



ปีการศึกษา 2531

ปริญาบัตร เรื่อง Deadbeat Control PWM Inverter

โดย

- 1. นาย บุญเลิศ อัคราภิชาติ เลขประจำตัว 28.1132
- 2. นาย ธรรมง สานะชัย เลขประจำตัว 28.1185
- 3. นาย สุชาติ แซ่หลี่ เลขประจำตัว 28.1270

อาจารย์ที่ปรึกษา

อาจารย์ วรศักดิ์ จิตรภักดี



คณบดีมหาวิทยาลัยราชภัฏ

17 ถึง 21, 20, 33 ถึง 36

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการ 023208 อนุญ-9.ค. 1532 ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การควบคุมแบบเดดบิต สำหรับอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การโมดูเลชั่นแบบความกว้างพัลส์

(Deadbeat Control of Pulse Width Modulation Inverter)

บุญเลิศ อัคราภิชาติ

ยรรยง สวานะชัย

สุชาติ แซ่หลี่

นาย วรศักดิ์ จิตรภักดี อาจารย์ที่ปรึกษา

ปีการศึกษา 2531

บทคัดย่อ

โครงการ [PROJECT] นี้เป็นการศึกษาเกี่ยวกับทฤษฎีการควบคุมแบบเดดบิต เพื่อนำไปใช้กับ อินเวอร์เตอร์ [INVERTER] ที่ใช้การโมดูเลชั่นแบบความกว้างพัลส์ [PULSE WIDTH MODULATION] ซึ่งมีจุดมุ่งหมายคือต้องการพัฒนา แหล่งจ่ายไฟต่อเนื่อง [Uninterruptible Power Supply] ที่สามารถจ่ายไฟฟ้าสลับ [AC] รูปไซน์ ที่มีค่าแอมพลิจูดและความถี่คงที่ ความถี่ 50 เฮิร์ต [HERTZ] ให้แก่ภาระ เมื่อเกิดการขัดข้องของระบบไฟฟ้าหลัก โดยการแปลงแรงดันตรง (DC Voltage) จากแบตเตอรี่ เป็นแรงดันสลับรูปไซน์ ผ่านอินเวอร์เตอร์ และ LC ฟิลเตอร์

Deadbeat Control PWM Inverter

Boonlert Aukkarapichata

Yanyong Savanachai

Suchat Saehlee

Worasak Chitphakdee Advisor

1988

ABSTRACT

This project proposes a modified algorithm of the PWM inverter deadbeat control suitable for the uninterruptible power supply (UPS) system. Two state variables are measured at each sampling interval, which is called the deadbeat control. Two kinds of PWM pulse patterns are used to increase the fundamental component of the output voltage, considering the microprocessor computation time. It was verified through simulations and experiments that the propose control scheme increased the output voltage amplitude, providing an excellent transient response and accurate phase position for load conditions. This algorithm is suitable for applications of high-power UPS system, where the switching frequency is in a range of a few kilohertz and the precise control of power flow is required.

สารบัญ

	หน้า
สารบัญรูป	11
บทคัดย่อ	111
Abstract	1V
สัญลักษณ์	V
บทที่ 1 บทนำ	1
บทที่ 2 หลักการและทฤษฎี	3
2.1 คอนเวอเตอร์	3
2.2 การควบคุมแบบเดดบิท	4
2.3 อินเวอเตอร์ที่ใช้การโมดูละชั้นแบบความกว้างพัลส์	4
2.3 การจำลองการควบคุมแบบเดดบิท บนไมโครคอมพิวเตอร์	4
บทที่ 3 การคำนวณและการสร้าง	17
3.1 คอนเวอเตอร์	17
3.2 อินเวอเตอร์	26
บทที่ 4 การทดลองและผลการทดลอง	38
บทที่ 5 บทวิจารณ์และสรุป	
ภาคผนวก	
กิตติกรรมประกาศ	
หนังสืออ้างอิง	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

ในปัจจุบัน อุปกรณ์ประเภทอิเล็กทรอนิกส์กำลังได้ถูกนำมาใช้ในการควบคุมทางไฟฟ้ามากขึ้น แหล่งจ่ายไฟต่อเนื่องก็เช่นกัน ได้มีการพัฒนาไปในรูปแบบต่าง ๆ เพื่อความเหมาะสมในการใช้งาน

แหล่งจ่ายไฟต่อเนื่องสามารถจ่ายไฟสลับ รูปไซน์ ความถี่และแอมพลิจูดคงที่ให้แก่ภาระเมื่อเกิดการขัดข้องกับระบบไฟฟ้าหลัก โดยการแปลงระดับไฟฟ้าจากแบตเตอรี่

คุณภาพของแรงดันเอาต์พุตของ แหล่งจ่ายไฟต่อเนื่อง นี้ ได้จาก ผลรวมของการรบกวน ทางฮาร์โมนิกทั้งหมด [total harmonic distortion] และการตอบสนองชั่วขณะ

1. ต้องสวิตซ์ซิ่ง [switching] ที่ความถี่สูง เพื่อให้ได้ ผลรวมของการรบกวนทางฮาร์โมนิกทั้งหมด มีค่าต่ำ
2. ความถี่ฮาร์โมนิก [harmonic frequency] จะขยายเกินขอบเขตความกว้างของความถี่ที่ใช้ในการสวิตซ์ซิ่ง
3. การรบกวนในวงรอบภายใน [subcycle disturbance] ไม่สามารถ ตรวจจับได้อย่างสมบูรณ์ได้

โดยการใช้ไมโครโปรเซสเซอร์ จะได้การควบคุมที่เรียกว่า ไมโครโปรเซสเซอร์ เดทบีท คอนโทรล [microprocessor deadbeat control] ระบบอินเวอร์เตอร์ที่ใช้ การโมดูละชันแบบความกว้างพัลส์ จะอยู่ในรูปแบบของการซิกซิมูล และการใช้ สเตท ฟีดแบค ดิสทอร์เบินซ์ [state feedback disturbance] ดังกล่าวข้างต้น การใช้การป้อนกลับแบบดิจิตอล มีข้อดี คือ การตอบสนองเร็วต่อการเปลี่ยนแปลงเป็นขั้น ๆ ของภาระ แต่มีข้อเสีย คือ ความกว้างของพัลส์ ถูกจำกัดด้วยเวลาที่ไมโครโปร

เซสเซอร์ใช้ในการคำนวณ ซึ่งความกว้างพัลส์ที่มากที่สุดจะน้อยกว่า 1 ช่วงการชักตัวอย่าง และข้อจำกัดนี้ทำให้ระดับความสูงของแรงดันเอาท์พุทสูงสุดจะมีค่าน้อยกว่า ไฟตรงที่จ่ายเป็นอินพุท

เราสามารถ แก้ไขปัญหานี้ได้โดยการใช้ รูปแบบพัลส์คู่ โดยการพัฒนารูปแบบใหม่ และ อัลกอริทึม ของ ซอร์ฟแวร์ (software algorithm) โดยการใช้รูปแบบทั้งพัลส์เดี่ยวและพัลส์คู่ในการทำงานร่วมกัน เพื่อขยายความกว้างพัลส์ ให้เท่ากับช่วงเวลาในการชักตัวอย่าง

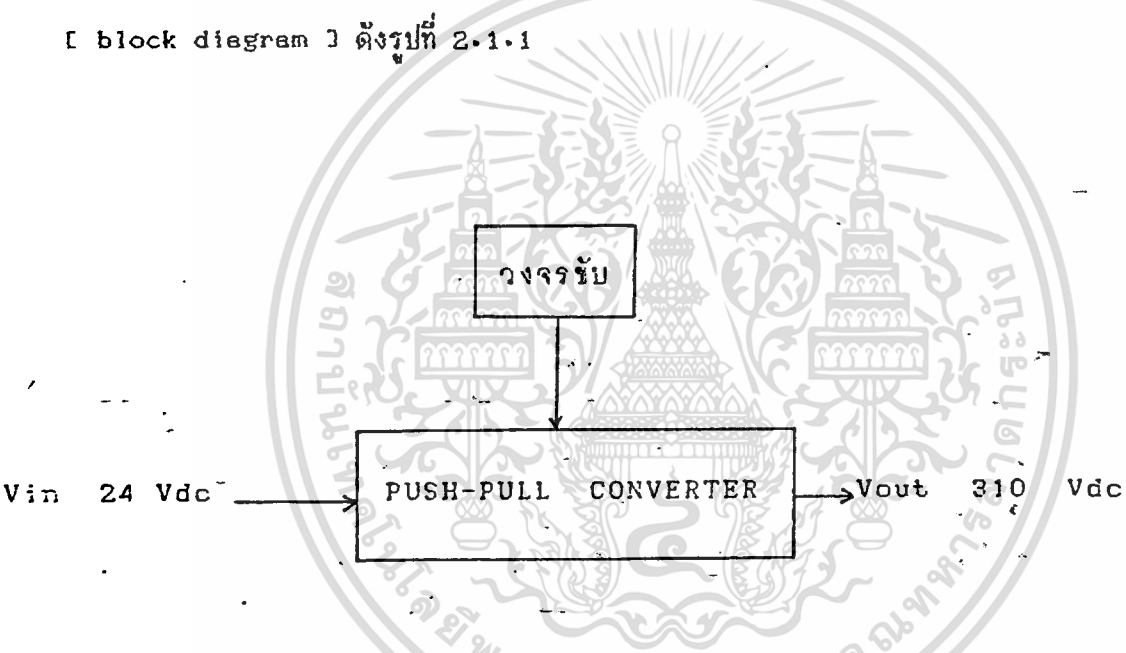


บทที่ 2

หลักการและทฤษฎี

2.1 คอนเวอร์เตอร์

เป็นส่วนประกอบที่ทำหน้าที่ในการแปลงระดับสัญญาณไฟจากไฟกระแสตรง 24 โวลต์ [Volt] ให้เป็นไฟกระแสตรง 310 โวลต์ เพื่อเป็นสัญญาณอินพุตให้กับ วงจรอินเวอร์เตอร์ มีส่วนประกอบ 2 ส่วน คือ ชุดขับ และชุดกำลัง ดังบล็อกไดอะแกรม [block diagram] ดังรูปที่ 2.1.1



รูปที่ 2.1.1 แสดง บล็อกไดอะแกรม ของ คอนเวอร์เตอร์

ในบล็อกของชุดขับ จะประกอบด้วยส่วนต่าง ๆ ดังในบล็อกไดอะแกรม รูปที่ 2.1.2

ส่วนสร้างสัญญาณ ทำหน้าที่ สร้างสัญญาณพัลส์ ที่สามารถปรับความกว้างของพัลส์ หรือ ดิวตี้ไซเคิลได้

ส่วนขยายสัญญาณ ทำหน้าที่ขยายสัญญาณให้เหมาะสมในการขับชุดกำลัง

ส่วนไอโซเลท [isolate] ทำหน้าที่ในการแยกมิให้การทำงานของชุดกำลังเกี่ยวข้องกับชุดสร้างและขยายสัญญาณ

ในส่วนของชุดกำลังจะทำหน้าที่แปลงระดับสัญญาณจาก 24 โวลต์ให้เป็น 310 โวลต์ โดยให้อุปกรณ์ทางอิเล็กทรอนิกส์กำลัง ทำหน้าที่เป็นสวิทช์ซึ่งเพื่อยกระดับสัญญาณโวลต์เตจ



รูปที่ 2.1-2 แสดงบล็อกไดอะแกรม ของ ชุดขับ

2.2 การควบคุมแบบเดดบิท

เป็นระบบการควบคุม ที่พัฒนาขึ้นมาเพื่อใช้กับระบบ UPS โดยอินเวอร์เตอร์นี้จะแปลงสัญญาณไฟตรง ให้เป็นไฟสลับ โดยใช้วิธี PWM ได้ผลออกมาแบบที่เคยเห็นกันอยู่ในปัจจุบัน ซึ่งในที่นี้เราจะใช้ วิธี เดดบิท

การควบคุมแบบ เดดบิท ที่การใช้รูปแบบพัลส์ [pulse pattern] 2 แบบ คือ แบบพัลส์เดี่ยวและแบบพัลส์คู่ ซึ่งมีลักษณะที่แตกต่างกัน แต่ครั้งที่เก็บข้อมูลมา ข้อมูลที่ได้จะใช้ในการคำนวณหา เวลาจริง ๆ ของความกว้างพัลส์ที่ต้องการสวิทช์ [switch] เพื่อให้ได้ค่าเอาต์พุตโวลต์เตจ [output voltage] เท่ากับค่าเอาต์พุตโวลต์เตจอ้างอิงของช่วงเวลานั้น

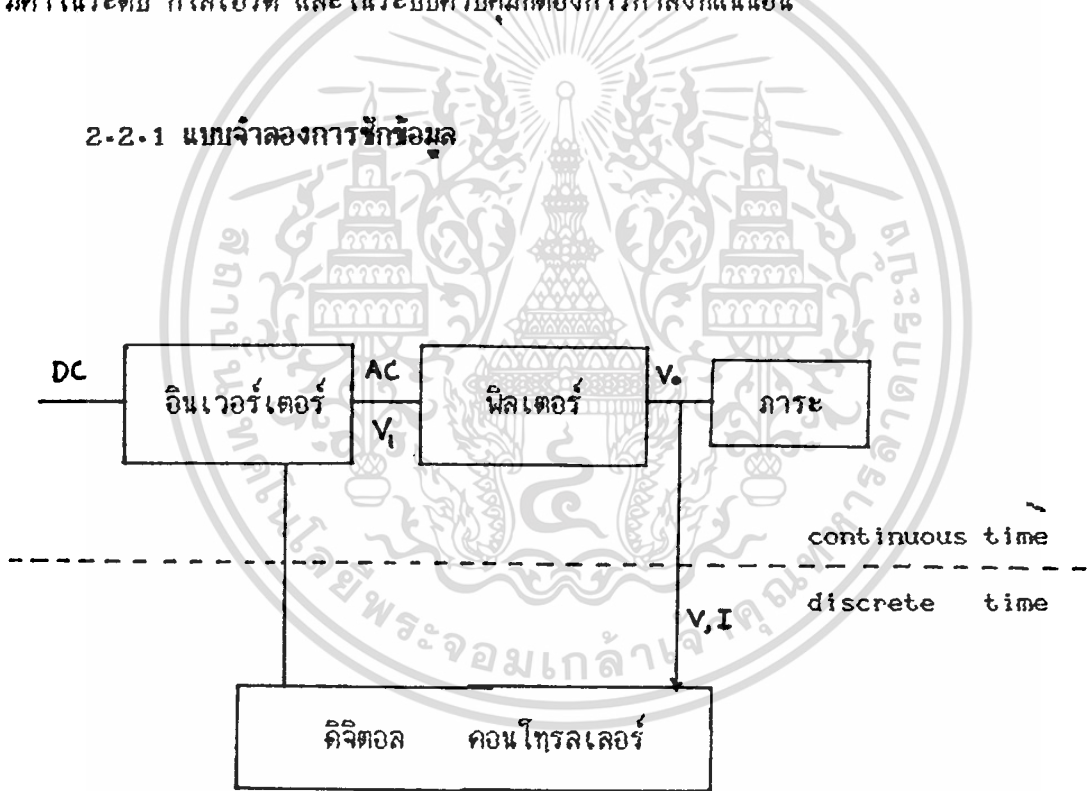
รูปแบบพัลส์ ของการโมดูลเลชั่นแบบความกว้างพัลส์ ทั้งสองชนิดนี้ใช้ในการเพิ่ม ส่วนที่เป็น แรงดันเอาต์พุตมูลฐาน [fundamental output voltage] ของ เอาต์พุต

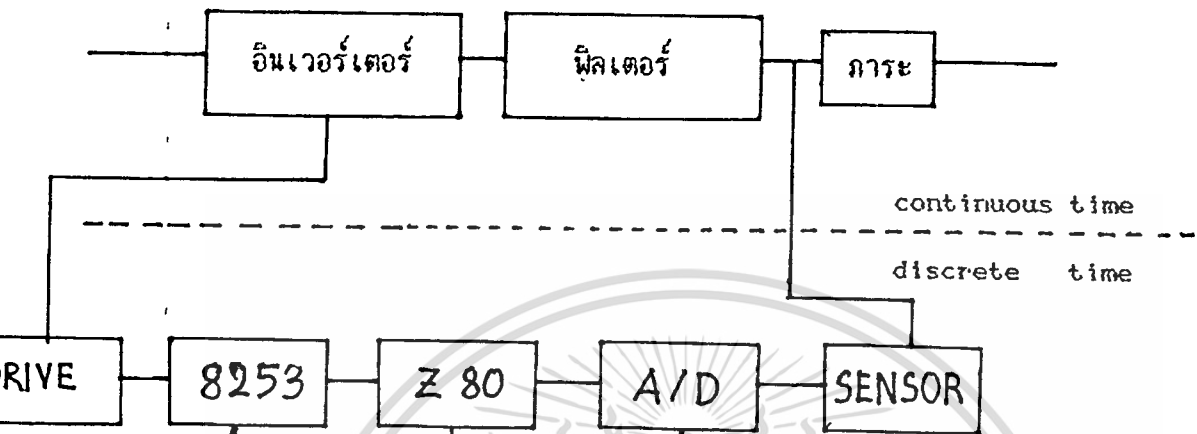
โวลต์เตจ กำหนดค่าคาบเวลาโดยไมโครโปรเซสเซอร์ และ รูปแบบพัลส์ ของการโมดูเลชั่น แบบความกว้างพัลส์นี้ สามารถเปลี่ยนไปได้โดยการปรับแต่งและการทดลอง นั่นคือสามารถที่จะ

- เพิ่มเอาต์พุตโวลต์เตจ
- จัดให้ผลตอบสนองชั่วขณะ ให้ดีขึ้น
- ปรับ ตำแหน่งเฟสของสภาวะการะที่แล้ว

โครงสร้างนี้ใช้สำหรับ พัฒนา ระบบ UPS ที่ให้กำลังสูง เมื่อความถี่ในการสวิตช์ มีค่าในระดับ กิโลเฮิร์ต และในระบบควบคุมที่ต้องการกำลังที่แน่นอน

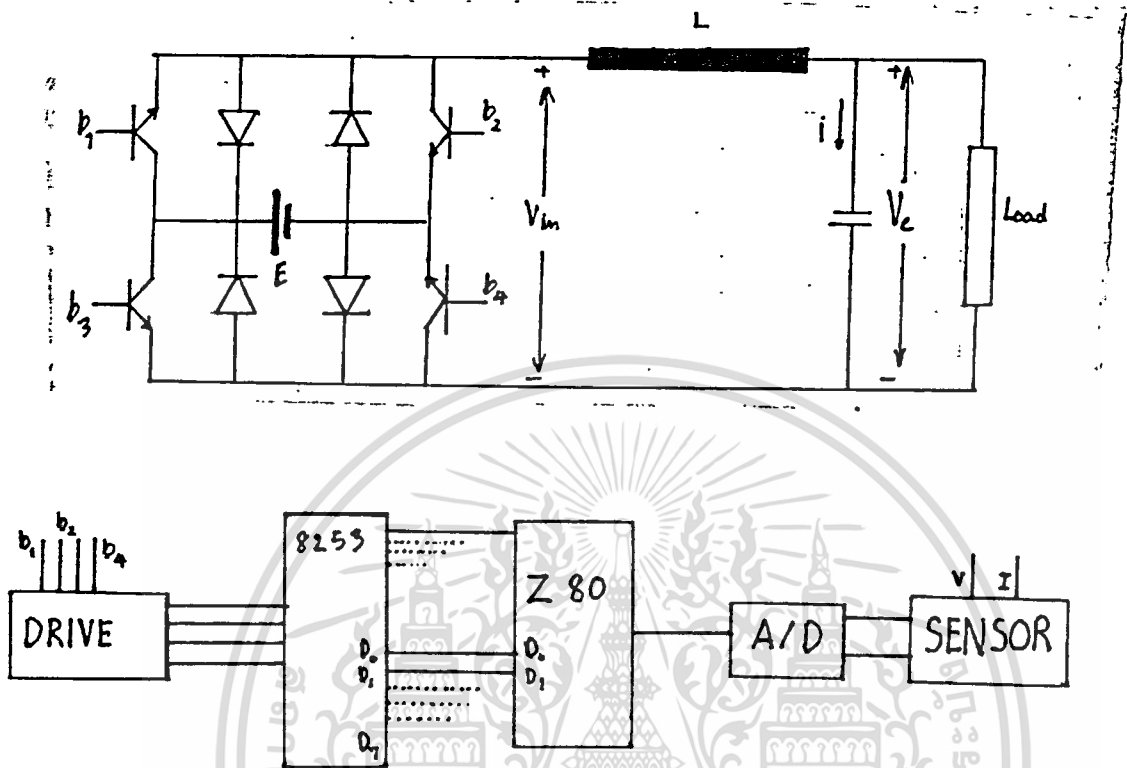
2-2.1 แบบจำลองการชักข้อมูล





รูปที่ 2.2-1 แสดง บล็อกไดอะแกรม ของ ดิจิตอล คอนโทรล
สำหรับอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การโมดูละชันแบบความกว้างพัลส์

จากรูปจะเห็นว่า บล็อกไดอะแกรม จะแบ่งเป็นสองส่วน คือ ส่วนเวลาต่อเนื่องและ ส่วนเวลาเป็นช่วง ๆ โดยส่วนเวลาต่อเนื่องจะมีอินเวอร์เตอร์ แปลงสัญญาณไฟตรงเป็น ไฟสลับลักษณะ PWM มีส่วนกรองสัญญาณไฟ [filter] ให้เรียบ และมีภาระ [load] ส่วน เวลาที่เป็นช่วง ๆ จะมีส่วนประกอบ คือ ดิจิตอล คอนโทรลเลอร์ ส่งสัญญาณไปควบคุม อินเวอร์เตอร์ ให้ทำงานใน ลักษณะดิสกริต [discrete] และ ตรวจจذبทั้งแรงดันและกระแสของเอาต์พุท เพื่อให้ ทราบว่าระบบทำงานได้ตามที่ต้องการหรือไม่ และจะสังเกตได้ว่าระบบเป็นระบบแบบลูป ปิด [close loop]

