three spatial domains, we need four additional boundary conditions at the electrode-separator interface. These boundary conditions are obtained from continuity of the flux and concentration of the electrolyte at the electrode-separator interface (shown in Figure 2) as

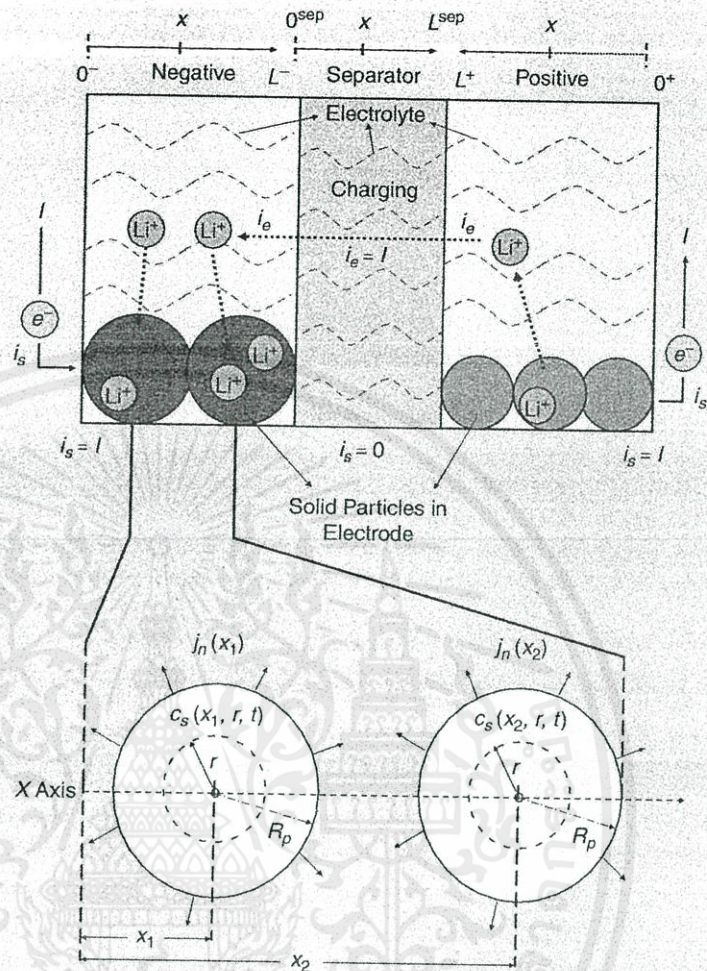


FIGURE 3 Modeling of molar flux $j_n(x)$ and the concentration of solid-phase lithium in the electrode. In this macro-homogeneous model, lithium concentration in the solid phase is modeled by using a densely populated distribution of spherical solid particles along the X -axis, each of which denotes a collection of interstitial sites. For each solid particle at x , the function $c_s(x, r, t)$ represents the concentration of lithium in the particle in the radial dimension at time t .

$$\varepsilon_e^- \left(D_e \frac{\partial c_e}{\partial x} \right) \Big|_{x=L^-} = \varepsilon_e^{sep} \left(D_e \frac{\partial c_e}{\partial x} \right) \Big|_{x=0^{sep}}, \quad (6)$$

$$\varepsilon_e^{sep} \left(D_e \frac{\partial c_e}{\partial x} \right) \Big|_{x=L^{sep}} = \varepsilon_e^+ \left(D_e \frac{\partial c_e}{\partial x} \right) \Big|_{x=L^+}, \quad (7)$$

$$c_e(L^-, t) = c_e(0^{sep}, t), \quad (8)$$

$$c_e(L^{sep}, t) = c_e(L^+, t). \quad (9)$$

Transport in the Solid Phase

As explained in the section "Modeling Approach," the model in the solid phase associates a spherical particle of radius R_p with each spatial location x . The transport of the lithium ions in these solid particles can be described in a

Overpotential of a Reaction

In a Li-ion battery, the *overpotential* η_r of reaction r determines the rate of that reaction. For reactions that occur at the surface of the electrode and where lithium is the primary reactant, the overpotential η_r represents the deviation between the thermodynamic equilibrium potential difference at the existing surface concentration and the potential difference that a charged species would go through as it passes through the solid-electrolyte interphase (SEI) between the solid electrode and the electrolyte; see Figure 4 for a description of the overpotential corresponding

to the reaction of intercalation of lithium. As described in figures 3 and 4, the overpotential η_r is defined as

$$\eta_r(x, t) = \Phi_s(x, t) - \Phi_e(x, t) - U_r(c_{ss}(x, t)) - FR_f j_n(x, t),$$

$$c_{ss}(x, t) \triangleq c_s(x, R_p, t),$$

where R_f is the film resistance of the SEI, U_r denotes the equilibrium potential of the reaction, and j_n denotes the molar flux of the reaction [18], [16].

fashion similar to the transport of ions in the electrolyte. Thus solid phase transport of lithium can be described by an equation similar to (4), where the diffusion gradient is defined with respect to the spatial dimension of the spherical particle. However, for most battery materials of interest, diffusion is the dominating phenomenon involved in solid phase transport of lithium [15]. Thus, the transport of lithium ions in the electrode material is described by

$$\frac{\partial c_s(x, r, t)}{\partial t} = \frac{1}{r^2} \frac{\partial}{\partial r} \left(D_s r^2 \frac{\partial c_s(x, r, t)}{\partial r} \right), \quad (10)$$

where r is the radial dimension of the particles in the electrode, and D_s is the diffusion coefficient. The boundary and initial conditions are given by

$$\left. \frac{\partial c_s}{\partial r} \right|_{r=0} = 0, \quad (11)$$

$$\left. \frac{\partial c_s}{\partial r} \right|_{r=R_p} = -\frac{1}{D_s} j_n \quad (12)$$

$$c_s(x, r, 0) = c_s^0. \quad (13)$$

Equations (11) and (12) imply that, at the surface of the particles, the rate at which ions exit the particle and enter the electrolyte is given by the pore-wall molar flux $j_n(x)$, and this rate is zero at the center (see Figure 3). The initial condition (13) fits the initial concentration profile in the solid particle. Note that we neglect diffusion between adjacent particles. More precisely, we do not consider terms containing $\partial c_s / \partial x$ in (10) since they are negligible given the high solid phase diffusive impedance between particles.

Conservation of Charge

At each x in the electrode, the net pore-wall molar flux is related to the divergence of the current. Thus,

$$\frac{\partial i_e(x, t)}{\partial x} = a F j_n(x, t), \quad (14)$$

where the specific interfacial area $a \triangleq \varepsilon_s (4\pi R_p^2) / [(4/3)\pi R_p^3] = (3/R_p)\varepsilon_s$, and ε_s is the volume fraction of the solid electrode material in the porous electrode. The boundary condition is $i_e = 0$ at the current collectors, that is, $i_e(0^-, t) = i_e(0^+, t) = 0$, and $i_e(x, t) = I$ for all $x \in [0^{sep}, L^{sep}]$. Since the current in the separator is I , it follows that $i_e(L^+, t) = i_e(L^-, t) = I$. Thus, (14) has more than one boundary condition in the two electrode domains, thereby making it overconstrained. However, since (2) describing Φ_s does not have an explicit boundary condition, the total number of boundary conditions for the system of partial differential equations (PDEs) matches the required number of boundary conditions.

Butler-Volmer Kinetics

The molar flux j_n depends on the concentration c_s of lithium in the solid, the concentration c_e of lithium in the electrolyte, and the *solid-phase intercalation overpotential* η_s through the Butler-Volmer equation [18], [16]. The overpotential η_s corresponds to the reaction of solid-phase intercalation of lithium in the electrodes; see "Overpotential of a Reaction" and figures 3 and 4 for more details. The overpotential for the intercalation reaction is described as

$$\eta_s(x, t) = \Phi_s(x, t) - \Phi_e(x, t) - U(c_{ss}(x, t)) - FR_f j_n(x, t), \quad (15)$$

$$c_{ss}(x, t) \triangleq c_s(x, R_p, t), \quad (16)$$

for each t and x , where R_f is the film resistance of the solid-electrolyte interphase (SEI).

The *Butler-Volmer* equation describing the relationship between $j_n(x, t)$ and $\eta_s(x, t)$ [18], [16] is given by

$$j_n(x, t) = \frac{i_0(x, t)}{F} \left[\exp\left(\frac{\alpha_n F}{RT} \eta_s(x, t)\right) - \exp\left(-\frac{\alpha_c F}{RT} \eta_s(x, t)\right) \right], \quad (17)$$

where α_n and α_c are transport coefficients, and i_0 is the exchange current density. Note that (17) for the molar flux j_n is algebraic. Equation (17) can be understood as

follows. The current Fj_n corresponding to the molar flux of lithium ions exiting the solid particle can be expressed as $Fj_n = i_{out} - i_{in}$, where i_{out} and i_{in} depend on the overpotential η_s as

$$i_{out} = i_0 \exp\left(\frac{\alpha_a F}{RT} \eta_s\right), \quad i_{in} = i_0 \exp\left(\frac{-\alpha_c F}{RT} \eta_s\right).$$

The exchange current density i_0 in (17) is given by

$$i_0(x, t) = r_{eff} c_e(x, t)^{\alpha_a} \times (c_{s,max} - c_{ss}(x, t))^{\alpha_c} c_{ss}(x, t)^{\alpha_r}, \quad (18)$$

where r_{eff} is a constant, and $c_{s,max}$ is the maximum possible concentration of lithium in the solid particles of the electrode based on material properties. Thus, the term i_0 tends to zero as c_{ss} tends to either zero or $c_{s,max}$, or c_e tends to zero.

In summary, the equations that need to be solved are (2)–(4), (10), (14), and (17) with applied current I as the input, and the output given by the voltage V as defined in (1). Thus, the battery model is a system of nonlinear partial differential algebraic equations.

CONTROL AND ESTIMATION CHALLENGES FOR LI-ION BATTERIES

For automotive applications, a BMS is expected to predict the maximum available power and energy; safely charge and discharge the battery to meet regenerative braking and load-bearing requirements; track relevant parameters of the battery pack as it ages; and update the BMS to meet the desired performance criteria throughout its life. "Aging" includes effects of both chronological age and cycling [4], [5].

Prediction of the maximum available energy and power is required by the electronic control unit (ECU) to compute the vehicle's all-battery range in miles, as well as the power it can deliver to accelerate, if demanded. For various applications it is desirable to charge or discharge the battery as quickly as possible. However, fast charging or discharging can dangerously stress the electrodes of the battery as the lithium ions move in and out of the insertion sites. Such fast movement has several possible deteriorating effects. First, it stresses the lattice structure of the electrodes, potentially causing the lattice to disorder or even fracture.

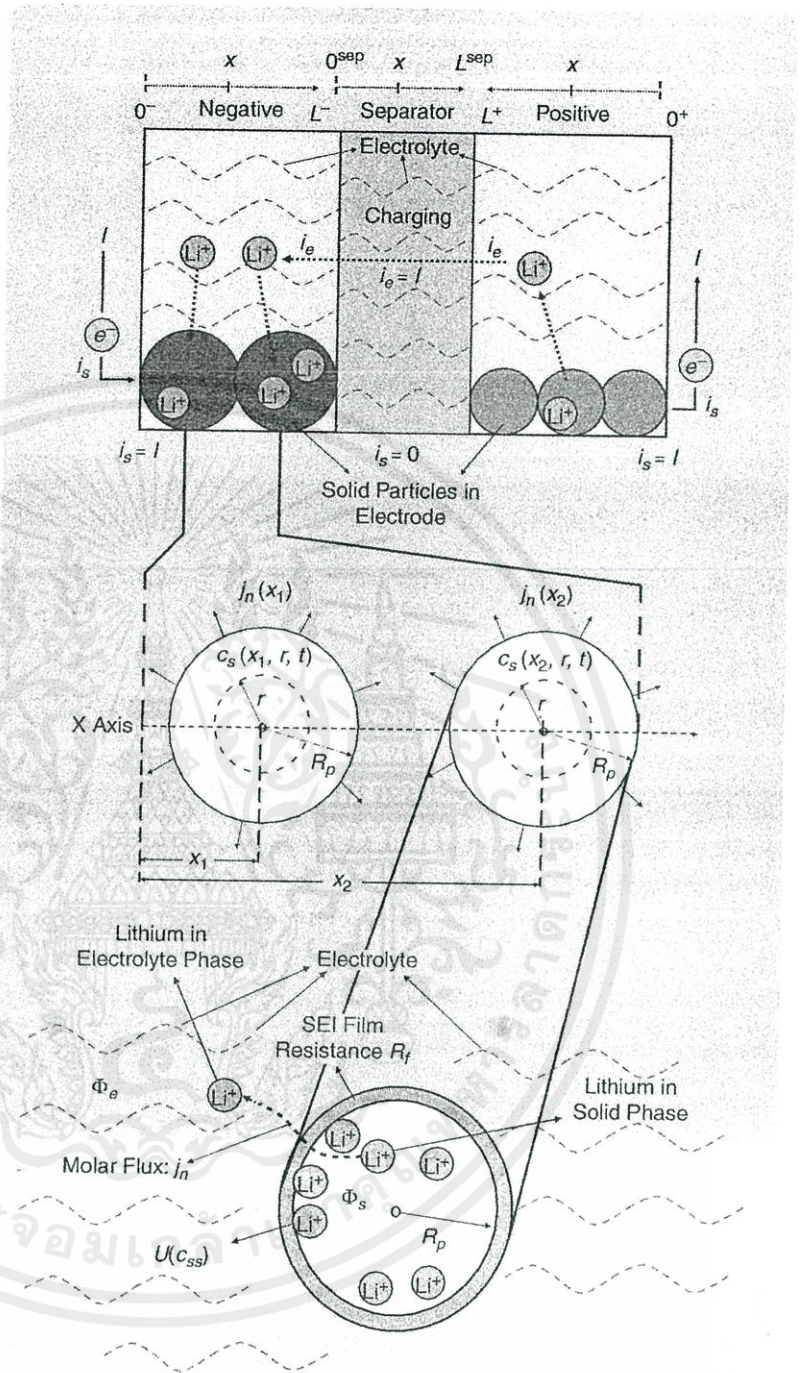


FIGURE 4 Schematic illustrating molar flux $j_n(x)$, and associated transition of lithium from solid phase to electrolyte phase in the electrode domains. For the reaction corresponding to solid-phase intercalation of lithium, the overpotential η_s represents the difference between the equilibrium thermodynamic potential difference at the existing surface concentration and the potential difference that a charged species would go through as it passes through the solid-electrolyte interphase (SEI) between the solid electrode and the electrolyte. Note that the electric potential in the particle is $\Phi_s(x)$, and the electric potential in the electrolyte is $\Phi_e(x)$. Furthermore, the thermodynamic potential difference at the existing surface concentration is given by $U(c_{ss}(x, t))$, where $U(\cdot)$ represents the open-circuit potential of the intercalation reaction, and $c_{ss}(x, t) \triangleq c_s(x, R_p, t)$ is the surface concentration of lithium in the solid particle. Additional potential drop at the SEI is due to the film resistance R_f .

Utilization and State of Charge

The local utilization at each point in the electrode is the ratio of the concentration of lithium in the solid electrode to its maximum possible concentration at that point. Thus, if $c(x, r)$ is the concentration at the point x and radius r in the spherical particle, and c_{\max} is the maximum possible concentration in the solid electrode, then the utilization at (x, r) is defined as $c(x, r) / c_{\max}$. The average utilization of the entire electrode is called the bulk state of charge (SOC) of the electrode. Note that SOC, which is a non-dimensional quantity, measures the charge contained in the electrode calculated in terms of the lithium concentration. Since the amount of lithium stored in the electrodes is related to the amount of charge available, SOC can be used as an indicator of available energy in the cell for a prescribed discharge rate.

Although the surface SOC, that is, the utilization at the surface of the solid particle, is directly related to the instantaneous available power, the bulk SOC is sometimes used to predict the available power. The reason for using bulk SOC, in contrast to surface SOC, is because bulk SOC can be determined by accurate current measurements. Given initial values, the bulk SOC can be computed from the current (assumed positive for charging) as

$$\text{SOC}^+(t) \triangleq \frac{3}{L^3 (R_p^3)^3} \int_0^L \int_0^{R_p} r^2 \frac{c^+(x, r, t)}{c_{\max}} dr dx$$

This disorder or fracture might result in power and capacity loss, thereby accelerating aging of the battery. Second, since the fast movement of ions is accompanied by large potential drops across the battery, these drops induce side reactions that change the amount of available lithium and produce components that may reduce the performance and safety of the battery. Also, since the capacity of the battery is related to the quantity of lithium cycled between the electrodes, changes in the total available lithium might cause further loss of capacity.

Finally, as the battery ages, we need to track parameters that quantify aging of the battery pack. These changes are reflected in the BMS for power and energy prediction throughout the life of the battery pack. Additionally, this information can be used by the ECU to identify modules in the battery pack that need replacement. Each of these tasks reflects an estimation or control problem.

Power and Energy Prediction

Power and energy prediction demands a sufficiently accurate model that predicts voltage as a function of the input current. Furthermore, knowledge of the bulk state of charge (SOC) of the battery pack is often used by BMS algorithms to estimate energy stored in the pack. The bulk SOC of a cell is roughly the average utilization of either the positive or negative electrode, where utilization is the ratio of actual lithium concentration to the maximum possible concentration in the solid particles of the electrode;

$$= \text{SOC}^+(t_0) - \int_{t_0}^t \frac{I(\tau)}{c_{\max} \text{cap}^+} d\tau,$$

$$\text{SOC}^-(t) \triangleq \frac{3}{L^3 (R_p^3)^3} \int_0^L \int_0^{R_p} r^2 \frac{c^-(x, r, t)}{c_{\max}} dr dx$$

$$= \text{SOC}^-(t_0) + \int_{t_0}^t \frac{I(\tau)}{c_{\max} \text{cap}^-} d\tau,$$

for the positive and negative electrode, respectively, where cap^+ and cap^- denote the corresponding theoretical capacities of the two electrodes, respectively. $\text{SOC}^+(t)$ and $\text{SOC}^-(t)$ are related, and hence, it suffices to use only $\text{SOC}^-(t)$ to represent the SOC of the battery. In applications, cap^+ and cap^- are typically chosen to be *nominal* capacities. These nominal capacities are measured experimentally by charging or discharging the cell between predefined voltage limits at a prescribed current rate. Thus, these nominal capacities do not correspond to the true theoretical capacities of the respective electrodes. Hence, SOC computed using nominal capacities might not represent the true bulk SOC, which is based on theoretical capacities of the individual electrodes.

see "Utilization and State of Charge." The bulk SOC tells us how much charge in the form of lithium is available in the battery for discharge, thus yielding the energy content of the battery for a prescribed discharge rate.

Two quantities are of interest for predicting power output. *Instantaneous* power output of a battery is directly proportional to its instantaneous output voltage, where the output voltage of the battery is a function of the surface SOC. Thus, instantaneous power depends strongly on the surface SOC through the OCP of the cell [21], [22]. In addition to instantaneous power, *pulse* power is also relevant to automotive applications. *Pulse* power is defined as the maximum average power that can be delivered for a specified time period (usually 2–10 s) [23]. Like instantaneous power, pulse power depends on the knowledge of the surface SOC, in addition to the bulk SOC, as the battery is discharged.

Neither surface nor bulk SOC can be directly measured in a battery. In practical applications, the bulk SOC is often tracked by means of current integration, assuming precise current measurements and correct initial conditions are available; see "Utilization and State of Charge." Since both surface and bulk SOC are defined in terms of the lithium concentration in the electrode, these immeasurable quantities can be computed from the states of the electrochemical model (2)–(4), (10), (14), and (17). Thus, both surface and bulk SOC can be tracked by observing the states of the electrochemical model; see the state estimator block in Figure 5. In

contrast, note that an equivalent circuit model has only bulk SOC as a state of the model, and not surface SOC. This lack of surface SOC information can result in reduced accuracy of power and energy prediction compared to an electrochemical model. Predicting power and energy and identifying feasible load currents based on demand and state of battery can be posed as an optimal control problem.

Safe Charging and Discharging

In a conventional BMS, safe charging and discharging of the battery pack is often realized by applying voltage and current limits on the operation of the cell. By imposing constant voltage bounds V_{lo} and V_{hi} , a cell can be charged or discharged as long as

$$V_{lo} \leq V(t) \leq V_{hi}, \quad (19)$$

for all time t . While these constant bounds might limit electric potentials within the electrodes from reaching unsafe values during operation, they are conservative, especially at high currents, where it is possible for the cell voltage to reach the voltage bounds in (19) even though the electrodes are far from potentially dangerous operation. Thus, the constant voltage-bound restriction can unnecessarily limit performance of the battery pack [21]. Additionally, these bounds may not guarantee safety as the battery ages and its characteristics change.

Since overpotentials determine the rate of a reaction, a strategy that guarantees safety during charge/discharge is to track overpotentials of reactions that can damage the cell. In a Li-ion battery, reactions that occur in addition to the primary reaction of intercalation of lithium in the electrode are called *side reactions*. One side reaction, which is relevant for avoiding damage to the cell during charging or discharging, is the side reaction that consumes or releases lithium and thus changes the capacity of the cell. An example of such a side reaction that can create a potential safety hazard is the side reaction of lithium plating on the surface of the electrodes [24]. Though additional constraints might have to be satisfied to guarantee safe operation of the battery pack, we focus on this side-reaction overpotential for illustration.

As described in "Overpotential of a Reaction," the overpotential for a side reaction in a Li-ion battery can be described as

$$\eta_{sr} = \Phi_s - \Phi_e - U_{sr}(c_{ss}) - R_{f,sr} j_{n,sr}, \quad (20)$$

where sr denotes quantities corresponding to the side reaction. The term U_{sr} denotes the equilibrium potential of the side reaction and is assumed to be known. Since $j_{n,sr} \approx 0$, the term $R_{f,sr} j_{n,sr}$ can be assumed negligible. Thus, it usually suffices to know Φ_s , Φ_e , and c_{ss} in order to compute overpotentials of side reactions. For the side reaction of lithium plating, U_{sr} is zero [24], and hence the overpotential is

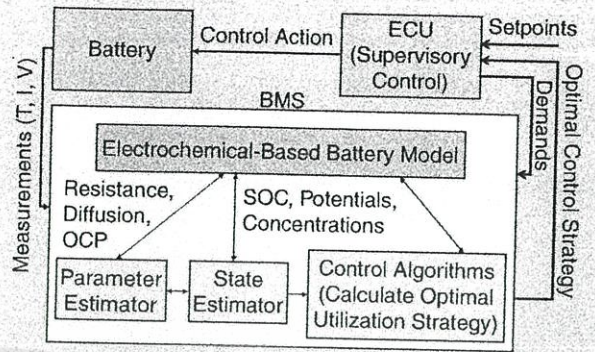


FIGURE 5 Architecture of an advanced battery management system (BMS). Unlike a standard BMS, an advanced BMS uses a physics-based electrochemical model instead of an ad hoc equivalent circuit model. In addition, the BMS has three blocks corresponding to parameter estimation, state estimation, and control algorithms for optimal utilization of the battery. The parameter and state estimator together guarantee that the electrochemical model is sufficiently accurate over its entire operational lifetime. The control algorithms block uses the model information to compute the optimal charging and discharging profile for the battery based on the desired reference input from the electronic control unit.

$$\eta_{sr}(x, t) = \Phi_s(x, t) - \Phi_e(x, t). \quad (21)$$

Since Φ_s and Φ_e are state variables of the electrochemical model, we can observe the states at all times during operation to compute the overpotentials. As long as the overpotentials do not violate certain limits, it is safe to charge or discharge the cell. As an example, to minimize the reaction rate of lithium plating during charging, we need to constrain η_{sr} in the negative electrode such that, for all x and t ,

$$\eta_{sr}(x, t) > 0. \quad (22)$$

Similarly, if further side reactions need to be considered, then additional constraints on η_{sr} arise for each side reaction.

Figure 6 compares two strategies for charging a fresh cell starting from 2.9 V. The plots show the behavior of the output voltage and overpotentials for a constant charging current at approximately 1.5 C (see "C Rate of a Current"). In the first strategy based on (19), charging is stopped when the voltage limit of $V_{hi} = 4.2$ V is reached, yielding a charge capacity of 2.897 ampere-hours (A-h). In the second strategy, the same cell is charged as long as η_{sr} satisfies (22) everywhere in the cell. As shown in Figure 6, the cell can be charged to the higher capacity of 3.09 A-h, yielding 6.7% extra charge capacity, while the final voltage is 4.274 V. Thus, since charging is stopped even though the overpotential η_{sr} is above 11 mV, the voltage constraint (19) is conservative, and hence it is safe to charge further.

On a similar note, as the cell ages, the constraint (19) may change from being conservative to being potentially

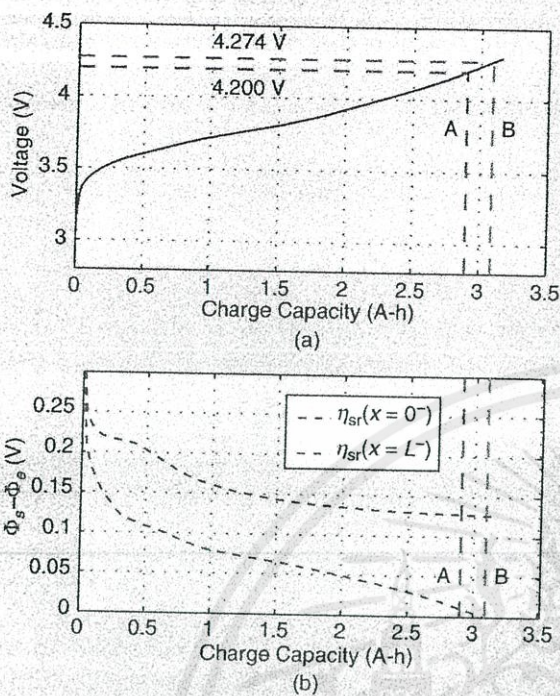


FIGURE 6 Comparison of charging strategies. (a) Shows the voltage of the cell as it is charged, whereas (b) shows the side reaction overpotential $\eta_{sr} = \Phi_s - \Phi_e$ corresponding to lithium plating in the negative electrode. In the first strategy marked by "A," the charging is stopped when the voltage hits 4.2 V, yielding a charge capacity of 2.897 A-h. In (b), $\eta_{sr} \geq 11$ mV everywhere in the electrode, and hence further charging is possible. In the second strategy, marked by "B," the same cell is charged until $\eta_{sr} = \Phi_s - \Phi_e = 0$ somewhere in the cell. The side reaction overpotential in (b) reaches zero first at the separator shown by $\eta_{sr}(x=L^-)$. Thus, we can charge to a higher capacity of 3.09 A-h yielding 6.7% extra charge capacity using strategy "B."

unsafe due to age-induced behavior changes. One example of an age-induced behavior change is an unfavorable change in the capacity ratio of the individual electrodes [25] or a decrease in the diffusion coefficient in the negative electrode with age. Then, for the aged cell, while the voltage is less than V_{hi} in (19), the overpotential η_{sr} can be dangerously low. Figure 7 compares the strategies for charging an aged cell starting from 2.9 V. In the first strategy based on (19), charging is stopped when the voltage limit of $V_{hi} = 4.2$ V is reached. In the second strategy, the same cell is charged so that $\eta_{sr} = \Phi_s - \Phi_e$ satisfies (22). Figure 7 shows that, in the first strategy, η_{sr} is negative for the last portion of charging between 2.872 A-h and 3.133 A-h, or between 4.11 V and 4.2 V. During this period, the cell can suffer damage, reducing its performance or even exposing it to a higher risk of explosion.