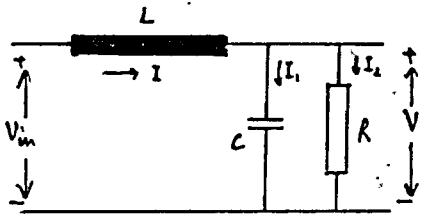


รูปที่ 2-2-2 แสดงวงจร PWM อินเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมโดยดิจิทัล คอนโทรลเลอร์

จากวงจรรูปที่ 2-2-2 จะเห็นว่าเราใช้ไมโครโปรเซสเซอร์ควบคุม จะให้ผลเอาที่มุมโวลต์เตจ มีค่าเป็นรูปไซน์ที่แน่นอน โดย โวลต์เตจของภาระ และกระแส จะตรวจจับมา ในรูปของ ตัวแปรสแตท

PWM อินเวอร์เตอร์ ในรูปร่างกำลัง จะอยู่ในรูปที่ไม่เชิงเส้น แต่สามารถทำให้เป็นเชิงเส้นได้ โดย

1. ที่วงจรกำลัง ชุดอินเวอร์เตอร์ ที่ LC ฟิลเตอร์ และ ภาระที่เป็นความต้านทาน จะอยู่ในรูป ระบบอันดับสอง ในเวลาต่อเนื่อง เราสามารถเขียนในรูป ตัวแปรสแตท v และ i ได้ดังนี้



$$v_{in} = LC \ddot{v} + L/R \dot{v} + v$$

$$\ddot{v} = -1/LC v - 1/RC \dot{v} + 1/LC v_{in}$$

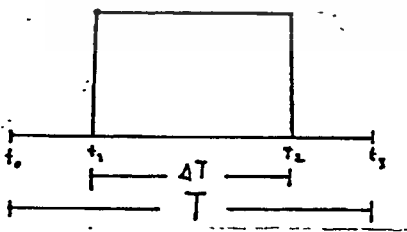
รูปที่ 2.2.3 แสดงวงจรฟิลเตอร์และภาวะ

จะได้ ตัวแปรสถานะ ดังนี้

$$\begin{bmatrix} \dot{v} \\ \ddot{v} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ -1/LC & -1/RC & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v \\ \dot{v} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1/LC \end{bmatrix} v_{in}(t)$$

2. พิจารณา รูปแสดง รูปแบบของระบบ เดททิง

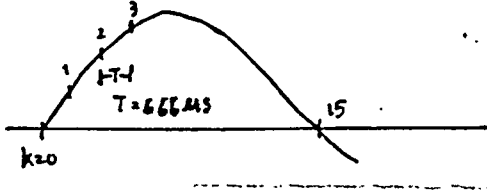
จากรูปแบบนี้ สามารถกำหนด รูปคลื่น ของ v_{in} ได้ในรูปแบบของดิสกริต ไทม์ โมเดลภายใน ควบเวลาการซั๊กตัวอย่าง (sampling interval T) โดยใน 1



รอบ ความถี่ 50 เฮิร์ต ของคลื่นรูปไซน์ จะถูกแบ่งเป็น N ส่วน แสดงในรูปที่ 2.2.5 ตัวอย่าง เช่น เรากำหนด $N=30$ ดังนั้น $K = 0 - 29$ และ

รูปที่ 2.2.4 แสดงรูปแบบของพัลส์เดี่ยว

$$T = 1/(50)(30) = 666 \mu s$$



รูปที่ 2.2.5 แสดงรูปคลื่นของสัญญาณอ้างอิง

อุปกรณ์ สวิตชิ่งกำลัง [power switching] จะนำและหยุดการนำกระแส ระหว่างแต่ละ คาบเวลาการซึกตัวอย่าง T และมีค่าแมกนิจูด +E, -E, 0 จะมีความ กว้าง ΔT ซึ่งการกำหนด ΔT จะกล่าวถึงในภายหลัง



รูปที่ 2.2.6 แสดง V_{in} ซึ่งกำหนดความกว้างโดย ΔT

3. เราจะต้องใช้คาบเวลาการซึกตัวอย่างให้น้อยกว่าความถี่โรแนนท์ และสามารถ กำหนดสเทท โดยการเปลี่ยน สมการ (1) เป็น (2) ดังนี้

$$\begin{bmatrix} v(k+1) \\ \dot{v}(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_{11} & e_{12} \\ e_{21} & e_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v(k) \\ \dot{v}(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \xi_1 \\ \xi_2 \end{bmatrix} \quad T \quad (2)$$

โดยที่

a_{ij} คือ ส่วนประกอบหนึ่งของ e^{AT}

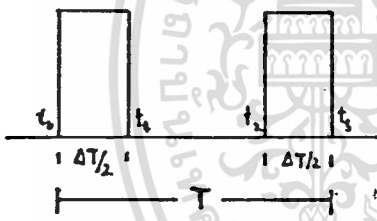
g_i คือ ส่วนประกอบหนึ่งของ $e^{AT/2} bE$

โดยค่า $v(k), \dot{v}(k), T(k)$ เป็นค่าที่ ค่าเวลาการซัดตัวอย่าง $t = kT$

และ

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1/LC & -1/RC \end{bmatrix} \quad B = \begin{bmatrix} 0 \\ 1/LC \end{bmatrix} \quad (3)$$

สแตทที่ 2 ของ เดมบัท



รูปที่ 2.2.7 แสดงรูปแบบพัลส์คู่

เนื่องจากรูปแบบพัลส์คู่ แต่ละลูกมีความกว้าง $\Delta T/2$ เพราะฉะนั้น พัลส์คู่จึงมีสมการสเตตที่มีช่วงชักเวลา (discrete-time state equation) เหมือนกับแบบพัลส์เดี่ยว

2-2-2. กฎของ deadbeat control

จากสมการ (2) หากค่า เอาท์พุทโวลท์ที่เตจ $v(k+1)$

$$v(k+1) = a_{11} v(k) + a_{12} \dot{v}(k) + g_1 T(k) \quad (4)$$

ถ้าให้แรงดันเอาท์พุท $v(k+1)$ มีค่าเป็น แรงดันอ้างอิงใช้สัญญาณลักษณะ $V_{ref}(k+1)$

ที่ $(k+1)$ ช่วงการซัดตัวอย่าง จะได้ค่า T ดังนี้

$$\Delta T(k) = -a_{11} / g_1 * v(k) - a_{12} / g_1 * \dot{v}(k) + V_{ref}(k+1) / g_1 \quad (5)$$

สมการที่ (5) คือ กฎของการควบคุมแบบเดดบิต ให้กำหนดค่า ΔT คือความกว้างของพัลส์ ที่ทำให้ได้ รูปคลื่นเป็นรูปไซน์ และ ΔT คือการเลือกสเตท หรือก็คือ รูปแบบพัลส์หนึ่งในสองอย่าง ที่แสดงให้ดูแล้ว

จากสูตร $i = Cdv/dt$ จะได้

$$\dot{v}(k) = i(k)/C \quad (6)$$

นำ (6) แทนใน (5) จะได้

$$\Delta T(k) = -e_{11}/g_1 * v(k) - e_{12}/g_1/C * i(k) + Vref(k+1)/g_1 \quad (7)$$

2.2.3. Characteristic of Derived Deadbeat Control Law

เขียนสมการ $T(k)$ ใหม่ ในรูปค่าคงตัว จะได้

$$T(k) = -h_1 v(k) - h_2 i(k) + h_3 Vref(k+1) \quad (8)$$

ใช้วิธีการแปลง z หาค่า $v(z)$ ในรูป $I(z)$, $Vref(z)$

แทนสมการ (6) ใน (4)

$$v(k+1) = e_{11} v(k) + e_{12}/C i(k) + g_1 T(k)$$

ทำการแปลง Z (z transform) $v(k+1)$

$$Z \left\{ v(k+1) \right\} = e_{11} V(z) + e_{12}/C I(z) + g_1 T(z) \quad (8.1)$$

แปลง Z สมการ (8) $Z \left\{ T(k) \right\}$

$$T(z) = -h_1 (V(z)) - h_2 ZVref(z) - h_2 I(z) \quad (8.2)$$

นำ (8.1) แทนใน (8.2)

จะได้สมการใหม่เป็น

$$ZV(z) = e_{11} V(z) + e_{12}/C I(z) + g_1 [-h_1 V(z) - h_2 V(z) + Zh_3 Vref(z)]$$

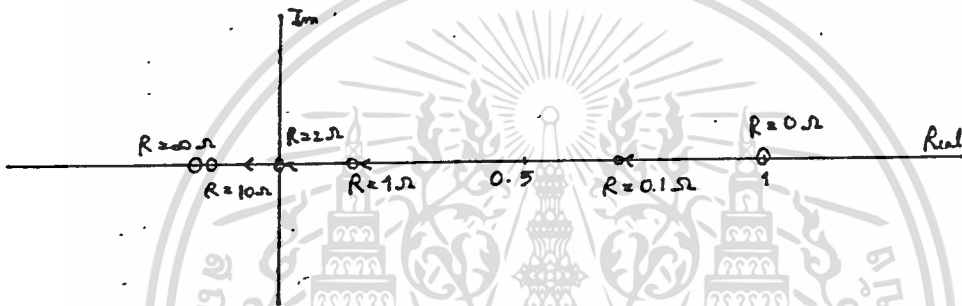
$$(Z + g_1 h_1 - e_{11}) V(z) = (e_{12}/C - g_1 h_2) I(z) + Zg_1 h_3 Vref(z)$$

$$V(z) = \frac{e_{12}/C - g_1 h_2}{Z - (e_{11} - g_1 h_1)} I(z) + \frac{g_1 h_3 Z}{Z - (e_{11} - g_1 h_1)} Vref(z) \quad (9)$$

ถ้า gain h_1, h_2, h_3 ใน (8) มีค่าเท่ากับ สัมประสิทธิ์ของ $v(k), i(k)$ และแทน $Vref(k+1)$ ใน (7) (9)

$$V(z) = Vref(z) \tag{10}$$

นั่นคือ ถ้า $h_1 = e_{1,1} / \epsilon, h_2 = e_{1,2} / \epsilon, h_3 = 1/\epsilon$ แล้ว (10) จะเป็นจริง จากสมการ (9) จะเห็นว่า $v(z)$ จะอยู่ในรูป $I(z)$ และ $Vref(z)$ ซึ่งมีโพลอยู่ที่จุดเดียวกัน คือ ที่ $e_{1,1} - \epsilon, h_1$ จากรูปจะเห็นว่าที่ $R = 2, h_1 = e_{1,1} / \epsilon,$



รูปที่ 2.2.8 แสดงทางเดินรากบน Z plane ที่ $L = 0.5 \text{ mH}$ $C = 800 \text{ uF}$

จากรูปจะเห็นว่าระบบนี้ไม่ไวต่อการเปลี่ยนแปลงค่าของ R ระบบจะมีเสถียรภาพตลอดค่าของ R แต่จะไวต่อการเปลี่ยนแปลงค่าของ L, C ดังนั้นการออกแบบตัวฟิลเตอร์จะต้องให้ได้ค่าของ L, C ที่ระบบไม่มีผลต่อภาวะ R และมีเสถียรภาพที่ค่า L, C นั้น

จุดที่มีเสถียรภาพในการทำงาน สามารถคำนวณ จาก ดิจิตอล คอมพิวเตอร์

$0 < R < \dots$	$L = 0.5 \text{ mH}$	$C = 800 \text{ uF}$
$C > 330 \text{ uF}$	$R = 2$	$L = 0.5 \text{ mH}$
$L > 0.238 \text{ mH}$	$R = 2$	$C = 800 \text{ uF}$

ที่ขอบเขตเสถียรภาพ(stable region) ตัวควบคุมที่มีการบ่อนกลับแบบสแตท จะมีเสถียรภาพกว่า ตัวควบคุมแบบที่มีการบ่อนกลับด้วยค่าเอาท์พุท เพราะตัวควบคุมแบบที่มีการบ่อนกลับแบบสแตท จะใช้ค่าต่าง ๆ ทั้งหมดของตัวแปรสแตท ขณะที่ ตัวควบคุมแบบที่มีการบ่อนกลับด้วยค่าเอาท์พุทใช้ค่าเอาท์พุทเพียงค่าเดียว

2.2.4. Change of Pulse Pattern

ในการวิเคราะห์ กฎของการควบคุมแบบเดบิต ในส่วนอาร์ดแวร์ ค่าขอบเขตของการคำนวณที่กำหนด สามารถแทนด้วย T_d (ขอบเขตของ ΔT) เช่นที่ KT ค่า $v(k)$, $i(k)$ จะถูกแปลงจากอนาลอกให้เป็นดิจิทัล นำไปใช้ในสมการ 7 (สมการเดบิต) เพื่อหาค่า ΔT (time delay) และสำหรับ

$$\text{พัลส์เดี่ยว} \quad \Delta T_{\max} \leftarrow T - 2T_d \quad (11)$$

$$\text{โดย} \quad 0 \leftarrow D_1 \leftarrow (T - 2T_d) / T$$

$$0 \leftarrow D_1 \leftarrow 1$$

$$D_1 = \text{ตัวตั้ง ไซเคิล} \quad (12)$$

โดยสมการ (12) นี้จะเป็นตัวกำหนด แอมพลิจูดสูงสุด ของเอาท์พุท ในการใช้รูปแบบพัลส์ ในการกำหนดค่ามากที่สุดของแอมพลิจูด ของ พัลส์ของเอาท์พุท จะมีค่าใกล้ T (T เข้าสู่ T)

สำหรับ รูปแบบพัลส์คู่ ค่า $D_2 < 1$

$$2T_d / T \leftarrow D_2 \leftarrow 1$$

Proposed Control Algorithm

สมมติว่า T_d มีค่า 10% ของ T

$$0 \leftarrow D_1 \leftarrow 0.8, \quad 0.2 \leftarrow D_2 \leftarrow 1$$

ตัวอย่างเช่น

1. ถ้า $0 < V_{\text{ref}}/E \leq 0.8$ จะต้องใช้ พัลส์เดี่ยว และค่า E
2. ถ้า $0.8 < V_{\text{ref}}/E$ จะต้องใช้ พัลส์คู่ และค่า E
3. ถ้า $-0.8 \leq V_{\text{ref}}/E < 0$ จะต้องใช้ พัลส์เดี่ยว และค่า $-E$
4. ถ้า $V_{\text{ref}}/E \leq -0.8$ จะต้องใช้ พัลส์เดี่ยว และค่า $-E$

โดย E คือ โวลต์เตจไฟตรงจากแหล่งจ่าย และ V_{ref} คือ ค่าโวลต์เตจอ้างอิง

หลักการคำนวณ ค่าจากสมการ กฎของการควบคุมแบบเดทบีท สมการ (7)

$$\Delta T = -@_{11}/g_1 * v(k) - @_{12}/g_2 * i(k) + V_{ref}(k+1)/g_1$$

$$@_{ij} = e^{AT}$$

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1/LC & -1/RC \end{bmatrix}, \quad b = \begin{bmatrix} 0 \\ 1/LC \end{bmatrix}$$

$$@_{ij} = e$$

$$= 1 + At + 1/2!A^2 t^2 + 1/3!A^3 t^3 + \dots \quad (T = t)$$

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1/LC & -1/RC \end{bmatrix}$$

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1/LC & -1/RC \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1/LC & -1/RC \end{bmatrix}$$

$$= \begin{bmatrix} -1/LC & -1/RC \\ 1/RLC^2 & -1/LC + 1/R^2 C^2 \end{bmatrix}$$

$$A = \begin{bmatrix} -1/LC & -1/RC \\ 1/RLC^2 & -1/LC + 1/R^2 C^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1/LC & -1/RC \end{bmatrix}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$= \begin{bmatrix} 1/RLC^2 & -1/LC + 1/R^2 C^2 \\ 1/L^2 C^2 - 1/R^2 LC^2 & 1/RLC^2 + 1/RL^2 C - 1/R^3 C^3 \end{bmatrix}$$

2-2-7. บทส่งท้าย

แบบจำลองการชักตัวอย่างซอมูล ที่ใช้ทฤษฎี การควบคุมแบบเดทบิท ซึ่งใช้กับ ระบบ PWM อินเวอร์เตอร์ สำหรับ UPS นี้ สร้างมาเพื่อใช้เป็นส่วนประกอบของ ระบบที่ต้องการ โวลต์เตจเอาต์พุตที่เป็นไซน์และมีค่าสูง รูปแบบพัลส์ทั้งสองแบบ ใช้ในการเพิ่ม เฟอร์ เซนต์ความกว้างของ พัลส์ ซึ่งต้องมีการปรับแต่งและการทดลองในการกำหนด อัลกอริทึม ของการควบคุม เพื่อเพิ่มแอมพลิจูดของ fundamental ของเอาต์พุตโวลต์เตจ ซึ่งระบบการชักตัวอย่างนี้ จะต้องมีผลอย่างรวดเร็วกับการเปลี่ยนแปลงทันทีทันใดของภาวะ

ระบบนี้ใช้กันอย่างกว้างขวาง ใน อินเวอร์เตอร์สามเฟส และใช้ในการพัฒนาระบบ UPS ที่ให้กำลังสูง ๆ ขณะที่ความถี่ในการสวิตช์ อยู่ในขนาด กิโลเฮิร์ต และใช้ในการควบคุมในระบบที่มี กำลังสูง ๆ

2-2-8. สรุป

Deadbeat Control PWM Inverter คือ อินเวอร์เตอร์ซึ่งใช้ทฤษฎี การควบคุมแบบเดทบิท โดยมีรูปแบบให้เลือก 2 รูปแบบ คือ พัลส์เดี่ยว และพัลส์คู่ ซึ่งจะใช้สมการเดียวกันคือ

$$\Delta T(k) = -e_{11}/g_1 V(k) - e_{12}/Cg_1 I(k) + V_{ref}(k+1)/g_1$$

ΔT นี้ คือความกว้างพัลส์

e_{11} อยู่ในรูปฟังก์ชันของฟิลเตอร์ และ ภาวะ

e_{12} อยู่ในรูปฟังก์ชันของฟิลเตอร์ และ ภาวะ

g_1 อยู่ในรูปฟังก์ชันของฟิลเตอร์ และ ภาวะ

$V(k)$ โวลต์เตจที่ภาวะของอินเวอร์เตอร์

$I(k)$ กระแสที่ไหลในตัวเก็บประจุของฟิลเตอร์

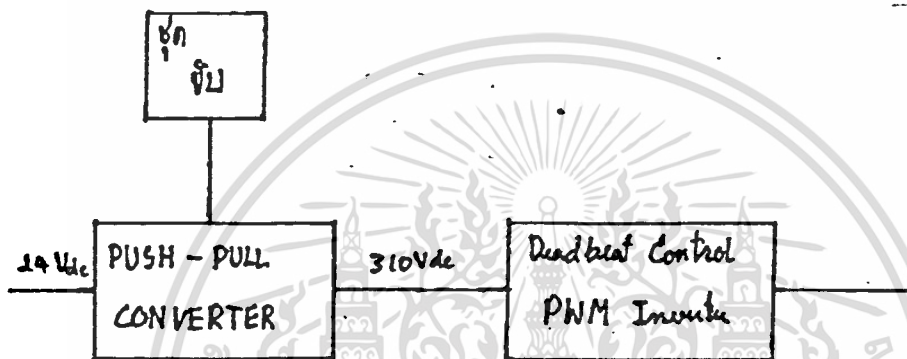
โวลต์เตจที่ต้องการจากอินเวอร์เตอร์ เช่น $V_{ms1n}(Kf/N/2)$ ในที่นี้ โดยอินเวอร์เตอร์นี้ควบคุมด้วยไมโครโปรเซสเซอร์ ซึ่ง $v(k)$, $i(k)$ ที่ได้จากอินเวอร์เตอร์นี้จะต้องผ่าน A/D เพื่อแปลงจากสัญญาณแอนาล็อกให้เป็นสัญญาณดิจิทัล ซึ่งใช้ในการกำหนดค่า ΔT ต่อไป



บทที่ 3

การออกแบบและการสร้าง

3.1 คอนเวอร์เตอร์



รูปที่ 3.1 แสดง ब्ल็อกไดอะแกรม ของชุดวงจรคอนเวอร์เตอร์ทั้งหมด

- ชุดวงจรประกอบด้วย
1. ชุดวงจรจิบ ซึ่งวงจรนี้ใช้สร้างสัญญาณสวิตช์ซึ่งให้กับชุดพรี-พูล คอนเวอร์เตอร์
 2. ชุดวงจร พรี-พูล คอนเวอร์เตอร์ ใช้แปลงไฟดิซี 24 โวลต์เป็น 310 โวลต์

3.1.1 ชุดรับทรานซิสเตอร์

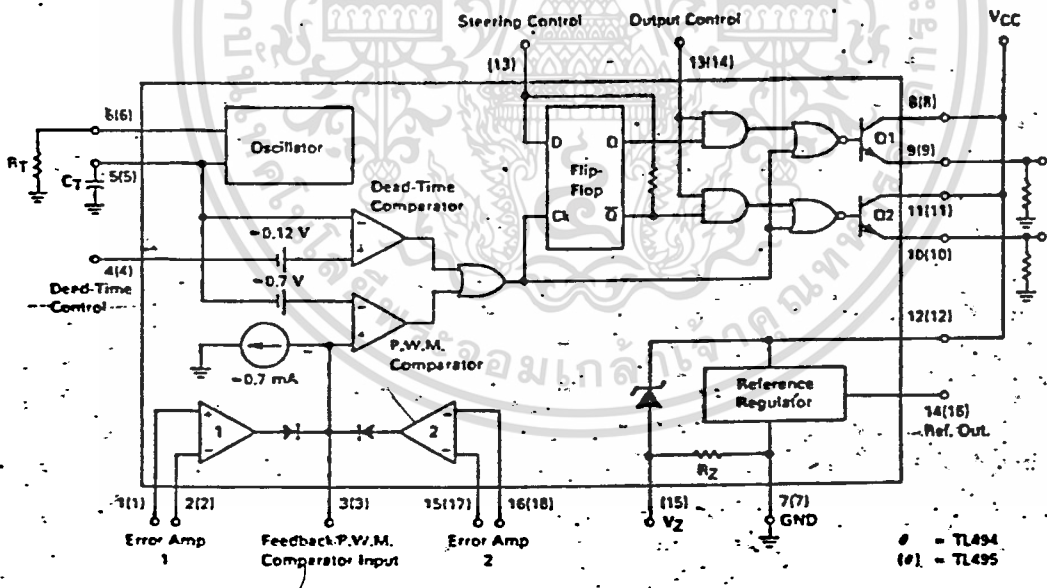
เราจะใช้ ไอซี เบอร์ TL 494 [Switch Mode PWM Control Circuit] ให้กำเนิดสัญญาณนาฬิกา [clock] บ่อนเข้าสู่ชุดขับเฟต [FET] โดยผ่าน ฟิลล์ทรานส์ฟอร์มเมอร์ [pulse transformer] เพื่อนำสัญญาณไปขับทรานซิสเตอร์กำลัง [power transistor] ในชุดพรี-พูล คอนเวอร์เตอร์ [push-pull converter] ซึ่งชุดขับนี้ประกอบด้วยส่วนต่าง ๆ ดังแสดงในรูปที่ 3.1.2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.1.2 แสดง บล็อกไดอะแกรม ของ ชุดขับ

วงจรสร้างสัญญาณ โดยใช้ ไอซี TL 494

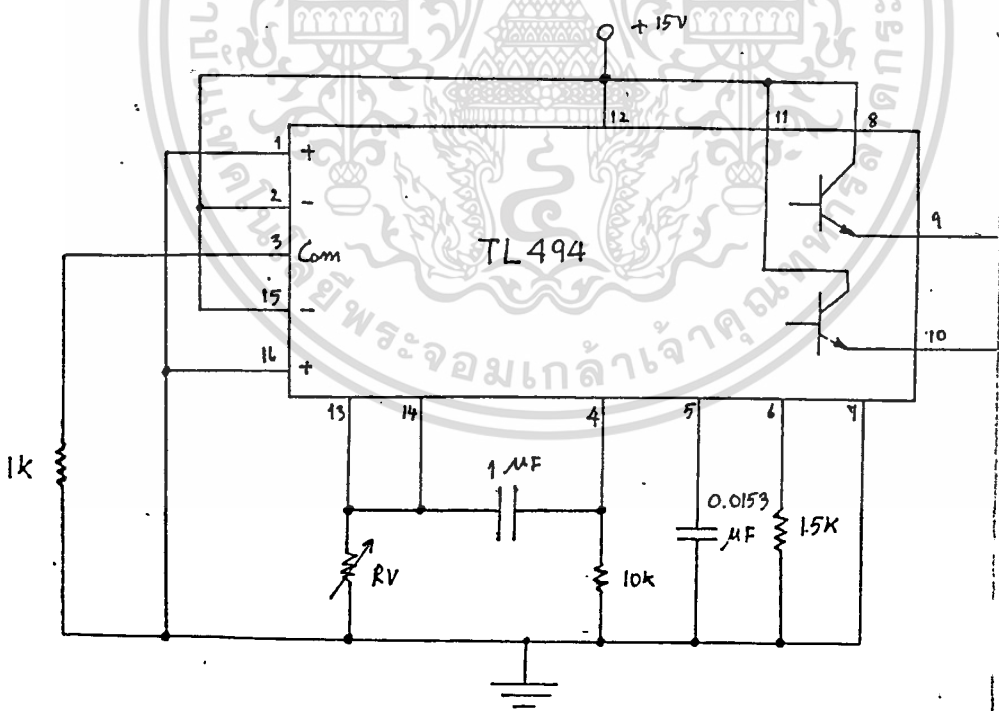


รูปที่ 3.1.3 แสดงวงจรภายในของ ไอซี TL 494

ขา 1, 2, 15 และ 16 ของ TL 494 เป็นขา ขยายสัญญาณผิดพลาด [error amp] ซึ่งเราไม่ใช้ และภายในจะต่อกับตัวเปรียบเทียบ [comparator] ขาของตัว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

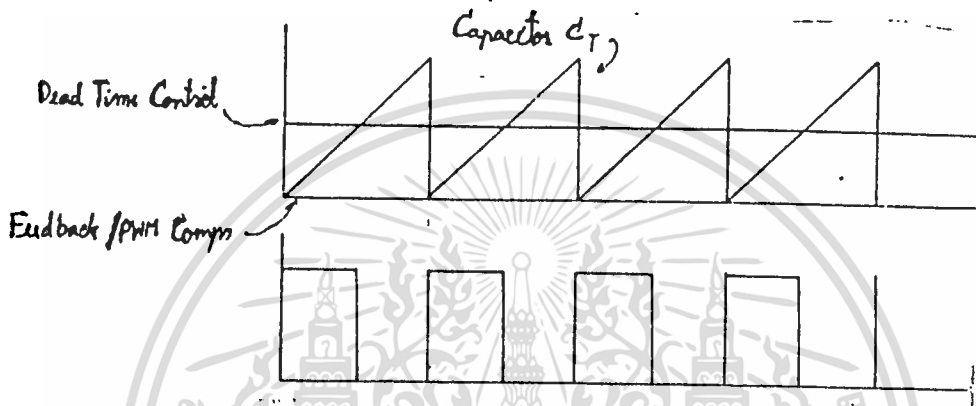
เปรียบเทียบนี้ภายในต่อกับขา 3 ซึ่งต้องทำให้เอาท์พุทของตัวเปรียบเทียบ เป็นสัญญาณต่ำ [Low] โดยการต่อขา 1 และ 16 ซึ่งเป็นขาบวกของตัวเปรียบเทียบลงกราวด์ [ground] ส่วนขา 2 และ 15 เป็นขาลบของตัวเปรียบเทียบต่อกับไฟเลี้ยง (Vcc) ขา 5 (Rt) และขา 6 (Ct) เป็นขาจอร์จอสซีเลท ภายใน TL 494 โดยที่ C สร้างสัญญาณฟันปลา [sawtooth] นำมาเปรียบเทียบกับสัญญาณบ้อนกลับ [feedback pwm comp.] ที่ขา 3 หรือ deat-time control ที่ขา 4 เหตุที่เราต่อขา 3 ลงกราวด์ เพื่อต้องการให้สัญญาณจากขา 4 มากำหนดความกว้างพัลส์เท่านั้น ดังแสดงในรูปที่ 3.1.4



รูปที่ 3.1.4 แสดงการต่อวงจรสร้างสัญญาณ โดยใช้ IC TL 494

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

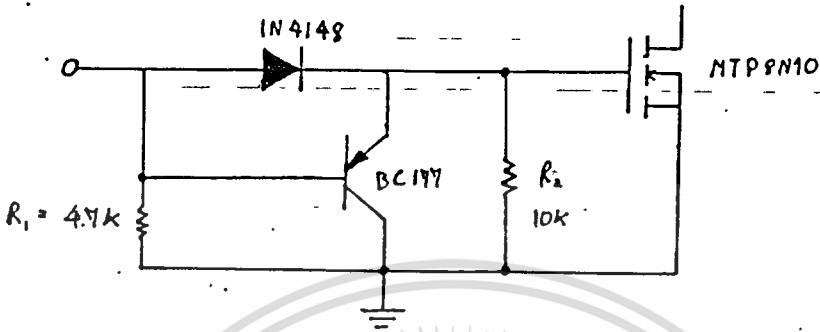
สัญญาณจากขา 4 จะนำไปเปรียบเทียบกับสัญญาณฟันเลعا โดยตัวเปรียบเทียบ แล้วนำมา ออร์ [OR] กับสัญญาณจากขา 3 โดย ออร์ เกท [OR GATE] แล้วจึงนำสัญญาณเข้าขา คล็อก ของ ดี ฟลิป-ฟลอป [D Flip-Flop] แล้วเข้าวงจรลอจิก เพื่อนำไปขับทรานซิสเตอร์ภายใน TL 494 ทำให้ได้เอาท์พุท นำไปใช้งานได้



รูปที่ 3.1.5 แสดง การ เปรียบเทียบสัญญาณฟันเลعا กับสัญญาณ dead-time control ส่วนความต้านทานที่ปรับค่าได้ ใช้เพื่อปรับค่าแรงดันแรงดัน ที่ขา 4 (ค่า dead-time controlled) ซึ่งใช้ในการกำหนดค่าความกว้างพัลส์ หรือก็คือ การปรับค่า ดิวตี้ ไซเคิล [duty cycle] นั่นเอง

3.1.2 วงจรชุดขับ PBT

สัญญาณที่เข้าและออกจากชุดขับเฟด จะมีลักษณะเหมือนกัน โดยชุดขับเฟดนี้ ใช้ในการขยายสัญญาณและทำให้สัญญาณที่ออกจาก ชุดขับเฟด มีรูปแบบของสัญญาณ [waveform] ที่คมชัดกว่าที่ออกจาก TL 494 สัญญาณจาก TL 494 ไม่สามารถจ่ายกระแสให้แก่ภาระได้สูงพอ แต่สามารถปรับแรงดันให้สูงพอที่จะทำให้เฟดทำงานได้ โดยเมื่อสัญญาณเข้าเป็น high เฟดจะทำงาน และเมื่อสัญญาณเป็น low ทรานซิสเตอร์จะทำงาน เนื่องจากแรงดันที่ตกคร่อม R1 และ R2 การทำงานของทรานซิสเตอร์ จะช่วยในการทำให้เฟดหยุดนำกระแสด้วย



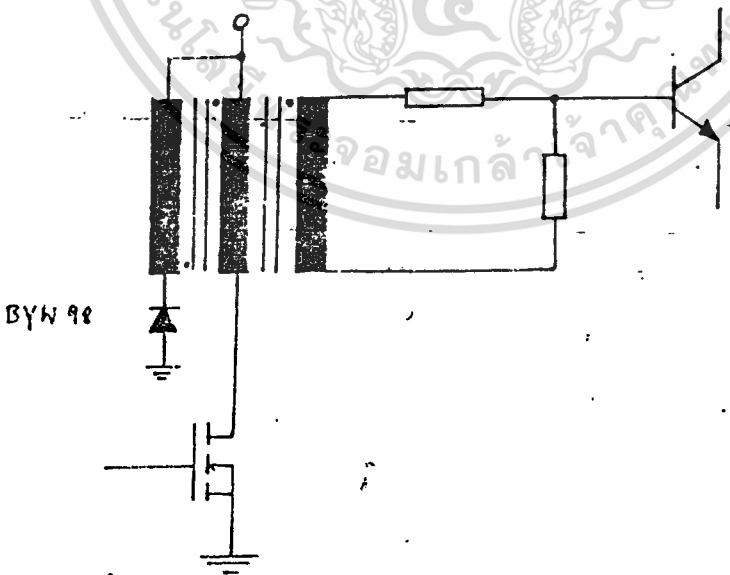
รูปที่ 15 แสดงวงจรชุดขับ FET

นัลส์ทราสเฟอร์เมอร์ (Pulse Transformer)

เพื่อความสะดวกต่อการบรรยาย และวาดรูป จึงขอเปลี่ยนแปลงสัญลักษณ์

ดัง

รูปที่ 3.1.7

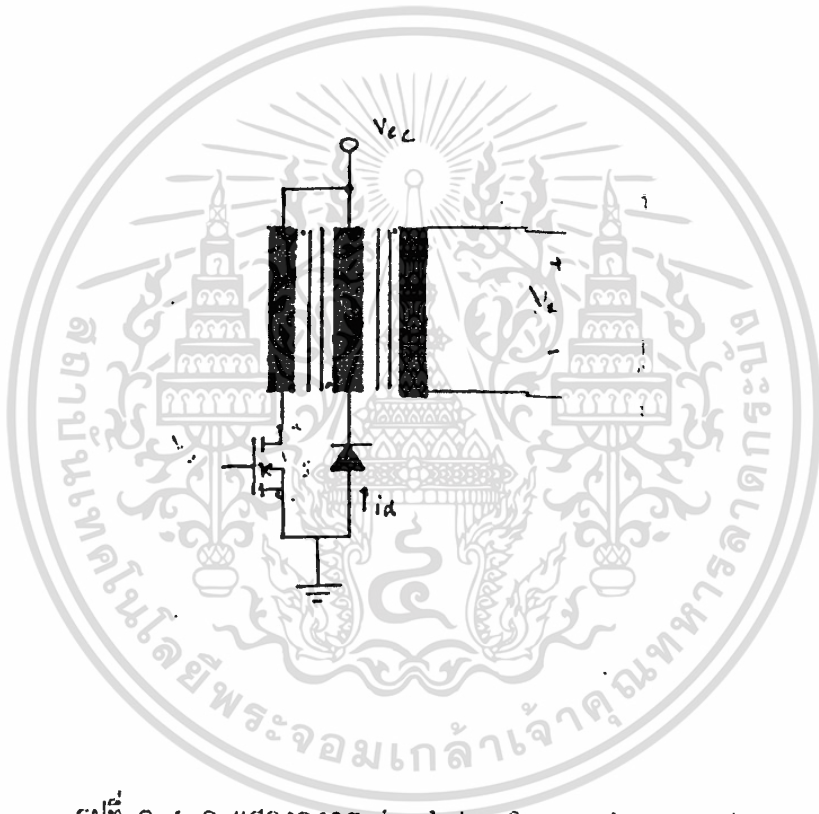


รูปที่ 3.1.7 แสดงวงจรของนัลส์ทราสเฟอร์เมอร์

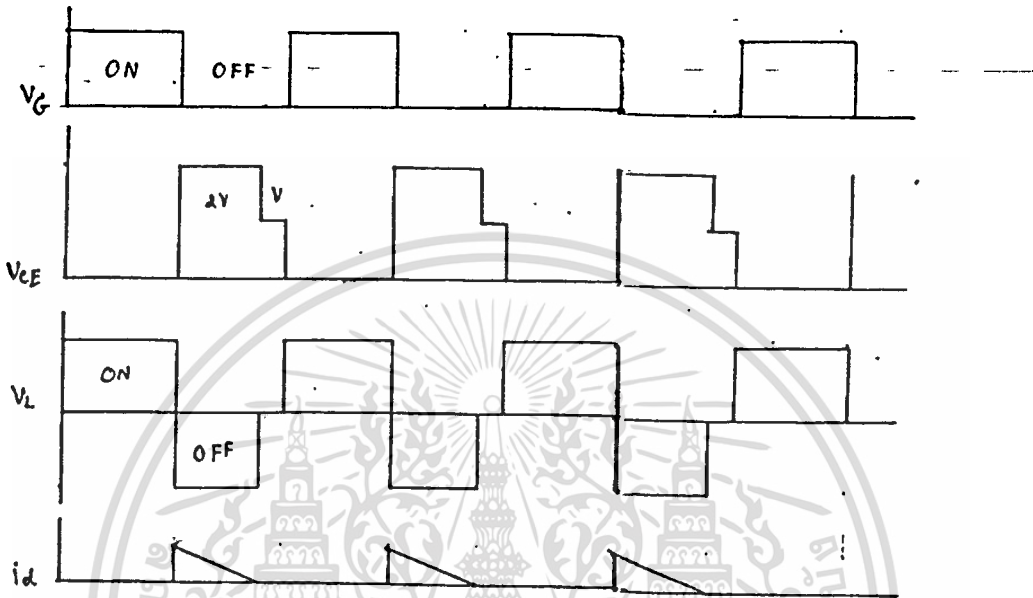
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พัลส์ทราานสเฟอร์มีเมอร์ ที่ใช้ในวงจรนี้ทำหน้าที่แยก [Isolate] ชุดสร้างสัญญาณ กับชุดกำลัง ออกจากกัน เพื่อป้องกัน การเสียหายของชุดสร้างสัญญาณ เนื่องจากการลัดวงจร [short circuit] ของชุดกำลัง จากรูปจะเห็นว่า พัลส์ทราานสเฟอร์มีเมอร์ ก็คือ วงจร ไอโซเลท ฟอว์เวิร์ด คอนเวอร์เตอร์ [isolate forward converter] นั้นเอง สามารถเขียนวงจรง่าย ๆ ได้ดังนี้

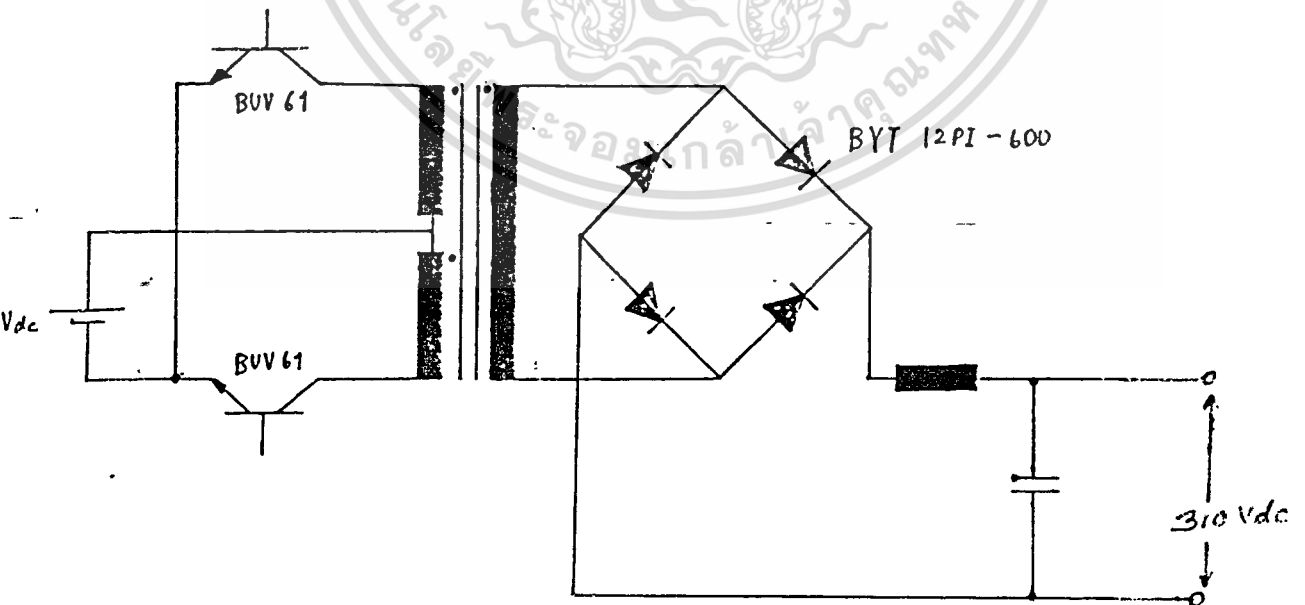


รูปที่ 3.1.8 แสดงวงจร isolate forward converter



รูปที่ 3.1.9 แสดง รูปคลื่นของ isolate forward converter

3.1.3 พ่วง-พ่วง คอนเวอร์เตอร์



รูปที่ 3.1.10 แสดงวงจรของ PUSH-PULL CONVERTER

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทราานซิสเตอร์กำลัง ของ พุช-พูล คอนเวอร์เตอร์ แต่ละตัวจะผลัดกันทำงาน ให้ รูปคลื่น ผ่านหม้อแปลง ในลักษณะของ ไฟกระแสสลับ โดยหม้อแปลงจะแปลงระดับ แรงดันให้สูงขึ้น เป็น 310 โวลต์ ออกมา

เราสามารถนำการออกแบบอุปกรณ์ต่าง ๆ ในชุด พุช-พูล คอนเวอร์เตอร์ ได้ ตามลำดับ ดังนี้

จาก
$$V_o = 2 \max V_{in} / n \quad (1)$$

เมื่อ

$$\max = \text{คิวิตี ไซเคิล สูงสุด} = 0.4$$

$$V_{in} = 24 \text{ โวลต์}$$

$$V_{out} = 310 \text{ โวลต์}$$

$$n = \text{อัตราส่วนจำนวนรอบของเหลวด้านปฐมภูมิต่อทุติยภูมิ} \\ = 1:16.15$$

จาก
$$N_p = (V_p) 10 E_e / 4 f B_{max} A_e \quad (2)$$

เมื่อ

$$N_p = \text{จำนวนรอบทางด้านปฐมภูมิ}$$

$$f = \text{ความถี่ที่ต้องกรใช้} = 20 \text{ KHz}$$

$$B_{max} = \text{ความเข้มสนามแม่เหล็ก} = 0.2 \text{ T}$$

$$A_e = \text{core effective area} = 2.25 \text{ cm}^2$$

จะได้

$$N_p = 6.67 \text{ ดังนั้นเราจึงใช้ } 7 \text{ รอบ}$$

$$N_s = N_p (16.15)$$

$$= 107.67$$

$$= 108 \text{ รอบ}$$

นั่นคือ
$$N_p : N_s = 7 : 108$$

เนื่องจาก เราต้องการกำลังทางด้านเอาต์พุต (output power) 300 วัตต์

$$\begin{aligned} \text{จะได้} \quad I_c &= 300/310 \\ &= 0.967 \text{ แอมป์} \end{aligned}$$

จาก

$$I_c = 1.6 P_o/V_{in} \quad (3)$$

$$\text{แทนค่าจะได้} \quad I_c = 20 \text{ แอมป์}$$

ซึ่ง I_c นี้ ก็คือ กระแสทางด้านปฐมภูมิของหม้อแปลง นั้นเอง



3.2 อินเวอร์เตอร์

3.2.1 วงจรรับสัญญาณแรงดันและกระแส

เราจะใช้วงจรตรวจจับสัญญาณของกระแสและแรงดันเป็นวงจรเดียวกัน โดยต่อกับ วงจรกำลังของอินเวอร์เตอร์ มีวงจรดังรูปที่ 3.2.1