Note that using strategy "B" allows for aggressive charging, while protecting the battery from damage. Additionally, strategy "B" allows for a less conservative design and hence less expensive batteries. Since the overpotential

C Rate of a Current

The C rate of a current (charging or discharging) is defined as the ratio of the current in amperes (A) to the nominal capacity C_{nom} of the cell in ampere-hours (A-h). Thus, if the nominal capacity of a cell is 3 A-h, then a 1 C, C/2, and 2 C current correspond to currents of magnitude 3 A, 1.5 A, and 6 A, respectively. Note that the C rate has a dimension of [A]/[A-h] = 1/h. The notation C/2 is typically used in place of 0.5 C.

The C rate of a current indicates the magnitude of the current relative to the size of the battery. This relative magnitude of the current governs various electrochemical effects, and thus the C rate allows for a quick comparison of the behavior of the battery for input currents, irrespective of the size of the battery.

η_{sr} is a function of states, estimating η_{sr} is an observer design problem. Furthermore, utilizing model and state information for optimal charging and discharging is a control problem, as indicated by the control algorithms block in Figure 5.

Parameter Estimation

As the battery pack ages, its physical characteristics, such as film resistance, diffusion coefficients, and other electrochemical model parameters, change. To predict power and energy, as well as to track aging of the battery, we need to track the parameters of the electrochemical model, as indicated by the parameter estimator block in Figure 5. However, not all parameters have to be tracked, since some have negligible effect, while others do not vary significantly with age. Unlike an equivalent circuit model, these electrochemical model parameters have a physical interpretation and thus are directly correlated with aging of the pack. Knowledge of these cell parameters can also be used to determine whether any cell of the battery pack needs replacement.

FRAMEWORK FOR THE LI-ION BATTERY MODEL

In this section, we reformulate the Li-ion battery model to facilitate computation. This reformulation is exact but can also be used to construct various approximations to the electrochemical model.

Notational Background

Let $\mathcal{C}^r(a, b)$ denote the set of real-valued, r -times continuously differentiable functions with domain $(a, b) \in \mathbb{R}$. Thus, $\mathcal{C}^0(a, b)$ represents the set of functions that are continuous. By abuse of notation, $\mathcal{C}^{-1}(a, b)$ denotes the set of discontinuous functions whose integrals exist and are continuous. More precisely, this function space is a subset of the Sobolev space $\mathcal{H}^1(\mathbb{R})$ [26]. Thus, whereas piecewise-continuous functions belongs to $\mathcal{C}^{-1}(\mathbb{R})$, an impulse

function, usually described as the derivative of the Heaviside step function, does not belong to $C^{-1}(\mathbb{R})$ since its integral is discontinuous. Note that $C^\omega(\mathbb{R}) \subset C^\infty(\mathbb{R}) \subset \dots \subset C^0(\mathbb{R}) \subset C^{-1}(\mathbb{R})$, where $C^\omega(\mathbb{R})$ represents the space of analytic functions.

A function map \mathcal{F} takes an element of $C^r(a, b)$ to $C^q(a, b)$, where r and q are integers. We write $\mathcal{F}: C^r(a, b) \rightarrow C^q(a, b)$. Also, $\mathcal{F}(g)^\circ(a)$ denotes the evaluation of the function map, applied to a function g , at $a \in \mathbb{R}$. For example, consider the function map given by the differential operator $\mathbf{D}: C^r(a, b) \rightarrow C^{r-1}(a, b)$, where r is a positive integer. Since $\mathbf{D}(\sin) = \cos$, we have $\mathbf{D}(\sin)^\circ(a) = (\cos)^\circ(a) = \cos(a)$.

Next, let $g: \mathbb{R} \times \mathbb{R} \rightarrow \mathbb{R}$. Then, the t -restriction of g is defined as $g^t(x) \triangleq g(x, t)$. Hence, $g^t: \mathbb{R} \rightarrow \mathbb{R}$ denotes the value of g for each fixed t . For example, if $c_e(x, t)$ denotes the concentration of electrolyte at x at time t , then $c_e^t(x)$ is the concentration profile in space at time t . Hence, $c_e^t(x)$ denotes a snapshot of the concentration profile. In a similar fashion, the x -restriction $c_e^x(t)$ of $c_e(x, t)$ denotes the time evolution of the concentration at each x . Furthermore, if $h: \mathbb{R} \rightarrow \mathbb{R}$, then h^t is the scalar given by $h^t = h(t) \in \mathbb{R}$.

Reformulation of the PDE System

We begin by reducing the system of five PDEs (2)–(4), (10), (14), and one algebraic equation (17) to two PDEs with time derivatives and algebraic equations. We focus on either the positive or negative electrode for this purpose. The spatial domain is assumed to run from 0 to L . Thus, for the negative and positive electrode, the corresponding domains are $[0^-, L^-]$ and $[0^+, L^+]$, respectively (see Figure 2). The key idea is to solve the PDEs explicitly in the spatial variable as function maps. Furthermore, we assume throughout this analysis that the input current $I(t)$ is such that solutions to the battery model given by (2)–(4), (10), (14), and (17) exist and belong to $C^{-1}[0, L] \times C^{-1}[0, L] \times C^{-1}[0, L] \times C^{-1}[0, L] \times C^{-1}[0, L] \times C^{-1}[0, L]$ for each time t and each spatial domain discussed above.

PDE in Spatial Variables

Consider (14). Given $I(t) \in \mathbb{R}$, we have $j_n^t(x) \in C^q[0, L]$ for each time $t \in \mathbb{R}$, where the integer $q \geq -1$. Note that $I^t = I(t)$ is a scalar for each $t \in \mathbb{R}$. Now, we can solve (14) as

$$i_e(x, t) = \int_0^x aFj_n(\xi, t)d\xi + i_{e_0}(I(t)),$$

or, equivalently, as

$$i_e^t(x) = \int_0^x aFj_n^t(\xi)d\xi + i_{e_0}(I^t),$$

where $i_{e_0}(\cdot)$ is an integration constant independent of x , which is fixed based on the boundary condition. Note that i_{e_0} is a function of t through $I(t)$. Define the function map $\mathcal{F}_{i_e}: C^q[0, L] \times \mathbb{R} \rightarrow C^{q+1}[0, L]$ as

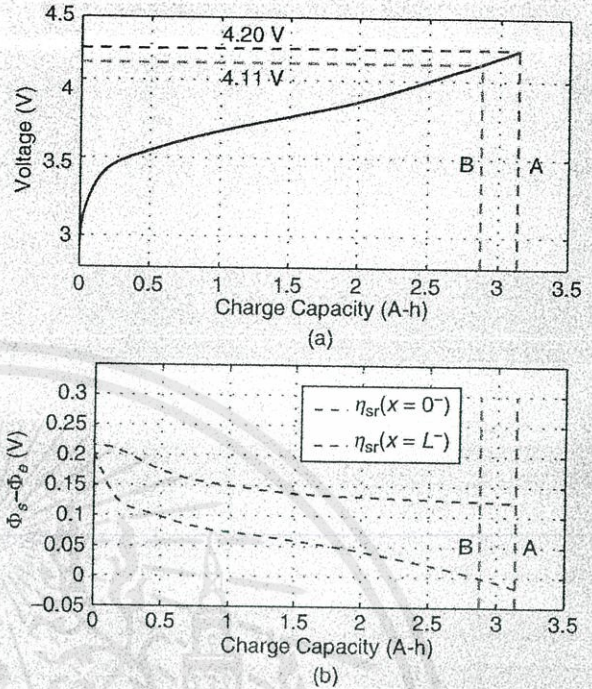


FIGURE 7 Comparison of charging strategies applied to an aged cell. Part (a) shows the voltage of the cell as it is charged, whereas (b) shows the side reaction overpotential $\eta_{sr} = \Phi_s - \Phi_e$ corresponding to lithium plating in the negative electrode. As in Figure 6, in the first strategy marked by "A," charging is stopped when the voltage reaches 4.2 V. In (b), the overpotential is negative for the last portion of charging between 2.872 A-h and 3.133 A-h, or between 4.11 V and 4.2 V. Thus, strategy "A" overcharges the cell, which damages it and may increase the risk of explosion. Compared to "A," strategy "B" stops charging at 4.11 V, where the overpotential $\eta_{sr} = \Phi_s - \Phi_e$ at the separator [shown by $\eta_{sr}(x=L^-)$ in (b)] reaches zero since it is dangerous to continue charging.

$$\mathcal{F}_{i_e}(g, \zeta)^\circ(x) \triangleq \int_0^x aFg(\xi)d\xi + i_{e_0}(\zeta). \quad (23)$$

Then it follows that a solution of the PDE in (14) for each t is

$$i_e(x, t) = i_e^t(x) = \mathcal{F}_{i_e}(j_n^t, I^t)^\circ(x). \quad (24)$$

Intuitively, (24) means that there exists an operator \mathcal{F}_{i_e} such that, if we input the function j_n^t along with the value of the current $I(t)$ for some time t into \mathcal{F}_{i_e} , then the output i_e^t is the spatial profile of ionic current density in the electrolyte at time t . Thus, if j_n is known, i_e can be computed explicitly.

Since the boundary condition of the PDE is known, we absorb the constant of integration in \mathcal{F}_{i_e} . Indeed, the constant of integration is obtained by setting i_e to either zero or $\pm I(t)$ at one of the boundaries ($x=0$ or $x=L$) of the domain. Note that two boundary conditions must be satisfied since the value of $i_e^t(x)$ is known at both $x=0$ and $x=L$. Depending on whether we consider the positive or

negative electrode, or the separator, the boundary conditions are given by

$$\{i_e^t(0), i_e^t(L)\} = \begin{cases} \{0, I(t)\} / \{0, -I(t)\} & \text{(for negative/positive electrode),} \\ \{I(t), -I(t)\} & \text{(for separator).} \end{cases} \quad (25)$$

Since the PDE (14) is a first-order PDE, and thus requires only one boundary condition, we obtain an overconstrained problem. However, it turns out that the additional boundary condition becomes a boundary condition for (2) through the variable j_n in the Butler-Volmer kinetics given by (17). For now, we choose one of the boundary conditions (at either $x=0$ or $x=L$) to determine i_e in (23).

Next, we solve for the PDE (2) in a similar fashion as

$$\Phi_s(x, t) = \Phi_s^t(x) = \mathcal{F}_{\Phi_s}(j_n^t, I^t) \circ(x) + \phi_{s_0}(t), \quad (26)$$

where $\mathcal{F}_{\Phi_s} : \mathcal{C}^q[0, L] \times \mathbb{R} \rightarrow \mathcal{C}^{q+2}[0, L]$ is defined as

$$\mathcal{F}_{\Phi_s}(g, \zeta) \circ(x) \triangleq \frac{1}{\sigma} \int_0^x (F_{i_e}(g, \zeta) \circ(w) - \zeta) dw, \quad (27)$$

and $\phi_{s_0}(t)$ is an integration constant. Note that, unlike \mathcal{F}_{i_e} in (23), we do not absorb the integration constant in \mathcal{F}_{Φ_s} . This structure is chosen because we do not know the boundary condition a priori, and thus, $\phi_{s_0}(t)$ is an unknown to be determined.

Similarly, assuming a constant I_e^0 , and performing some manipulations, we can solve for the PDE in (3) for each time t as

$$\Phi_e(x, t) = \Phi_e^t(x) = \mathcal{F}_{\Phi_e}(j_n^t, c_e^t, I^t) \circ(x), \quad (28)$$

where $\mathcal{F}_{\Phi_e} : \mathcal{C}^q[0, L] \times \mathcal{C}^{q+1}[0, L] \times \mathbb{R} \rightarrow \mathcal{C}^{q+2}[0, L]$ is

$$\mathcal{F}_{\Phi_e}(g, h, \zeta) \circ(x) \triangleq \int_0^x \frac{-F_{i_e}(g, \zeta) \circ(w)}{\kappa(h(w))} dw + \frac{2RT}{F} (1 - t_c^0) \ln(f_{c/n} h(x)) + \phi_{e_0}(g, h, \zeta), \quad (29)$$

and $f_{c/n}$ is a known function of h . In this case, since the boundary condition for this PDE is known, we absorb the constant of integration in the definition of \mathcal{F}_{Φ_e} . This constant of integration is obtained by equating Φ_e to zero at the current collector in the positive electrode. Thus, $\mathcal{F}_{\Phi_e}(j_n^t, c_e^t, I^t) \circ(0^+) = 0$. Note that the constant of integration ϕ_{e_0} depends on whether the domain under consideration is the positive or negative electrode, or the separator.

Summarizing, (24), (26), and (28) imply that if $j_n(x, t)$, $c_e(x, t)$ and $I(t)$ are given, then we obtain $\Phi_s(x, t)$, $\Phi_e(x, t)$,

and $i_e(x, t)$ (and hence $i_s(x, t)$ since $i_s(x, t) + i_e(x, t) = I(t)$ for all $(x, t) \in [0, L] \times \mathbb{R}$).

Butler-Volmer Kinetics

We now derive the expressions determining the remaining unknowns, namely, $j_n(x, t)$ and $\phi_{s_0}(t)$. Consider (15) and (17). Substituting for Φ_s and Φ_e from (27) and (29), respectively, in (15) yields

$$\eta_s(x, t) = \mathcal{F}_{\Phi_s}(j_n^t, I^t) \circ(x) + \phi_{s_0}^t - \mathcal{F}_{\Phi_e}(j_n^t, c_e^t, I^t) \circ(x) - U(c_{ss}^t(x)) - R_f j_n^t(x) F. \quad (30)$$

Equation (30) suggests that we can express η_s as a function of j_n , c_e , c_{ss} , I , and ϕ_{s_0} for every x and t . Note that $\phi_{s_0}^t = \phi_{s_0}(t)$ in (30) is the unknown boundary condition, described as the constant of integration in (26). Similarly, the exchange current density can be expressed as a function of c_e and c_{ss} from (18). Therefore, the Butler-Volmer kinetics in (17) can be expressed as

$$j_n(x, t) = j_n^t(x) = \mathcal{F}_{j_n}(j_n^t, c_e^t, c_{ss}^t, I^t, \phi_{s_0}^t) \circ(x), \quad (31)$$

where $\mathcal{F}_{j_n} : \mathcal{C}^q[0, L] \times \mathcal{C}^{q+1}[0, L] \times \mathcal{C}^{q+1}[0, L] \times \mathbb{R} \times \mathbb{R} \rightarrow \mathcal{C}^q[0, L]$ is

$$\mathcal{F}_{j_n}(f, g, h, \zeta, \beta) \circ(x) \triangleq \frac{i_0(x)}{F} \left[\exp\left(\frac{\alpha_n F}{RT} \eta_s(x)\right) - \exp\left(\frac{-\alpha_c F}{RT} \eta_s(x)\right) \right], \quad (32)$$

$$i_0(x) \triangleq r_{\text{eff}}(g(x))^{\alpha_c} (c_{s, \text{max}} - h(x))^{\alpha_n} (h(x))^{\alpha_c}, \quad (33)$$

$$\eta_s(x) \triangleq \mathcal{F}_{\Phi_s}(f, g, \zeta) \circ(x) - \mathcal{F}_{\Phi_e}(f, g, \zeta) \circ(x) - U(h(x)) - R_f f(x) F + \beta. \quad (34)$$

The algebraic equation (31) must be satisfied for every x and time t . Given the electrolyte concentration $c_e^t(x)$, the surface concentration of the solid particle $c_{ss}^t(x) = c_s(x, R_p, t)$, and the current I^t , we need to find $j_n^t(x)$ and $\phi_{s_0}^t$ that satisfy (31). However, there are two unknowns $j_n(x, t)$ and $\phi_{s_0}(t)$, and only one equation, specifically, (31). To solve for j_n and ϕ_{s_0} together, we use the additional boundary condition on i_e . In the derivation of \mathcal{F}_{i_e} in (23), we use the boundary condition $i_e(0, t) = 0$. Since i_e also satisfies $i_e(L, t) = I(t)$ at the separator-electrode interface, substituting the boundary condition $i_e(L, t) = I(t)$ into (24) yields

$$i_e(L, t) = i_e^t(L) = \mathcal{F}_{i_e}(j_n^t, I^t) \circ(L) = I(t), \quad (35)$$

which is an algebraic constraint on $j_n(\cdot, t)$. Then, for a given electrolyte concentration $c_e(x, t)$, surface concentration of the electrode $c_{ss}(x, t)$, and current $I(t)$, (31) and (35) are solved together to obtain the molar flux $j_n(x, t)$ and the boundary condition on Φ_s given by $\phi_{s_0}(t)$. Thus,

the solutions of the full Li-ion battery model given by (2)–(4), (10), (14), and (17) are equivalent to the solutions of (4) and (10) involving dynamics in time, while satisfying additional algebraic constraints in space given by (31) and (35) at all times t .

The above analysis shows that the Li-ion battery model (2)–(4), (10), (14), and (17) can be described by the two diffusion equations (4) and (10), which capture the transport of lithium in the electrolyte phase and solid phase, respectively. The flux j_w , which acts as the source and boundary condition for (4) and (10), respectively, is obtained by solving the algebraic equations (31) and (35).

SIMPLE APPROXIMATION OF THE REFORMULATED MODEL

Numerical techniques for solving (2)–(4), (10), (14), and (17) involve discretizing the spatial domain to yield a system of differential algebraic equations (DAEs). The algebraic equations of the DAE are equivalent to the algebraic equations obtained by discretizing (31) and (35). However, these equations are difficult to solve analytically without additional simplifying assumptions. We thus consider the special case where no spatial variations are allowed. We use the reformulated Li-ion battery model (4), (10), (31), and (35) and demonstrate the generality of this form by deriving an approximate model [19], [20], [27]. We use the coarsest possible discretization for the spatial variable x in (4), (10), (31), and (35), specifically, one node for the positive and negative electrode each, and one node for the separator.

This simplification yields the approximate model known as the single particle model (SPM) [19], [20], [27].

Assumptions Involving the Approximation

The SPM is illustrated in Figure 8, where quantities at the nodes represent averages over the entire domain. Furthermore, we assume that $\partial c_e / \partial x \approx 0$ and $\partial c_e / \partial t \approx 0$. This approximation holds if I is small or κ is large. Then $c_e(x, t) \equiv c_e^0$. Also, (4) implies $i_e(x, t) = i_{e_0}(t)$, which implies that, within each domain (positive electrode, negative electrode, or separator), i_e remains constant with respect to x . Then we can express i_e for the entire electrode by one value in each spatial domain of the cell.

Solution for the Single Particle Model

Since each domain is represented by only one node, we express the corresponding variables in the positive electrode as scalar functions of time denoted as $j_n^+(t)$, $i_e^+(t)$, $\Phi_s^+(t)$, $\Phi_e^+(t)$, $c_e^+(t)$, $c_s^+(r, t)$, and similarly for the negative electrode, as shown in Figure 8. In this case, the function maps can be directly solved for the reformulated model (4), (10), (31), and (35). From (23) and (24), we obtain

$$0 = i_e(0^+, t) = i_e^+(t) = \mathcal{F}_i(j_n^+, I^+) \circ (0^+) = \int_{0^+}^{0^+} a^+ F j_n^{+,t} d\xi + i_{e_0}(I^+) = i_{e_0}(I^+).$$

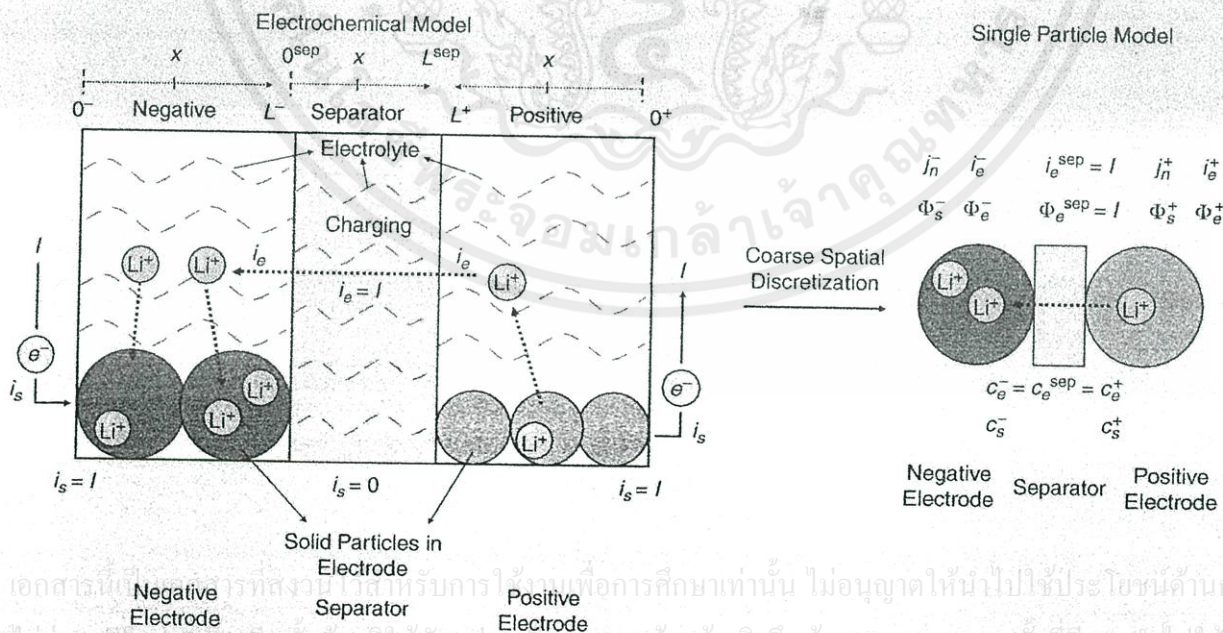


FIGURE 8 Single particle model. Since only one node is chosen in the electrode, there is only one solid spherical particle. Furthermore, we can consider the value at each node to be an averaged quantity over the electrode. This simplification holds only for small currents or for an electrolyte with a high ionic conductance.

Thus, $i_{e_0}(I^+) = 0$ is obtained from the boundary condition $i_e(0^+, t) = i_e^+(t) = 0$. Next, substituting this boundary condition in \mathcal{F}_i , and solving (35) implies that

$$\begin{aligned} -I(t) &= i_e^{\text{sep}}(t) = i_e(L^+, t) = \mathcal{F}_i(j_n^+, I^+) \circ (L^+) \\ &= \int_{0^+}^{L^+} a^+ F j_n^{+,t} d\xi = j_n^{+,t} L^+ a^+ F, \end{aligned}$$

where $i_e^{\text{sep}}(t)$ is the current in the separator and hence,

$$j_n^+(t) = j_n^{+,t} = -\frac{I(t)}{Fa^+L^+}. \quad (36)$$

Continuing in the above fashion, it follows from (26) and (27), that

$$\Phi_s^+(t) = \frac{1}{\sigma} \int_{0^+}^{0^+} (i_e^+(t) - I(t)) dw + \phi_{s_0}^+(t) = \phi_{s_0}^+(t). \quad (37)$$

Similarly, since $\phi_{e_0}^+(t) = 0$ from the boundary condition $\Phi_e = 0$ at the current collector of the positive electrode, it follows that $\Phi_e^+(t) = 0$. Finally, we apply the last algebraic constraint (31) to (36), and, choosing $\alpha_a = \alpha_c = 1/2$, it follows that

$$\frac{-I(t)}{2a^+L^+} = r_{\text{eff}} \sqrt{c_e^0 c_{ss}^+(t) (c_{s,\text{max}}^+ - c_{ss}^+(t))} \sinh(\eta^+), \quad (38)$$

$$\eta^+ = \frac{F}{2RT} \left(\phi_{s_0}^+(t) - U^+(c_{ss}^+(t)) + \frac{R_f^+ I(t)}{a^+ L^+} \right), \quad (39)$$

where $U^+(\cdot)$ is the OCP of the positive electrode and is assumed known.

Similarly, for the negative electrode, we obtain

$$0 = i_e(0^-, t) = i_e^-(t) = \mathcal{F}_i(j_n^-, I^-) \circ (0^-)$$

$$= \int_{0^-}^{0^-} a^- F j_n^{-,t} d\xi + i_{e_0}^-(t) = i_{e_0}^-(t).$$

Thus, the boundary condition $i_e(0^-, t) = i_e^-(t) = 0$ implies $i_{e_0}^-(t) = 0$. Substituting this boundary condition into \mathcal{F}_i , and solving (35) implies

$$\begin{aligned} I(t) &= i_e^{\text{sep}}(t) = i_e(L^-, t) = \mathcal{F}_i(j_n^-, I^-) \circ (L^-) \\ &= \int_{0^-}^{L^-} a^- F j_n^{-,t} d\xi = j_n^{-,t} L^- a^- F, \end{aligned}$$

where $i_e^{\text{sep}}(t)$ is the current in the separator and hence,

$$j_n^-(t) = j_n^{-,t} = \frac{I(t)}{Fa^-L^-}. \quad (40)$$

Equations (26) and (27) imply that

$$\Phi_s^-(t) = \frac{1}{\sigma} \int_{0^-}^{0^-} (i_e^-(t) - I(t)) dw + \phi_{s_0}^-(t) = \phi_{s_0}^-(t). \quad (41)$$

Furthermore, (29) with the boundary condition $\Phi_e = 0$ at the current collector of the positive electrode yields $\phi_{e_0}^+(t) = 0$. Hence,

$$\Phi_e^-(t) = -\frac{1}{\kappa} \int_{0^+}^{0^-} i_e(x, t) dx,$$

where the limits of integration denote that the integration is from the positive current collector to the negative current collector. Following the assumption for the SPM that $I(t)$ is small, or the conductance κ is large, we obtain $|I(t)| / \kappa \ll 1$. Since $|i_e(x, t)| \leq |I(t)|$ in the cell, it follows that

$$\Phi_e^-(t) = -\frac{1}{\kappa} \int_{0^+}^{0^-} i_e(x, t) dx \approx 0, \quad (42)$$

Lastly, since $\alpha_a = \alpha_c = 1/2$, (31) yields

$$\frac{I(t)}{2a^-L^-} = r_{\text{eff}} \sqrt{c_e^0 c_{ss}^-(t) (c_{s,\text{max}}^- - c_{ss}^-(t))} \sinh(\eta^-), \quad (43)$$

$$\eta^- = \frac{F}{2RT} \left(\phi_{s_0}^-(t) - U^-(c_{ss}^-(t)) - \frac{R_f^- I(t)}{a^- L^-} \right), \quad (44)$$

where $U^-(\cdot)$ is the OCP of the negative electrode and is assumed known. We can solve (38) and (39) for $\phi_{s_0}^+(t)$, and (43) and (44) for $\phi_{s_0}^-(t)$, yielding $\Phi_s^+(t)$ from (37) and $\Phi_s^-(t)$ from (41). Note that $\Phi_s^+(t)$ and $\Phi_s^-(t)$ are equal to their boundary values $\phi_{s_0}^+(t)$ and $\phi_{s_0}^-(t)$, respectively. Also, we need to compute $c_{ss}^+(t) = c_s^+(R_p^+, t)$ and $c_{ss}^-(t) = c_s^-(R_p^-, t)$ by solving the PDE (4), where $j_n(x, t) = j_n^+(t)$ and $j_n(x, t) = j_n^-(t)$, respectively. Then, the output voltage $V(t) = \phi_{s_0}^+(t) - \phi_{s_0}^-(t)$.