ค่า R_1 , R_2 เป็นความต้านทานที่ต่อกับสัญญาณที่ต้องการรับมา กับไฟเลี้ยง นวค 12 โวลต์ ความต้านทานทั้งสองนี้ใช้ไบอัส [Bias] ให้ขา 2 ของตัวเปรียบเทียบ [comparator] ให้มีสถานะเป็นสัญญาณต่ำ [low] เท่ากับขา 3 เพื่อให้ขา 6 ของตัวเปรียบเทียบมีสถานะเท่ากับขา 4 (ไฟเลี้ยงทางด้านลบ) นั่นคือ เมื่อมีสัญญาณเข้ามาจะมีกระแสไหลจากกราวด์ [ground] ผ่าน ออปโต คัปเปิ้ล [opto couple] เข้าทางขา 6 ทำให้ ออปโตทำงาน ส่งสัญญาณผ่านไปอีกฝั่งของวงจร คือเป็นการแยก [isolate] โดยใช้ ออปโต นั้นเอง ส่วนออปโตอีกตัวที่อยู่ทางด้านล่างนั้น มีไว้เพื่อเป็นตัวชดเชย [compensator] ต่อเข้ากับจุดไบอัส ทำหน้าที่เป็นตัวป้องกัน

เมื่อสัญญาณผ่านเข้ามาฝั่งที่ต่อกับ วงจรแปลงสัญญาณต่อเนื่อง เป็นสัญญาณ ไม่ต่อเนื่อง (A/D) สัญญาณที่จับได้จะผ่านตัวกันชน [buffer] เพื่อนำสัญญาณไปรวมกับระดับไฟกระแสตรง ซึ่งได้จากการเปลี่ยนค่า ความต้านทาน R_2 เหตุที่ต้องนำสัญญาณที่จับได้ มา รวมจะจับขึ้นให้เป็นกระแสตรงนี้เพราะวงจรแปลงสัญญาณต่อเนื่อง เป็นสัญญาณ ไม่ต่อเนื่อง ไม่สามารถรับสัญญาณไฟที่เป็นค่าลบได้ การรวมกันของสัญญาณนี้ เราใช้ออปแอมป์ [op-amp] เป็นตัวรวมสัญญาณ นำสัญญาณผ่านตัวขยายสัญญาณเพื่อเป็นเกนที่พอ ส่วนไดโอด D_1 ที่ต่อใน วงจรนี้มีไว้เพื่อป้องกันสัญญาณ เบ้ลบ ถ้ามีสัญญาณเป็นลบจะมีกระแสไหลจากกราวด์ เพื่อถ่วง รั้งสัญญาณนี้

3.2.2 การออกแบบวงจร 8253, A/D เพื่อต่อเข้ากับ Z-80

การใช้ Z-80 ไมโครโปรเซสเซอร์ในการควบคุมการทำงานของ 8253 และ A/D นั้น Z-80 ไม่สามารถควบคุม ไอซีทั้งสองพร้อมกันได้ จึงต้องใช้ไอซี 138 เป็นตัวเลือก [decoder] ในการเลือกตัวใช้งาน การต่อวงจรการทำงานแสดงดังรูปที่ 3.2.2 การ เลือกใช้สัญญาณเลือกจากขาแสดงตำแหน่ง [address] ของไมโครโปรเซสเซอร์ คือขา

A_5 , A_6 , A_7 และขา \overline{IORQ} โดยต่อกับขา A, B, C และ G2 ของตัวเลือก 138 ตาม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ลำดับ ส่วนขา G1 ของ 138 จะต้อง สูง [high] เสมอ

เราจะ ได้สัญญาณการเลือก ดังนี้

ข้อมูลจากขาแสดงตำแหน่ง	ขาที่สัญญาณออก
CO	9
BO	10
AO	11
60	12

CO เป็นตัวเลือกการทำงานของ ADC 0809 (ทำงานขอบชาลง)

AO เป็นตัวเลือกการทำงานของ 8253 (ทำงานขอบชาลง)

BO เป็นการเลือกให้ตัวนับเบอร์ศูนย์ของ 8253 ทำงาน (ทำงานขอบชาขึ้น)

60 เป็นการเลือกให้ตัวนับเบอร์หนึ่งของ 8253 ทำงาน (ทำงานขอบชาขึ้น)

การทำงานของไอซีทั้ง 0809 และ 8253 จะต้องมีสัญญาณนาฬิกา เพื่อใช้ในการทำงาน เพราะฉะนั้น เราจะต้องมีไอซีที่ใช้ในการหารสัญญาณนาฬิกาจาก Z-80 ซึ่งมีค่า 3.6 MHz ให้เป็นความถี่ต่าง ๆ ซึ่งสามารถนำไปใช้ได้ ในที่นี้เราใช้ไอซี 393

3.2.3 การต่อรายการทำงานของไอซี 0809

ในการตีโค้ด การทำงานของ 0809 เราใช้การทำงานจากขา \overline{RD} ของตีโค้ดเดอรัทำงานร่วมกับสัญญาณ $\overline{RD}, \overline{WR}$ ของ Z-80 โดยผ่านไอซี นอร์เกต (nor gate) (ทำงานขอบชาลง)

ขา ST และ ALE จะได้รับสัญญาณจากขา \overline{PSE} ของ Z-80 เพื่อเริ่มต้นการทำงานของ A/D และขา OE จะได้รับสัญญาณจากขา \overline{RD} ของ Z-80 เพื่อให้เอาท์พุทออกจาก A/D นอกจากนี้เรายังต้องเลือกช่องของอินพุท [channel] โดยต่อขา A, B, C เข้ากับขาข้อมูล $2^6, 2^7, 2^8$ ตามลำดับ

3.2.4 การต่อรายการทำงานของ 8253

8253 จะต่อกับ Z-80 ได้จะต้องต่อสัญญาณจากขา $A_0, A_1, \overline{RD}, \overline{WR}$ และขาข้อมูลเข้าด้วยกัน ส่วนขา \overline{CS} ต่อกับพอร์ท ตีโค้ดเดอรั ขา 10 ท้ายสุด ขา G1, G0 (ขา

เกทของตัวนับหนึ่งและศูนย์) จะต้องต่อกับดีโคเดเตอร์ ผ่านไอซี กลับสัญญาณ (inverter) เพื่อให้สัญญาณพัลส์ออกจาก 8253

3.2.5 การทำงานของ 8253

เลือกการทำงานที่โหมด 1 -

คือโหมดที่ใช้ในการกำเนิดพัลส์ (ONE-SHOT) ซึ่งสามารถให้เอาต์พุตในรูปพัลส์และความกว้างของพัลส์นี้มีค่าเป็นจำนวนเท่าที่เป็นจำนวนเต็มของพัลส์ของสัญญาณนาฬิกาที่ป้อนเข้ามาที่ขาสัญญาณนาฬิกา (CLOCK) การทำงานในโหมด 1 นี้จะเกิดขึ้นเมื่อสัญญาณขาขึ้น (RISING EDGE) เข้ามากระตุ้น (TRIGGER) ที่ขาอินพุต (GATE) ทำให้เกิดพัลส์ที่เอาต์พุต แต่ถ้ามีสัญญาณกระตุ้นเข้าที่ขาเคลจในขณะที่เอาต์พุตยังทำงานไม่เสร็จสิ้น สัญญาณที่เข้ามากระตุ้นใหม่นี้จะทำให้เกิดพัลส์ลูกใหม่ ซึ่งซ้ำกับลูกเดิม

พิจารณา จากโปรแกรม SUB OUT

เริ่มต้นจะเป็นการกำหนดค่าโหมดและการทำงานของ 8253 โดยเอาต์ข้อมูลไปที่พอร์ท A3 ซึ่งเป็นสัญญาณจากดีโคเดเตอร์ (DECODER) 138 ค่า A3 ที่บิต A_2, A_0 จะมีค่าเป็น 1,1 นั่นคือการกำหนดค่าเวิร์ดควบคุม (CONTROL WORD) ซึ่งเป็นข้อมูลในรีจิสเตอร์ A แสดงดังนี้

D_7	D_6	D_5	D_4	D_3	D_2	D_1	D_0
COUNTER SELECT		R/L DEFINITION		MOVE VALUE			
0	0	1	1	0	0	1	0
COUNTER 0		READ/LOAD LSB ก่อน MSB		MODE 1 ONE-SHOT			BINARY

จะได้ค่าข้อมูลในรีจิสเตอร์ A เป็น 32 ที่โหมด 1 ตัวนับเบอร์ 0 ถ้าเป็น 72 จะเป็นโหมด 1 ตัวนับ 1 หลังจากกำหนดค่าเวิร์ดควบคุมแล้ว จะมาไหลค่า LSB (LAST-SIGNIFICANT BYTE) และ MSB เข้า 8253 ตามลำดับ และเมื่อได้ค่าตามต้องการแล้วจะเก็บไว้ใน

8253 จนกว่าสัญญาณขอบขาขึ้น จะมากระตุ้น ในที่นี้จึงใช้สัญญาณจากดีโคเดอ์ 138 ที่พอร์ต 80 ของตัวนับ 0 และ 60 ของตัวนับ 1 เป็นทริกเกจ

3-2.6 โปรแกรม MVL

คือโปรแกรมที่ใช้ในการคูณ ค่าสัมประสิทธิ์ของกระแสและแรงดันกับตัวมันเอง หลักการคูณก็คือ การชี้ตัวคูณไปทางขวา และตัวตั้งไปทางซ้ายแล้วนำมาบวกกัน ตัวอย่างเช่น 00100101 คูณกับ 101 เริ่มต้นชี้ 101 ไปทางขวา บิตตัวทด [CARRY BIT] เป็น 1 ให้กำหนดค่า เอาท์พุทเป็น 00100101 แล้วชี้ตัวตั้งไปทางซ้าย โดยชี้จาก รีจิสเตอร์ LSB ไปไว้ในบิตตัวทดก่อน แล้วชี้จากบิตตัวทดไปไว้ใน MSB ต่อมาก็ชี้ตัวคูณไปทางขวาอีก ตอนนั้นบิตตัวทดจะเป็น 0 เอาท์พุทคงเดิม คือ 00100101 ต่อไปจะชี้ตัวตั้งอีก คราวนี้จะได้ 01001010 แล้วกลับมารีชี้ตัวคูณ บิตตัวทดก็จะเป็น 1 นำเอาท์พุทมาบวกกับ 01001010 จะได้ผลลัพธ์การคูณเก็บไว้ในรีจิสเตอร์เอาท์พุทอีก



3-2.7 การทำงานของ ADC0809

ADC0809 เป็นไอซีที่ใช้ในการแปลงสัญญาณต่อเนื่อง [ANALOG] เป็นสัญญาณไม่ ต่อเนื่อง [DIGITAL] ในรูปของเลขฐานสิบหก(ภายในรีจิสเตอร์ของ Z-80 โดยสัญญาณต่อเนื่องนี้ได้มาจากวงจรอินเวิร์ลเตอร์ค่าที่ได้นำมาคำนวณโดยไมโครโปรเซสเซอร์ได้ผลมาเป็นเลขฐานสิบหก แล้วนำไปป้อนให้ 8253 เพื่อสร้างเป็นสัญญาณพัลส์ เพื่อใช้ในการขับ ทรานซิสเตอร์ต่อไป

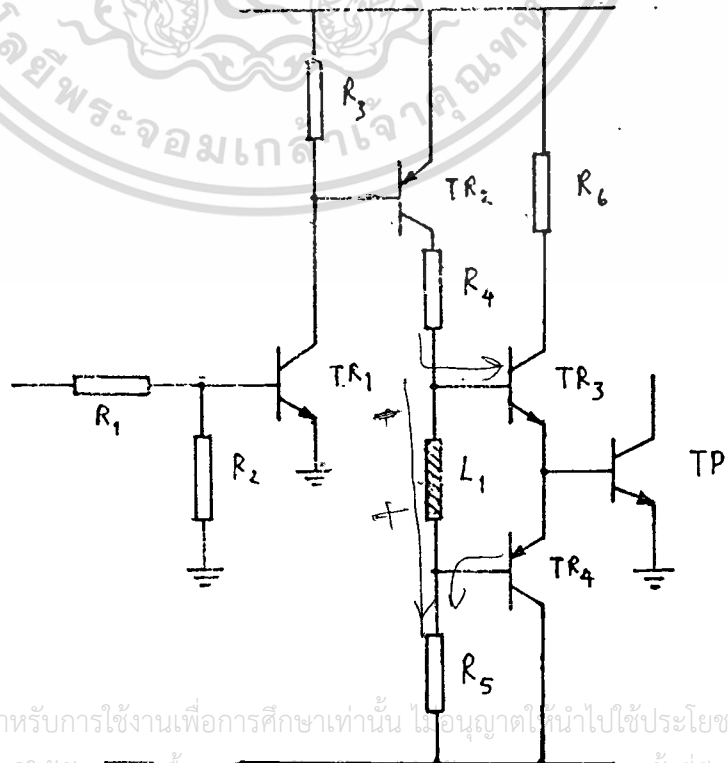
ในการต่อ ADC0809 นี้แสดงดังในรูปที่ 3.2.2 สัญญาณดีโคเดอ์จาก 138 จะมาผ่านนอร์เกจร่วมกับสัญญาณ \overline{RD} , \overline{WR} จาก Z80 เพื่อสร้างสัญญาณเริ่มและหยุดการทำงาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

งานของ ADC0809 ที่ขา ST ในการเริ่มทำงานและขา OE ในการให้เอาต์พุตออก และ จากวงจรจะเห็นว่าขา ALE [ADDRESS LATCH ENABLE] จะต่ออยู่กับขา ST (สังเกตจากโคจรแกรมซึ่งแสดงในภาคผนวก จะเห็นว่าถ้า ALE ไม่เป็น 1 ADC0809 จะไม่ทำงาน) ส่วนขา A, B, C ต่อเข้ากับขา $2^6, 2^7, 2^8$ ตามลำดับ เพื่อใช้ในการเลือก แชนแนลในการนำข้อมูลเข้า

การทำงานของวงจรชุดขับ ทรานซิสเตอร์ ในอินเวอร์เตอร์

ทรานซิสเตอร์ T_1, T_2 ใช้ในการขยายกระแส เพื่อป้อนให้ทรานซิสเตอร์ T_3, T_4 ขณะที่สัญญาณพัลส์เข้ามา ทรานซิสเตอร์ T_1, T_2 จะทำงาน เป็นการทำให้ทรานซิสเตอร์กำลังนำกระแส ในขณะที่เดียวกัน ตัวอินดิคเตอร์ จะสะสมพลังงานไว้ จนเมื่อทรานซิสเตอร์ T_1, T_2, T_3 หยุดทำงาน ตัวอินดิคเตอร์จะเริ่มคายพลังงาน ทำให้กระแสไหลเข้าขั้วลบของแหล่งจ่าย (-V) เป็นการดึงกระแสเบสของ ทรานซิสเตอร์ T_4 ทำให้ทรานซิสเตอร์ T_4 ทำงาน เป็นการช่วยให้ทรานซิสเตอร์กำลังหยุดทำงาน สรุปได้ว่า ทรานซิสเตอร์ T_3 ช่วยให้ทรานซิสเตอร์กำลังทำงาน และ ทรานซิสเตอร์ T_4 ช่วยให้ทรานซิสเตอร์กำลังหยุดทำงาน



จากรูปจะเห็นว่าบล็อกแรกนั้นเป็นส่วนที่จ่ายไฟเลี้ยงให้ไอซี TL494 (START CIRCUIT) โดยมีซีเนอร์ไดโอดเป็นตัวกำหนดระดับแรงดันที่จ่ายให้ TL494 ให้มีระดับคงที่ 12 โวลต์ ใ้ทรานซิสเตอร์ขยายกระแส และมีตัวเก็บประจุเป็นตัวชอพท์สตาร์ท (SOFT START) วงจรเฟกนั้นเป็นวงจรที่ทำให้รูปแบบสัญญาณคอมพัลซันกึ่งยิงช่วยขยายระดับแรงดันและกระแสอีกด้วย ภายในชุดขับเฟกนี้ มีทรานซิสเตอร์ช่วยในการหยุดทำงานของเฟกด้วยตัดจากเฟกเป็นหม้อแปลง [FLY BACK TRANSFORMER] แปลงไฟ 48 โวลต์จากแบตเตอรี่ให้เป็นไฟ บวก,ลบ 12 โวลต์และ บวก,ลบ 6 โวลต์

เพื่อให้เอาท์พุทมีความแน่นอนและเสถียรภาพที่ดีจึงตั้งมีการบ่อนกลับของสัญญาณที่อยู่ในรูปของกระแสรูปด้านล่างแสดงวงจรสมบูร์ของวงจรจ่ายไฟแบบสวิทชิง



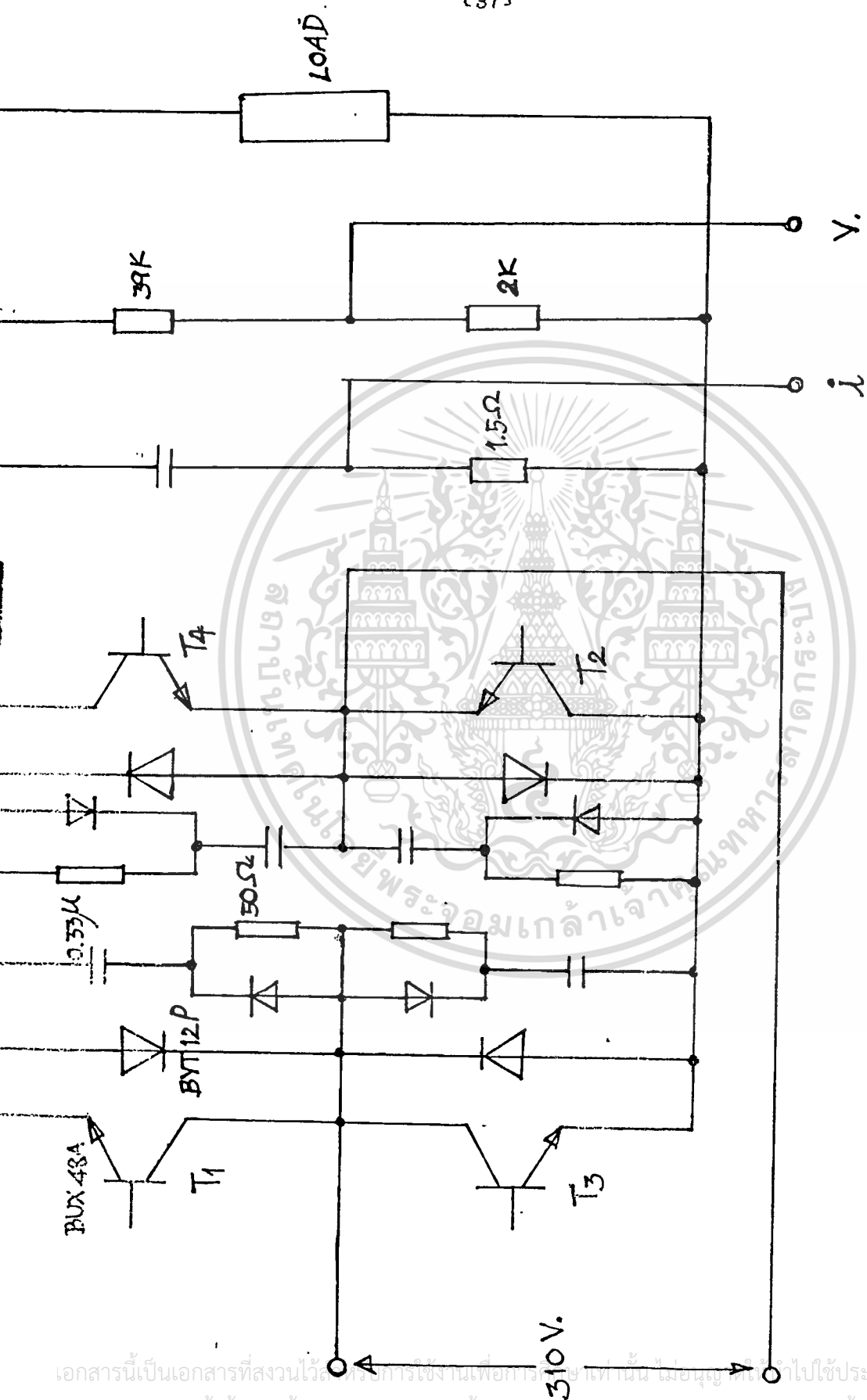
จากวงจรสมบูร์ณเราจะสังเกตเห็นวงจรหลายแบบซึ่งมีตัวต้านทาน R , และตัวเก็บประจุ C_2 ทำหน้าที่เป็นสแน็บเบอร์ [SNUBBER] ใช้ป้องกันแรงดันกระชาก [SPIKE] โดยใช้หลักการให้อัตราการเปลี่ยนแปลงแรงดันสูง ไหลผ่านในตัวเก็บประจุ $[i/C = dv/dt]$ และสลายพลังงานไปในรูปความร้อนโดยตัวต้านทาน

สำหรับทางขดลวดทุกขดมีวงจรไดโอดเร็คติไฟร์ทำให้เป็นกระแสตรงโดยสัญญาณนี้จะถูกกรองโดยวงจรกรองสัญญาณ [FILTER] ซึ่งประกอบด้วยตัวเก็บประจุและตัวเหนี่ยวนำนอกจากนี้ที่เอาท์พุท บวก, ลบ 12 โวลต์ยังมีวงจรเร็กกูเลเตอร์ [REGULATOR] เพื่อให้ได้แรงดัน บวก, ลบ 12 โวลต์ที่คงที่สำหรับเก็บไฟเลี้ยงให้กับไอซี MC1723 และป้อนให้กับวงจรตรวจจับ

ในการป้อนกลับนี้ใช้สัญญาณจากแรงดันบวก 5 โวลต์ป้อนเข้าที่ขาอินพุท [NONINVERTING INPUT] ของไอซี MC1723

8-2-9 วงจรอินเวอร์เตอร์กำลัง

จากรูปที่ 8-2-5 จะเห็นว่าวงจรอินเวอร์เตอร์กำลังประกอบด้วยทรานซิสเตอร์กำลัง 4 ตัวสลับกันทำงานโดยที่ T1 จะทำงานพร้อมกับ T2 และ T3 ทำงานพร้อมกับ T4 นอกจากนี้ยังมีค่าความต้านทาน และตัวเก็บประจุที่ใช้เป็นสแน็บเบอร์เพื่อลดผลของสไปร์อีกด้วยพิจารณาที่วงจรกรองสัญญาณจะมีความต้านทานค่า 1.5 โอห์มใช้ในการจับกระแส และความต้านทานค่า 2x โอห์มใช้จับแรงดัน เพื่อต่อกับวงจรจับสัญญาณต่อไป



รูปที่ 9.2.5 แสดงวงจรอิมพีแดนซ์คอนจูเกต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษเท่านั้น ไม่อนุญาตให้ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลการทดลอง

$$\text{ถ้า } L = 0.5 \text{ mH}$$

$$C = 800 \text{ uF}$$

$$f = 50 \text{ Hz}$$

$$n = 6$$

$$t = 3.33\text{E-}3$$

จากทางเดินรากในรูปที่ ให้ $R = 2$ (จุดที่มีความเสถียรภาพมากที่สุด) สามารถหาค่า \mathcal{G}_{ij} ได้ดังนี้

$$A^2 = \begin{bmatrix} -2.5 \times 10^6 & -625 \\ 1.5 \times 10^9 & -2.1 \times 10^6 \end{bmatrix}$$

$$A^3 = \begin{bmatrix} 1.5 \times 10^9 & -2.1 \times 10^6 \\ 5.2 \times 10^{12} & 3 \times 10^9 \end{bmatrix}$$

$$\mathcal{G}_{ij} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -2.5 \times 10^6 & -625 \end{bmatrix} t + 1 \begin{bmatrix} -2.5 \times 10^6 & -625 \\ 1.5 \times 10^9 & -2.1 \times 10^6 \end{bmatrix} t^2$$

$$+ 1 \begin{bmatrix} 1.5 \times 10^9 & -2.1 \times 10^6 \\ 5.2 \times 10^{12} & 3 \times 10^9 \end{bmatrix} t^3$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\alpha_{1,1} = 0.2326$$

$$\alpha_{1,2} = 1.833E-4$$

หมายเหตุ ถ้าให้คอมพิวเตอร์คำนวณ จะได้ค่าที่ละเอียดกว่านี้

และ $\mathcal{E}_i = e^{AT/2} bE$ ก็หาได้โดยวิธีเดียวกัน จะได้

$$e^{AT/2} = \frac{e^{At}}{e^{At}} = 1 + At + 1/2 At^2 + 1/6 At^3 + \dots \quad (T/2 = t)$$

$$t = 1.667E-3$$

$$= \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & -2.5 * 10^{-6} & -625 \end{bmatrix} t + \frac{1}{2} \begin{bmatrix} -2.5 * 10^{-6} & -625 \\ 1.5 * 10^{-6} & -2.1 * 10^{-6} \end{bmatrix} t^2 + \frac{1}{6} \begin{bmatrix} 1.5 * 10^{-6} & -2.1 * 10^{-6} \\ 5.2 * 10^{-6} & 3 * 10^{-6} \end{bmatrix} t^3$$

$$\mathcal{E}_i = 157325$$

จากทฤษฎี สมการ DEAD BEAT

$$\Delta T(k) = -\alpha_{1,1}/\mathcal{E}_i V(k) - \alpha_{1,2}/C\mathcal{E}_i I(k) + V_{ref}(k+1)/\mathcal{E}_i$$

คือสมมุติว่าในหนึ่งลูกคลื่นมี 6 พัลส์ (ครึ่งบาทมี 3 ลูก ครึ่งลบมี 3 ลูก) จะได้ว่าแต่ละลูกคลื่นมีคาบเวลาเท่ากับ 3.33 ms

$$T = 3.33 \text{ ms}$$

จากค่าต่างๆที่แสดงเราสามารถคำนวณหาค่าพารามิเตอร์ที่เหลืองได้ดังนี้

$$\begin{aligned} \alpha_{1,1} &= 0.233 & ; & & \alpha_{1,1}/\mathcal{E}_i &= 1.48E-6 \\ \alpha_{1,2} &= 1.83E-4 & ; & & \alpha_{1,2}/C\mathcal{E}_i &= 1.45E-6 \\ \mathcal{E}_i &= 1.57E 5 & ; & & 1/\mathcal{E}_i &= 6.36E-6 \end{aligned}$$

แสดงค่า $V_{ref} = V \sin(k+1) \pi/3$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$k=0$	$V_{ref} = 310 \sin \frac{\pi}{3} = 310(0.866) = 268.47$
$k=1$	$V_{ref} = 310 \sin \frac{2\pi}{3} = 310(0.866) = 268.47$
$k=2$	$V_{ref} = 310 \sin \pi = 310(0) = 0$
$k=3$	$V_{ref} = 310 \sin \frac{4\pi}{3} = 310(-0.866) = -268.47$
$k=4$	$V_{ref} = 310 \sin \frac{5\pi}{3} = 310(-0.866) = -268.47$
$k=5$	$V_{ref} = 310 \sin 2\pi = 310(0) = 0$
$k=6$	$V_{ref} = 310 \sin \frac{\pi}{3} = 310(0.866) = 268.47$

$$\Delta T = -1.48E-6V(k) - 1.45E-6I(k) + 6.36E-6V_{ref}(k+1)$$

$$\Delta T = (-1.48V(k) - 1.45I(k) + 6.36V_{ref}(k+1))E-6$$

เราสามารถตัดเทอม $1E-6$ ทิ้งได้เพราะความกว้างพัลส์ที่ออกมาสามารถกำหนดด้วยค่าความถี่ที่ป้อนให้กับ 8253

เราจะได้สมการ T ใหม่ดังนี้

$$\Delta T = 6.36V_{ref} - (1.48V(k) + 1.45I(k))$$

V_{ref} จะเป็นค่าที่ขึ้นอยู่กับค่า k

$$k=0 \quad V_{ref} = 6.36(268.47) = 1707.47$$

$$k=1 \quad V_{ref} = 6.36(268.47) = 1707.47$$

$$k=2 \quad V_{ref} = 6.36(0) = 0$$

$$k=3 \quad V_{ref} = 6.36(-268.47) = -1707.47$$

จะได้ว่าถ้ากำหนดให้ $n=6$ สมการ T มีค่าประมาณดังนี้

$$\Delta T = 6 V_{ref} - (v(k) + i(k))$$

เนื่องจากในโปรแกรมการคำนวณต้องใช้เลขฐาน 16 เราจึงต้องกำหนดคำสั่งปรินต์ด้วย
เป็นเลขฐาน 16 ดังนี้ (vv คือ ส.ป.ส ของ $V(k)$, ii คือ ส.ป.ส ของ $I(k)$)

$$vv = 01$$

$$ii = 01$$

ค่า V_{ref} 1707 D = 06AB H

สมการ T ในรูปเลขฐาน 16

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$k=0 \quad \Delta T = 06AB - (V(k) + I(k))$$

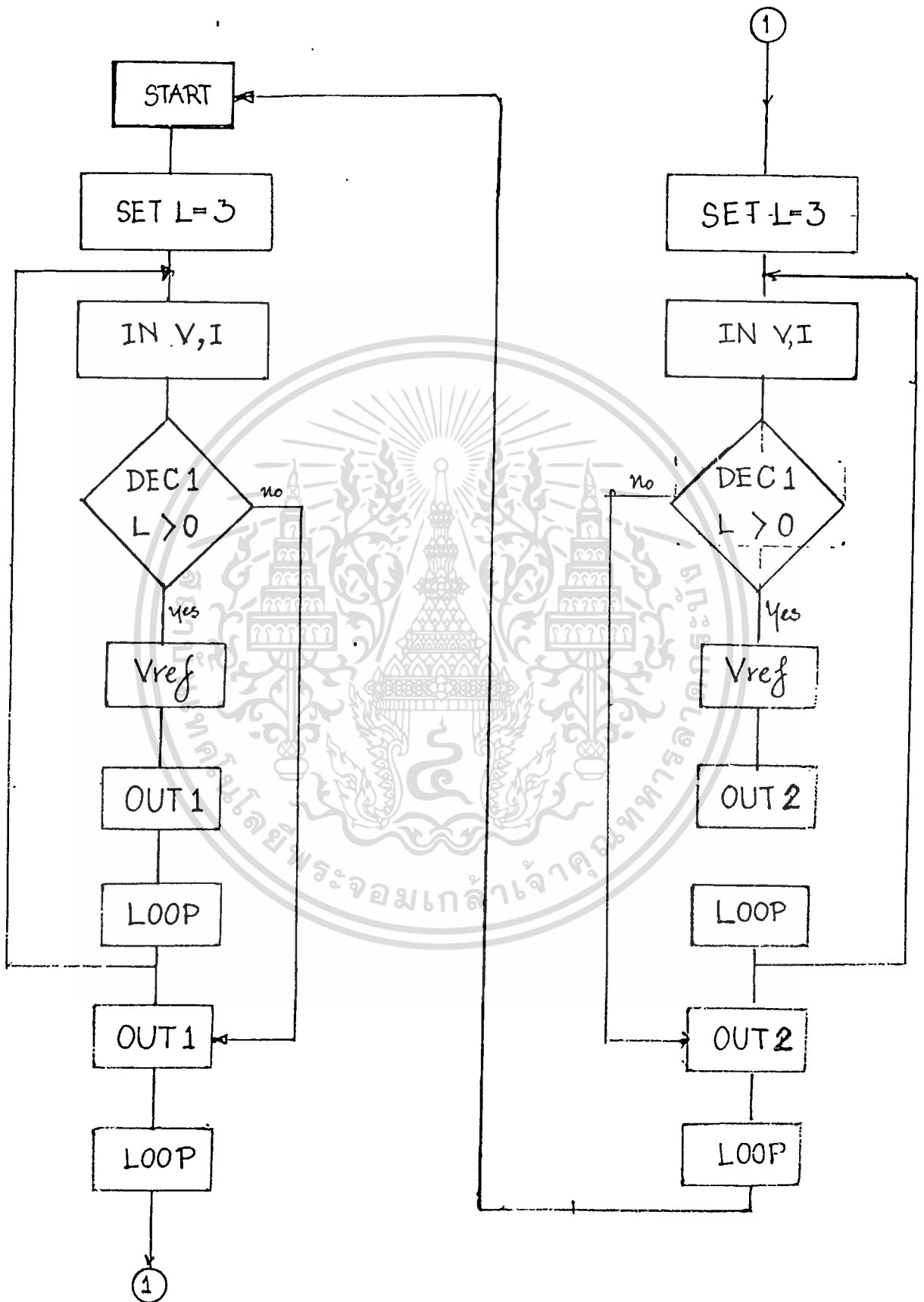
$$k=1 \quad \Delta T = 06AB - (V(k) + I(k))$$

$$k=2 \quad \Delta T = -(V(k) + I(k))$$

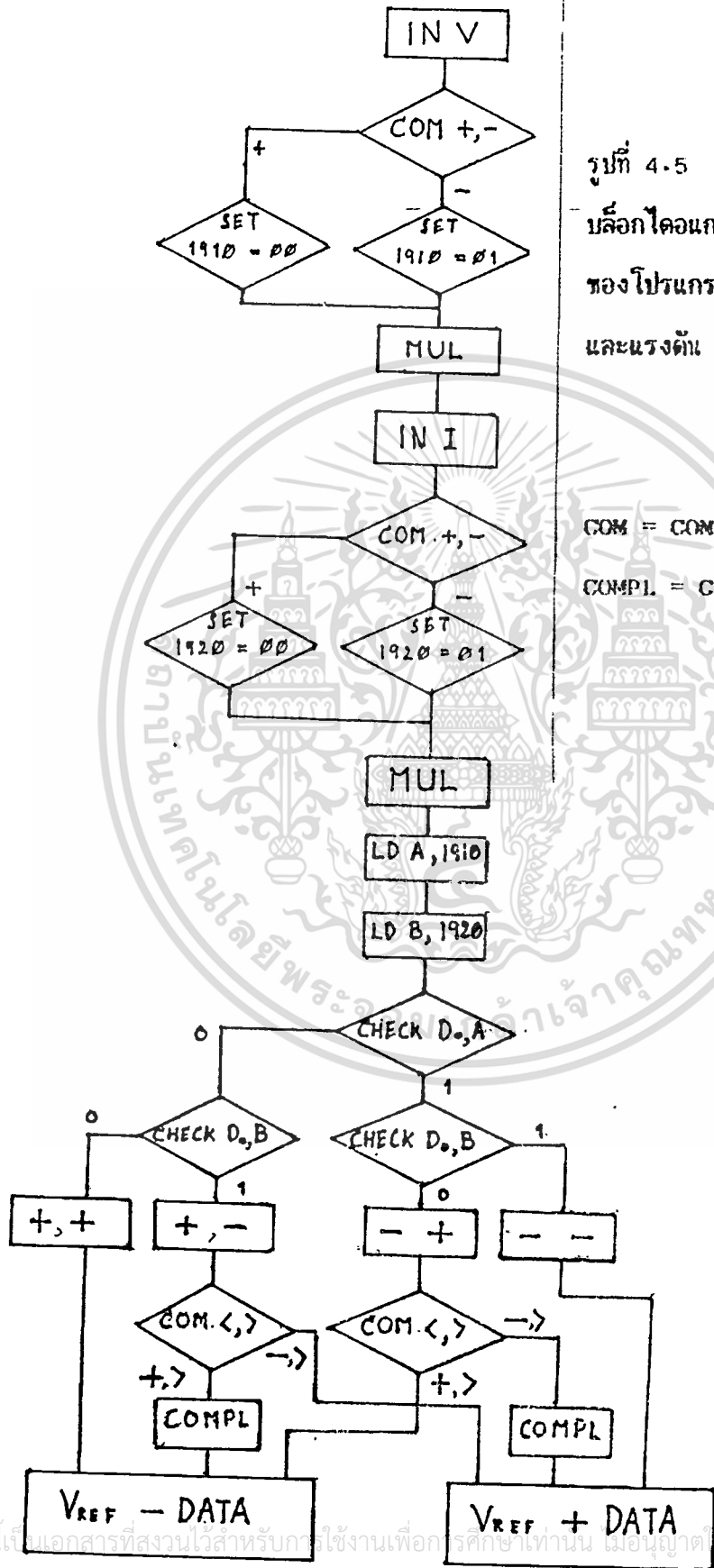
($V(k), I(k)$ เป็นค่าที่ได้จาก ADC0809 เป็นเลขฐานสิบหก)

ค่า ΔT ที่ได้จะเป็นค่าคงที่ตัวหนึ่งซึ่งเอาทั้งหมดจะเป็นจำนวนเท่าของความถี่พื้นฐานที่
 บ่อนให้กับ 8253 เพราะฉะนั้นเราจะต้องเลือกความถี่พื้นฐานที่เหมาะสมเพื่อให้ได้ ΔT ที่
 ถูกต้อง





เอกสารนี้เป็นเอกสารที่ 4.4 แสดงบล็อกไดโอดแกมการทำงานของโปรแกรมของ z-80
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.5

บล็อกไดอแกรมแสดงการทำงานของโปรแกรมการตรวจจับกระแสและแรงดัน

COM = COMPARE
COMPL = COMPLEMENT

โปรแกรมคำนวณ PWMโปรแกรมหลัก

ADDRESS	OPCODE	
2100	06 03	LD B,03 ; SET COUNTER OF VOLT REFERENT
2102	ED 43 30 19	LD (1930),BC ; KEEP IT AT ADDR 1930
2106	CD 50 21	CALL ADD,SUB ; SUBROUTEEN ADD OR SUB
2109	CD F0 20	CALL OUT1 ; OUT DATA FOR SIN0-
210C	CD D0 20	CALL LOOP ; LOOP FOR FREQUENCY
210F	CD 50 21	CALL ADD,SUB
2112	CD F0 20	CALL OUT 1
2115	CD D0 20	CALL LOOP
2118	CD 50 21	CALL ADD,SUB
211B	CD F0 20	CALL OUT 1
211E	CD D0 20	CALL LOOP
2121	06 03	LD B,03
2123	ED 43 30 19	LD (1930),BC
2127	CD 50 21	CALL ADD,SUB
212A	CD B0 21	CALL OUT 2 ; OUT DATA FOR SIN -2
212D	CD D0 20	CALL LOOP
2130	CD 50 21	CALL ADD,SUB
2133	CD B0 20	CALL OUT 2
2136	CD D0 20	CALL LOOP
2139	CD 50 21	CALL ADD,SUB
213C	CD B0 20	CALL OUT 2
213F	CD D0 20	CALL LOOP
2142	18 BC	JR 2100 ; JUMP TO TOP OF PROGRAM

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โปรแกรม ADD, SUB

ADDRESS	OPCODE	
2150	3E 00	LD A,00 ; SET CHANNEL 0 OF ADC0809
2152	CD 70 20	CALL IN ; PROGRAM IN DATA
2155	47	LD B,A ; CHECK DATA POSITIVE OR NEGATIVE
2156	3E 80	LD A,80 ; COMPARE WITH 1/2 FF (1/2 OF MAX DATA)
2158	90	SUB B
2159	30 02	JR NC ; JUMP TO 215D
215B	38 08	JR C ; JUMP TO 2165
215D	16 01	LD D,01 ; DATA IS NEGATIVE
215F	ED 53 10 19	LD (1910),DE ; KEEP IT AT ADDR 1910
2163	18 07	JR ; JUMP TO 216C
2165	16 00	LD D,00 ; DATA IS POSITIVE
2167	ED 53 10 19	LD (1910),DE ; KEEP IT AT ADDR 1910
216B	78	LD A,B
216C	16 01	LD D,01 ; SET MULTIPLIER
216E	CD 80 20	CALL MUL ; PROGRAM MULTIPLY
2171	22 00 19	LD (1900),HL ; KEEP IT AT ADDR 1900
2174	3E 01	LD A,01 ; SET CHANNEL 1 OF ADC0809
2176	CD 70 20	CALL IN ; IN DATA
2179	47	LD B,A ; CHECK DATA POS OR NEG
217A	3E 80	LD A,80
217C	90	SUB B
217D	30 02	JR NC ; JUMP TO 2181
217F	38 08	JR C ; JUMP TO 2189

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ADDRESS	OBCODE	
2181	16 01	LD D,01 ; DATA IS NEG
2183	ED 53 20 19	LD (1920),DE ; KEEP IT AT ADDR 1920
2187	18 07	JR ; JUMP TO 2190
2189	16 00	LD D,00 ; DATA IS POS
218B	ED 53 20 19	LD (1920),DE ; KEEP IT AT ADDR 1920
218F	78	LD A,B
2190	16 01	LD D,01 ; SET MULTIPLIER
2192	CD 80 20	CALL MUL ; PROGRAM MULTIPLY
2195	ED 5B 00 19	LD DE,(1900) ;LOAD DATA FORM ADDR 1900
2199	3A 11 19	LD A,(1911) ; LOAD DATA AT ADDR 1910
219C	ED 4B 20 19	LD BC,(1920) ; LOAD DATA AT ADDR 1920
21A0	CB 47	BIT 0,A ; CHECK DATA CH0 IS POS OR NEG
21A2	28 02	JR Z ; IF DATA IS POS JUMP TO 21A6
21A4	20 28	JR NZ ; IF DATA IS NEG JUMP TO 21CE
21A6	CB 40	BIT 0,B ; CHECK DATA CH1 IS POS OR NEG
21A8	28 02	JR Z ; IF DATA IS POS JUMP TO 21AC
21AA	20 09	JR NZ ; IF DATA IS NEG JUMP TO 21B5
21AC	19	ADD HL,DE ; DATA AT CH0,CH1 ARE POS
21AD	16 00	LD D,00 ; DATA AT HL IS POS
21AF	ED 53 10 19	LD (1910),DE ; KEEP IT AT ADDR 1910
21B3	18 4B	JR 2200 ; JUMP TO ADDR 2200
21B5	ED 52	SUB HL,DE ; DATA AT CH0 IS POS DATA AT CH1 IS NEG
21B7	30 02	JR NC ; IF NEG MORE THAN POS JUMP TO 21BB

ADDRESS	OBCODE	
21B9	38 08	JR C ; IF POS MORE THAN NEG JUMP TO 21C3
21BB	16 01	LD D,01 ; DATA IS NEG
21BD	ED 53 10 19	LD (1910),DE ; KEEP IT AT ADDR 1910
21C1	18 3D	JR 2200 ; JUMP TO ADDR 2200
21C3	CD C0 22	CALL COM ; PROGRAM ONE COMPLEMENT
21C6	16 00	LD D,00 ; DATA IS POS
21C8	ED 53 10 19	LD (1910),DE ; KEEP IT AT ADDR 1910
21CC	18 32	JR 2200 ; JUMP TO ADDR 2200
21CE	CB 40	BIT 0,B ; CHECK DATA AT CH1 IS POS OR NEG
21D0	28 02	JR Z ; IF DATA AT CH0 IS NEG, CH1 IS POS JUMP TO 21D4
21D2	20 1B	JR Z ; IF DATA AT CH0, CH1 ARE NEG JUMP TO 21ED
21D4	ED 52	SBC HL,DE ; SUB WITH CARRY
21D6	30 20	JR NC ; IF CH1 MORE THAN CH0 JUMP TO 21DA
21D8	38 09	JR C ; IF CH0 MORE THAN CH1 JUMP TO 21E2
21DA	16 00	LD D,00 ; DATA IS POS
21DC	ED 53 10 19	LD (1910),DE ; KEEP IT AT ADDR 1910
21E0	18 1D	JR 2200 ; JUMP TO ADDR 2200
21E2	CD C0 22	CALL COM ; PROGRAM ONE COMPLEMENT
21E5	16 01	LD D,01 ; DATA IS NEG
21E7	ED 53 10 19	LD (1910),DE ; KEEP IT AT ADDR 1910