Summary of the Approximate Model

Summarizing, the approximate model (SPM [19], [20], [27]) is given as follows. Let $I(t)$ be the input current to the battery. Then, the output voltage of the battery is computed as $V(t) = \phi_{s_0}^+(t) - \phi_{s_0}^-(t)$, where $\phi_{s_0}^-(t)$ and $\phi_{s_0}^+(t)$ are obtained by solving (43), (44), and (38), (39), respectively, and are given as

$$\begin{aligned} \phi_{s_0}^-(t) &= \frac{2RT}{F} \sinh^{-1} \left(\frac{I(t)}{2a^-L^- r_{\text{eff}} \sqrt{c_e^0 c_{ss}^-(t) (c_{s,\text{max}}^- - c_{ss}^-(t))}} \right) \\ &\quad + U^-(c_{ss}^-(t)) + \frac{R_f^- I(t)}{a^- L^-}, \end{aligned} \quad (45)$$

$$\begin{aligned} \phi_{s_0}^+(t) &= \frac{2RT}{F} \sinh^{-1} \left(\frac{I(t)}{2a^+L^+ r_{\text{eff}} \sqrt{c_e^0 c_{ss}^+(t) (c_{s,\text{max}}^+ - c_{ss}^+(t))}} \right) \\ &\quad + U^+(c_{ss}^+(t)) + \frac{R_f^+ I(t)}{a^+ L^+}, \end{aligned} \quad (46)$$

where $c_{ss}^-(t) \triangleq c_s^-(R_p^-, t)$ and $c_{ss}^+(t) \triangleq c_s^+(R_p^+, t)$. The concentrations $c_s^-(R_p^-, t)$ and $c_s^+(R_p^+, t)$ are obtained by solving the PDEs

$$\frac{\partial c_s^-(r, t)}{\partial t} = \frac{1}{r^2} \frac{\partial}{\partial r} \left(D_s^- r^2 \frac{\partial c_s^-(r, t)}{\partial r} \right), \quad (47)$$

where the boundary and initial conditions are given by

$$\left. \frac{\partial c_s^-}{\partial r} \right|_{r=0} = 0, \quad (48)$$

$$\left. \frac{\partial c_s^-}{\partial r} \right|_{r=R_s^-} = -\frac{I(t)}{D_s^- F a^- L^-}, \quad (49)$$

$$c_s^-(r, 0) = c_s^{0,-}(r), \quad (50)$$

and

$$\frac{\partial c_s^+(r, t)}{\partial t} = \frac{1}{r^2} \frac{\partial}{\partial r} \left(D_s^+ r^2 \frac{\partial c_s^+(r, t)}{\partial r} \right), \quad (51)$$

where boundary and initial conditions are given by

$$\left. \frac{\partial c_s^+}{\partial r} \right|_{r=0} = 0, \quad (52)$$

$$\left. \frac{\partial c_s^+}{\partial r} \right|_{r=R_s^+} = \frac{I(t)}{D_s^+ F a^+ L^+}, \quad (53)$$

$$c_s^+(r, 0) = c_s^{0,+}(r). \quad (54)$$

The reformulated model (4), (10), (31), and (35) can also be used to approximate the electrochemical model using approaches such as proper orthogonal decomposition (POD) [28], spectral methods [22], and model reformulation methods [29].

EXPERIMENTAL AND SIMULATION RESULTS

We now compare the electrochemical model for Li-ion cells given by (4) and (10), along with the algebraic constraints (31) and (35), with experiments. We also present results that compare the SPM given by (45)–(47), and (51) with the same experimental data and also with the electrochemical model (4), (10), (31), and (35).

Various tests can be performed to obtain experimental data for validating a cell model. Some examples of these tests include constant-current charge and discharge at different C rates, hybrid pulse-power characterization (HPPC) [30], and various drive cycles. For validation purposes relevant to automotive applications, we present experimental results for a measured drive cycle of a hybrid electric vehicle. Experiments are carried out on a commercial 18650 Li-ion cell, where the input current to the cell is based on a HEV power profile measurement. For the experiments on the commercial 18650 Li-ion cell, all measurements are performed on an Arbin BT2000 battery tester.

To obtain the parameters of the cell model, we either directly measure the physical parameters, or fit them to data obtained from experiments. In this case, the OCPs of the individual materials are measured in half-cell experiments. The key parameters fitted to the 18650 cell are the individual

volume fractions and the total lithium content in the solid electrode. Of the remaining model parameters, most are either measured directly or adopted from the literature [24].

The current applied to the 18650 cell, as calculated from a measured power profile of an HEV driving aggressively in the city and on a German highway, is depicted in Figure 9. Also shown in Figure 9 is the bulk SOC swing computed for the applied current; see “Utilization and State of Charge” for more details on how to compute bulk SOC. The initial value of the bulk SOC is normalized to have a value of one at a rest voltage of 4.2 V, and the nominal capacity is defined as the capacity discharged between 4.2 V and 2.8 V quasi-statically. The nominal capacity is measured to be about 1.5 A-h.

The resulting output voltage from the electrochemical model and the SPM is shown in Figure 10, along with the experimental results. Figure 10(b) and (c) shows a zoomed-in version of Figure 10(a) for several time windows. As shown in Figure 10, the electrochemical model has a measured mean error of about 13 mV. Furthermore, as shown in Figure 10, the SPM captures the trends of the experimental data. However, the SPM has a mean error of 28 mV. Comparing the plots in Figure 10 with the plot for the applied input current in Figure 9(a), we see that the errors in the SPM occur for either large values of applied current or during relaxation after applying a current pulse

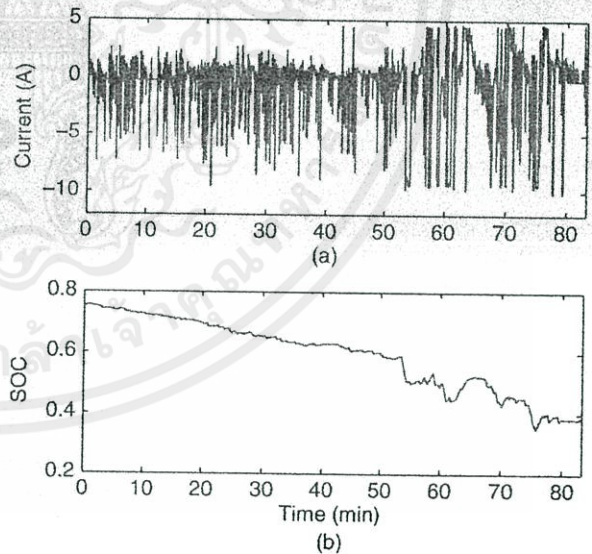


FIGURE 9 (a) Applied current and (b) time evolution of the bulk state of charge (SOC) of the 18650 cell. The current applied to the 18650 cell, as calculated from a measured power profile of a hybrid electric vehicle driving aggressively in the city and on a German highway, is depicted in (a). As shown in (a), the applied current is as high as 10 A in discharge and more than 4 A in charge. The 18650 cell has a nominal capacity of around 1.5 A-h. In (b), we present the corresponding bulk SOC swing (from a maximum of 0.76 to a minimum of 0.35) for the applied current, where the initial bulk SOC is normalized to be one at the rest voltage 4.2 V and zero at the rest voltage 2.8 V.

The design of a sophisticated BMS is necessary to ensure longevity and performance since battery behavior can change with time.

with a longer duration. This behavior is expected since the SPM does not model spatial variation of the states in the cell, including the variation of the electrolyte concentration. These spatial variations become more prominent in the cell for either large currents or for long-duration pulses.

Depending on accuracy requirements, these experimental results suggest that SPM might not be valid for the operating region encountered for EV applications. We next simulate the SPM for several rates of constant discharge currents to investigate its limitations as an approximation to the electrochemical model. A related comparison presented in [20] is based on only output voltage error for a high-power application cell, and error in states such as solid-phase concentration are not studied.

We next consider two sets of cells that include a high-power configuration with applications in HEVs, as well as a high-energy cell with applications in EVs and PHEVs. We compare output voltages computed from the two models, and also compare surface concentrations c_{ss} in the solid electrode. The comparison of surface concentration c_{ss} can then be used as an indicator of when the approximate model starts to fail.

High-Power Cell

We consider a high-power cell configuration with thin electrodes and separator. The nominal capacity of the cell is 1.5 A-h, and constant currents at C/5, 1 C, 5 C, and 10 C are applied (see "C Rate of a Current" for more details). The

corresponding voltages for the full electrochemical model and the SPM are shown in Figure 11, where the discharge curves are almost indistinguishable until 1 C. A similar result is reported in [20].

As shown in Figure 12, until 1 C the surface concentrations in the negative electrode are uniform, that is, $c_{ss}(x=0^-) \approx c_{ss}(x) \approx c_{ss}(x=L^-)$, with some transient deviations at mid-capacity discharge points. The surface concentration in SPM is the average surface concentration in the electrode. Since each electrode has only one node, the respective quantities at these nodes represent the average over the electrodes. At 5 C and 10 C, the uniformity in the concentration is lost, and the SPM is no longer valid. This failure of the approximation is noted in the corresponding rate plots in Figure 11. The difference between the surface concentrations at the two ends of the electrode ($x=0^-$ and $x=L^-$), in addition to being a function of the current density, is related to the slope of the OCP.

Finally, for a typical high-power application such as HEV or a power tool, the currents can be as high as 50 C for short durations. Thus, in these situations, a better approximation than SPM might be required.

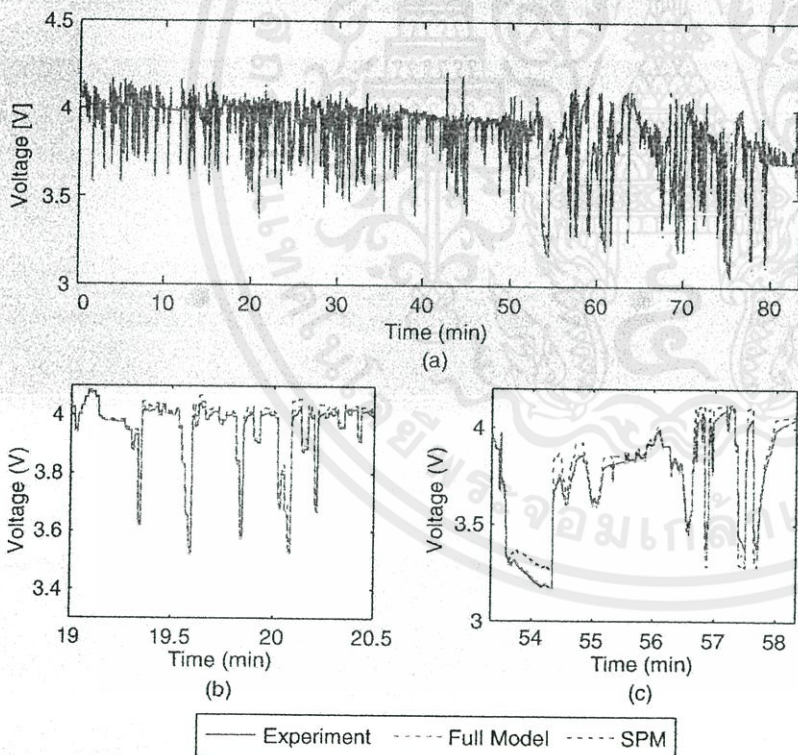


FIGURE 10 Comparison of the experimentally observed voltage response of a commercial 18650 cell with the full model and the single particle model (SPM). The full model matches the voltage response with a mean error of 13 mV. Compared to the full model, the SPM has a mean error of 28 mV, which is more than twice that of the full model. As shown in (a), (b), and (c), the errors in the SPM increase in magnitude for either large values of applied current, or during relaxation after applying a current pulse with a longer duration. These results suggest that the SPM is not able to model spatial variation of the states in the cell including those of electrolyte concentration. These spatial variations in the electrode become more prominent for either large currents or long-duration pulses.

High-Energy Cell

Similar to the high-power configuration case, we now compare the SPM with the full model for a high-energy cell configuration. Compared to the high-power cell, the electrodes of the high-energy cell are almost three times as thick, resulting in a cell with a nominal capacity of 3.5 A-h.

Similar to figures 11 and 12, the corresponding plots for the high-energy cell are given in figures 13 and 14, respectively. The applied currents are $C/25$, $C/2$, $1 C$, and $2 C$. The C rates of the applied currents for the high-energy cell are chosen lower compared to high-power cells. This choice of currents follows from the fact that, for high-energy applications such as in EVs, the C rates of the operating currents are usually lower compared to the high-power cell applications. Also, the cell capacity is larger, further reducing C rates of the current. However, transient currents may be expected to be as high as 4–5 C .

The plots for the high-energy cell in figures 13 and 14 show behavior similar to the high-power cell, except that the SPM model fails at currents above $C/2$. In fact, even at $C/2$, the variance in the surface concentrations shown in Figure 14 is large, suggesting that the SPM has significant errors in its prediction of cell states.

CURRENT STATUS AND FUTURE CHALLENGES FOR ADVANCED BMS

The design of a BMS for a Li-ion battery pack must address the complexity of the model of a Li-ion cell as well as the requirements for estimating states and parameters. A key feature of an advanced BMS is that it uses a physics-based electrochemical model instead of an equivalent circuit model. In contrast to equivalent circuit models (see “Equivalent Circuit Models in BMS”), alternative models are considered in [22], [27]–[29], [31], and [32], including electrochemical models. These models can

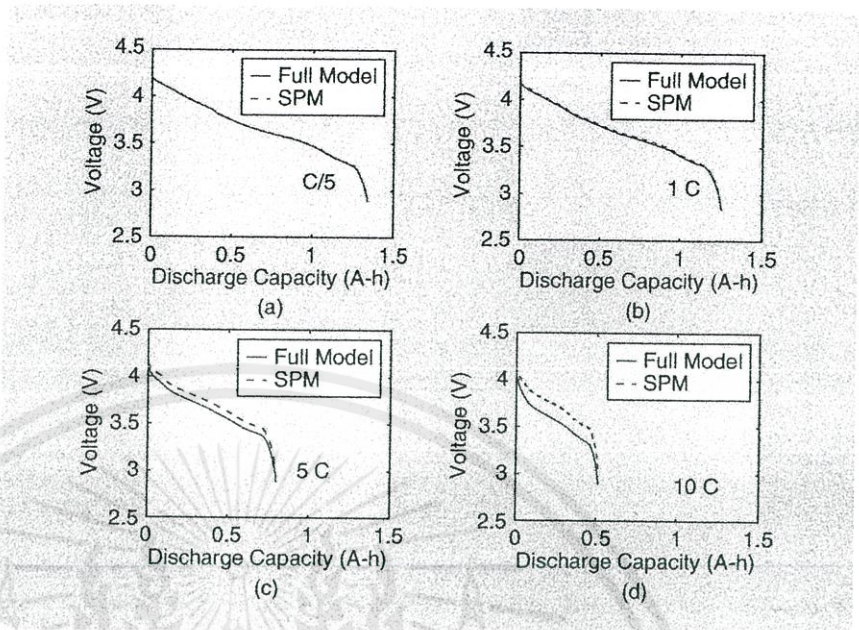


FIGURE 11 Comparison of the full model and the single particle model (SPM) for a high-power cell configuration. As shown in (a) and (b), the SPM performs acceptably until $1 C$, after which the deviation between the full model and the SPM increases drastically. This deviation is expected since the SPM is based on the assumption that currents are small, and the electrolyte conductivity is large enough to avoid buildup of concentration gradients. Note that the SPM fails for higher currents in (c) and (d) since the concentration profiles in the electrode are no longer uniform, and hence the approximation of using a single particle is no longer valid.

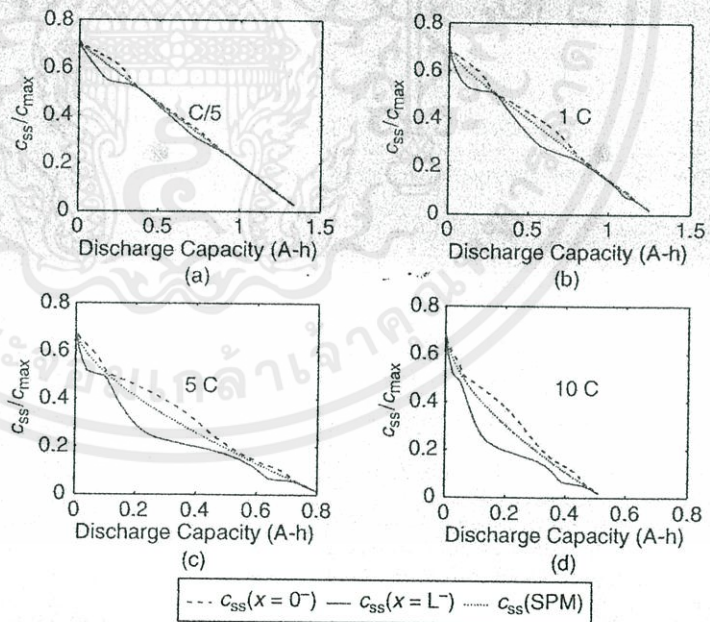


FIGURE 12 Surface concentrations computed from the electrochemical model and from the single particle model (SPM) for a high-power cell. As shown in (a) and (b), until $1 C$ current, the surface concentrations are uniform, that is, $c_{ss}(x=0^-) \approx c_{ss}(x=L^+)$, and the concentration computed from the SPM represents the mean of the value. However, for higher rates the uniformity breaks down, and the SPM is no longer a useful approximation, since the average concentration from the SPM does not capture the variation in kinetics in the electrode. As seen in (c) and (d), this breakdown of the approximation appears in the form of a large deviation in surface concentration over the electrode. Therefore, the SPM fails to predict the correct voltage for the rates $5 C$ and $10 C$ as shown in Figure 11.

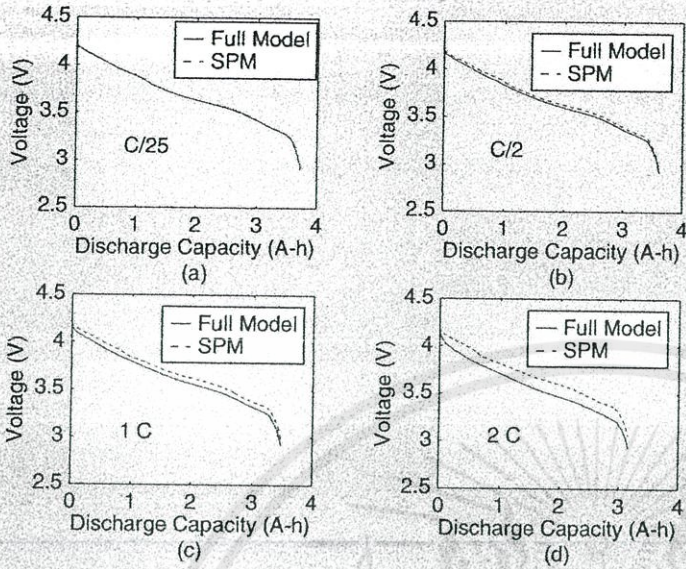


FIGURE 13 Comparison of the electrochemical model and the single particle model (SPM) for a high-energy cell. As seen in (a) and (b), the SPM is a useful approximation until C/2, above which the deviation between the electrochemical model and the SPM increases drastically. The failure observed in (c) and (d), at low C rates compared to high-power cells, is due to thicker electrodes in the high-energy cells yielding less nonuniform concentration profiles in the electrodes.

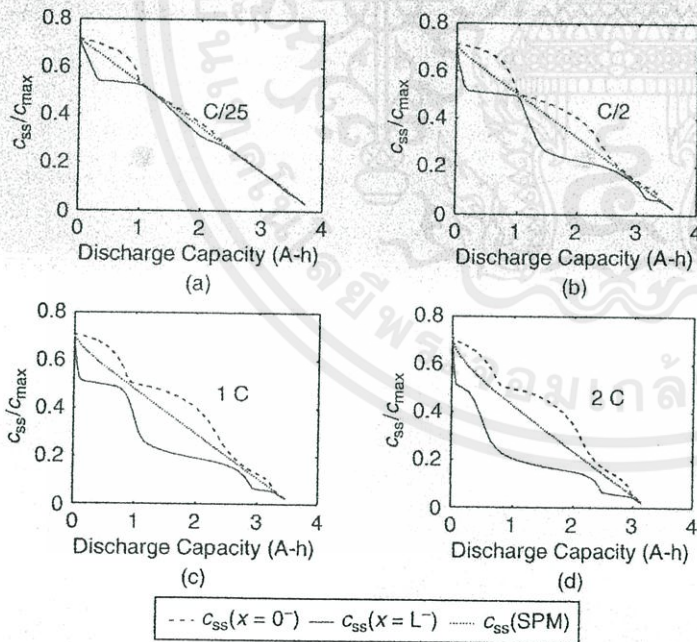


FIGURE 14 Surface concentrations computed from the electrochemical model and from the single particle model (SPM) for a high-energy cell. As shown in (a) and (b), the surface concentrations of the electrochemical model start to become nonuniform at C/2, and the concentration computed from the SPM represents the mean of the value. However, the large deviations between $c_{ss}(x=0^-)$ and $c_{ss}(x=L^-)$ suggest that the state information predicted by the SPM might be incorrect. As shown in (c) and (d), at higher rates (1 C and 2 C), the deviation in concentration compared to the mean concentration is large. Thus, the SPM fails to predict the correct voltage as shown in Figure 13.

be an empirical model with some electrochemical modeling information [31], [32], Laplace transform of the linearized electrochemical model [22], the single particle model [27], or an approximation based on either a modal deconstruction or model reformulation technique [28], [29].

Empirical models that include hysteresis are developed in [31] and [32]. As pointed out in [27], although empirical models can be used [31], [32], they suffer from the same limitation as equivalent circuits in that physical significance of the parameters is lost. Hence, physical insight into the battery is lost. In [22], Laplace transform methods in conjunction with linearization of Butler-Volmer kinetics (17) about a fixed SOC are used to identify approximate linear models. As expected, this model is less accurate over a large range of operation than the electrochemical model since it linearizes the Butler-Volmer kinetics and the OCP function. In [22], this problem is tackled by identifying the linear models at different operating points. While this nonlinear modification improves the performance of the model, it is subjected to the same limitations as those observed for equivalent circuit models, in that the physical significance of parameters is lost. In [27], a Kalman filter is designed for an approximate model based on SPM. This model is based on solving the PDE in the r -spatial domain given by (10) using an approximate polynomial expansion [33]. This approximation yields a further simplification of the SPM. As shown above, the SPM model itself is valid up to only 1 C current for high-power cells. Even for lower C rates, especially in high energy cells, this estimation approach might fail since, as shown in Figure 13, the SPM is no longer a useful approximation of the electrochemical model. POD or model reformulation methods are used in [28] and [29] to obtain cell models. However, compared to the SPM, models obtained by these methods are described by a

Equivalent Circuit Models in BMS

In [3], [6], and [8]–[11], an equivalent circuit model is used for the design of the BMS. This choice is primarily due to the early prevalence of BMS for portable electronics, where the approximation of the battery model with an equivalent circuit model is adequate. This modeling approach is then extended to Li-ion batteries for automotive or similar energy storage applications. Unfortunately, direct transplantation of the equivalent circuit-based BMS from portable electronics to the automotive application area can expose it to two serious pitfalls. First, the theoretical basis for equivalent circuit models is based on the response of the battery to a low-amplitude ac signal. Thus, equivalent circuit models have limited usefulness for automotive applications, where higher accuracy is required compared to portable electronic applications, especially during operations involving both *microcycling* and *deep cycling*. The operational regime of a battery involving high

current charge/discharge pulses with small change in SOC is called *microcycling*, whereas *deep cycling* corresponds to an operational regime involving low current pulses with large SOC changes.

As in linearization techniques, the equivalent circuit model can be extended by letting the circuit parameters depend on SOC [8]–[11] and temperature, or even the applied current. However, this approach yields the second pitfall, wherein a large number of parameters is needed to fit the equivalent circuit model. Thus, the complex electrochemical model of a battery is replaced by a complicated equivalent circuit model due to the variation of parameters that need fitting as functions of current, temperature, and SOC. Furthermore, since these parameters turn into mere *fitting* parameters for the model, the physical intuition behind the meaning of these parameters in an equivalent circuit model is lost.

large set of differential algebraic equations that need to be solved in real time for the BMS and require high-fidelity numerical solutions to capture the dynamics of the battery as it ages.

Independent of the scope of the work, [22], [27]–[29], [31], and [32] suggest using approximations of electrochemical models, or alternative physics-based models, to improve the accuracy of estimation algorithms for the BMS. As shown in the section “Framework for the Li-Ion Battery Model,” the Li-ion battery model consists of the diffusion equations (4) and (10) with flux j_n as the source and boundary condition, respectively. Thus, estimation or control techniques developed for parabolic PDEs [34] can potentially address these problems for the Li-ion battery. However, the coupling between the two PDEs through j_n inhibits the straightforward implementation of techniques studied in [34].

With this picture in mind, we mention future work that needs to be addressed for the design of improved and sophisticated BMS. Referring to the section “Control and Estimation Challenges for Li-Ion Batteries,” the future challenges are characterization of an approximation, that is, reduction of the full electrochemical model given by PDEs (4) and (10), and the algebraic equations (31) and (35), such that the model is simple enough to be analytically tractable and, yet, is as accurate as the electrochemical model. Retaining the physical significance of the parameters is critically essential since it helps in characterizing aging phenomena in batteries. Since the electrochemical model has physical parameters that are difficult and time consuming to identify, a quick offline estimation strategy to identify these parameters for new cell chemistries is required. Next, the design of simple algorithms for observing states of this model is an open problem, especially when applied to a battery pack

and not just one cell. Finally, real-time estimation of all parameters of the model and online identification of the state of health of the pack by tracking relevant physical parameters is an open problem.

AUTHOR INFORMATION

Nalin A. Chaturvedi (nalin.chaturvedi@us.bosch.com) received the B.Tech. and M.Tech. degrees in aerospace engineering from the Indian Institute of Technology, Bombay, in 2003, where he received the Institute Silver Medal. He received the M.S. degree in mathematics and the Ph.D. degree in aerospace engineering from the University of Michigan, Ann Arbor, in 2007. He was awarded the Ivor K. McIvor Award in recognition of research in applied mechanics. He is currently with the Research and Technology Center of the Robert Bosch LLC, Palo Alto, California. He is a member of the Energy Systems (ES) subcommittee within the mechatronics technical committee of the ASME Dynamic Systems and Controls Division. He is a visiting scientist at The University of California, San Diego. His current interests include model-based control for complex physical systems involving thermal-chemical-fluid interactions, nonlinear dynamical systems, state estimation, and adaptive control with applications to systems governed by PDEs. He can be contacted at Robert Bosch LLC, Research and Technology Center, 4009 Miranda Avenue, Palo Alto, California 94089, USA.

Reinhardt Klein received the Dipl.-Ing. degree in cybernetics engineering from the University of Stuttgart, Germany, in 2009. He is currently pursuing the Ph.D. degree at the Otto von Guericke University, Magdeburg. His interests include state estimation and adaptive control for systems governed by nonlinear DAEs and PDEs.

Jake Christensen received the B.S. in chemical engineering from the California Institute of Technology in 1998. He received the Ph.D. in chemical engineering from the University of California, Berkeley, in 2005. He is currently with the Research and Technology Center of the Robert Bosch LLC, Palo Alto, California. His interests include modeling and optimization of Li-ion battery systems.