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โปรแกรม IN

ADDRESS	ORCODE	
2070	D3 C0	OUT (C0),A ; OUT DATA TO PORT C0
2072	26 10	LD H,10 ;
2074	25	DEC H ;
2075	20 FD	JR NZ ;
2077	DB C0	IN A,(C0) ; IN DATA FROM ADC0809
2079	C9	RET ; RETURN TO MAIN PROGRAM

โปรแกรม MUL

2080	4F	LD C,A ; LOAD DATA IN A KEEP IT IN C
2081	06 00	LD B,00 ; LOAD MSB OF MULTIPLIES WITH 00
2083	1E 08	LD E,08 ; 08 IS NUMBER OF BIT
2085	21 00 00	LD HL,0000 ; IN FINAL DATA IN HL IS OUT PUT
2088	CB 3A	SRL D ; SHIFT RIGHT MULTIPLIER
208A	30 03	JR NC ; IF CARRY FLAG IS 0 JUMP TO ADDR 208F
208C	38 00	JR C ; IF CARRY FLAG IS 1 JUMP TO ADDR 208E
208E	09	ADD HL,DE
208F	CB 21	SLL C ; SHIFT LEFT REGISTER C TO CARRY FLAG
2091	CB 10	RL B ; SHIFT LEFT REGISTER B AND SHIFT CARRY FLAG TO D ₄
2093	1D	DEC E ; DECREASE DATA IN REG E

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ADDRESS	OBCODE	
2094	20 F2	JR NZ ; JUMP NOT ZERO TO ADDR 2088
2096	C9	RET

โปรแกรม COM

22C0	7C	LD A,H ; LOAD A WITH H
22C1	2F	CPL ; COMPLEMENT MSB
22C2	67	LD H,A ; LOAD A TO H
22C3	7D	LD A,L ; LOAD A WITH L
22C4	2F	CPL ; COMPLEMENT LSB
22C5	6F	LD L,A
22C6	C9	RET

โปรแกรม OUT 1

20F0	3E 32	LD A,32 ; SET DATA OF CONTROL WORD (COUNTER 0)
20F2	D3 A3	OUT (A3),A ; OUT CONTROL WORD TO 8253 AT PORT A0
20F4	7D	LD A,L ; LOAD LSB
20F5	D3 A0	OUT (A0),A ; OUT DATA LSB TO 8253
20F7	7C	LD A,H ; LOAD MSB
20F8	D3 A0	OUT (A0),A ; OUT DATA MSB TO 8253
20FA	3E 11	LD A,11 ; DATA 11 IS NO EFFECT
20FC	D3 80	OUT (80),A ; OUT DATA
20FE	C9	RET

โปรแกรม OUT 2

20B0	3E 72	LD A,72 ; SET DATA OF CONTROL WORD (COUNTER 1)
20B2	D3 A3	OUT (A3),A

ADDRESS	OBCODE	
21EB	18 12	JR 2200 ; JUMP TO ADDR 2200
21ED	19	ADD HL,DE ; ALL OF DATA ARE NEG
21EE	16 01	LD D,01 ; DATA IS NEG
21F0	ED 53 10 19	LD (1910),DE ; KEEP IT AT ADDR 1910
21F4	18 09	JR 2200 ; JUMP TO ADDR 2200
2200	ED 4B 30 19	LD BC,(1930) ; LOAD COUNTER OF VOLTE
REFERENT		
2204	05	DEC B ; DECREASE DATA IN B
2205	20 1C	JR Z ; IF B IS ZERO JUMP TO ADDR 2223
2207	ED 43 30 19	LD (1930),BC ; KEEP DATA IN B AT 1930
220B	22 00 19	LD (1900),HL ; LOAD DATA TO ADDR 1900
220E	ED 5B 00 19	LD DE,(1900) ; KEEP DATA AT REGISTER DE
2212	21 AB 06	LD HL,06AB ; SET VALUE OF VOLTAGE
REFERENCE		
2215	3A 11 19	LD A,(1911) ; LOAD DATA AT 1910 TO A
2218	CB 47	BIT 0,A ; CHECK DATA AT A
221A	20 02	JR Z ; IF DATA IS POS JUMP TO ADDR 221E
221C	20 04	JR NZ ; IF DATA IS NEG JUMP TO ADDR 2222
221E	19	ADD HL,DE
2220	18 01	JR 2223 ; JUMP TO ADDR 2223
2222	ED 52	SBC HL,DE
2223	C9	RET ; RETURN TO MAIN PROGRAM

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

[5 2]

ADDRESS	OBCODE	
20B4	7D	LD A,L
20B5	D3 A1	OUT (A1),A ; COUNTER 1 PORT A0
20B7	7C	LD A,H
20B8	D3 A1	OUT (A1),A
20BA	3E 11	LD A,11
20BC	D3 60	OUT (60),A ; OUT DATA AT PORT 60
20BE	RET	

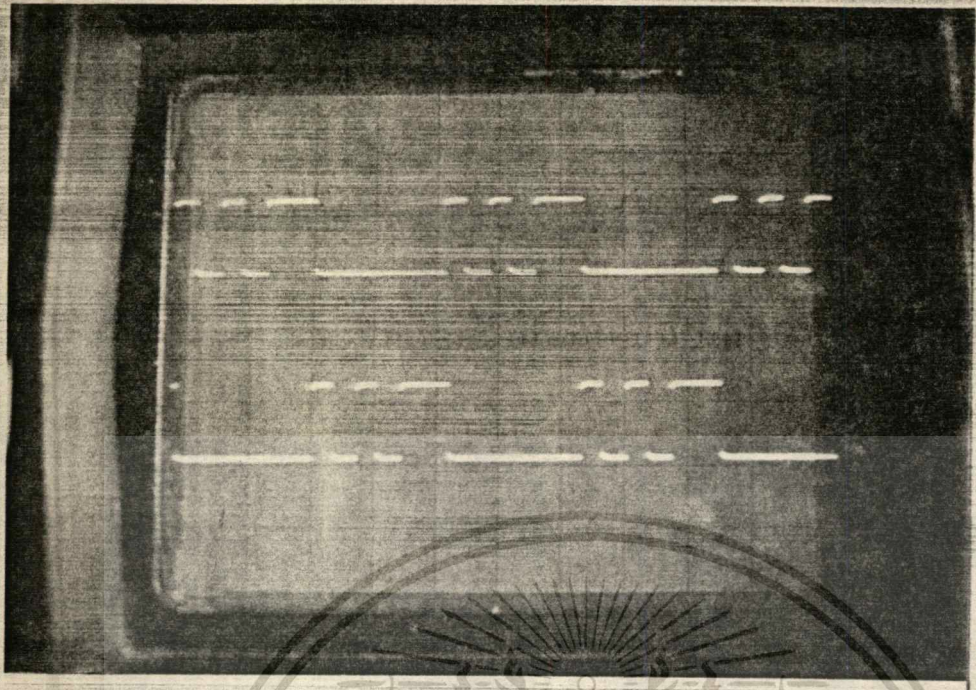
โปรแกรม LOOP

20D0	1E 02	LD E,02 ; DO LOOP 2 TWO TIMES
20D2	CD E0 20	CALL LOOP 2 ; LOOP DELAY
20D5	1D	DEC E ; DECREASE E
20D6	20 FA	JRNZ 20D2
20D8	C9	RET

โปรแกรม LOOP 2

20E4	26 80	LD H,80
20E2	25	DEC H
20E3	20 FD	JRNZ 20E2
20E5	C9	RET

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



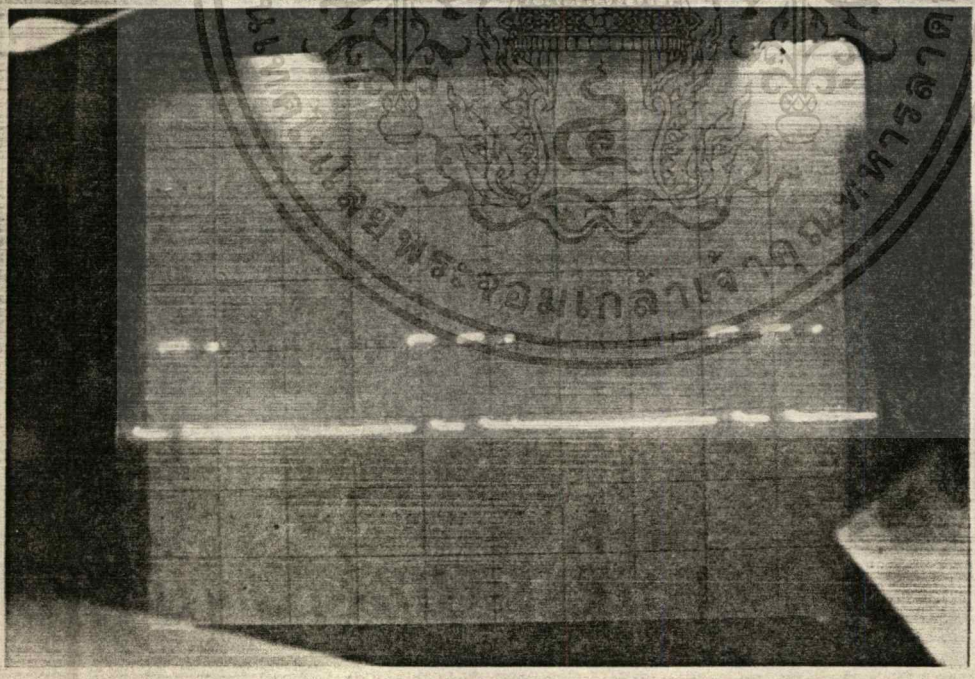
CH0

CH1

5V/DIV

5ms/DIV

รูปที่ 4.1 แสดงสัญญาณคลื่นที่ออกจาก Zener

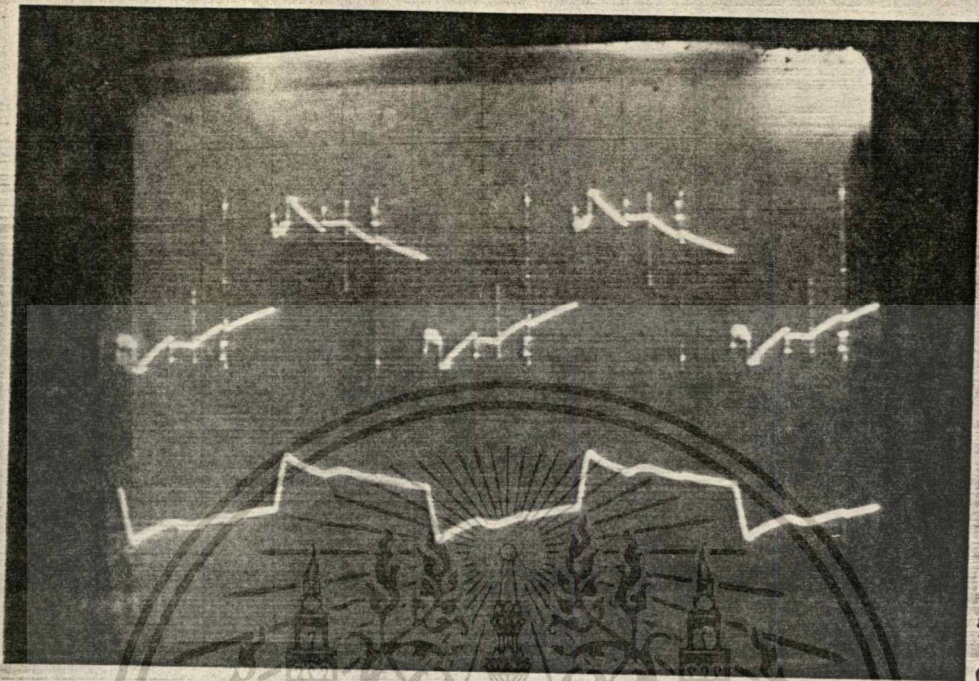


5V/DIV

5ms/DIV

รูปที่ 4.2 แสดงสัญญาณคลื่นที่ออกจากชุด ขั้วทรานซิสเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำใช้



10V / DIV
5ms / DIV
0.5A / DIV

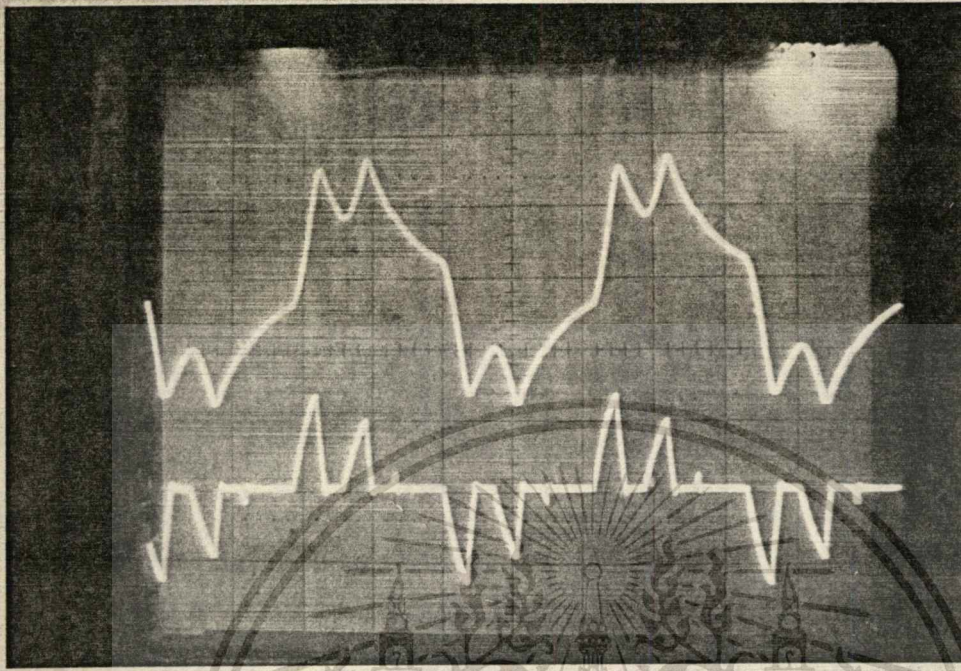
รูปที่ 4.3 แสดงสัญญาณ แรงดัน และ กระแส ก่อหวน FILTER



1V / DIV
50mA / DIV

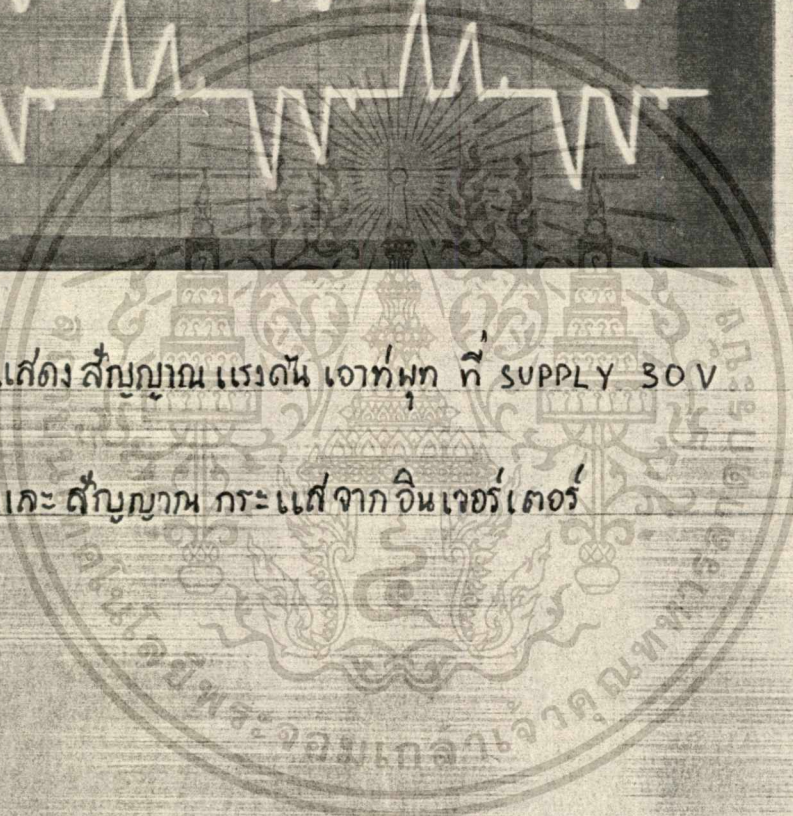
รูปที่ 4.4 แสดงสัญญาณ แรงดัน และ กระแส เอาท์พุท (SUPPLY 10V)

เอกสารนี้เป็นเอกสารผลงานวิจัยที่มอบให้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ในการค้า
หรือเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาตจากทางหน่วยงานที่มอบให้ และต้องอ้างอิงถึงเอกสารที่มอบให้ไปใช้



10V / DIV
 2A / DIV
 5ms / DIV

รูปที่ 4.5 แสดงสัญญาณ แรงดัน เจาท์พุก ที่ SUPPLY 30V
 และ สัญญาณ กระแส จาก อินเวอร์เตอร์



ทฤษฎีการควบคุมแบบเดคิมิทนั้นใช้กับ วงจรอินเวอร์เตอร์ ซึ่งควบคุมการทำงานโดยการป้อนกลับในรูปของสัญญาณไม่ต่อเนื่อง ซึ่งต่างกับอินเวอร์เตอร์ทั่วไปที่ใช้การป้อนกลับในรูปของสัญญาณต่อเนื่องเท่านั้น การควบคุมวงจรอินเวอร์เตอร์แบบเดคิมิท มีข้อดี คือ

1. สามารถเพิ่มแรงดันเอาต์พุตได้ เมื่อเกิดแรงดันตก
2. ทำให้ผลตอบสนองชั่วขณะดีขึ้น
3. สามารถปรับตำแหน่งเฟสของสภาพการะที่แล้วได้

ตามทฤษฎีนั้น จะต้องใช้ค่า การแซมปลิง 30 ครั้ง ตัวเหนี่ยวนำมีค่า 0.5 mH ตัวเก็บประจุ มีค่า 800 ไมโครฟารัด และใช้ไมโครโพรเซสเซอร์ เบอร์ 8086 แต่ในวงจรที่ใช้ในโครงการนี้ใช้ค่า การแซมปลิง 6 ครั้ง ตัวเหนี่ยวนำมีค่า 0.5 mH ตัวเก็บประจุ มีค่า 134 ไมโครฟารัด และใช้ไมโครโพรเซสเซอร์ เบอร์ Z-80 สาเหตุที่ใช้ ไมโครโพรเซสเซอร์ Z-80 เพราะ เราใช้ ซิงเกิลบอร์ด ถ้าใช้ เบอร์ 8086 เราจะต้องทำการต่อบอร์ดเอง ซึ่งไม่สามารถรับรองได้ว่าจะมีคุณภาพดี และเนื่องจากเราเน้นหนักทางด้านวงจรถ่วงลิ้ง ส่วนทางด้านทฤษฎีเราทำการทดลองเพื่อทดสอบ การควบคุมจริงใช้ ซิงเกิลบอร์ด ที่มีอยู่แล้วเพื่อความสะดวก

ค่า การแซมปลิง ใช้ 6 ครั้ง เนื่องจากใช้ไมโครโพรเซสเซอร์ Z-80 ที่ใช้ในการประเมินผลช้าเกินกว่าที่จะใช้จำนวนพลัสสูงกว่านี้ได้ และ A/D ที่ใช้เบอร์ 0809 มีความเร็วในการทำงานไม่เพียงพอกับการแซมปลิง 30 ครั้ง

ค่า ตัวเก็บประจุ ที่ใช้ค่า 134 ไมโครฟารัด 300 โวลต์ นั้น เนื่องจากตัวเก็บประจุที่ทนแรงดันได้สูงเท่านี้ ไม่สามารถหาค่าตัวเก็บประจุที่มีค่าสูงกว่านี้ได้

เอาต์พุตและผลการทดลองที่ได้จากการทำโครงการนี้ ได้แสดงในรูปในบทที่ 4

APPENDIX

$$\begin{aligned} x(t_3) &= e^{At_3} x_0 + A^{-1} \left[e^{AT/2} \Delta T \right] bE \\ &= e^{At_3} x_0 + e^{AT/2} \Delta T bE \end{aligned} \quad (9)$$

ได้สมการสุดท้ายคือ $x(t_3) =$

$$x[(k+1)T] = e^{AT} x(kT) + e^{AT/2} bE \Delta T \quad ** (10)$$

โดยที่ $(k+1)T = t_3$

$$kT = t_0$$

พิจารณา พัลส์ ๑ (two pulse pattern)

ที่ $0 \leq t \leq t_1$; $u = B$

$$\begin{aligned} x(t_1) &= e^{At_1} x_0 + \int_0^{t_1} e^{A(t_1-\tau)} b u(\tau) d\tau \\ &= e^{At_1} x_0 + A^{-1} \left[e^{A(t_1-\tau)} \right] \Big|_0^{t_1} b B \\ &= e^{At_1} x_0 + A^{-1} (e^{A(t_1-t_1)} - e^{A(t_1-0)}) bE \\ &= e^{At_1} x_0 + A^{-1} (e^{At_1} - 1) bE \end{aligned}$$