Jasim Ahmed received the Ph.D. with a focus on spacecraft control from the University of Michigan, Ann Arbor, in 2000. He is currently with the Research and Technology Center of the Robert Bosch LLC, Palo Alto, California. His interests include the development of model-based control for complex physical systems involving thermal-chemical-fluid interactions.

Aleksandar Kojic received the B.Sc. from the Mechanical Engineering Department of the University of Kragujevac, Serbia, and the M.S.M.E. and Ph.D. from the Mechanical Engineering Department at the Massachusetts Institute of Technology, Cambridge, in 1995, 1998, and 2001, respectively. He is currently with the Research and Technology Center of Robert Bosch LLC, Palo Alto, California. His research interests are in the area of energy storage and conversion systems.

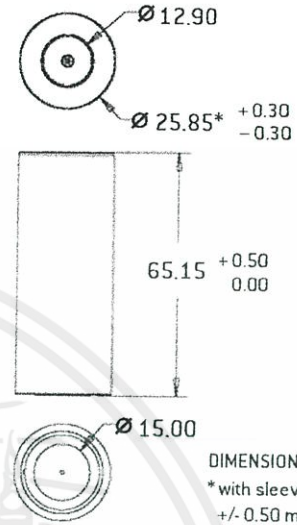
REFERENCES

- [1] J.-M. Tarascon and M. Armand, "Issues and challenges facing rechargeable lithium batteries," *Nature*, vol. 414, pp. 359–367, 2001.
- [2] M. Armand and J.-M. Tarascon, "Building better batteries," *Nature*, vol. 451, pp. 652–657, 2008.
- [3] T. Stuart, F. Fang, X. Wang, C. Ashtiani, and A. Pesaran, "A modular battery management system for HEVs," in *Proc. SAE Future Car Congr.*, 2002, 2002-01-1918.
- [4] D. Abraham, J. Liu, C. Chen, Y. Hyung, M. Stoll, N. Elsen, S. MacLaren, R. Twisten, R. Haasch, E. Sammann, I. Petrov, K. Amine, and G. Henriksen, "Diagnosis of power fade mechanisms in high-power lithium-ion cells," *J. Power Sources*, vol. 119–121, pp. 511–516, 2003.
- [5] I. Bloom, B. Potter, C. Johnson, K. Gering, and J. Christophersen, "Effect of cathode composition on impedance rise in high-power lithium-ion cells: Long-term aging results," *J. Power Sources*, vol. 155, pp. 415–419, 2006.
- [6] Y.-S. Lee and M.-W. Cheng, "Intelligent control battery equalization for series connected lithium-ion battery strings," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 52, no. 5, pp. 1297–1307, 2005.
- [7] D. H. Doughty and C. C. Crafts. (2006). *FreedomCAR Electrical Energy Storage System Abuse Test Manual for Electric and Hybrid Electric Vehicle Applications*. Sandia National Laboratories, Albuquerque, NM [Online]. Available: http://www.prod.sandia.gov/cgi-bin/techlib/access-control.pl/2005/05312_3.pdf
- [8] M. W. Verbrugge and R. S. Conell, "Electrochemical and thermal characterization of battery modules commensurate with electric vehicle integration," *J. Electrochem. Soc.*, vol. 149, no. 1, pp. A45–A53, 2002.
- [9] B. Schweighofer, K. M. Raab, and G. Brousseau, "Modeling of high power automotive batteries by the use of an automated test system," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 52, no. 4, pp. 1087–1091, 2003.
- [10] M. Chen and G. A. Rincón-Mora, "Accurate electrical battery model capable of predicting runtime and I–V performance," *IEEE Trans. Energy Conversion*, vol. 21, no. 2, pp. 504–511, 2006.
- [11] M. W. Verbrugge and R. S. Conell, "Electrochemical characterization of high-power lithium ion batteries using triangular voltage and current excitation sources," *J. Power Sources*, vol. 174, no. 1, pp. 2–8, 2007.
- [12] J. Newman and W. Tiedemann, "Porous-electrode theory with battery applications," *AICHE J.*, vol. 21, no. 1, pp. 25–41, 1975.
- [13] M. Doyle, T. F. Fuller, and J. Newman, "Modeling of galvanostatic charge and discharge of the lithium/polymer/insertion cell," *J. Electrochem. Soc.*, vol. 140, no. 6, pp. 1526–1533, 1993.
- [14] T. F. Fuller, M. Doyle, and J. Newman, "Simulation and optimization of the dual lithium ion insertion cell," *J. Electrochem. Soc.*, vol. 141, pp. 1–10, 1994.
- [15] K. Thomas, J. Newman, and R. Darling, *Advances in Lithium-Ion Batteries: Mathematical Modeling of Lithium Batteries*. New York: Springer-Verlag, 2002.
- [16] J. Newman and K. E. Thomas-Aleya, *Electrochemical Systems*. Hoboken, NJ: Wiley, 2004.
- [17] I. J. Ong and J. Newman, "Double-layer capacitance in a dual lithium ion insertion cell," *J. Electrochem. Soc.*, vol. 146, no. 12, pp. 4360–4365, 1999.
- [18] A. J. Bard and L. R. Faulkner, *Electrochemical Methods: Fundamentals and Applications*. New York: Wiley, 2001.
- [19] G. Ning and B. N. Popov, "Cycle life modeling of lithium-ion batteries," *J. Electrochem. Soc.*, vol. 151, no. 10, pp. A1584–A1591, 2004.
- [20] S. Santhanagopalan, Q. Guo, P. Ramadass, and R. E. White, "Review of models for predicting the cycling performance of lithium ion batteries," *J. Power Sources*, vol. 156, no. 2, pp. 620–628, 2006.
- [21] K. Smith and C.-Y. Wang, "Power and thermal characterization of a lithium-ion battery pack for hybrid electric vehicles," *J. Power Sources*, vol. 160, no. 1, pp. 662–673, 2006.
- [22] K. Smith, C. Rahn, and C.-Y. Wang, "Control oriented 1D electrochemical model of lithium ion battery," *Energy Convers. Manage.*, vol. 48, no. 9, pp. 2565–2578, 2007.
- [23] A. Pesaran, T. Markel, H. Tataria, and D. Howell. (2007). Battery requirements for plug-in hybrid electric vehicles—Analysis and rationale. *Proc. 23rd Int. Electric Vehicle Symp. (EVS-23)* [Online]. Available: <http://www.nrel.gov/vehiclesandfuels/energystorage/pdfs/42240.pdf>
- [24] P. Arora, M. Doyle, and R. E. White, "Mathematical modeling of the lithium deposition overcharge reaction in lithium-ion batteries using carbon-based negative electrodes," *J. Electrochem. Soc.*, vol. 146, no. 10, pp. 3543–3553, 1999.
- [25] J. Christensen and J. Newman, "Cyclable lithium and capacity loss in Li-ion cells," *J. Electrochem. Soc.*, vol. 152, no. 4, pp. A818–A829, 2005.
- [26] L. C. Evans, *Partial Differential Equations (Graduate Studies in Mathematics)*. Providence, RI: American Mathematical Society, 1998.
- [27] S. Santhanagopalan and R. E. White, "Online estimation of the state of charge of a lithium ion cell," *J. Power Sources*, vol. 161, no. 2, pp. 1346–1355, 2006.
- [28] L. Cai and R. White, "Reduction of model order based on proper orthogonal decomposition for lithium-ion battery simulations," *J. Electrochem. Soc.*, vol. 156, no. 3, pp. A154–A161, 2009.
- [29] V. Subramanian, V. Boovaragavan, V. Ramadesigan, and M. Arabandi, "Mathematical model reformulation for lithium-ion battery simulations: Galvanostatic boundary conditions," *J. Electrochem. Soc.*, vol. 156, no. 4, pp. A260–A271, 2009.
- [30] C. Motloch, J. Christophersen, J. Belt, R. Wright, G. Hunt, R. Sutula, T. Duong, T. Tartamella, H. Haskins, and T. Miller, "PNCV battery testing procedures and analytical methodologies for HEVs," in *Proc. SAE Future Car Congr.*, 2002, 2002-01-1950.
- [31] G. L. Plett, "Extended Kalman filtering for battery management systems of LiPB-based HEV battery packs: Part 2. Modeling and identification," *J. Power Sources*, vol. 134, no. 2, pp. 262–276, 2004.
- [32] G. L. Plett, "Extended Kalman filtering for battery management systems of LiPB-based HEV battery packs: Part 3. State and parameter estimation," *J. Power Sources*, vol. 134, no. 2, pp. 277–292, 2004.
- [33] V. R. Subramanian, V. D. Diwakar, and D. Tapriyal, "Efficient macro-micro scale coupled modeling of batteries," *J. Electrochem. Soc.*, vol. 152, no. 10, pp. A2002–A2008, 2005.
- [34] M. Krstic and A. Smyshlyaev, *Boundary Control of PDEs: A Course on Backstepping Designs*. Philadelphia, PA: SIAM, 2008.

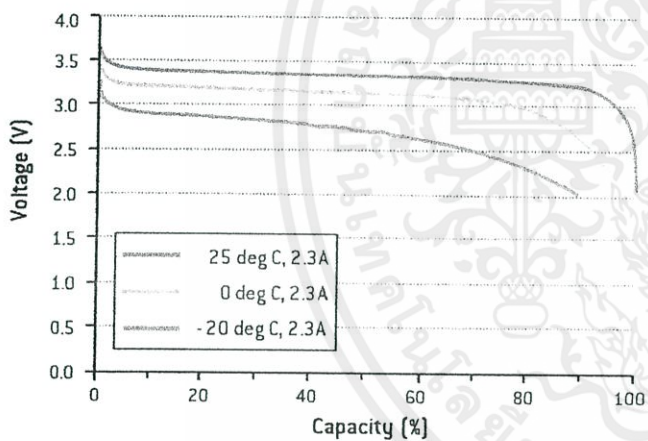
High Power Lithium Ion ANR26650 $\mathit{M1A}$

A123Systems' lithium ion rechargeable ANR26650 $\mathit{M1A}$ cell is capable of very high power, long cycle and calendar life, and has excellent abuse tolerance due to its use of patented Nanophosphate™ technology.

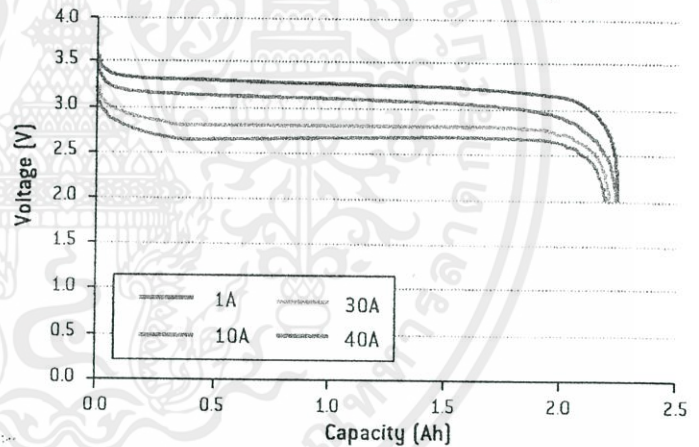
Nominal capacity and voltage	2.3 Ah, 3.3 V
Internal impedance (1kHz AC)	8 m Ω typical
Internal resistance (10A, 1s DC)	10 m Ω typical
Recommended standard charge method	3A to 3.6V CCCV, 45 min
Recommended fast charge current	10A to 3.6V CCCV, 15 min
Maximum continuous discharge	70A
Pulse discharge at 10 sec	120A
Cycle life at 10C discharge, 100% DOD	Over 1,000 cycles
Recommended pulse charge/discharge cutoff	3.8V to 1.6V
Operating temperature range	-30°C to +60°C
Storage temperature range	-50°C to +60°C
Core cell weight	70 grams



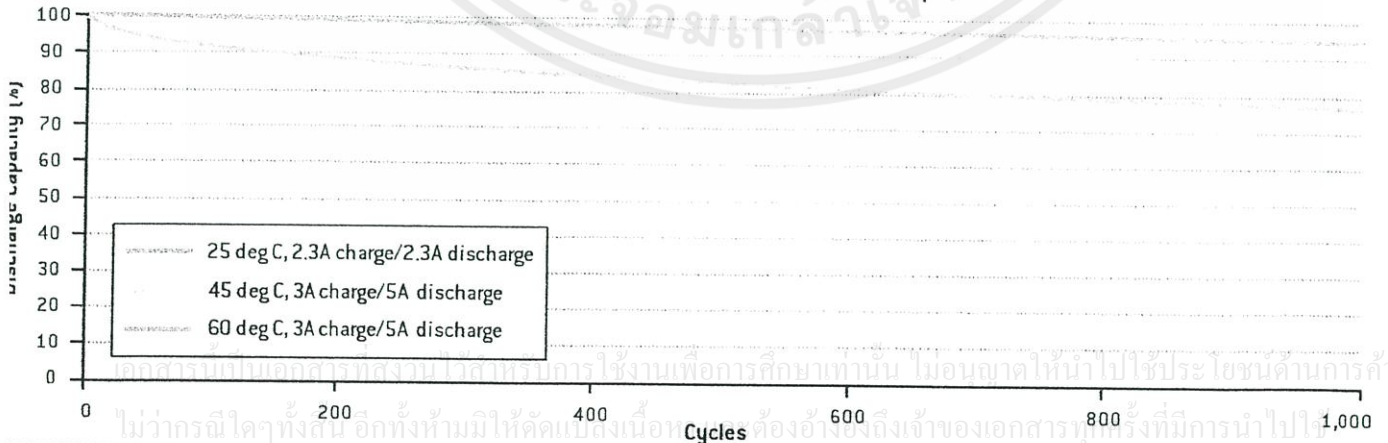
Low Temperature Discharge Performance



Discharge Characteristics, 25 deg C



Cycle Life Performance, 100% DOD, Various Temperatures



23Systems, Inc.
1 Arsenal Street, Watertown, MA 02472
www.a123systems.com

Liminary specifications, performance may vary depending on use conditions and application.
23Systems makes no warranty explicit or implied with this datasheet. Contents subject to change without notice.

100001-02



A123Systems™ Copyright © 2009 A123 Systems, Inc. All rights reserved.

Automotive Grade, Fully Integrated, Hall Effect-Based Linear Current Sensor IC with 2.1 kVRMS Voltage Isolation and a Low-Resistance Current Conductor

Features and Benefits

- Low-noise analog signal path
- Device bandwidth is set via the FILTER pin
- 5 μ s output rise time in response to step input current
- 80 kHz bandwidth
- Total output error 1.5% typical, at $T_A = 25^\circ\text{C}$
- Small footprint, low-profile SOIC8 package
- 1.2 m Ω internal conductor resistance
- 2.1 kVRMS minimum isolation voltage from pins 1-4 to pins 5-8
- 5.0 V, single supply operation
- 66 to 185 mV/A output sensitivity
- Output voltage proportional to AC or DC currents
- Factory-trimmed for accuracy
- Extremely stable output offset voltage
- Nearly zero magnetic hysteresis
- Ratiometric output from supply voltage
- Operating temperature range, -40°C to 150°C



TÜV America
Certificate Number:
U8V 06 05 54214 010



Package: 8 pin SOIC (suffix LC)



Approximate Scale 1:1



Description

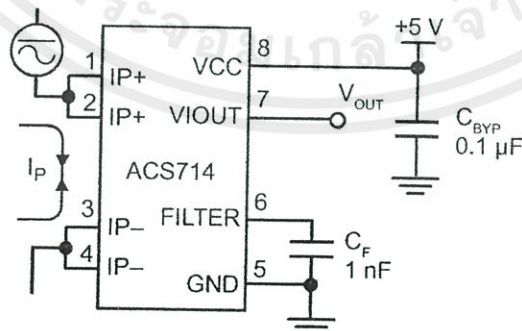
The Allegro® ACS714 provides economical and precise solutions for AC or DC current sensing in automotive systems. The device package allows for easy implementation by the customer. Typical applications include motor control, load detection and management, switch-mode power supplies, and overcurrent fault protection.

The device consists of a precise, low-offset, linear Hall circuit with a copper conduction path located near the surface of the die. Applied current flowing through this copper conduction path generates a magnetic field which the Hall IC converts into a proportional voltage. Device accuracy is optimized through the close proximity of the magnetic signal to the Hall transducer. A precise, proportional voltage is provided by the low-offset, chopper-stabilized BiCMOS Hall IC, which is programmed for accuracy after packaging.

The output of the device has a positive slope ($>V_{IOUT(Q)}$) when an increasing current flows through the primary copper conduction path (from pins 1 and 2, to pins 3 and 4), which is the path used for current sampling. The internal resistance of this conductive path is 1.2 m Ω typical, providing low power loss. The thickness of the copper conductor allows survival of the device at up to 5 \times overcurrent conditions. The terminals of

Continued on the next page...

Typical Application



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

Application 1. The ACS714 outputs an analog signal, V_{OUT} , that varies linearly with the uni- or bi-directional AC or DC primary sampled current, I_P , within the range specified. C_F is recommended for noise management, with values that depend on the application.

ACS714

Automotive Grade, Fully Integrated, Hall Effect-Based Linear Current Sensor IC with 2.1 kVRMS Voltage Isolation and a Low-Resistance Current Conductor

Description (continued)

The conductive path are electrically isolated from the signal leads (pins 5 through 8). This allows the ACS714 to be used in applications requiring electrical isolation without the use of opto-isolators or other costly isolation techniques.

The ACS714 is provided in a small, surface mount SOIC8 package.

The leadframe is plated with 100% matte tin, which is compatible with standard lead (Pb) free printed circuit board assembly processes. Internally, the device is Pb-free, except for flip-chip high-temperature Pb-based solder balls, currently exempt from RoHS. The device is fully calibrated prior to shipment from the factory.

Selection Guide

Part Number	Optimized Range, I_P (A)	Sensitivity, Sens (Typ) (mV/A)	T_A (°C)	Packing*
ACS714ELCTR-05B-T	±5	185	-40 to 85	Tape and reel, 3000 pieces/reel
ACS714ELCTR-20A-T	±20	100		
ACS714ELCTR-30A-T	±30	66		
ACS714LLCTR-05B-T	±5	185	-40 to 150	
ACS714LLCTR-20A-T	±20	100		
ACS714LLCTR-30A-T	±30	66		

*Contact Allegro for additional packing options.

Absolute Maximum Ratings

Characteristic	Symbol	Notes	Rating	Units
Supply Voltage	V_{CC}		8	V
Reverse Supply Voltage	V_{RCC}		-0.1	V
Output Voltage	V_{IOUT}		8	V
Reverse Output Voltage	V_{RIOUT}		-0.1	V
Reinforced Isolation Voltage	V_{ISO}	Pins 1-4 and 5-8; 60 Hz, 1 minute, $T_A=25^\circ\text{C}$	2100	VAC
		Maximum working voltage according to UL60950-1	184	V_{peak}
Basic Isolation Voltage	$V_{ISO(bsc)}$	Pins 1-4 and 5-8; 60 Hz, 1 minute, $T_A=25^\circ\text{C}$	1500	VAC
		Maximum working voltage according to UL60950-1	354	V_{peak}
Output Current Source	$I_{IOUT(Source)}$		3	mA
Output Current Sink	$I_{IOUT(Sink)}$		10	mA
Overcurrent Transient Tolerance	I_P	1 pulse, 100 ms	100	A
Nominal Operating Ambient Temperature	T_A	Range E	-40 to 85	°C
		Range L	-40 to 150	°C
Maximum Junction Temperature	$T_J(max)$		165	°C
Storage Temperature	T_{stg}		-65 to 170	°C



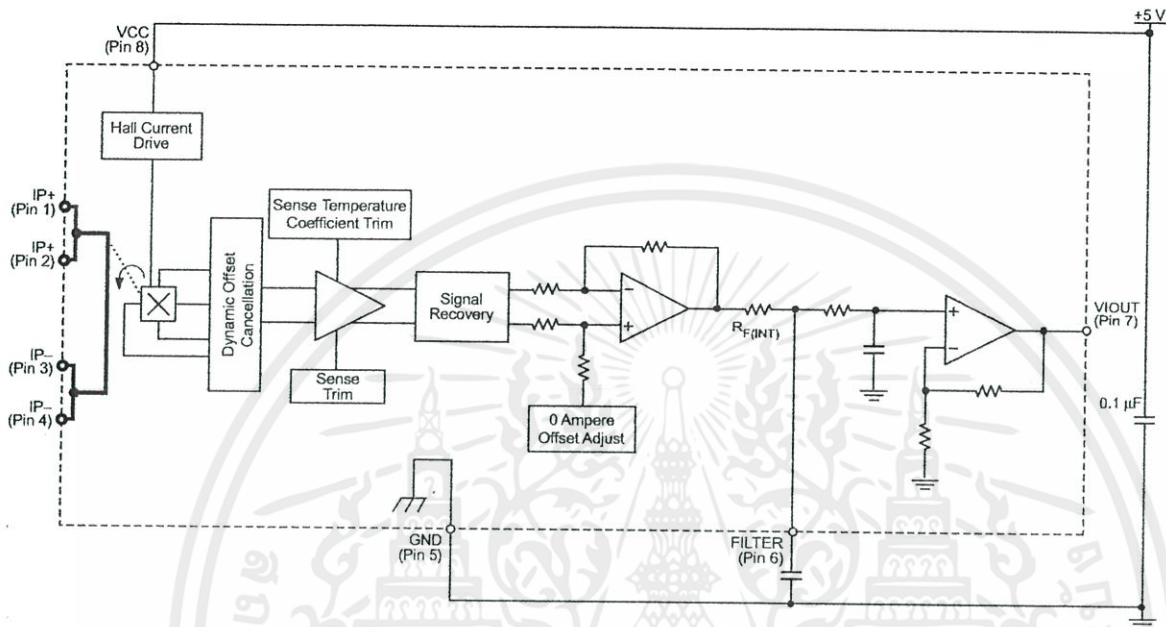
TUV America
Certificate Number:
U8V 06 05 54214 010

Parameter	Specification
Fire and Electric Shock	CAN/CSA-C22.2 No. 60950-1-03 UL 60950-1:2003 EN 60950-1:2001

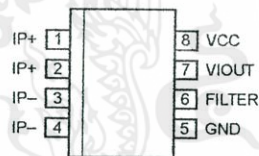


Allegro MicroSystems, Inc.
115 Northeast Cutoff, Box 15036
Worcester, Massachusetts 01615-0036 (508) 853-5000
www.allegromicro.com

Functional Block Diagram



Pin-out Diagram



Terminal List Table

Number	Name	Description
1 and 2	IP+	Terminals for current being sampled; fused internally
3 and 4	IP-	Terminals for current being sampled; fused internally
5	GND	Signal ground terminal
6	FILTER	Terminal for external capacitor that sets bandwidth
7	VIOUT	Analog output signal
8	VCC	Device power supply terminal

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

COMMON OPERATING CHARACTERISTICS¹ over full range of T_A , $C_F = 1$ nF, and $V_{CC} = 5$ V, unless otherwise specified

Characteristic	Symbol	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Units
ELECTRICAL CHARACTERISTICS						
Supply Voltage	V_{CC}		4.5	5.0	5.5	V
Supply Current	I_{CC}	$V_{CC} = 5.0$ V, output open	–	10	13	mA
Output Capacitance Load	C_{LOAD}	VIOUT to GND	–	–	10	nF
Output Resistive Load	R_{LOAD}	VIOUT to GND	4.7	–	–	k Ω
Primary Conductor Resistance	$R_{PRIMARY}$	$T_A = 25^\circ\text{C}$	–	1.2	–	m Ω
Rise Time	t_r	$I_P = I_P(\text{max})$, $T_A = 25^\circ\text{C}$, $C_{OUT} = \text{open}$	–	5	–	μs
Frequency Bandwidth	f	–3 dB, $T_A = 25^\circ\text{C}$; I_P is 10 A peak-to-peak	–	80	–	kHz
Nonlinearity	E_{LIN}	Over full range of I_P	–	1.5	–	%
Symmetry	E_{SYM}	Over full range of I_P	98	100	102	%
Zero Current Output Voltage	$V_{IOUT(0)}$	Bidirectional; $I_P = 0$ A, $T_A = 25^\circ\text{C}$	–	$V_{CC} \times 0.5$	–	V
Power-On Time	t_{PO}	Output reaches 90% of steady-state level, $T_J = 25^\circ\text{C}$, 20 A present on leadframe	–	35	–	μs
Magnetic Coupling ²			–	12	–	G/A
Internal Filter Resistance ³	$R_{F(INT)}$			1.7		k Ω

¹Device may be operated at higher primary current levels, I_P , and ambient, T_A , and internal leadframe temperatures, T_A , provided that the Maximum Junction Temperature, $T_J(\text{max})$, is not exceeded.

²1G = 0.1 mT.

³ $R_{F(INT)}$ forms an RC circuit via the FILTER pin.

COMMON THERMAL CHARACTERISTICS¹

			Min.	Typ.	Max.	Units
Operating Internal Leadframe Temperature	T_A	E range	–40	–	85	$^\circ\text{C}$
		L range	–40	–	150	$^\circ\text{C}$
Junction-to-Lead Thermal Resistance ²	$R_{\theta JL}$	Mounted on the Allegro ASEK 714 evaluation board			5	$^\circ\text{C/W}$
Junction-to-Ambient Thermal Resistance	$R_{\theta JA}$	Mounted on the Allegro 85-0322 evaluation board, includes the power consumed by the board			23	$^\circ\text{C/W}$

¹Additional thermal information is available on the Allegro website.

²The Allegro evaluation board has 1500 mm² of 2 oz. copper on each side, connected to pins 1 and 2, and to pins 3 and 4, with thermal vias connecting the layers. Performance values include the power consumed by the PCB. Further details on the board are available from the Frequently Asked Questions document on our website. Further information about board design and thermal performance also can be found in the Applications Information section of this datasheet.

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

x05B PERFORMANCE CHARACTERISTICS¹ over Range E: $T_A = -40^\circ\text{C}$ to 85°C , $C_F = 1\text{ nF}$, and $V_{CC} = 5\text{ V}$, unless otherwise specified

Characteristic	Symbol	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Units
Optimized Accuracy Range	I_P		-5	-	5	A
Sensitivity	Sens	Over full range of I_P , $T_A = 25^\circ\text{C}$	180	185	190	mV/A
Noise	$V_{\text{NOISE(PP)}}$	Peak-to-peak, $T_A = 25^\circ\text{C}$, 185 mV/A programmed Sensitivity, $C_F = 47\text{ nF}$, $C_{\text{OUT}} = \text{open}$, 2 kHz bandwidth	-	21	-	mV
Zero Current Output Slope	$\Delta I_{\text{OUT(Q)}}$	$T_A = -40^\circ\text{C}$ to 25°C	-	-0.26	-	mV/°C
		$T_A = 25^\circ\text{C}$ to 150°C	-	-0.08	-	mV/°C
Sensitivity Slope	ΔSens	$T_A = -40^\circ\text{C}$ to 25°C	-	0.054	-	mV/A/°C
		$T_A = 25^\circ\text{C}$ to 150°C	-	-0.008	-	mV/A/°C
Electrical Output Voltage	V_{OE}	$I_P = 0\text{ A}$	-40	-	40	mV
Total Output Error ²	E_{TOT}	$I_P = \pm 5\text{ A}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$	-	± 1.5	-	%

¹Device may be operated at higher primary current levels, I_P , and ambient temperatures, T_A , provided that the Maximum Junction Temperature, $T_{\text{J(max)}}$, is not exceeded.