$\neq 0$; $\Delta T = t_1 - t_0$

$$x(t_1) = e^{At_1} x_0 + A^{-1} (e^{A\Delta T/2} - 1) bE \quad (11)$$

ที่ $t_1 \leq t \leq t_2$; $u = 0$

$$\begin{aligned} x(t_2) &= e^{A(t_2-t_1)} x(t_1) \\ &= e^{A(t_2-t_1)} (e^{At_1} x_0 + A^{-1} (e^{A\Delta T/2} - 1) bE) \\ &= e^{At_2} x_0 + e^{A(T-\Delta T)} A^{-1} (e^{A\Delta T/2} - 1) bE \end{aligned} \quad (12)$$

พิจารณาสมการของ พลังค์ เดวิด (on plusi pattern)

ก. $0 \leq t \leq t_1$; $u=0$

$$\begin{aligned} x(t_1) &= e^{At_1} x_0 + \int_0^{t_1} e^{A(t_1-\tau)} bu(\tau) d\tau \\ &= e^{At_1} x_0 - A^{-1} \left[e^{A(t_1-\tau)} \right]_0^{t_1} bE \quad (E=0) \\ &= e^{At_1} x_0 \end{aligned}$$

(5)

ข. $t_1 \leq t \leq t_2$; $u=E$

$$\begin{aligned} x(t_2) &= e^{A(t_2-t_1)} x(t_1) + \int_{t_1}^{t_2} e^{A(t_2-\tau)} bu(\tau) d\tau \\ &= e^{A(t_2-t_1)} (e^{At_1} x_0) - A^{-1} \left[e^{A(t_2-\tau)} \right]_{t_1}^{t_2} bE \\ &= e^{At_2} x_0 - A^{-1} (e^{A(t_2-t_2)} - e^{A(t_2-t_1)}) bE \\ &= e^{At_2} x_0 + A^{-1} (e^{A\Delta T} - 1) bE \end{aligned}$$

(6)

ค. $t_2 \leq t \leq T$; $u=0$

$$\begin{aligned} x(t_3) &= e^{A(t_3-t_2)} x(t_2) \\ &= e^{A(t_3-t_2)} (e^{At_2} x_0 + A^{-1} (e^{A\Delta T} - 1) bE) \\ &= e^{At_3} x_0 + e^{A(T-\Delta T)/2} A^{-1} (e^{A\Delta T} - 1) bE \end{aligned}$$

(7)

$$\frac{L}{M} e^{A\Delta T/2} = 1 + A\Delta T/2 + A^2(\Delta T/2)^2/2 \quad (8)$$

$$\begin{aligned} x(t_3) &= e^{At_3} x_0 + e^{AT/2 - A\Delta T/2} A^{-1} (e^{A\Delta T} - 1) bE \\ &= e^{At_3} x_0 + A^{-1} \left[e^{AT/2 - A\Delta T/2 + A\Delta T} - e^{AT/2 - A\Delta T/2} \right] bE \\ &= e^{At_3} x_0 + A^{-1} \left[e^{AT/2 + A\Delta T/2} - e^{AT/2 - A\Delta T/2} \right] bE \\ &= e^{At_3} x_0 + A^{-1} \left[e^{AT/2} (e^{A\Delta T/2} - e^{-A\Delta T/2}) \right] bE \\ &= e^{At_3} x_0 + A^{-1} \left[e^{AT/2} (1 + A\Delta T/2 + A^2(\Delta T/2)^2/2 - 1 + A\Delta T/2 - A^2(\Delta T/2)^2/2) \right] bE \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารทสงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านธุรกิจ

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3. ถ้า $t_2 \leq t \leq T$

$$\begin{aligned}
 x(t_3) &= e^{A(t_3-t_2)} x(t_2) + \int_{t_2}^{t_3} e^{A(t_3-\tau)} b u(\tau) d\tau \\
 &= e^{A(t_3-t_2)} (e^{At_2} x_0 + e^{A(T-t_2)} A^{-1} (e^{A\Delta T/2} - 1) bE) \\
 &= -A^{-1} \left[e^{A(t_3-\tau)} \right]_{t_2}^{t_3} bE
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 &= e^{At_3} x_0 + e^{A\Delta T/2} e^{A(T-\Delta T)} A^{-1} (e^{A\Delta T/2} - 1) bE \\
 &\quad - A^{-1} (e^{A(t_3-t_2)} - e^{A(t_3-t_2)}) bE \\
 &= e^{At_3} x_0 + e^{A\Delta T/2} e^{A(T-\Delta T)} A^{-1} (e^{A\Delta T/2} - 1) bE + A^{-1} (e^{A\Delta T/2} - 1) bE
 \end{aligned}$$

ตามสมการ 13 ใน

(13)

$$\begin{aligned}
 x(t_3) &= e^{AT} x_0 + e^{A\Delta T/2 + AT - A\Delta T} A^{-1} (e^{A\Delta T/2} - 1) bE + A^{-1} (e^{A\Delta T/2} - 1) bE \\
 &= e^{AT} x_0 + e^{AT - A\Delta T/2} A^{-1} (e^{A\Delta T/2} - 1) bE + A^{-1} (e^{A\Delta T/2} - 1) bE \\
 &= e^{AT} x_0 + A^{-1} (e^{A\Delta T/2} - 1) bE (1 + e^{AT - A\Delta T/2}) \\
 x(t_3) &= e^{AT} x_0 + (e^{AT - A\Delta T/2} + 1) A^{-1} (e^{A\Delta T/2} - 1) bE \quad (14)
 \end{aligned}$$

หากได้ว่า สมการ 13 มีรูปแบบ สมการที่ 7 จากการใช้ทฤษฎีบท เราสามารถแปลง สมการ 14 ให้มีเป็นสมการ
 6 ได้

$$x[(k+1)T] = e^{AT} x(kT) + e^{AT/2} bE \Delta T$$

ได้ว่า สมการของ รูปแบบ (พหุนาม) ทั้งสอง สามารถใช้ สมการ 6 แทน (ใส่ใน equation) ได้ด้วย
 กันได้

```

*****}
PROJECT OF CONTROL SYSTEM ENGINEERING *}
Simulation the Deadbeat Control PMV Inverter *}
by Using Pascal Programming Language on Microcomputer *}
-- programmed by -- *}
Mr. Boonlert Aukkarapichata *}
Id.No.281132 4E *}
Department of Control system engineering *}
Faculty of Engineering *}
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang *}
*****}

```

```

gram DEADBEAT_CONTROL_PWM_INVERTER;
s
e crt,graph;
MetT1 = array[0..200] of real;
MetT2 = array[1..2,1..2] of real;
i,j,k,n,MaxX,MaxY,l1 : integer;
R,L,C,t,t1,g1,constOFV2 : real;
A,A2,A3,A4,Fi,metI,X : MetT2;
Vref,Vdot,V,deltaT : MetT1;
function Power(t:real; n:integer):real;{ n }
in { power(t,n)= t }
power:= Exp(n*Ln(t))
;

```

```

cedure MultiMatrix(var A,B,C:MetT2);{Multiply two matrices:C=AxB}
in
or i:= 1 to 2 do
for j:= 1 to 2 do
begin
C[i,j] := 0;
for k:= 1 to 2 do
C[i,j] := C[i,j] + a[i,k]*b[k,j]
end
;

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

cedure GetMatrixA; { Get matrix A form Filter circuit }
in
writeln('=====');
writeln('          PROGRAM DEADBEAT CONTROLLER');
writeln('          programmed by LERT');
writeln('=====');
writeln;writeln;
write('Enter times of trigs per cycle : '); readln(n);
writeln('Get value of filter circuit elements(RLC)...');
write('Enter Resistance value (ohms) : '); readln(R);
write('Enter Inductance value (henry) : '); readln(L);
write('Enter Capacitance value (farad) : '); readln(C);
A[1,1] :=0;          A[1,2] :=1;
A[2,1] :=-1/(L*C);  A[2,2] :=-1/(R*C);
t:=0.02/n;
;

```

```

cedure FindVreference; {Get Voltage reference: Vref(k)=sin(k) }
in
for i:=0 to n do
Vref[i] :=sin(2*Pi*i/n)
end;

```

```

cedure Get_eAT(var t:real;var eAT:MetT2);
in
MultiMatrix(A,A,A2); { AT      1 1    2 2    3 3      }
MultiMatrix(A,A2,A3); { e = I + --- + --- + --- +... }
MultiMatrix(A,A3,A4); {      1!    2!    3!      }
for i:= 1 to 2 do
for j:= 1 to 2 do
begin
if i=j then metI[i,j]:=1
else metI[i,j]:=0;
eAT[i,j] := metI[i,j] + t*A[i,j] + (power(t,2)*A2[i,j])/2
+(power(t,3)*A3[i,j])/6 + (power(t,4)*A4[i,j])/24
end;
;

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้


```

ocedure Pause;
r wait:char;
gin
  Lowvideo;
  writeln(' <PRESS> anykey to Continute! ');
  repeat
    wait:=readkey
  until wait<>'';
  HighVideo;
;

```

```

ocedure GraphicsMode;

```

```

  GraphDriver,GraphMode: integer;
in
  GraphDriver:=Detect;
  InitGraph(GraphDriver,GraphMode,'');
  MaxX := GetMaxX;
  MaxY := GetMaxY;
;

```

```

ocedure PlotGraphV; { Plot Voltage Output }

```

```

  Xscale,Yscale :integer;
  Ymin,Ymax :real ;
  Strm :String[10];
in
  moveto(0,0);
  lineto(MaxX,0); lineto(MaxX,MaxY);
  lineto(0,MaxY); lineto(0,0);
  str(maxX,strm); outtextXY(maxX-40,10,strm);
  str(maxY,strm); outtextXY(10,maxY-40,strm);

  Xscale := 500 div n;
  Yscale:=100;
  moveto(120,110);
  for k:=1 to n do
    lineto( k*Xscale+120,110-Round(V[k]*Yscale) );

```

```

  line(120,110,620,110);
  line(120,10,120,210);
  outtextxy(110,110,'0');
  outtextxy(90,12,'310');
  outtextxy(82,200,'-310');

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

for k:= 1 to n do
  begin
    Str(k,Strm);
    if k mod 5 =0 then
      begin
        outtextxy(k*Xscale+116,115,Strm);
        outtextxy(k*Xscale+116,110,'!');
      end;
    end;
  outtextxy(((n-2)*Xscale)+10,MaxY,Strm);
  outtextxy(50,3,'V output(Volts)');
  outtextxy(630,110,'k (xT sec.)');

  moveto(120,230);
  lineto(120,330);
  lineto(620,330);
for k:= 1 to n do
  begin
    i:=(k-1)*Xscale +124;
    l1:= round((deltaT[k]/t)*Xscale);
    j:= (Xscale-l1) div 2;
    moveto(i+j,330);
    lineto(i+j,230);
    lineto(i+j+l1,230);
    lineto(i+j+l1,330);
    outtextxy(100,216,'V input(Volts)');
    outtextxy(3*Xscale+120,330,'!');
    outtextxy(4*Xscale+120,330,'!');
    outtextxy((Xscale div 2)+3*Xscale+120,335,'T');
  end;
  readln;
closegraph;

```

```

gin { Main }
clrscr;
GetMatrixA;
FindVreference;           pause;
DisplayV(Vref);          pause;
GetFi_g1;                 pause;
FinddeltaT;               pause;
FindVoutput;              pause;
GraphicsMode;
PlotGraphV;

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

PROGRAM DEADBEAT CONTROLLER
 programmed by LERT

Enter times of trips per cycle : 30
 Get value of filter circuit elements(RLC)....
 Enter Resistance value (ohms) : 2
 Enter Inductance value (henry) : .5e-3
 Enter Capacitance value (farad) : 800e-6

<PRESS> anykey to Continue!

XXXXXXXXXXXXXXXXX VOLTAGE REFERENCE XXXXXXXXXXXXXXXXXXXX

0	0.000000000	1	64.452624153	2	126.088359350	3	182.213428210
4	230.374895900	5	268.467875170	6	294.827520050	7	308.301787560
10	268.467875170	11	230.374895900	12	182.213428210	13	126.088359350
16	-64.452624152	17	-126.088359350	18	-182.213428210	19	-230.374895900
22	-308.301787560	23	-268.467875170	24	-294.827520050	25	-268.467875170
28	-126.088359350	29	-64.452624155	30	0.000000001		

<PRESS> anykey to Continue!

Fi matrix and gl

Fi matrix =

0.565007716 0.000447322 |
-1118.304719600 0.285431536 |

gl = 717.680503310

<PRESS> anykey to Continue!

DeltaT[k] is :

1	0.433614334	2	0.313007859	3	0.469361603
4	0.605201993	5	0.714592152	6	0.792751205
7	0.836263226	8	0.843226531	9	0.813336791
10	0.747900330	11	0.649777036	12	0.523255367
13	0.373864928	14	0.208134798	15	0.033308178
16	-0.142974169	17	-0.313007859	18	-0.469361603
19	-0.605201993	20	-0.714592152	21	-0.792751205
22	-0.836263226	23	-0.843226531	24	-0.813336791
25	-0.747900330	26	-0.649777036	27	-0.523255367
28	-0.373864928	29	-0.208134798	30	-0.033308178

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

***** VOLTAGE OUTPUT *****

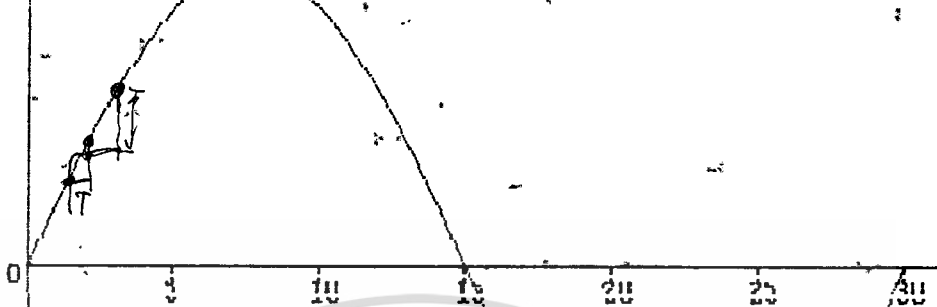
1	64.452624153	2	126.088359350	3	182.213428210
4	230.374895900	5	268.467875170	6	294.827520050
7	308.301787560	8	308.301787560	9	294.827520050
10	268.467875170	11	230.374895900	12	182.213428210
13	126.088359350	14	64.452624154	15	0.000000000
16	-64.452624152	17	-126.088359350	18	-182.213428210
19	-230.374895900	20	-268.467875170	21	-294.827520050
22	-308.301787560	23	-308.301787560	24	-294.827520050
25	-268.467875170	26	-230.374895900	27	-182.213428210
28	-126.088359350	29	-64.452624154	30	-0.000000000



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

U output (Volts)

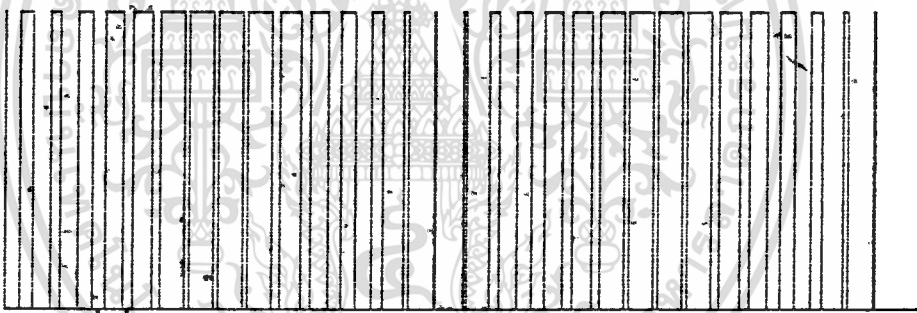
310



k (xT sec.)

-310

U input (Volts)



347

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Absolute Maximum Ratings (Notes 1 & 2)

Supply Voltage (V _{CC}) (Note 3)	6.5V
Voltage at Any Pin	-0.3V to (V _{CC} + 0.3V)
Except Control Inputs	
Voltage at Control Inputs	-0.3V to +15V
(START, OE, CLOCK, ALE, ADD A, ADD B, ADD C)	
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C
Package Dissipation at T _A = 25°C	875 mW
Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)	300°C

Operating Conditions (Notes 1 & 2)

Temperature Range (Note 1)	T _{MIN} ≤ T _A ≤ T _{MAX}
ADC0808CJ	-55°C ≤ T _A ≤ +125°C
ADC0808CCJ, ADC0808CCN,	
ADC0809CCN	-40°C ≤ T _A ≤ +85°C
Range of V _{CC} (Note 1)	4.5 V _{DC} to 6.0 V _{DC}

Electrical Characteristics

Converter Specifications: V_{CC} = 5 V_{DC} = V_{REF+}, V_{REF(-)} = GND, T_{MIN} ≤ T_A ≤ T_{MAX} and f_{CLK} = 640 kHz unless otherwise stated.

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
	ADC0808					
	Total Unadjusted Error (Note 5)	25°C T _{MIN} to T _{MAX}			± 1/2 ± 3/4	LSB LSB
	ADC0809					
	Total Unadjusted Error (Note 5)	0°C to 70°C T _{MIN} to T _{MAX}			± 1 ± 1 1/4	LSB LSB
	Input Resistance	From Ref(+) to Ref(-)	1.0	2.5		kΩ
	Analog Input Voltage Range	(Note 4) V(+) or V(-)	GND-0.10		V _{CC} +0.10	V _{DC}
V _{REF(-)}	Voltage, Top of Ladder	Measured at Ref(+)		V _{CC}	V _{CC} +0.1	V
$\frac{V_{REF(-)} + V_{REF(+)}}{2}$	Voltage, Center of Ladder		V _{CC} /2-0.1	V _{CC} /2	V _{CC} /2+0.1	V
V _{REF(-)}	Voltage, Bottom of Ladder	Measured at Ref(-)	-0.1	0		V
I _{IN}	Comparator Input Current	f _C = 640 kHz, (Note 6)	-2	± 0.5	2	μA

Electrical Characteristics

Digital Levels and DC Specifications: ADC0808CJ 4.5V ≤ V_{CC} ≤ 5.5V, -55°C ≤ T_A ≤ +125°C unless otherwise noted
ADC0808CCJ, ADC0808CCN, and ADC0809CCN 4.75V ≤ V_{CC} ≤ 5.25V, -40°C ≤ T_A ≤ +85°C unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
ANALOG MULTIPLEXER						
I _{OFF(+)}	OFF Channel Leakage Current	V _{CC} = 5V, V _{IN} = 5V, T _A = 25°C T _{MIN} to T _{MAX}		10	200 1.0	nA μA
I _{OFF(-)}	OFF Channel Leakage Current	V _{CC} = 5V, V _{IN} = 0, T _A = 25°C T _{MIN} to T _{MAX}	-200 -1.0	-10		nA μA
CONTROL INPUTS						
V _{IN(1)}	Logical "1" Input Voltage		V _{CC} - 1.5			V
V _{IN(0)}	Logical "0" Input Voltage				1.5	V
I _{IN(1)}	Logical "1" Input Current (The Control Inputs)	V _{IN} = 15V			1.0	μA
I _{IN(0)}	Logical "0" Input Current (The Control Inputs)	V _{IN} = 0	-1.0			μA
I _{CC}	Supply Current	f _{CLK} = 640 kHz		0.3	3.0	mA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Electrical Characteristics (Continued)

Digital Levels and DC Specifications: ADC0808CJ $4.5V \leq V_{CC} \leq 5.5V$, $-55^{\circ}C \leq T_A \leq +125^{\circ}C$ unless otherwise noted.
 ADC0808CCJ, ADC0808CCN, and ADC0809CCN $4.75 \leq V_{CC} \leq 5.25V$, $-40^{\circ}C \leq T_A \leq +85^{\circ}C$ unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
DATA OUTPUTS AND EOC (INTERRUPT)						
$V_{OUT(1)}$	Logical "1" Output Voltage	$I_O = -360 \mu A$	$V_{CC} - 0.4$			V
$V_{OUT(0)}$	Logical "0" Output Voltage	$I_O = 1.6 \text{ mA}$			0.45	V
$V_{OUT(0)}$	Logical "0" Output Voltage EOC	$I_O = 1.2 \text{ mA}$			0.45	V
I_{OUT}	TRI-STATE Output Current	$V_O = 5V$ $V_O = 0$		-3	3	μA μA

Electrical Characteristics

Timing Specifications $V_{CC} = V_{REF(+)} = 5V$, $V_{REF(-)} = GND$, $t_r = t_f = 20 \text{ ns}$ and $T_A = 25^{\circ}C$ unless otherwise noted.

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
t_{WS}	Minimum Start Pulse Width	(Figure 5)		100	200	ns
t_{WALE}	Minimum ALE Pulse Width	(Figure 5)		100	200	ns
t_s	Minimum Address Set-Up Time	(Figure 5)		25	50	ns
t_H	Minimum Address Hold Time	(Figure 5)		25	50	ns
t_D	Analog MUX Delay Time From ALE	$R_S = 0 \Omega$ (Figure 5)		1	2.5	μS
t_{H1}, t_{H0}	OE Control to Q Logic State	$C_L = 50 \text{ pF}$, $R_L = 10k$ (Figure 8)		125	250	ns
t_{1H}, t_{0H}	OE Control to Hi-Z	$C_L = 10 \text{ pF}$, $R_L = 10k$ (Figure 8)		125	250	ns
t_c	Conversion Time	$f_c = 640 \text{ kHz}$, (Figure 5) (Note 7)	90	100	116	μS
f_c	Clock Frequency		10	640	1280	kHz
t_{EOC}	EOC Delay Time	(Figure 5)	0		$8 \pm 2 \mu S$	Clock Periods
C_{IN}	Input Capacitance	At Control Inputs		10	15	pF
C_{OUT}	TRI-STATE Output Capacitance	At TRI-STATE Outputs, (Note 12)		10	15	pF

Note 1: Absolute maximum ratings are those values beyond which the life of the device may be impaired.