²Percentage of I_P , with $I_P = 5\text{ A}$. Output filtered.

x05B PERFORMANCE CHARACTERISTICS¹ over Range L: $T_A = -40^\circ\text{C}$ to 150°C , $C_F = 1\text{ nF}$, and $V_{CC} = 5\text{ V}$, unless otherwise specified

Characteristic	Symbol	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Units
Optimized Accuracy Range	I_P		-5	-	5	A
Sensitivity	Sens	Over full range of I_P , $T_A = 25^\circ\text{C}$	-	185	-	mV/A
Noise	$V_{\text{NOISE(PP)}}$	Peak-to-peak, $T_A = 25^\circ\text{C}$, 185 mV/A programmed Sensitivity, $C_F = 47\text{ nF}$, $C_{\text{OUT}} = \text{open}$, 2 kHz bandwidth	-	21	-	mV
Zero Current Output Slope	$\Delta I_{\text{OUT(Q)}}$	$T_A = -40^\circ\text{C}$ to 25°C	-	-0.26	-	mV/°C
		$T_A = 25^\circ\text{C}$ to 150°C	-	-0.08	-	mV/°C
Sensitivity Slope	ΔSens	$T_A = -40^\circ\text{C}$ to 25°C	-	0.054	-	mV/A/°C
		$T_A = 25^\circ\text{C}$ to 150°C	-	-0.008	-	mV/A/°C
Electrical Output Voltage	V_{OE}	$I_P = 0\text{ A}$	-60	-	60	mV
Total Output Error ²	E_{TOT}	$I_P = \pm 5\text{ A}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$	-	± 1.5	-	%
		$I_P = \pm 5\text{ A}$, $T_A = -40^\circ\text{C}$ to 150°C	-7	-	7	%

¹Device may be operated at higher primary current levels, I_P , and ambient temperatures, T_A , provided that the Maximum Junction Temperature, $T_{\text{J(max)}}$, is not exceeded.

²Percentage of I_P , with $I_P = 5\text{ A}$. Output filtered.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

x20A PERFORMANCE CHARACTERISTICS over Range E: $T_A = -40^\circ\text{C}$ to 85°C ¹, $C_F = 1\text{ nF}$, and $V_{CC} = 5\text{ V}$, unless otherwise specified

Characteristic	Symbol	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Units
Optimized Accuracy Range	I_P		-20	-	20	A
Sensitivity	Sens	Over full range of I_P , $T_A = 25^\circ\text{C}$	96	100	104	mV/A
Noise	$V_{\text{NOISE(PP)}}$	Peak-to-peak, $T_A = 25^\circ\text{C}$, 100 mV/A programmed Sensitivity, $C_F = 47\text{ nF}$, $C_{\text{OUT}} = \text{open}$, 2 kHz bandwidth	-	11	-	mV
Zero Current Output Slope	$\Delta I_{\text{OUT(Q)}}$	$T_A = -40^\circ\text{C}$ to 25°C	-	-0.34	-	mV/°C
		$T_A = 25^\circ\text{C}$ to 150°C	-	-0.07	-	mV/°C
Sensitivity Slope	ΔSens	$T_A = -40^\circ\text{C}$ to 25°C	-	0.017	-	mV/A/°C
		$T_A = 25^\circ\text{C}$ to 150°C	-	-0.004	-	mV/A/°C
Electrical Output Voltage	V_{OE}	$I_P = 0\text{ A}$	-30	-	30	mV
Total Output Error ²	E_{TOT}	$I_P = \pm 20\text{ A}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$	-	± 1.5	-	%

¹Device may be operated at higher primary current levels, I_P , and ambient temperatures, T_A , provided that the Maximum Junction Temperature, $T_J(\text{max})$, is not exceeded.

²Percentage of I_P , with $I_P = 20\text{ A}$. Output filtered.

x20A PERFORMANCE CHARACTERISTICS over Range L: $T_A = -40^\circ\text{C}$ to 150°C ¹, $C_F = 1\text{ nF}$, and $V_{CC} = 5\text{ V}$, unless otherwise specified

Characteristic	Symbol	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Units
Optimized Accuracy Range	I_P		-20	-	20	A
Sensitivity	Sens	Over full range of I_P , $T_A = 25^\circ\text{C}$	-	100	-	mV/A
		Over full range of I_P , $T_A = -40^\circ\text{C}$ to 150°C	94	-	104	mV/A
Noise	$V_{\text{NOISE(PP)}}$	Peak-to-peak, $T_A = 25^\circ\text{C}$, 100 mV/A programmed Sensitivity, $C_F = 47\text{ nF}$, $C_{\text{OUT}} = \text{out}$, 2 kHz bandwidth	-	11	-	mV
Zero Current Output Slope	$\Delta I_{\text{OUT(Q)}}$	$T_A = -40^\circ\text{C}$ to 25°C	-	-0.34	-	mV/°C
		$T_A = 25^\circ\text{C}$ to 150°C	-	-0.07	-	mV/°C
Sensitivity Slope	ΔSens	$T_A = -40^\circ\text{C}$ to 25°C	-	0.017	-	mV/A/°C
		$T_A = 25^\circ\text{C}$ to 150°C	-	-0.004	-	mV/A/°C
Electrical Output Voltage	V_{OE}	$I_P = 0\text{ A}$	-40	-	40	mV
Total Output Error ²	E_{TOT}	$I_P = \pm 20\text{ A}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$	-	± 1.5	-	%
		$I_P = \pm 20\text{ A}$, $T_A = -40^\circ\text{C}$ to 150°C	-5	-	5	%

¹Device may be operated at higher primary current levels, I_P , and ambient temperatures, T_A , provided that the Maximum Junction Temperature, $T_J(\text{max})$, is not exceeded.

²Percentage of I_P , with $I_P = 20\text{ A}$. Output filtered.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ACS714

Automotive Grade, Fully Integrated, Hall Effect-Based Linear Current Sensor IC
with 2.1 kVRMS Voltage Isolation and a Low-Resistance Current Conductor

x30A PERFORMANCE CHARACTERISTICS over Range E: $T_A = -40^\circ\text{C}$ to 85°C ¹, $C_F = 1\text{ nF}$, and $V_{CC} = 5\text{ V}$, unless otherwise specified

Characteristic	Symbol	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Units
Optimized Accuracy Range	I_P		-30	-	30	A
Sensitivity	Sens	Over full range of I_P , $T_A = 25^\circ\text{C}$	64	66	68	mV/A
Noise	$V_{\text{NOISE(PP)}}$	Peak-to-peak, $T_A = 25^\circ\text{C}$, 66 mV/A programmed Sensitivity, $C_F = 47\text{ nF}$, $C_{\text{OUT}} = \text{open}$, 2 kHz bandwidth	-	7	-	mV
Zero Current Output Slope	$\Delta I_{\text{OUT(O)}}$	$T_A = -40^\circ\text{C}$ to 25°C	-	-0.35	-	mV/°C
		$T_A = 25^\circ\text{C}$ to 150°C	-	-0.08	-	mV/°C
Sensitivity Slope	ΔSens	$T_A = -40^\circ\text{C}$ to 25°C	-	0.007	-	mV/A/°C
		$T_A = 25^\circ\text{C}$ to 150°C	-	-0.002	-	mV/A/°C
Electrical Output Voltage	V_{OE}	$I_P = 0\text{ A}$	-30	-	30	mV
Total Output Error ²	E_{TOT}	$I_P = \pm 30\text{ A}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$	-	± 1.5	-	%

¹Device may be operated at higher primary current levels, I_P , and ambient temperatures, T_A , provided that the Maximum Junction Temperature, $T_J(\text{max})$, is not exceeded.

²Percentage of I_P , with $I_P = 30\text{ A}$. Output filtered.

x30A PERFORMANCE CHARACTERISTICS over Range L: $T_A = -40^\circ\text{C}$ to 150°C ¹, $C_F = 1\text{ nF}$, and $V_{CC} = 5\text{ V}$, unless otherwise specified

Characteristic	Symbol	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Units
Optimized Accuracy Range	I_P		-30	-	30	A
Sensitivity	Sens	Over full range of I_P , $T_A = 25^\circ\text{C}$	-	66	-	mV/A
		Over full range of I_P , $T_A = -40^\circ\text{C}$ to 150°C	63	-	69	mV/A
Noise	$V_{\text{NOISE(PP)}}$	Peak-to-peak, $T_A = 25^\circ\text{C}$, 66 mV/A programmed Sensitivity, $C_F = 47\text{ nF}$, $C_{\text{OUT}} = \text{open}$, 2 kHz bandwidth	-	7	-	mV
Zero Current Output Slope	$\Delta I_{\text{OUT(O)}}$	$T_A = -40^\circ\text{C}$ to 25°C	-	-0.35	-	mV/°C
		$T_A = 25^\circ\text{C}$ to 150°C	-	-0.08	-	mV/°C
Sensitivity Slope	ΔSens	$T_A = -40^\circ\text{C}$ to 25°C	-	0.007	-	mV/A/°C
		$T_A = 25^\circ\text{C}$ to 150°C	-	-0.002	-	mV/A/°C
Electrical Output Voltage	V_{OE}	$I_P = 0\text{ A}$	-40	-	40	mV
Total Output Error ²	E_{TOT}	$I_P = \pm 30\text{ A}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$	-	± 1.5	-	%
		$I_P = \pm 30\text{ A}$, $T_A = -40^\circ\text{C}$ to 150°C	-5	-	5	%

¹Device may be operated at higher primary current levels, I_P , and ambient temperatures, T_A , provided that the Maximum Junction Temperature, $T_J(\text{max})$, is not exceeded.

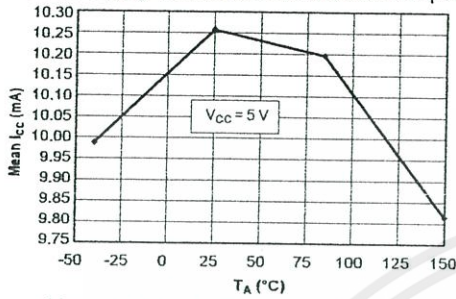
²Percentage of I_P , with $I_P = 30\text{ A}$. Output filtered.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

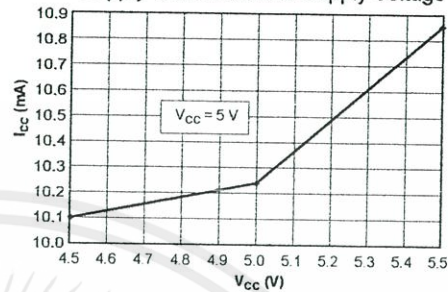
Characteristic Performance

$I_p = 5\text{ A}$, unless otherwise specified

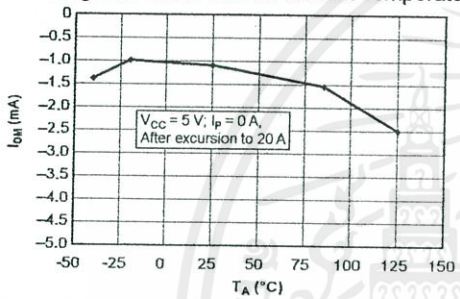
Mean Supply Current versus Ambient Temperature



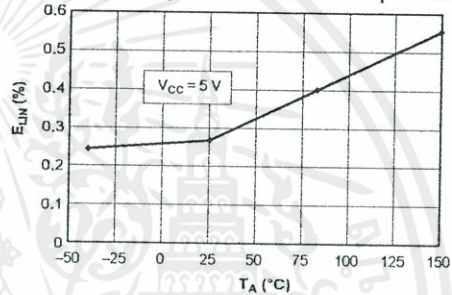
Supply Current versus Supply Voltage



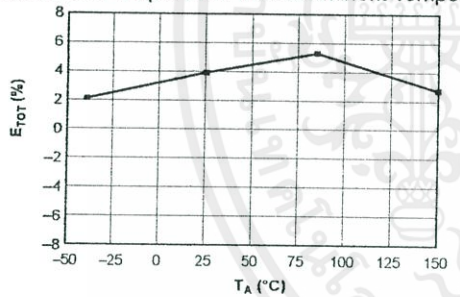
Magnetic Offset versus Ambient Temperature



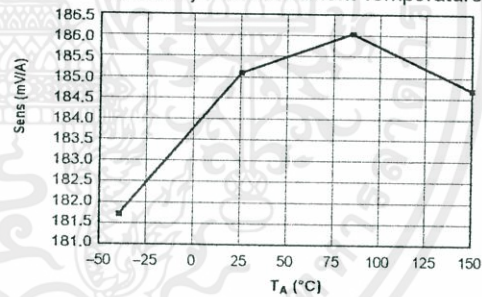
Nonlinearity versus Ambient Temperature



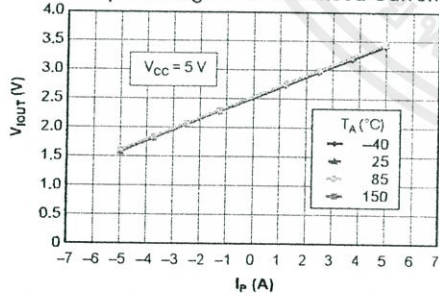
Mean Total Output Error versus Ambient Temperature



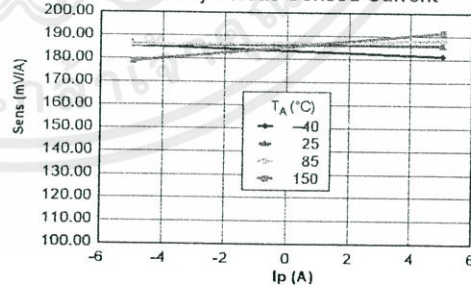
Sensitivity versus Ambient Temperature



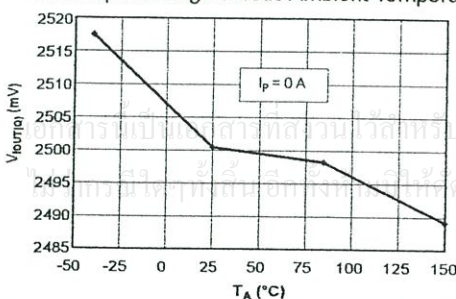
Output Voltage versus Sensed Current



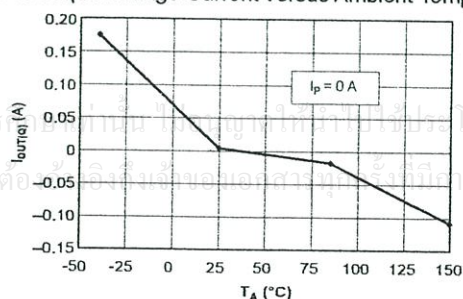
Sensitivity versus Sensed Current



0 A Output Voltage versus Ambient Temperature



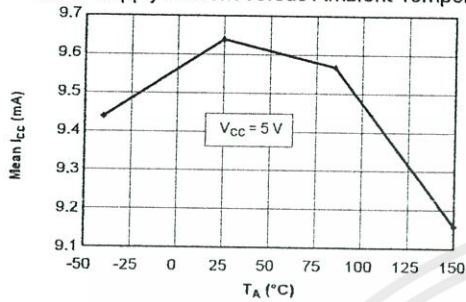
0 A Output Voltage Current versus Ambient Temperature



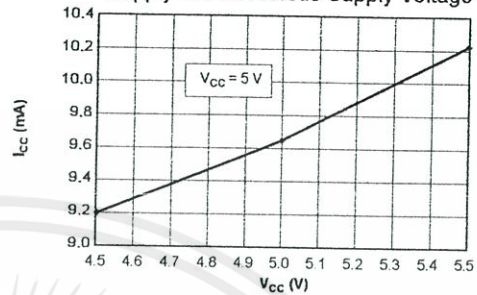
Characteristic Performance

$I_p = 20$ A, unless otherwise specified

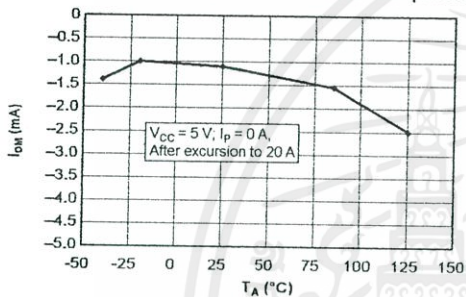
Mean Supply Current versus Ambient Temperature



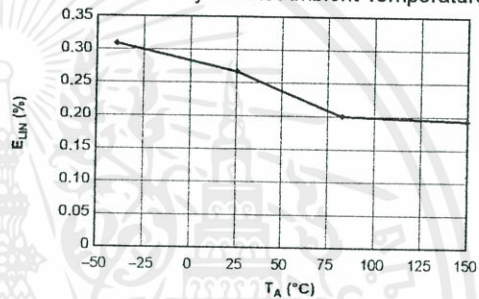
Supply Current versus Supply Voltage



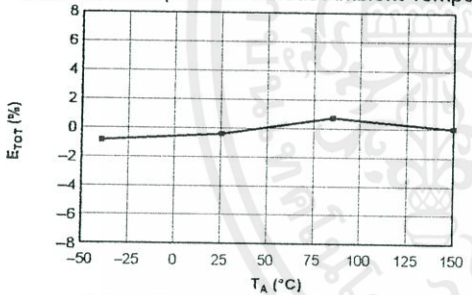
Magnetic Offset versus Ambient Temperature



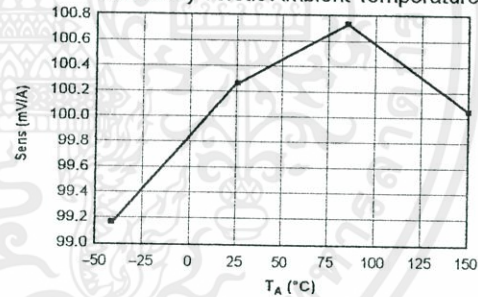
Nonlinearity versus Ambient Temperature



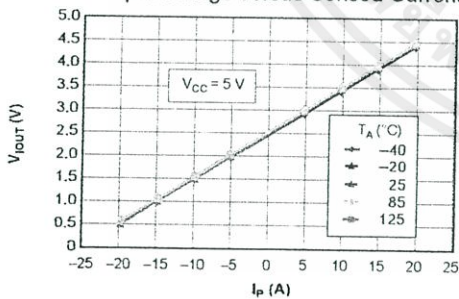
Mean Total Output Error versus Ambient Temperature



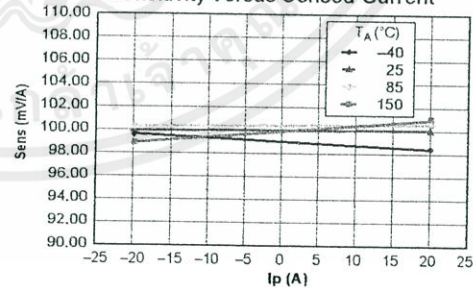
Sensitivity versus Ambient Temperature



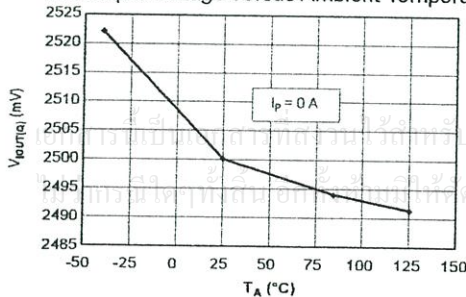
Output Voltage versus Sensed Current



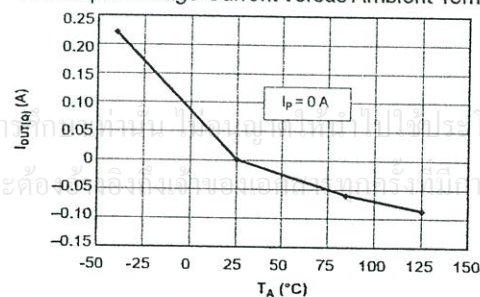
Sensitivity versus Sensed Current



0 A Output Voltage versus Ambient Temperature



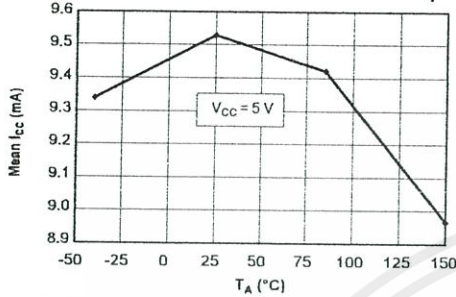
0 A Output Voltage Current versus Ambient Temperature



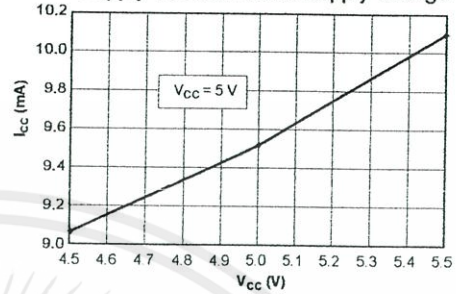
Characteristic Performance

$I_p = 30$ A, unless otherwise specified

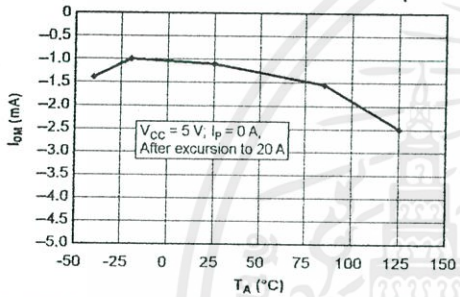
Mean Supply Current versus Ambient Temperature



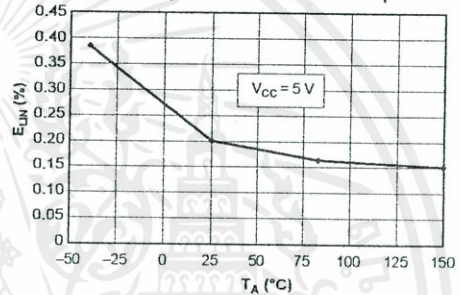
Supply Current versus Supply Voltage



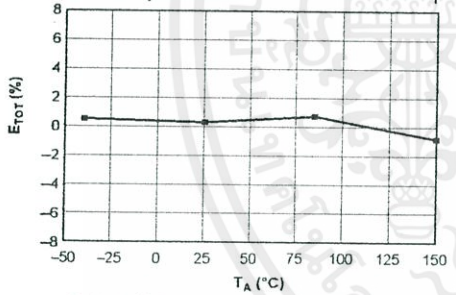
Magnetic Offset versus Ambient Temperature



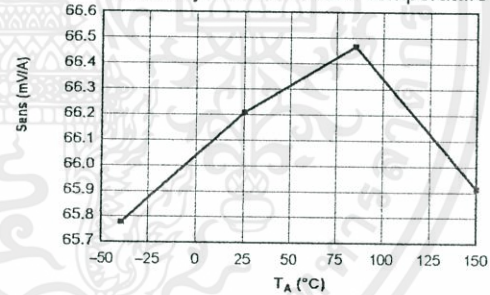
Nonlinearity versus Ambient Temperature



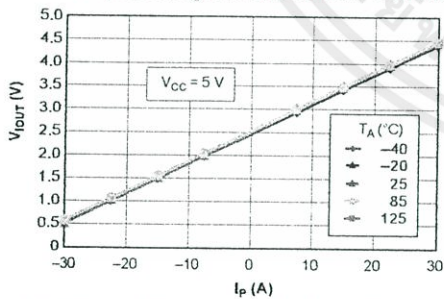
Mean Total Output Error versus Ambient Temperature



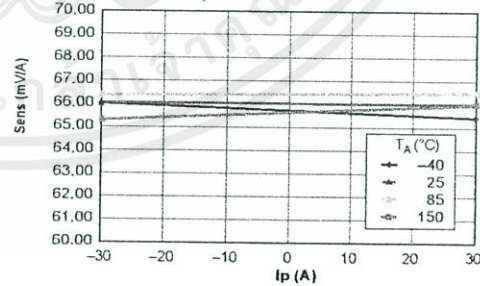
Sensitivity versus Ambient Temperature



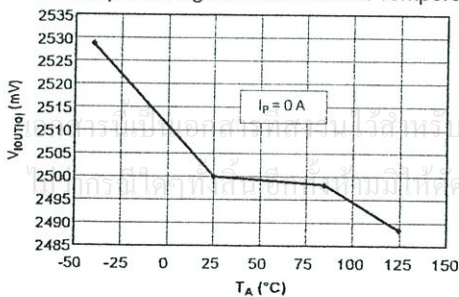
Output Voltage versus Sensed Current



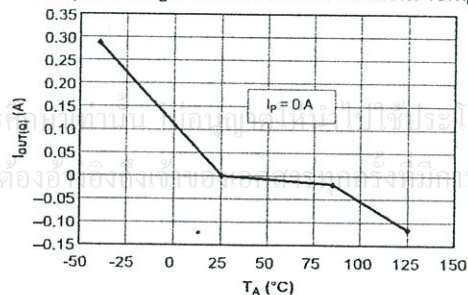
Sensitivity versus Sensed Current



0 A Output Voltage versus Ambient Temperature



0 A Output Voltage Current versus Ambient Temperature



Definitions of Accuracy Characteristics

Sensitivity (Sens). The change in device output in response to a 1 A change through the primary conductor. The sensitivity is the product of the magnetic circuit sensitivity (G/A) and the linear IC amplifier gain (mV/G). The linear IC amplifier gain is programmed at the factory to optimize the sensitivity (mV/A) for the full-scale current of the device.

Noise (V_{NOISE}). The product of the linear IC amplifier gain (mV/G) and the noise floor for the Allegro Hall effect linear IC (≈ 1 G). The noise floor is derived from the thermal and shot noise observed in Hall elements. Dividing the noise (mV) by the sensitivity (mV/A) provides the smallest current that the device is able to resolve.

Linearity (E_{LIN}). The degree to which the voltage output from the IC varies in direct proportion to the primary current through its full-scale amplitude. Nonlinearity in the output can be attributed to the saturation of the flux concentrator approaching the full-scale current. The following equation is used to derive the linearity:

$$100 \left\{ 1 - \left[\frac{\Delta \text{gain} \times \% \text{ sat} (V_{\text{IOUT_full-scale amperes}} - V_{\text{IOUT(Q)}})}{2 (V_{\text{IOUT_half-scale amperes}} - V_{\text{IOUT(Q)}})} \right] \right\}$$

where $V_{\text{IOUT_full-scale amperes}}$ = the output voltage (V) when the sampled current approximates full-scale $\pm I_p$.

Symmetry (E_{SYM}). The degree to which the absolute voltage output from the IC varies in proportion to either a positive or negative full-scale primary current. The following formula is used to derive symmetry:

$$100 \left(\frac{V_{\text{IOUT_+ full-scale amperes}} - V_{\text{IOUT(Q)}}}{V_{\text{IOUT(Q)}} - V_{\text{IOUT_full-scale amperes}}} \right)$$

Quiescent output voltage (V_{IOUT(Q)}). The output of the device when the primary current is zero. For a unipolar supply voltage, it nominally remains at $V_{CC}/2$. Thus, $V_{CC} = 5$ V translates into $V_{\text{IOUT(Q)}} = 2.5$ V. Variation in $V_{\text{IOUT(Q)}}$ can be attributed to the resolution of the Allegro linear IC quiescent voltage trim and thermal drift.

Electrical offset voltage (V_{OE}). The deviation of the device output from its ideal quiescent value of $V_{CC}/2$ due to nonmagnetic causes. To convert this voltage to amperes, divide by the device sensitivity, Sens.

Accuracy (E_{TOT}). The accuracy represents the maximum deviation of the actual output from its ideal value. This is also known as the total output error. The accuracy is illustrated graphically in the output voltage versus current chart at right.

Accuracy is divided into four areas:

- **0 A at 25°C.** Accuracy at the zero current flow at 25°C, without the effects of temperature.
- **0 A over Δ temperature.** Accuracy at the zero current flow including temperature effects.
- **Full-scale current at 25°C.** Accuracy at the the full-scale current at 25°C, without the effects of temperature.
- **Full-scale current over Δ temperature.** Accuracy at the full-scale current flow including temperature effects.

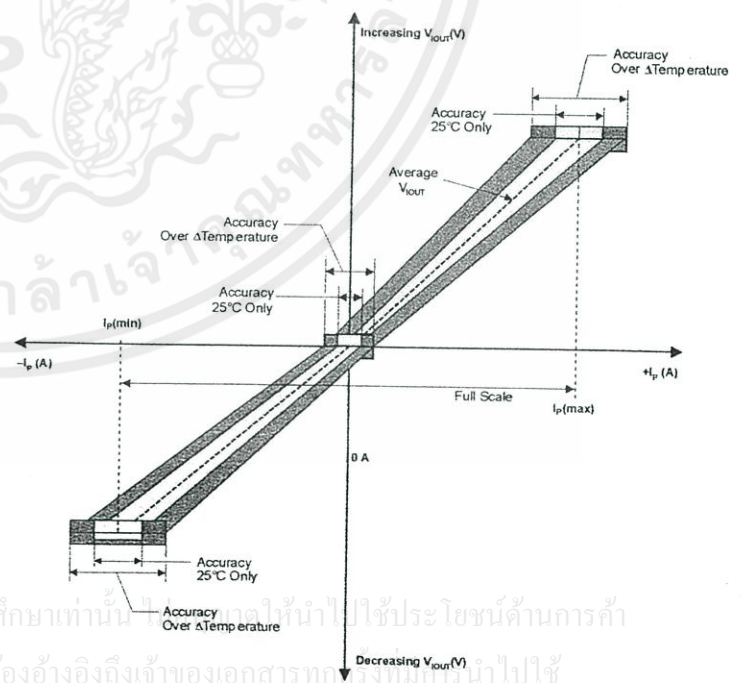
Ratiometry. The ratiometric feature means that its 0 A output, $V_{\text{IOUT(Q)}}$, (nominally equal to $V_{CC}/2$) and sensitivity, Sens, are proportional to its supply voltage, V_{CC} . The following formula is used to derive the ratiometric change in 0 A output voltage, $\Delta V_{\text{IOUT(Q)RAT}}$ (%).

$$100 \left(\frac{V_{\text{IOUT(Q) VCC}} / V_{\text{IOUT(Q) 5V}}}{V_{CC} / 5 \text{ V}} \right)$$

The ratiometric change in sensitivity, $\Delta \text{Sens}_{\text{RAT}}$ (%), is defined as:

$$100 \left(\frac{\text{Sens}_{V_{CC}} / \text{Sens}_{5V}}{V_{CC} / 5 \text{ V}} \right)$$

Output Voltage versus Sampled Current
Accuracy at 0 A and at Full-Scale Current

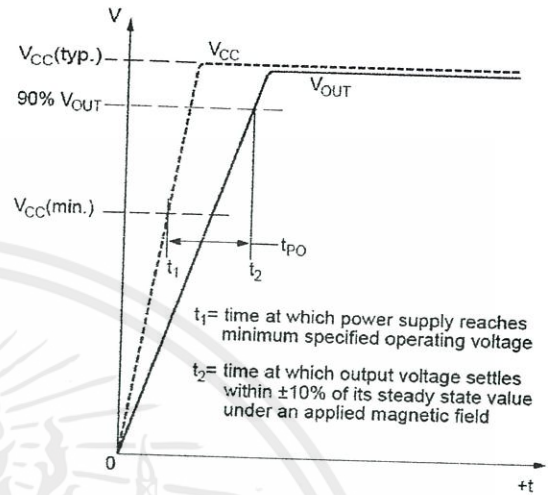


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่ใช่ว่าจะนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

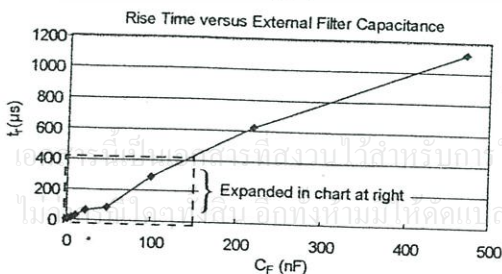
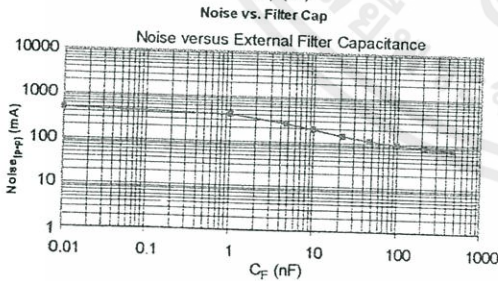
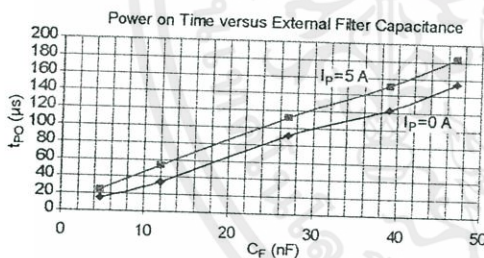
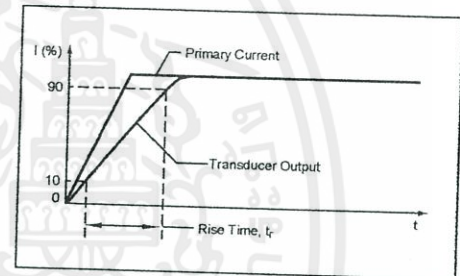
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีให้นำไปใช้

Definitions of Dynamic Response Characteristics

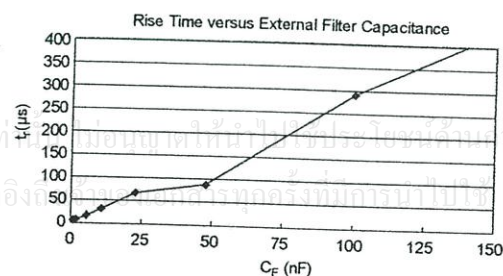
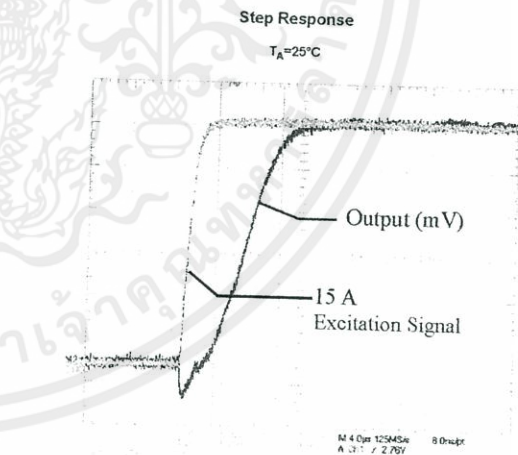
Power-On Time (t_{PO}). When the supply is ramped to its operating voltage, the device requires a finite time to power its internal components before responding to an input magnetic field. Power-On Time, t_{PO} , is defined as the time it takes for the output voltage to settle within $\pm 10\%$ of its steady state value under an applied magnetic field, after the power supply has reached its minimum specified operating voltage, $V_{CC(min)}$, as shown in the chart at right.



Rise time (t_r). The time interval between a) when the device reaches 10% of its full scale value, and b) when it reaches 90% of its full scale value. The rise time to a step response is used to derive the bandwidth of the device, in which $f(-3\text{ dB}) = 0.35/t_r$. Both t_r and $t_{RESPONSE}$ are detrimentally affected by eddy current losses observed in the conductive IC ground plane.



C_F (nF)	t_r (μ s)
0	6.6
1	7.7
4.7	17.4
10	32.1
22	68.2
47	88.2
100	291.3
220	623.0
470	1120.0



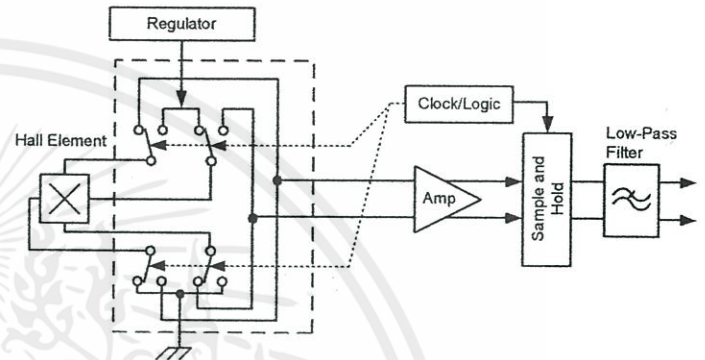
ACS714

Automotive Grade, Fully Integrated, Hall Effect-Based Linear Current Sensor IC with 2.1 kVRMS Voltage Isolation and a Low-Resistance Current Conductor

Chopper Stabilization Technique

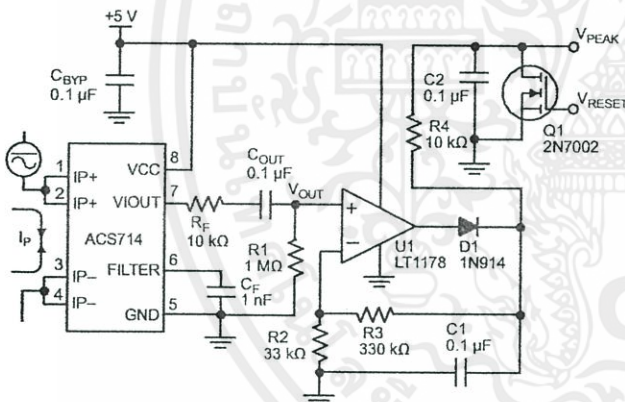
Chopper Stabilization is an innovative circuit technique that is used to minimize the offset voltage of a Hall element and an associated on-chip amplifier. Allegro patented a Chopper Stabilization technique that nearly eliminates Hall IC output drift induced by temperature or package stress effects. This offset reduction technique is based on a signal modulation-demodulation process. Modulation is used to separate the undesired DC offset signal from the magnetically induced signal in the frequency domain. Then, using a low-pass filter, the modulated DC offset is suppressed while the magnetically induced signal passes through the filter. As a result of this chopper stabilization approach, the output voltage from the Hall IC is desensitized to the effects of temperature and mechanical stress. This technique produces devices that have an extremely stable Electrical Offset Voltage, are immune to thermal stress, and have precise recoverability after temperature cycling.

This technique is made possible through the use of a BiCMOS process that allows the use of low-offset and low-noise amplifiers in combination with high-density logic integration and sample and hold circuits.

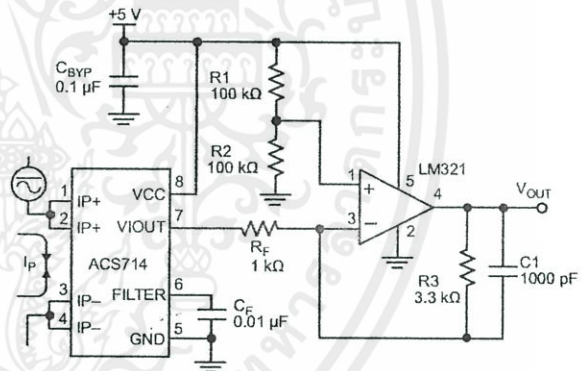


Concept of Chopper Stabilization Technique

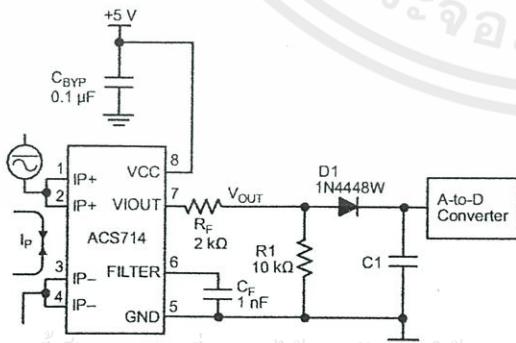
Typical Applications



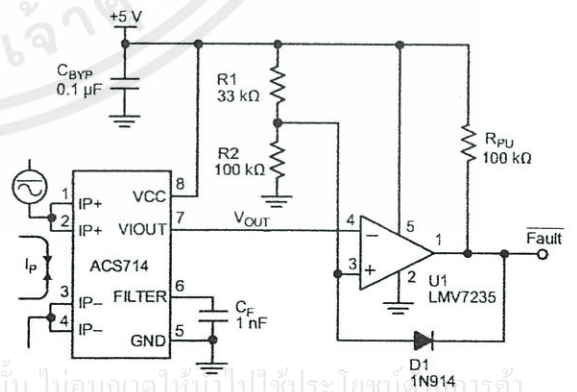
Application 2. Peak Detecting Circuit



Application 3. This configuration increases gain to 610 mV/A (tested using the ACS714ELC-05A).



Application 4. Rectified Output. 3.3 V scaling and rectification application for A-to-D converters. Replaces current transformer solutions with simpler ACS circuit. C1 is a function of the load resistance and filtering desired. R1 can be omitted if the full range is desired.



Application 5. 10 A Overcurrent Fault Latch. Fault threshold set by R1 and R2. This circuit latches an overcurrent fault and holds it until the 5 V rail is powered down.

Improving Sensing System Accuracy Using the FILTER Pin

In low-frequency sensing applications, it is often advantageous to add a simple RC filter to the output of the device. Such a low-pass filter improves the signal-to-noise ratio, and therefore the resolution, of the device output signal. However, the addition of an RC filter to the output of a sensor IC can result in undesirable device output attenuation — even for DC signals.

Signal attenuation, ΔV_{ATT} , is a result of the resistive divider effect between the resistance of the external filter, R_F (see Application 6), and the input impedance and resistance of the customer interface circuit, R_{INTFC} . The transfer function of this resistive divider is given by:

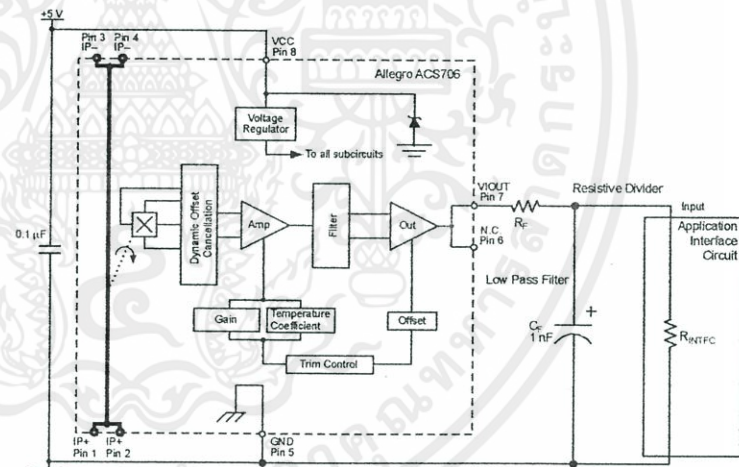
$$\Delta V_{ATT} = V_{OUT} \left(\frac{R_{INTFC}}{R_F + R_{INTFC}} \right)$$

Even if R_F and R_{INTFC} are designed to match, the two individual resistance values will most likely drift by different amounts over

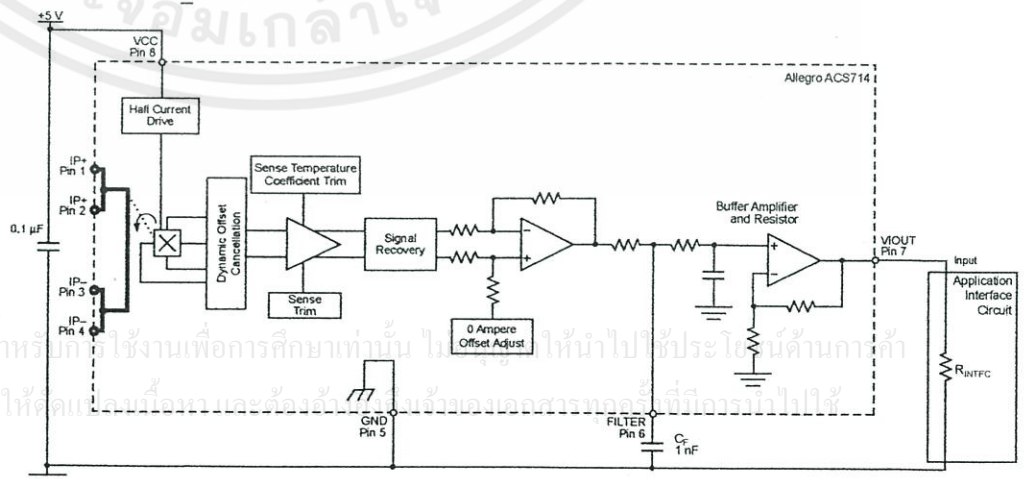
temperature. Therefore, signal attenuation will vary as a function of temperature. Note that, in many cases, the input impedance, R_{INTFC} , of a typical analog-to-digital converter (ADC) can be as low as 10 k Ω .

The ACS714 contains an internal resistor, a FILTER pin connection to the printed circuit board, and an internal buffer amplifier. With this circuit architecture, users can implement a simple RC filter via the addition of a capacitor, C_F (see Application 7) from the FILTER pin to ground. The buffer amplifier inside of the ACS714 (located after the internal resistor and FILTER pin connection) eliminates the attenuation caused by the resistive divider effect described in the equation for ΔV_{ATT} . Therefore, the ACS714 device is ideal for use in high-accuracy applications that cannot afford the signal attenuation associated with the use of an external RC low-pass filter.

Application 6. When a low pass filter is constructed externally to a standard Hall effect device, a resistive divider may exist between the filter resistor, R_F , and the resistance of the customer interface circuit, R_{INTFC} . This resistive divider will cause excessive attenuation, as given by the transfer function for ΔV_{ATT} .

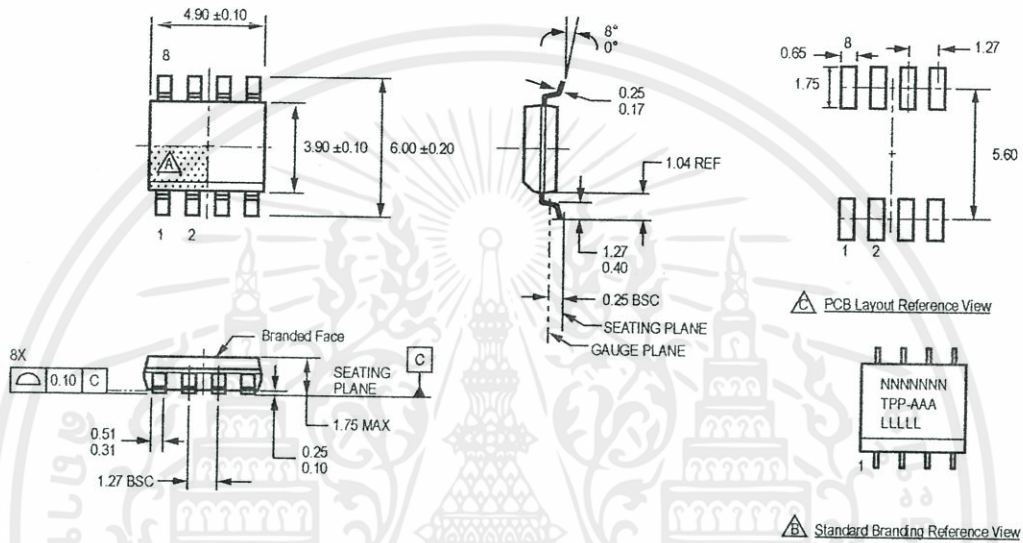


Application 7. Using the FILTER pin provided on the ACS714 eliminates the attenuation effects of the resistor divider between R_F and R_{INTFC} , shown in Application 6.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ในงานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่ให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกหรือเผยแพร่ข้อมูลใดๆที่มีในเอกสารฉบับนี้

Package LC, 8-pin SOIC



For Reference Only; not for tooling use (reference MS-012AA)
 Dimensions in millimeters
 Dimensions exclusive of mold flash, gate burrs, and dambar protrusions
 Exact case and lead configuration at supplier discretion within limits shown

- Terminal #1 mark area
- Branding scale and appearance at supplier discretion
- Reference land pattern layout (reference IPC7351)
- SOIC127P600X175-8M; all pads a minimum of 0.20 mm from all adjacent pads; adjust as necessary to meet application process requirements and PCB layout tolerances

Standard Branding Reference View

N = Device part number
 T = Device temperature range
 P = Package Designator
 A = Amperage
 L = Lot number
 Belly Brand = Country of Origin

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Revision History

Revision	Revision Date	Description of Revision
Rev. 8	October 12, 2011	Update branding specifications



Copyright ©2006-2011, Allegro MicroSystems, Inc.

The products described herein are protected by U.S. patents: 5,621,319; 7,598,601; and patent pending.

Allegro MicroSystems, Inc. reserves the right to make, from time to time, such departures from the detail specifications as may be required to permit improvements in the performance, reliability, or manufacturability of its products. Before placing an order, the user is cautioned to verify that the information being relied upon is current.

Allegro's products are not to be used in life support devices or systems, if a failure of an Allegro product can reasonably be expected to cause the failure of that life support device or system, or to affect the safety or effectiveness of that device or system.

The information included herein is believed to be accurate and reliable. However, Allegro MicroSystems, Inc. assumes no responsibility for its use; nor for any infringement of patents or other rights of third parties which may result from its use.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกสิ่งนี้ออกไปและต้องอ้างอิงถึงชื่อของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

For the latest version of this document, visit our website:

www.allegromicro.com



3.0V to 5.5V, Low-Power, up to 1Mbps, True RS-232 Transceivers Using Four 0.1µF External Capacitors

General Description

The MAX3222/MAX3232/MAX3237/MAX3241 transceivers have a proprietary low-dropout transmitter output stage enabling true RS-232 performance from a 3.0V to 5.5V supply with a dual charge pump. The devices require only four small 0.1µF external charge-pump capacitors. The MAX3222, MAX3232, and MAX3241 are guaranteed to run at data rates of 120kbps while maintaining RS-232 output levels. The MAX3237 is guaranteed to run at data rates of 250kbps in the normal operating mode and 1Mbps in the MegaBaud™ operating mode, while maintaining RS-232 output levels.

The MAX3222/MAX3232 have 2 receivers and 2 drivers. The MAX3222 features a 1µA shutdown mode that reduces power consumption and extends battery life in portable systems. Its receivers remain active in shutdown mode, allowing external devices such as modems to be monitored using only 1µA supply current. The MAX3222 and MAX3232 are pin, package, and functionally compatible with the industry-standard MAX242 and MAX232, respectively.

The MAX3241 is a complete serial port (3 drivers/5 receivers) designed for notebook and subnotebook computers. The MAX3237 (5 drivers/3 receivers) is ideal for fast modem applications. Both these devices feature a shutdown mode in which all receivers can remain active while using only 1µA supply current. Receivers R1 (MAX3237/MAX3241) and R2 (MAX3241) have extra outputs in addition to their standard outputs. These extra outputs are always active, allowing external devices such as a modem to be monitored without forward biasing the protection diodes in circuitry that may have VCC completely removed.

The MAX3222, MAX3237, and MAX3241 are available in space-saving TSSOP and SSOP packages.

Applications

- Notebook, Subnotebook, and Palmtop Computers
- High-Speed Modems
- Battery-Powered Equipment
- Hand-Held Equipment
- Peripherals
- Printers

Typical Operating Circuits appear at end of data sheet.

MegaBaud and UCSP are trademarks of Maxim Integrated Products, Inc.

Next Generation Device Features

- ◆ **For Smaller Packaging:**
MAX3228E/MAX3229E: +2.5V to +5.5V RS-232 Transceivers in UCSP™
- ◆ **For Integrated ESD Protection:**
MAX3222E/MAX3232E/MAX3237E/MAX3241E/
MAX3246E: ±15kV ESD-Protected, Down to 10nA, 3.0V to 5.5V, Up to 1Mbps, True RS-232 Transceivers
- ◆ **For Low-Voltage or Data Cable Applications:**
MAX3380E/MAX3381E: +2.35V to +5.5V, 1µA, 2 Tx/2 Rx RS-232 Transceivers with ±15kV ESD-Protected I/O and Logic Pins

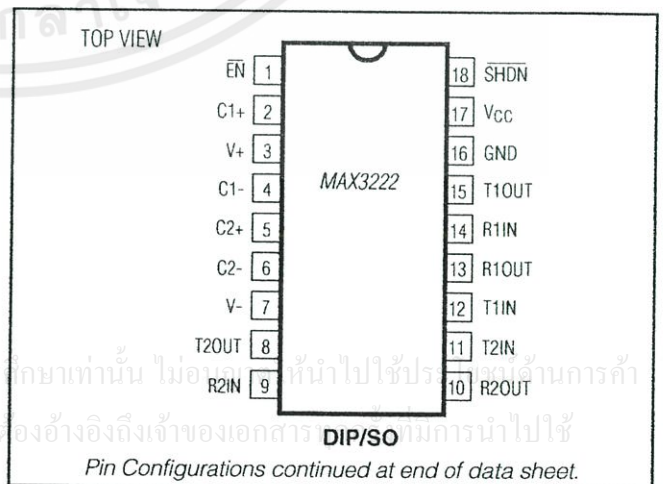
Ordering Information

PART	TEMP RANGE	PIN-PACKAGE	PKG CODE
MAX3222CUP+	0°C to +70°C	20 TSSOP	U20+2
MAX3222CAP+	0°C to +70°C	20 SSOP	A20+1
MAX3222CWN+	0°C to +70°C	18 SO	W18+1
MAX3222CPN+	0°C to +70°C	18 Plastic Dip	P18+5

+Denotes lead-free package.

Ordering Information continued at end of data sheet.

Pin Configurations



MAX3222/MAX3232/MAX3237/MAX3241

3.0V to 5.5V, Low-Power, up to 1Mbps, True RS-232 Transceivers Using Four 0.1µF External Capacitors

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

V _{CC}	-0.3V to +6V	Continuous Power Dissipation (T _A = +70°C)
V ₊ (Note 1).....	-0.3V to +7V	16-Pin TSSOP (derate 6.7mW/°C above +70°C).....
V ₋ (Note 1).....	+0.3V to -7V	16-Pin Narrow SO (derate 8.70mW/°C above +70°C).....
V ₊ + V ₋ (Note 1).....	+13V	16-Pin Wide SO (derate 9.52mW/°C above +70°C).....
Input Voltages		16-Pin Plastic DIP (derate 10.53mW/°C above +70°C).....
T _{IN} , SHDN, EN.....	-0.3V to +6V	18-Pin SO (derate 9.52mW/°C above +70°C).....
MBAUD.....	-0.3V to (V _{CC} + 0.3V)	18-Pin Plastic DIP (derate 11.11mW/°C above +70°C).....
R _{IN}	±25V	20-Pin SSOP (derate 7.00mW/°C above +70°C).....
Output Voltages		20-Pin TSSOP (derate 8.0mW/°C above +70°C).....
T _{OUT}	±13.2V	28-Pin TSSOP (derate 8.7mW/°C above +70°C).....
R _{OUT}	-0.3V to (V _{CC} + 0.3V)	28-Pin SSOP (derate 9.52mW/°C above +70°C).....
Short-Circuit Duration		28-Pin SO (derate 12.50mW/°C above +70°C).....
T _{OUT}	Continuous	1W
		Operating Temperature Ranges
		MAX32__C.....
		MAX32__E.....
		Storage Temperature Range.....
		Lead Temperature (soldering, 10s).....

Note 1: V₊ and V₋ can have a maximum magnitude of 7V, but their absolute difference cannot exceed 13V.

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

(V_{CC} = +3.0V to +5.5V, C1-C4 = 0.1µF (Note 2), T_A = T_{MIN} to T_{MAX}, unless otherwise noted. Typical values are at T_A = +25°C.)

PARAMETER	CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNITS
DC CHARACTERISTICS						
V _{CC} Power-Supply Current	No load, V _{CC} = 3.3V or 5.0V, T _A = +25°C	MAX3222/MAX3232/ MAX3241		0.3	1.0	mA
		MAX3237		0.5	2.0	
Shutdown Supply Current	SHDN = GND, T _A = +25°C			1.0	10	µA
LOGIC INPUTS AND RECEIVER OUTPUTS						
Input Logic Threshold Low (Note 3)	T _{IN} , EN, SHDN, MBAUD				0.8	V
Input Logic Threshold High (Note 3)	V _{CC} = 3.3V		2.0			V
	V _{CC} = 5.0V		2.4			
Input Leakage Current	T _{IN} , EN, SHDN, MBAUD			±0.01	±1.0	µA
Output Leakage Current	Receivers disabled			±0.05	±10	µA
Output Voltage Low	I _{OUT} = 1.6mA				0.4	V
Output Voltage High	I _{OUT} = -1.0mA		V _{CC} - 0.6	V _{CC} - 0.1		V
RECEIVER INPUTS						
Input Voltage Range			-25		25	V
Input Threshold Low	T _A = +25°C	V _{CC} = 3.3V	0.6	1.2		V
		V _{CC} = 5.0V	0.8	1.5		
Input Threshold High	T _A = +25°C	V _{CC} = 3.3V		1.5	2.4	V
		V _{CC} = 5.0V		1.8	2.4	

MAX3222/MAX3232/MAX3237/MAX3241

3.0V to 5.5V, Low-Power, up to 1Mbps, True RS-232 Transceivers Using Four 0.1µF External Capacitors

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

(V_{CC} = +3.0V to +5.5V, C1–C4 = 0.1µF (Note 2), T_A = T_{MIN} to T_{MAX}, unless otherwise noted. Typical values are at T_A = +25°C.)

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Input Hysteresis			0.3		V
Input Resistance	T _A = +25°C	3	5	7	kΩ
TRANSMITTER OUTPUTS					
Output Voltage Swing	All transmitter outputs loaded with 3kΩ to ground	±5.0	±5.4		V
Output Resistance	V _{CC} = V ₊ = V ₋ = 0V, T _{OUT} = ±2V	300	10M		Ω
Output Short-Circuit Current			±35	±60	mA
Output Leakage Current	V _{OUT} = ±12V, V _{CC} = 0V or 3V to 5.5V, transmitters disabled			±25	µA
MOUSE DRIVEABILITY (MAX3241)					
Transmitter Output Voltage	T1IN = T2IN = GND, T3IN = V _{CC} , T3OUT loaded with 3kΩ to GND, T1OUT and T2OUT loaded with 2.5mA each	±5.0			V

TIMING CHARACTERISTICS—MAX3222/MAX3232/MAX3241

(V_{CC} = +3.0V to +5.5V, C1–C4 = 0.1µF (Note 2), T_A = T_{MIN} to T_{MAX}, unless otherwise noted. Typical values are at T_A = +25°C.)

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Maximum Data Rate	R _L = 3kΩ, C _L = 1000pF, one transmitter switching	120	235		kbps
Receiver Propagation Delay	R _{IN} to R _{OUT} , C _L = 150pF	t _{PHL}	0.3		µs
		t _{PLH}	0.3		
Receiver Output Enable Time	Normal operation		200		ns
Receiver Output Disable Time	Normal operation		200		ns
Transmitter Skew	t _{PHL} - t _{PLH}		300		ns
Receiver Skew	t _{PHL} - t _{PLH}		300		ns
Transition-Region Slew Rate	V _{CC} = 3.3V, R _L = 3kΩ to 7kΩ, +3V to -3V or -3V to +3V, T _A = +25°C, one transmitter switching	C _L = 150pF to 1000pF	6	30	V/µs
		C _L = 150pF to 2500pF	4	30	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MAX3222/MAX3232/MAX3237/MAX3241

3.0V to 5.5V, Low-Power, up to 1Mbps, True RS-232 Transceivers Using Four 0.1µF External Capacitors

TIMING CHARACTERISTICS—MAX3237

($V_{CC} = +3.0V$ to $+5.5V$, $C1-C4 = 0.1\mu F$ (Note 2), $T_A = T_{MIN}$ to T_{MAX} , unless otherwise noted. Typical values are at $T_A = +25^\circ C$.)

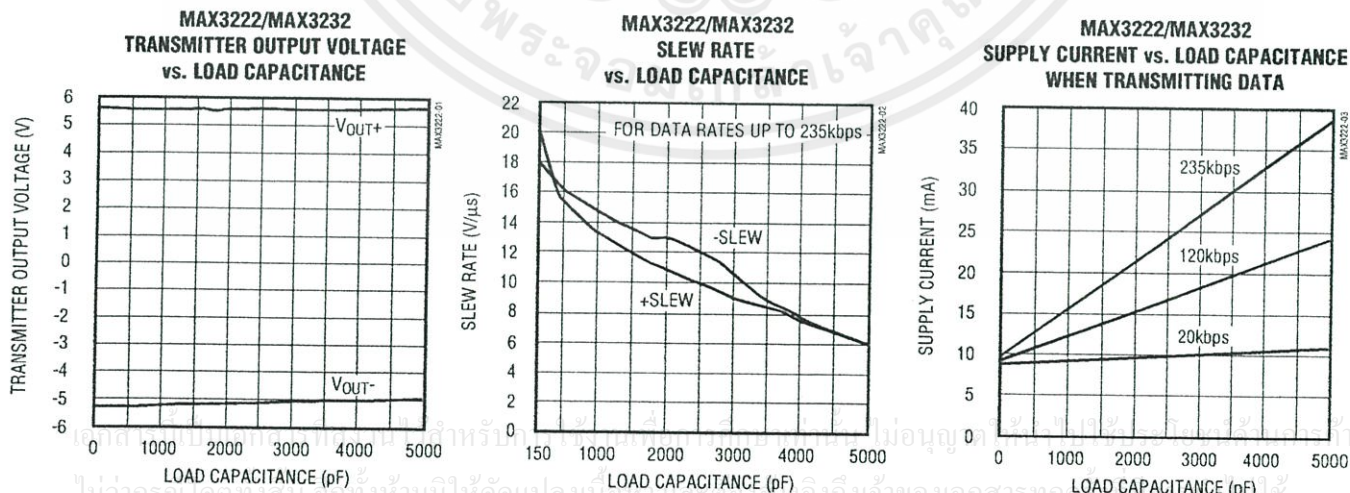
PARAMETER	CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNITS
Maximum Data Rate	$R_L = 3k\Omega$, $C_L = 1000pF$, one transmitter switching, $MBAUD = GND$		250			kbps
	$V_{CC} = 3.0V$ to $4.5V$, $R_L = 3k\Omega$, $C_L = 250pF$, one transmitter switching, $MBAUD = V_{CC}$		1000			
	$V_{CC} = 4.5V$ to $5.5V$, $R_L = 3k\Omega$, $C_L = 1000pF$, one transmitter switching, $MBAUD = V_{CC}$		1000			
Receiver Propagation Delay	R_{IN} to R_{OUT} , $C_L = 150pF$	t_{PHL}	0.15			μs
		t_{PLH}	0.15			
Receiver Output Enable Time	Normal operation		200			ns
Receiver Output Disable Time	Normal operation		200			ns
Transmitter Skew	$ t_{PHL} - t_{PLH} $, $MBAUD = GND$		100			ns
	$ t_{PHL} - t_{PLH} $, $MBAUD = V_{CC}$		25			ns
Receiver Skew	$ t_{PHL} - t_{PLH} $		50			ns
Transition-Region Slew Rate	$V_{CC} = 3.3V$, $R_L = 3\Omega$ to $7k\Omega$, $+3V$ to $-3V$ or $-3V$ to $+3V$, $T_A = +25^\circ C$	$C_L = 150pF$ to $1000pF$, $MBAUD = GND$	6		30	$V/\mu s$
		$C_L = 150pF$ to $1000pF$, $MBAUD = V_{CC}$	24		150	
		$C_L = 150pF$ to $2500pF$, $MBAUD = GND$	4		30	

Note 2: MAX3222/MAX3232/MAX3241: $C1-C4 = 0.1\mu F$ tested at $3.3V \pm 10\%$; $C1 = 0.047\mu F$, $C2-C4 = 0.33\mu F$ tested at $5.0V \pm 10\%$.
 MAX3237: $C1-C4 = 0.1\mu F$ tested at $3.3V \pm 5\%$; $C1-C4 = 0.22\mu F$ tested at $3.3V \pm 10\%$; $C1 = 0.047\mu F$, $C2-C4 = 0.33\mu F$ tested at $5.0V \pm 10\%$.

Note 3: Transmitter input hysteresis is typically 250mV.

Typical Operating Characteristics

($V_{CC} = +3.3V$, 235kbps data rate, $0.1\mu F$ capacitors, all transmitters loaded with $3k\Omega$, $T_A = +25^\circ C$, unless otherwise noted.)



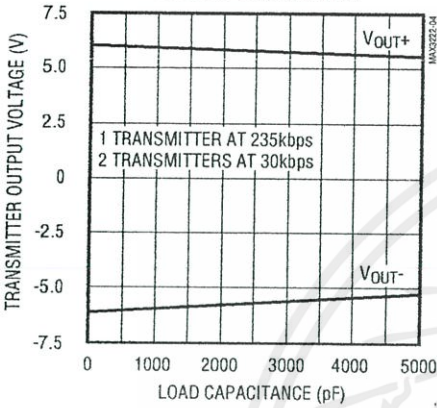
MAX3222/MAX3232/MAX3237/MAX3241

3.0V to 5.5V, Low-Power, up to 1Mbps, True RS-232 Transceivers Using Four 0.1µF External Capacitors

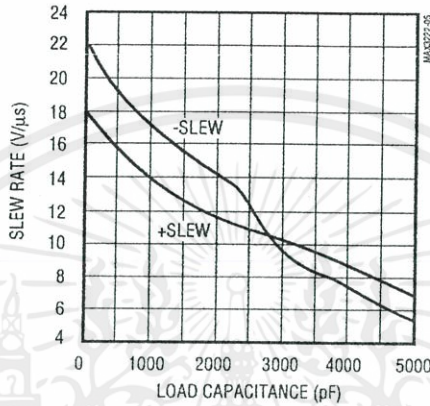
Typical Operating Characteristics (continued)

(V_{CC} = +3.3V, 235kbps data rate, 0.1µF capacitors, all transmitters loaded with 3kΩ, T_A = +25°C, unless otherwise noted.)

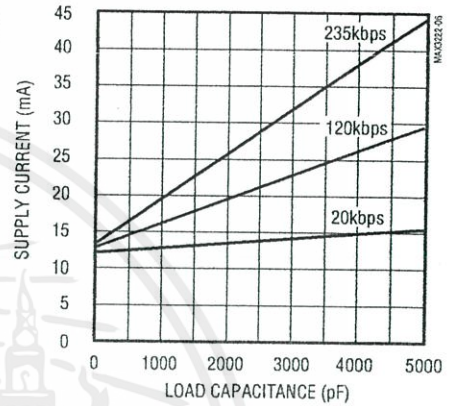
MAX3241
TRANSMITTER OUTPUT VOLTAGE
vs. LOAD CAPACITANCE



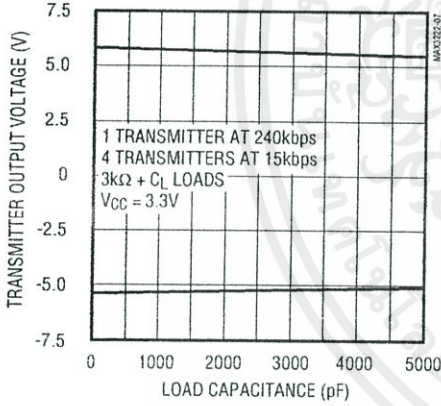
MAX3241
SLEW RATE
vs. LOAD CAPACITANCE



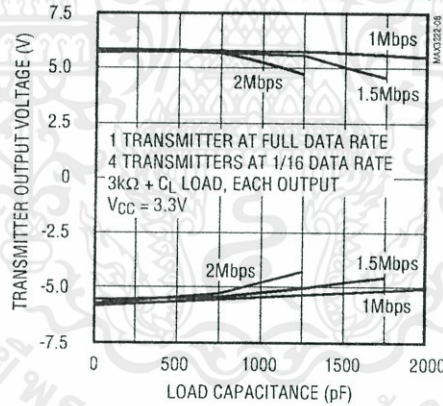
MAX3241
SUPPLY CURRENT vs. LOAD
CAPACITANCE WHEN TRANSMITTING DATA



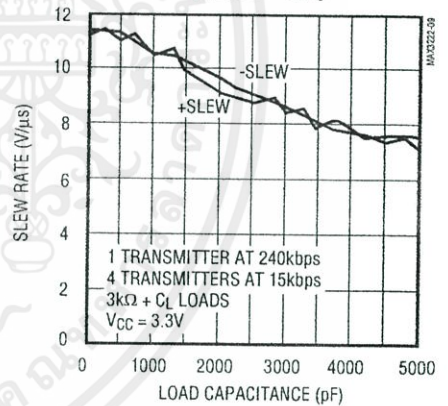
MAX3237
TRANSMITTER OUTPUT VOLTAGE
vs. LOAD CAPACITANCE (MBAUD = GND)



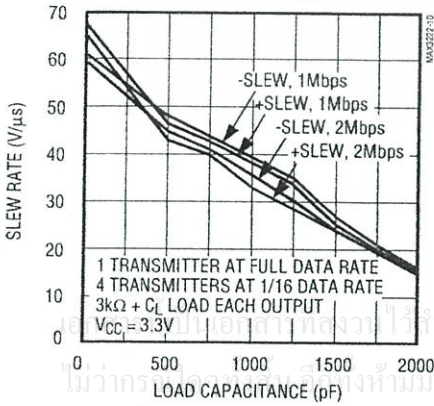
MAX3237
TRANSMITTER OUTPUT VOLTAGE
vs. LOAD CAPACITANCE (MBAUD = V_{CC})



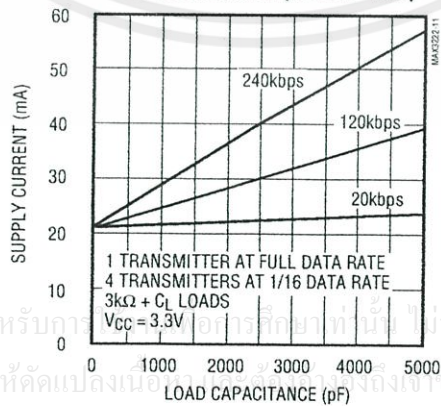
MAX3237
SLEW RATE vs. LOAD CAPACITANCE
(MBAUD = GND)



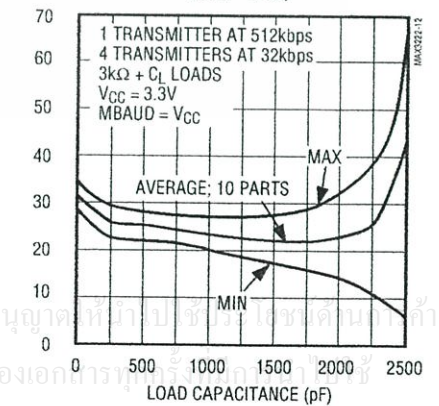
MAX3237
SLEW RATE vs. LOAD CAPACITANCE
(MBAUD = V_{CC})



MAX3237
SUPPLY CURRENT vs.
LOAD CAPACITANCE (MBAUD = GND)



MAX3237
SKEW vs. LOAD CAPACITANCE
(t_{PLH} - t_{PHL})



MAX3222/MAX3232/MAX3237/MAX3241

3.0V to 5.5V, Low-Power, up to 1Mbps, True RS-232 Transceivers Using Four 0.1µF External Capacitors

Pin Description

		PIN			NAME	FUNCTION
MAX3222		MAX3232	MAX3237	MAX3241		
DIP/SO	SSOP					
1	1	—	13	23	$\overline{\text{EN}}$	Receiver Enable. Active low.
2	2	1	28	28	C1+	Positive Terminal of Voltage-Doubler Charge-Pump Capacitor
3	3	2	27	27	V+	+5.5V Generated by the Charge Pump
4	4	3	25	24	C1-	Negative Terminal of Voltage-Doubler Charge-Pump Capacitor
5	5	4	1	1	C2+	Positive Terminal of Inverting Charge-Pump Capacitor
6	6	5	3	2	C2-	Negative Terminal of Inverting Charge-Pump Capacitor
7	7	6	4	3	V-	-5.5V Generated by the Charge Pump
8, 15	8, 17	7, 14	5, 6, 7, 10, 12	9, 10, 11	T_OUT	RS-232 Transmitter Outputs
9, 14	9, 16	8, 13	8, 9, 11	4-8	R_IN	RS-232 Receiver Inputs
10, 13	10, 15	9, 12	18, 20, 21	15-19	R_OUT	TTL/CMOS Receiver Outputs
11, 12	12, 13	10, 11	17, 19, 22, 23, 24	12, 13, 14	T_IN	TTL/CMOS Transmitter Inputs
16	18	15	2	25	GND	Ground
17	19	16	26	26	VCC	+3.0V to +5.5V Supply Voltage
18	20	—	14	22	$\overline{\text{SHDN}}$	Shutdown Control. Active low.
—	11, 14	—	—	—	N.C.	No Connection
—	—	—	15	—	MBAUD	MegaBaud Control Input. Connect to GND for normal operation; connect to VCC for 1Mbps transmission rates.
—	—	—	16	20, 21	R_OUTB	Noninverting Complementary Receiver Outputs. Always active.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MAX3222/MAX3232/MAX3237/MAX3241

3.0V to 5.5V, Low-Power, up to 1Mbps, True RS-232 Transceivers Using Four 0.1µF External Capacitors

Detailed Description

Dual Charge-Pump Voltage Converter

The MAX3222/MAX3232/MAX3237/MAX3241's internal power supply consists of a regulated dual charge pump that provides output voltages of +5.5V (doubling charge pump) and -5.5V (inverting charge pump), regardless of the input voltage (V_{CC}) over the 3.0V to 5.5V range. The charge pumps operate in a discontinuous mode; if the output voltages are less than 5.5V, the charge pumps are enabled, and if the output voltages exceed 5.5V, the charge pumps are disabled. Each charge pump requires a flying capacitor (C1, C2) and a reservoir capacitor (C3, C4) to generate the $V+$ and $V-$ supplies.

RS-232 Transmitters

The transmitters are inverting level translators that convert CMOS-logic levels to 5.0V EIA/TIA-232 levels.

The MAX3222/MAX3232/MAX3241 transmitters guarantee a 120kbps data rate with worst-case loads of $3k\Omega$ in parallel with 1000pF, providing compatibility with PC-to-PC communication software (such as LapLink™). Typically, these three devices can operate at data rates of 235kbps. Transmitters can be paralleled to drive multiple receivers or mice.

LapLink is a trademark of Traveling Software, Inc.

The MAX3222/MAX3237/MAX3241's output stage is turned off (high impedance) when the device is in shut-down mode. When the power is off, the MAX3222/MAX3232/MAX3237/MAX3241 permit the outputs to be driven up to $\pm 12V$.

The transmitter inputs do not have pullup resistors. Connect unused inputs to GND or V_{CC} .

MAX3237 MegaBaud Operation

In normal operating mode ($MBAUD = GND$), the MAX3237 transmitters guarantee a 250kbps data rate with worst-case loads of $3k\Omega$ in parallel with 1000pF. This provides compatibility with PC-to-PC communication software, such as Laplink.

For higher speed serial communications, the MAX3237 features MegaBaud operation. In MegaBaud operating mode ($MBAUD = V_{CC}$), the MAX3237 transmitters guarantee a 1Mbps data rate with worst-case loads of $3k\Omega$ in parallel with 250pF for $3.0V < V_{CC} < 4.5V$. For $5V \pm 10\%$ operation, the MAX3237 transmitters guarantee a 1Mbps data rate into worst-case loads of $3k\Omega$ in parallel with 1000pF.

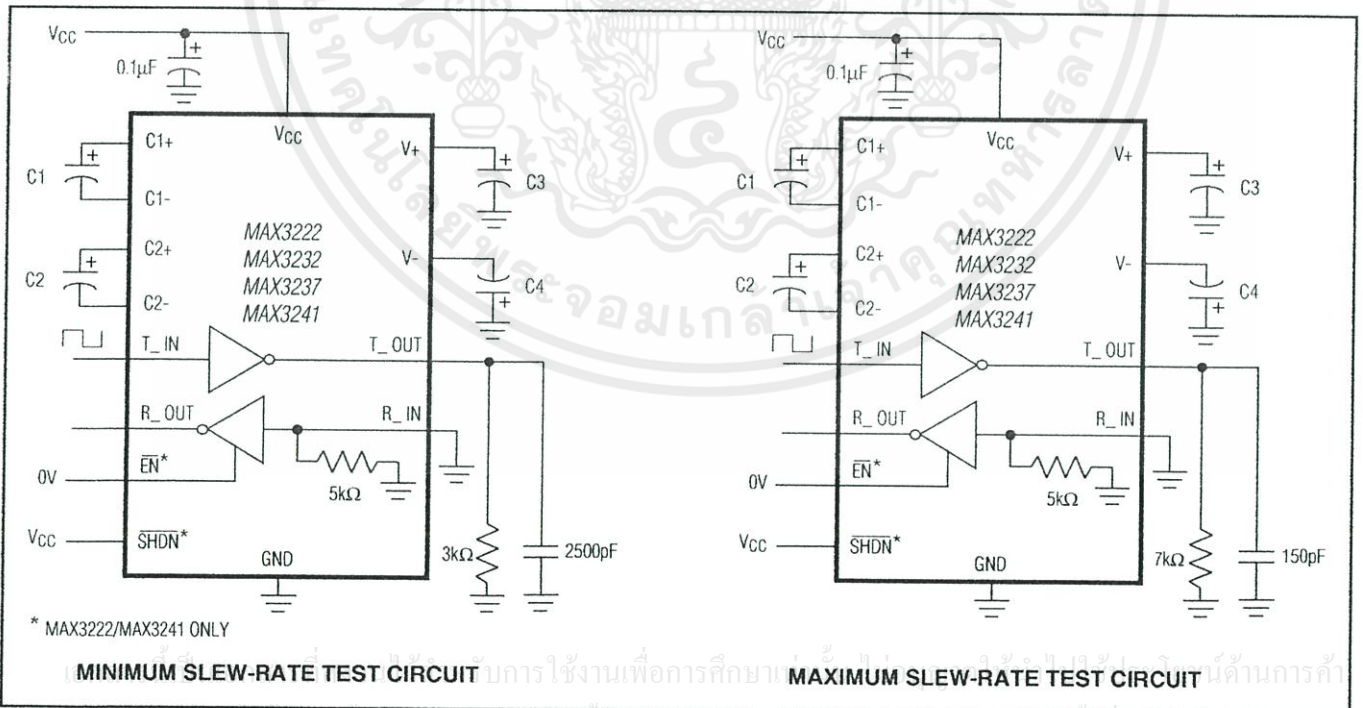
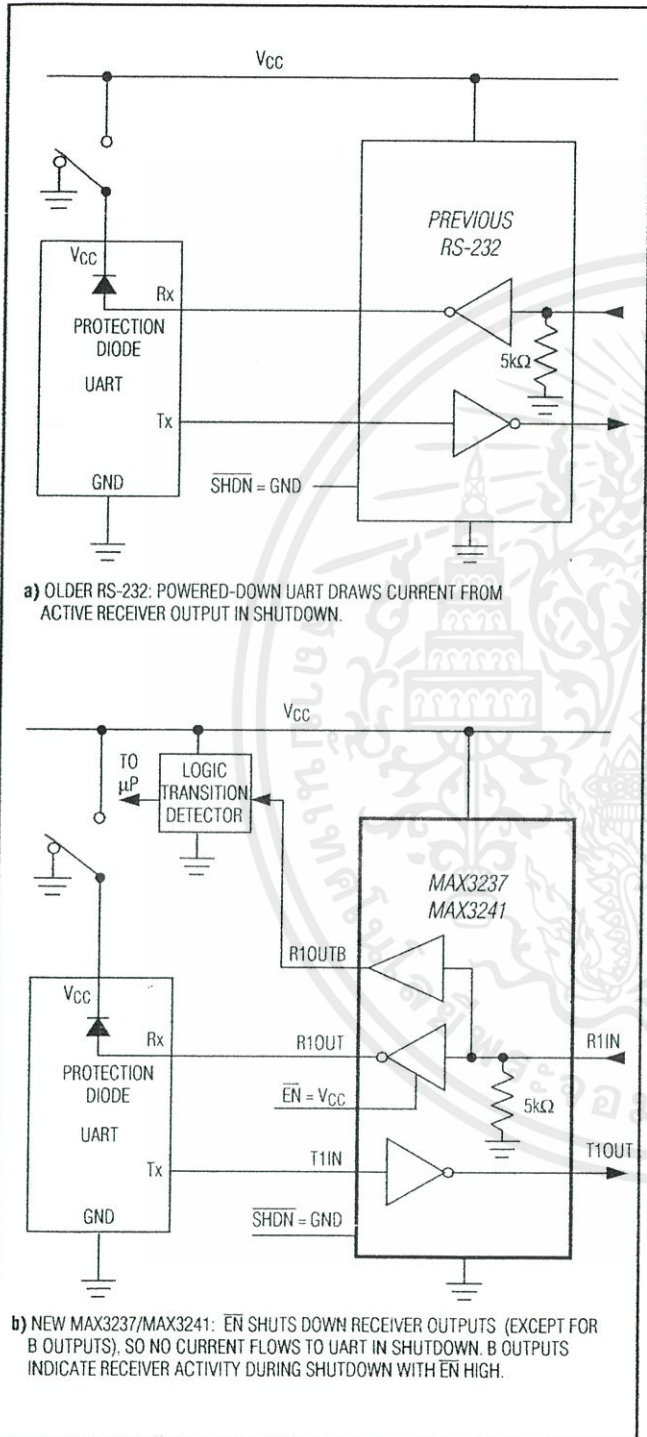


Figure 1. Slew-Rate Test Circuits

MAX3222/MAX3232/MAX3237/MAX3241

3.0V to 5.5V, Low-Power, up to 1Mbps, True RS-232 Transceivers Using Four 0.1µF External Capacitors



RS-232 Receivers

The receivers convert RS-232 signals to CMOS-logic output levels. The MAX3222/MAX3237/MAX3241 receivers have inverting three-state outputs. In shutdown, the receivers can be active or inactive (Table 1).

The complementary outputs on the MAX3237 (R1OUTB) and the MAX3241 (R1OUTB, R2OUTB) are always active, regardless of the state of \overline{EN} or SHDN. This allows for Ring Indicator applications without forward biasing other devices connected to the receiver outputs. This is ideal for systems where V_{CC} is set to 0V in shutdown to accommodate peripherals, such as UARTs (Figure 2).

MAX3222/MAX3237/MAX3241 Shutdown Mode

Supply current falls to less than 1µA in shutdown mode (SHDN = low). When shut down, the device's charge pumps are turned off, V_+ is pulled down to V_{CC} , V_- is pulled to ground, and the transmitter outputs are disabled (high impedance). The time required to exit shutdown is typically 100µs, as shown in Figure 3. Connect SHDN to V_{CC} if the shutdown mode is not used. SHDN has no effect on R_OUT or R_OUTB.

MAX3222/MAX3237/MAX3241 Enable Control

The inverting receiver outputs (R_OUT) are put into a high-impedance state when \overline{EN} is high. The complementary outputs R1OUTB and R2OUTB are always active, regardless of the state of \overline{EN} and SHDN (Table 1). \overline{EN} has no effect on T_OUT.

Applications Information

Capacitor Selection

The capacitor type used for C1–C4 is not critical for proper operation; polarized or nonpolarized capacitors can be used. The charge pump requires 0.1µF capacitors for 3.3V operation. For other supply voltages, refer to Table 2 for required capacitor values. Do not use values lower than those listed in Table 2. Increasing the capacitor values (e.g., by a factor of 2) reduces ripple on the transmitter outputs and slightly reduces power consumption. C2, C3, and C4 can be increased without changing C1's value. However, do not increase C1 without also increasing the values of C2, C3, and C4, to maintain the proper ratios (C1 to the other capacitors).

When using the minimum required capacitor values, make sure the capacitor value does not degrade excessively with temperature. If in doubt, use capacitors with a higher nominal value. The capacitor's equivalent series resistance (ESR), which usually rises at low temperatures, influences the amount of ripple on V_+ and V_- .

MAX3222/MAX3232/MAX3237/MAX3241

3.0V to 5.5V, Low-Power, up to 1Mbps, True RS-232 Transceivers Using Four 0.1µF External Capacitors

Table 1. MAX3222/MAX3237/MAX3241 Shutdown and Enable Control Truth Table

SHDN	EN	T_OUT	R_OUT	R_OUTB (MAX3237/MAX3241)
0	0	High-Z	Active	Active
0	1	High-Z	High-Z	Active
1	0	Active	Active	Active
1	1	Active	High-Z	Active

Table 2. Required Minimum Capacitor Values

V _{CC} (V)	C1 (µF)	C2, C3, C4 (µF)
MAX3222/MAX3232/MAX3241		
3.0 to 3.6	0.1	0.1
4.5 to 5.5	0.047	0.33
3.0 to 5.5	0.1	0.47
MAX3237		
3.0 to 3.6	0.22	0.22
3.15 to 3.6	0.1	0.1
4.5 to 5.5	0.047	0.33
3.0 to 5.5	0.22	1.0

Power-Supply Decoupling

In most circumstances, a 0.1µF bypass capacitor is adequate. In applications that are sensitive to power-supply noise, decouple V_{CC} to ground with a capacitor of the same value as charge-pump capacitor C1. Connect bypass capacitors as close to the IC as possible.

Operation Down to 2.7V

Transmitter outputs will meet EIA/TIA-562 levels of ±3.7V with supply voltages as low as 2.7V.

Transmitter Outputs when Exiting Shutdown

Figure 3 shows two transmitter outputs when exiting shutdown mode. As they become active, the two transmitter outputs are shown going to opposite RS-232 levels (one transmitter input is high, the other is low). Each transmitter is loaded with 3kΩ in parallel with 2500pF. The transmitter outputs display no ringing or undesirable transients as they come out of shutdown. Note that the transmitters are enabled only when the magnitude of V₋ exceeds approximately 3V.

Mouse Driveability

The MAX3241 has been specifically designed to power serial mice while operating from low-voltage power supplies. It has been tested with leading mouse brands from manufacturers such as Microsoft and Logitech. The MAX3241 successfully drove all serial mice tested and met their respective current and voltage requirements. Figure 4a shows the transmitter output voltages under increasing load current at 3.0V. Figure 4b shows a typical mouse connection using the MAX3241.

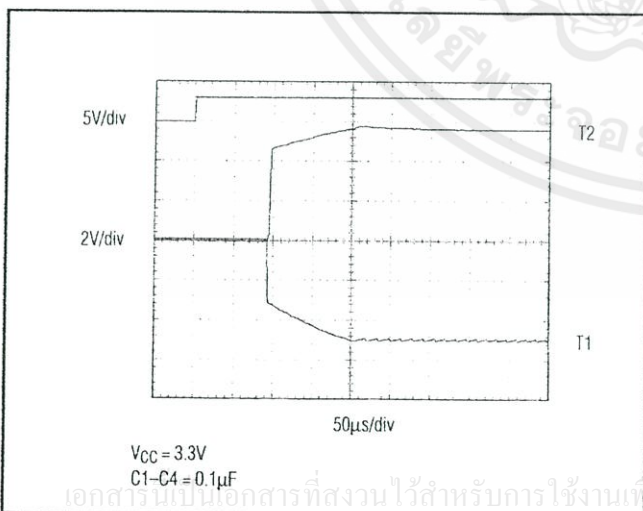


Figure 3. Transmitter Outputs when Exiting Shutdown or Powering Up

MAX3222/MAX3232/MAX3237/MAX3241

3.0V to 5.5V, Low-Power, up to 1Mbps, True RS-232 Transceivers Using Four 0.1µF External Capacitors

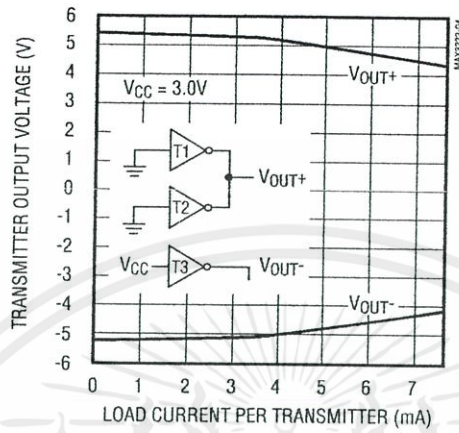


Figure 4a. MAX3241 Transmitter Output Voltage vs. Load Current per Transmitter

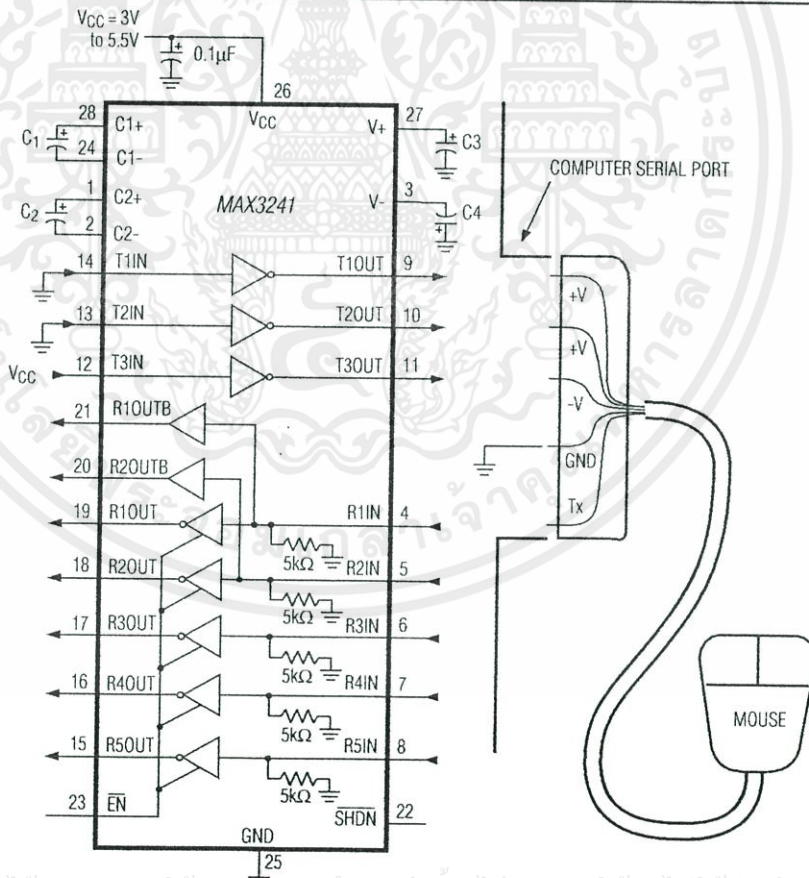


Figure 4b. Mouse Driver Test Circuit

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MAX3222/MAX3232/MAX3237/MAX3241

3.0V to 5.5V, Low-Power, up to 1Mbps, True RS-232 Transceivers Using Four 0.1µF External Capacitors

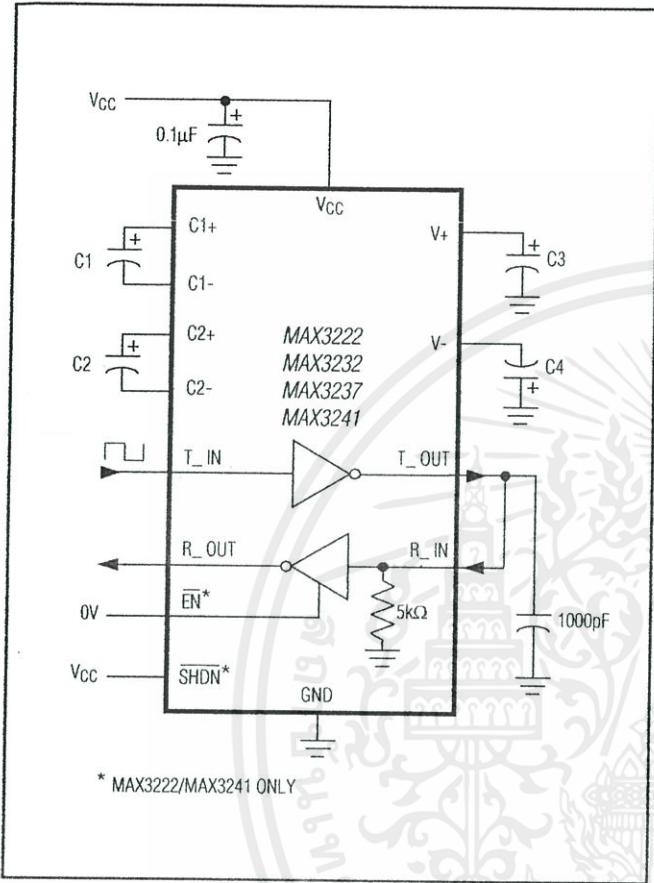


Figure 5. Loopback Test Circuit

High Data Rates

The MAX3222/MAX3232/MAX3241 maintain the RS-232 $\pm 5.0V$ minimum transmitter output voltage even at high data rates. Figure 5 shows a transmitter loopback test circuit. Figure 6 shows a loopback test result at 120kbps, and Figure 7 shows the same test at 235kbps. For Figure 6, all transmitters were driven simultaneously at 120kbps into RS-232 loads in parallel with 1000pF. For Figure 7, a single transmitter was driven at 235kbps, and all transmitters were loaded with an RS-232 receiver in parallel with 1000pF.

The MAX3237 maintains the RS-232 $\pm 5.0V$ minimum transmitter output voltage at data rates up to 1Mbps. Figure 8 shows a loopback test result at 1Mbps with MBAUD = VCC. For Figure 8, all transmitters were loaded with an RS-232 receiver in parallel with 250pF.

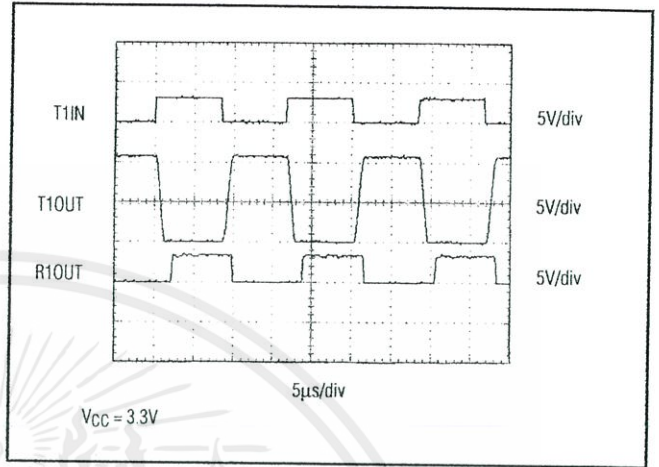


Figure 6. MAX3241 Loopback Test Result at 120kbps

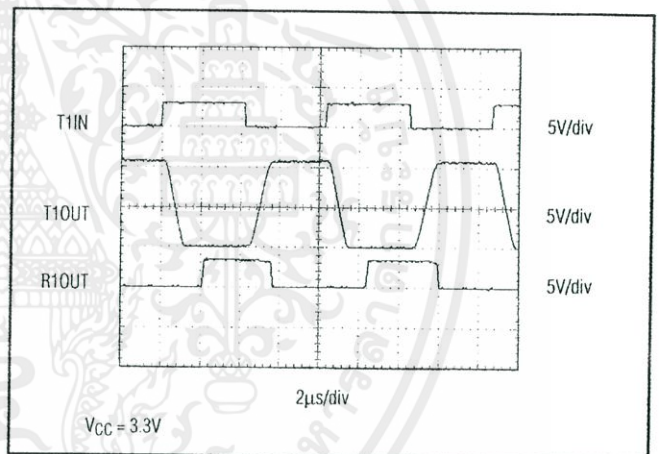


Figure 7. MAX3241 Loopback Test Result at 235kbps

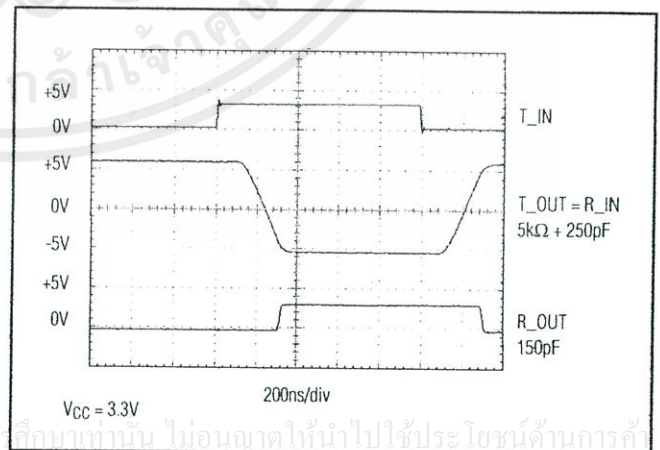


Figure 8. MAX3237 Loopback Test Result at 1000kbps (MBAUD = VCC)

MAX3222/MAX3232/MAX3237/MAX3241

3.0V to 5.5V, Low-Power, up to 1Mbps, True RS-232 Transceivers Using Four 0.1µF External Capacitors

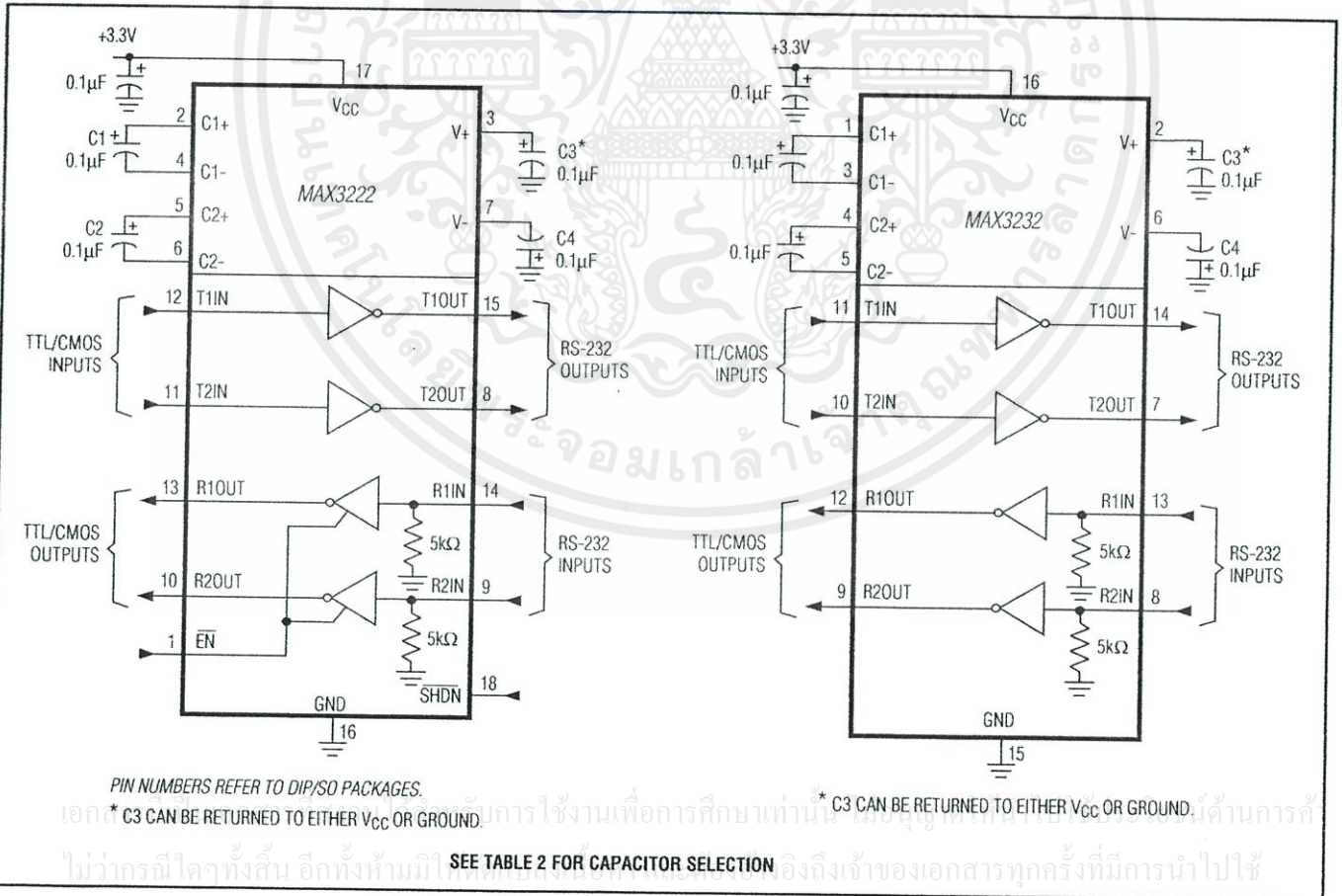
Interconnection with 3V and 5V Logic

The MAX3222/MAX3232/MAX3237/MAX3241 can directly interface with various 5V logic families, including ACT and HCT CMOS. See Table 3 for more information on possible combinations of interconnections.

Table 3. Logic-Family Compatibility with Various Supply Voltages

SYSTEM POWER-SUPPLY VOLTAGE (V)	MAX32_ V _{CC} SUPPLY VOLTAGE (V)	COMPATIBILITY
3.3	3.3	Compatible with all CMOS families.
5	5	Compatible with all TTL and CMOS-logic families.
5	3.3	Compatible with ACT and HCT CMOS, and with TTL. Incompatible with AC, HC, and CD4000 CMOS.

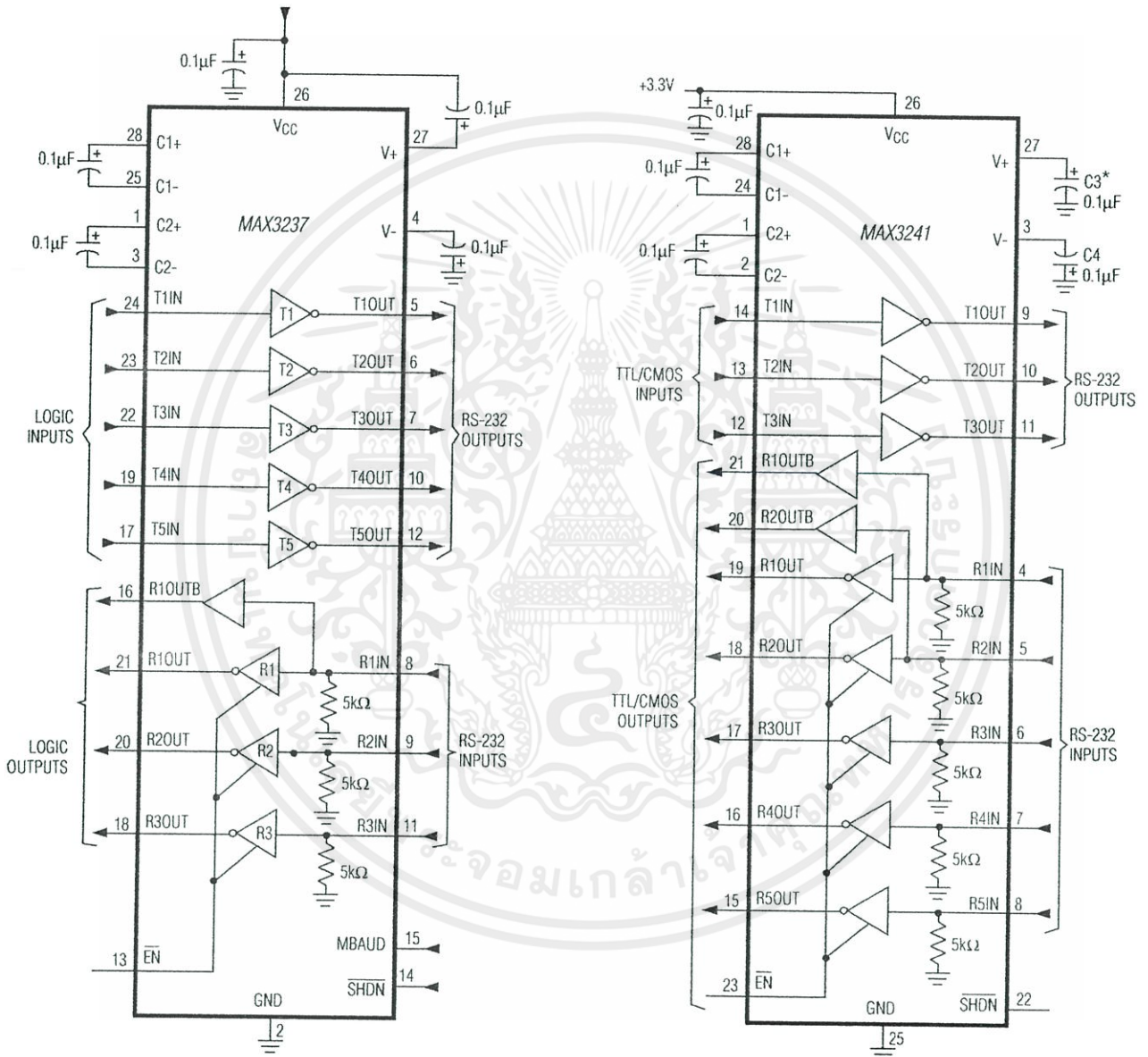
Typical Operating Circuits



MAX3222/MAX3232/MAX3237/MAX3241

3.0V to 5.5V, Low-Power, up to 1Mbps, True RS-232 Transceivers Using Four 0.1µF External Capacitors

Typical Operating Circuits (continued)



* C3 CAN BE RETURNED TO EITHER V_{CC} OR GROUND.

* C3 CAN BE RETURNED TO EITHER V_{CC} OR GROUND.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกสิ่งเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงแหล่งเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MAX3222/MAX3232/MAX3237/MAX3241

3.0V to 5.5V, Low-Power, up to 1Mbps, True RS-232 Transceivers Using Four 0.1µF External Capacitors

Ordering Information (continued)

PART	TEMP RANGE	PIN-PACKAGE	PKG CODE
MAX3222EUP+	-40°C to +85°C	20 TSSOP	U20+2
MAX3222EAP+	-40°C to +85°C	20 SSOP	A20+1
MAX3222EWN+	-40°C to +85°C	18 SO	W18+1
MAX3222EPN+	-40°C to +85°C	18 Plastic Dip	P18+5
MAX3222C/D	0°C to +70°C	Dice*	—
MAX3232 CUE+	0°C to +70°C	16 TSSOP	U16+1
MAX3232CSE+	0°C to +70°C	16 Narrow SO	S16+1
MAX3232CWE+	0°C to +70°C	16 Wide SO	N16+1
MAX3232CPE+	0°C to +70°C	16 Plastic DIP	P16+1
MAX3232EUE+	-40°C to +85°C	16 TSSOP	U16+1
MAX3232ESE+	-40°C to +85°C	16 Narrow SO	S16+1

PART	TEMP RANGE	PIN-PACKAGE	PKG CODE
MAX3232EWE+	-40°C to +85°C	16 Wide SO	W16+1
MAX3232EPE+	-40°C to +85°C	16 Plastic DIP	P16+1
MAX3232CAI+	0°C to +70°C	28 SSOP	A28+2
MAX3237 EAI+	-40°C to +85°C	28 SSOP	A28+2
MAX3237CUI+	0°C to +70°C	28 TSSOP	U28+1
MAX3241 CAI+	0°C to +70°C	28 SSOP	A28+1
MAX3241CWI+	0°C to +70°C	28 SO	W28+1
MAX3241EUI+	-40°C to +85°C	28 TSSOP	U28+1
MAX3241EAI+	-40°C to +85°C	28 SSOP	A28+2
MAX3241EWI+	-40°C to +85°C	28 SO	W28+1

*Dice are tested at $T_A = +25^\circ\text{C}$, DC parameters only.
+Denotes lead-free package.

3V-Powered EIA/TIA-232 and EIA/TIA-562 Transceivers from Maxim

PART	POWER-SUPPLY VOLTAGE (V)	No. OF TRANSMITTERS/RECEIVERS	No. OF RECEIVERS ACTIVE IN SHUTDOWN	GUARANTEED DATA RATE (kbps)	EIA/TIA-232 OR 562	FEATURES
MAX212	3.0 to 3.6	3/5	5	120	232	Drives mice
MAX218	1.8 to 4.25	2/2	2	120	232	Operates directly from batteries without a voltage regulator
MAX562	2.7 to 5.25	3/5	5	230	562	Wide supply range
MAX563	3.0 to 3.6	2/2	2	230	562	0.1µF capacitors
MAX3212	2.7 to 3.6	3/5	5	235	232	AutoShutdown, complementary receiver, drives mice, transient detection
MAX3222	3.0 to 5.5	2/2	2	120	232	0.1µF capacitors
MAX3223	3.0 to 5.5	2/2	2	120	232	0.1µF capacitors, AutoShutdown
MAX3232	3.0 to 5.5	2/2	N/A	120	232	0.1µF capacitors
MAX3237	3.0 to 5.5	5/3	3	250/1000	232	0.1µF capacitors, 1 complementary receiver, MegaBaud operation
MAX3241	3.0 to 5.5	3/5	5	120	232	0.1µF capacitors, 2 complementary receivers, drives mice
MAX3243	3.0 to 5.5	3/5	1	120	232	0.1µF capacitors, AutoShutdown, complementary receiver, drives mice

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้