Note 2: All voltages are measured with respect to GND, unless otherwise specified.

Note 3: A zener diode exists, internally, from V_{CC} to GND and has a typical breakdown voltage of 7 V_{CC} .

Note 4: Two on-chip diodes are tied to each analog input which will forward conduct for analog input voltages one diode drop below ground or one diode drop greater than the V_{CC} supply. The spec allows 100 mV forward bias of either diode. This means that as long as the analog V_{IN} does not exceed the supply voltage by more than 100 mV, the output code will be correct. To achieve an absolute 0V_{DC} to 5V_{DC} input voltage range will therefore require a minimum supply voltage of 4.900 V_{DC} over temperature variations, initial tolerance and loading.

Note 5: Total unadjusted error includes offset, full-scale, linearity, and multiplexer errors. See Figure 3. None of these A/Ds requires a zero or full-scale adjust. However, if an all zero code is desired for an analog input other than 0.0V, or if a narrow full-scale span exists (for example: 0.5V to 4.5V full-scale) the reference voltages can be adjusted to achieve this. See Figure 13.

Note 6: Comparator input current is a bias current into or out of the chopper stabilized comparator. The bias current varies directly with clock frequency and has little temperature dependence (Figure 6). See paragraph 4.0.

Note 7: The outputs of the data register are updated one clock cycle before the rising edge of EOC.

Functional Description

Multiplexer. The device contains an 8-channel single-ended analog signal multiplexer. A particular input channel is selected by using the address decoder. Table 1 shows the input states for the address lines to select any channel. The address is latched into the decoder on the low-to-high transition of the address latch enable signal.

TABLE 1

SELECTED ANALOG CHANNEL	ADDRESS LINE		
	C	B	A
IN0	L	L	L
IN1	L	L	H
IN2	L	H	L
IN3	L	H	H
IN4	H	L	L
IN5	H	L	H
IN6	H	H	L
IN7	H	H	H

CONVERTER CHARACTERISTICS

The Converter

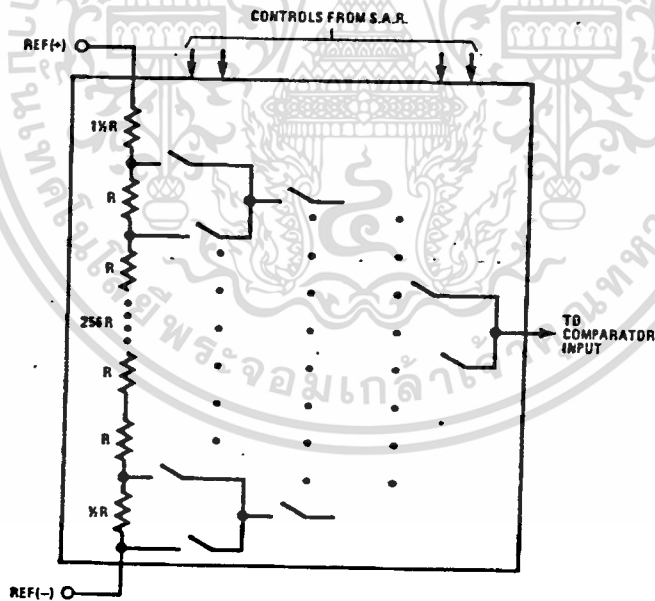
The heart of this single chip data acquisition system is its 8-bit analog-to-digital converter. The converter is designed

to give fast, accurate, and repeatable conversions over a wide range of temperatures. The converter is partitioned into 3 major sections: the 256R ladder network, the successive approximation register, and the comparator. The converter's digital outputs are positive true.

The 256R ladder network approach (Figure 1) was chosen over the conventional R/2R ladder because of its inherent monotonicity, which guarantees no missing digital codes. Monotonicity is particularly important in closed loop feedback control systems. A non-monotonic relationship can cause oscillations that will be catastrophic for the system. Additionally, the 256R network does not cause load variations on the reference voltage.

The bottom resistor and the top resistor of the ladder network in Figure 1 are not the same value as the remainder of the network. The difference in these resistors causes the output characteristic to be symmetrical with the zero and full-scale points of the transfer curve. The first output transition occurs when the analog signal has reached $+ \frac{1}{2}$ LSB and succeeding output transitions occur every 1 LSB later up to full-scale.

The successive approximation register (SAR) performs 8 iterations to approximate the input voltage. For any SAR type converter, n-iterations are required for an n-bit converter. Figure 2 shows a typical example of a 3-bit converter. In the ADC0808, ADC0809, the approximation technique is extended to 8 bits using the 256R network.



TL/H/5672-2

FIGURE 1. Resistor Ladder and Switch Tree

Functional Description (Continued)

The A/D converter's successive approximation register (SAR) is reset on the positive edge of the start conversion (SC) pulse. The conversion is begun on the falling edge of the start conversion pulse. A conversion in process will be interrupted by receipt of a new start conversion pulse. Continuous conversion may be accomplished by tying the end-of-conversion (EOC) output to the SC input. If used in this mode, an external start conversion pulse should be applied after power up. End-of-conversion will go low between 0 and 6 clock pulses after the rising edge of start conversion. The most important section of the A/D converter is the comparator. It is this section which is responsible for the ultimate accuracy of the entire converter. It is also

comparator drift which has the greatest influence on repeatability of the device. A chopper-stabilized comparator provides the most effective method of satisfying all the converter requirements.

The chopper-stabilized comparator converts the DC signal into an AC signal. This signal is then fed through a high gain AC amplifier and has the DC level restored. This technique limits the drift component of the amplifier and the drift is a DC component which is not passed by the amplifier. This makes the entire A/D converter extremely insensitive to temperature, long term drift and input errors.

Figure 4 shows a typical error curve for the ADC0808 measured using the procedures outlined in AN-179.

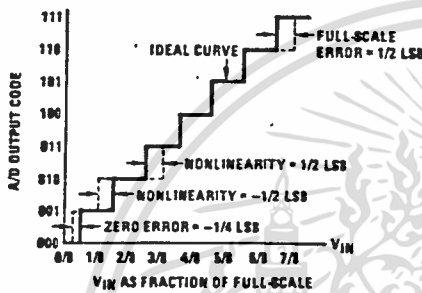


FIGURE 2. 3-Bit A/D Transfer Curve

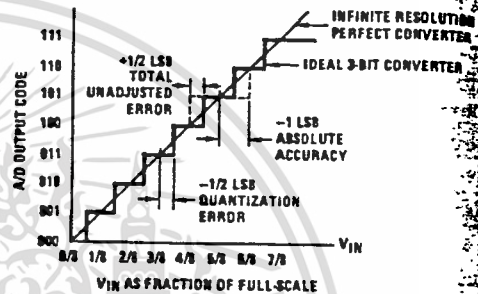


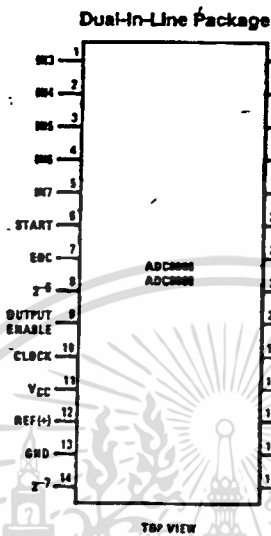
FIGURE 3. 3-Bit A/D Absolute Accuracy Curve



FIGURE 4. Typical Error Curve

TL/H/5672-1

Connection Diagram



Timing Diagram

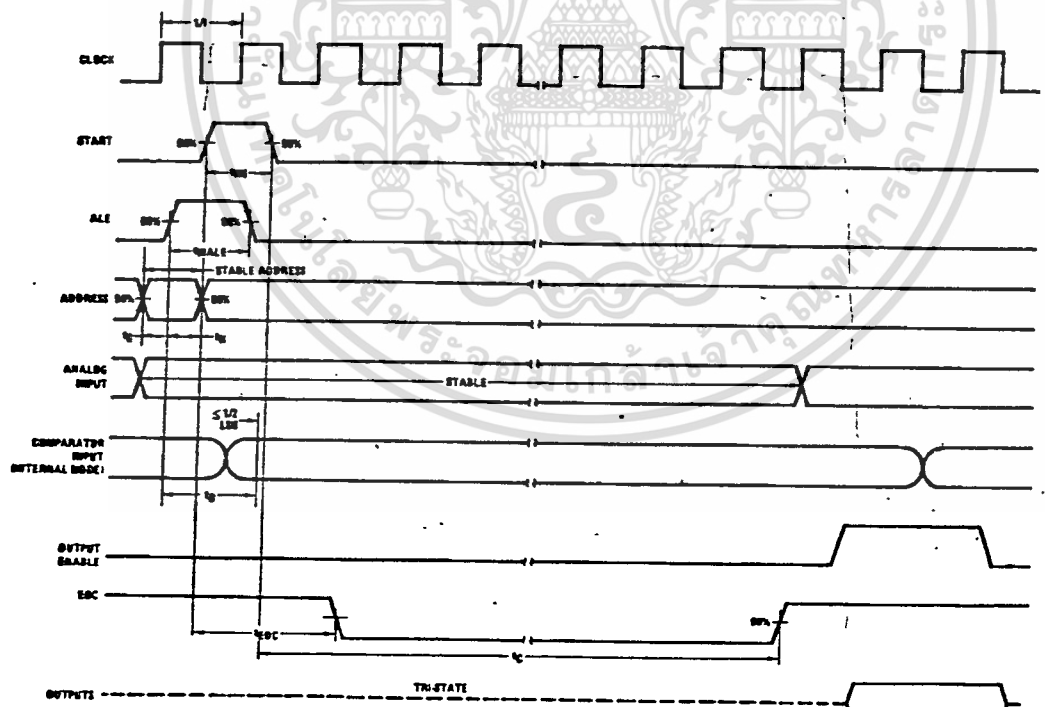


FIGURE 5

TL/H/5672-4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Performance Characteristics

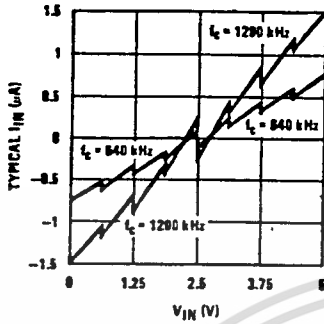


FIGURE 6. Comparator I_{IN} vs V_{IN} ($V_{CC} = V_{REF} = 5V$)

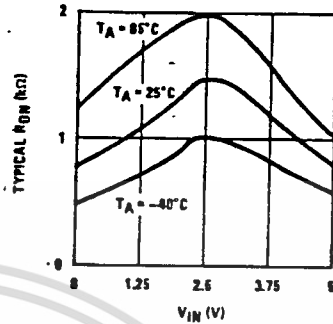


FIGURE 7. Multiplexer R_{ON} vs V_{IN} ($V_{CC} = V_{REF} = 5V$)

TRI-STATE Test Circuits and Timing Diagrams

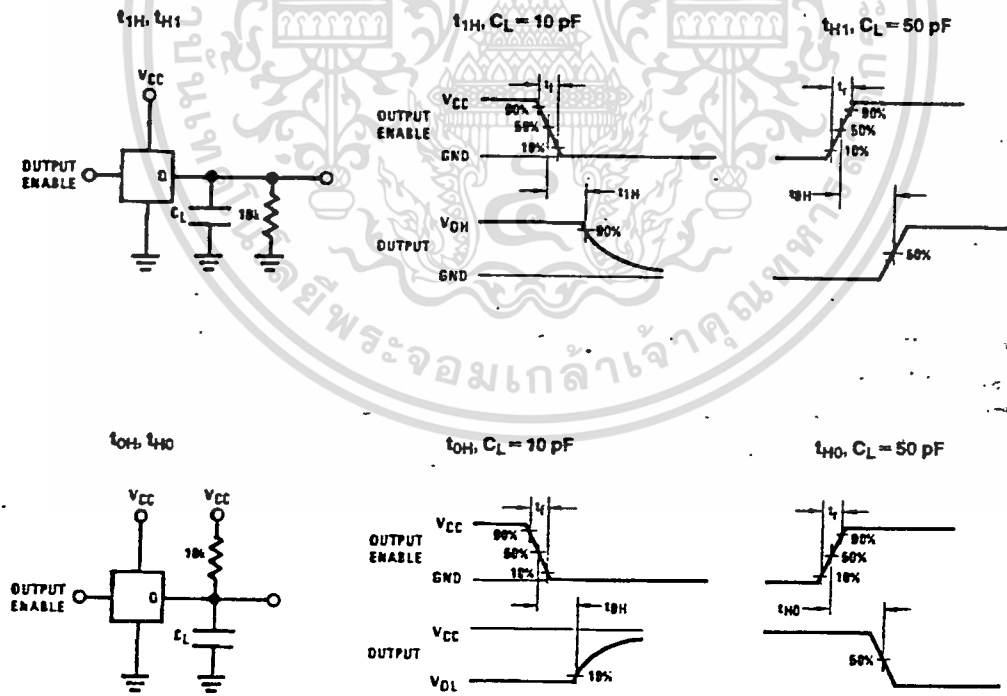


FIGURE 8

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Applications Information

OPERATION

1.0 RATIOMETRIC CONVERSION

The ADC0808, ADC0809 is designed as a complete Data Acquisition System (DAS) for ratiometric conversion systems. In ratiometric systems, the physical variable being measured is expressed as a percentage of full-scale which is not necessarily related to an absolute standard. The voltage input to the ADC0808 is expressed by the equation

$$\frac{V_{IN} - V_Z}{V_{FS} - V_Z} = \frac{D_X}{D_{MAX} - D_{MIN}} \quad (1)$$

- V_{IN} = Input voltage into the ADC0808
- V_{FS} = Full-scale voltage
- V_Z = Zero voltage
- D_X = Data point being measured
- D_{MAX} = Maximum data limit
- D_{MIN} = Minimum data limit

A good example of a ratiometric transducer is a potentiometer used as a position sensor. The position of the wiper is directly proportional to the output voltage which is a ratio of the full-scale voltage across it. Since the data is represented as a proportion of full-scale, reference requirements are greatly reduced, eliminating a large source of error and cost for many applications. A major advantage of the ADC0808, ADC0809 is that the input voltage range is equal to the supply range so the transducers can be connected directly across the supply and their outputs connected directly into the multiplexer inputs, (Figure 9).

Ratiometric transducers such as potentiometers, strain gauges, thermistor bridges, pressure transducers, etc., are suitable for measuring proportional relationships; however, many types of measurements must be referred to an absolute standard such as voltage or current. This means a system reference must be used which relates the full-scale voltage to the standard volt. For example, if $V_{CC} = V_{REF} = 5.12V$, then the full-scale range is divided into 256 standard steps. The smallest standard step is 1 LSB which is then 20 mV.

2.0 RESISTOR LADDER LIMITATIONS

The voltages from the resistor ladder are compared to the selected into 8 times in a conversion. These voltages are coupled to the comparator via an analog switch tree which is referenced to the supply. The voltages at the top, center and bottom of the ladder must be controlled to maintain proper operation.

The top of the ladder, Ref(+), should not be more positive than the supply, and the bottom of the ladder, Ref(-), should not be more negative than ground. The center of the ladder voltage must also be near the center of the supply because the analog switch tree changes from N-channel switches to P-channel switches. These limitations are automatically satisfied in ratiometric systems and can be easily met in ground referenced systems.

Figure 10 shows a ground referenced system with a separate supply and reference. In this system, the supply must be trimmed to match the reference voltage. For instance, if a 5.12V is used, the supply should be adjusted to the same voltage within 0.1V.

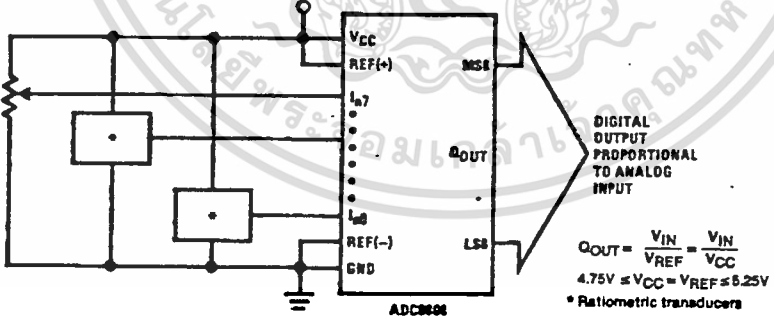


FIGURE 9. Ratiometric Conversion System

Applications Information (Continued)

The ADC0808 needs less than a milliamp of supply current so developing the supply from the reference is readily accomplished. In Figure 11 a ground referenced system is shown which generates the supply from the reference. The buffer shown can be an op amp of sufficient drive to supply the milliamp of supply current and the desired bus drive, or if a capacitive bus is driven by the outputs a large capacitor will supply the transient supply current as seen in Figure 12. The LM301 is overcompensated to insure stability when loaded by the 10 μ F output capacitor.

The top and bottom ladder voltages cannot exceed V_{CC} and ground, respectively, but they can be symmetrically less than V_{CC} and greater than ground. The center of the ladder voltage should always be near the center of the supply. The sensitivity of the converter can be increased, (i.e., size of the LSB steps decreased) by using a symmetrical reference system. In Figure 13, a 2.5V reference is symmetrically centered about $V_{CC}/2$ since the same current flows in identical resistors. This system with a 2.5V reference allows the LSB bit to be half the size of a 5V reference system.

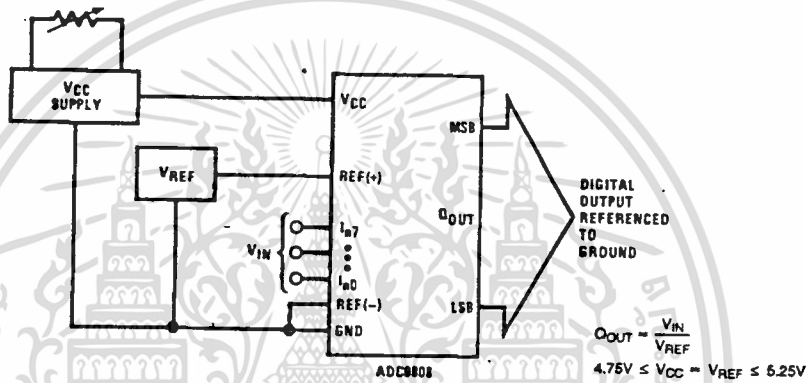


FIGURE 10. Ground Referenced Conversion System Using Trimmed Supply

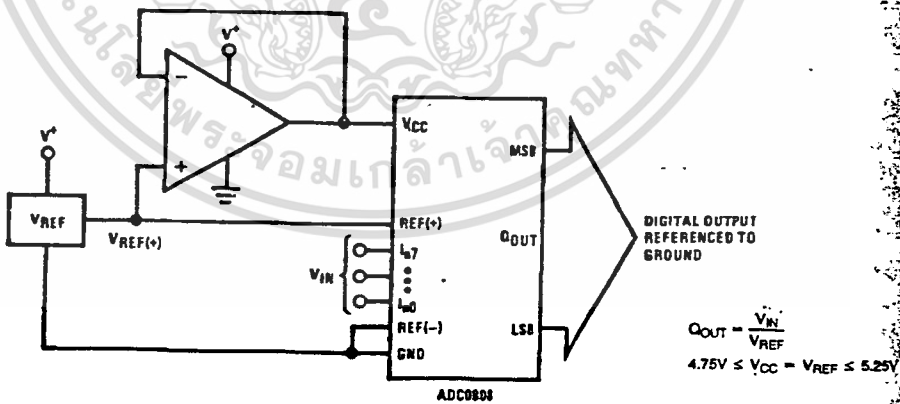


FIGURE 11: Ground Referenced Conversion System with Reference Generating V_{CC} Supply

Applications Information (Continued)

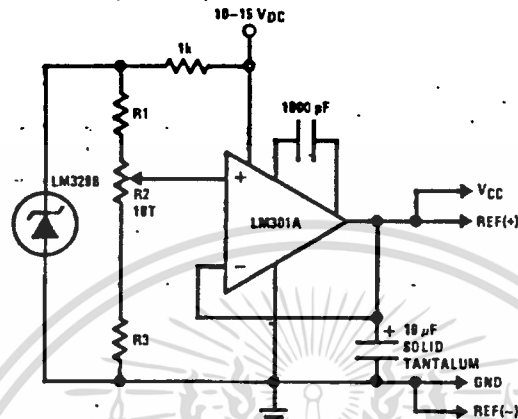


FIGURE 12. Typical Reference and Supply Circuit

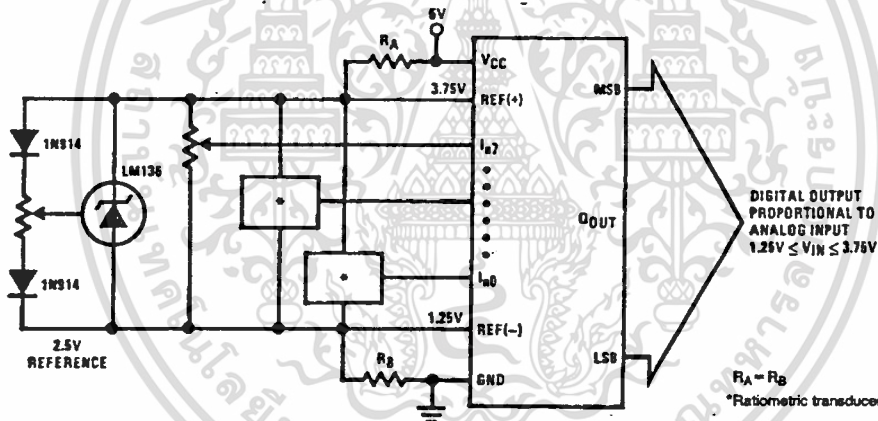


FIGURE 13. Symmetrically Centered Reference

3.0 CONVERTER EQUATIONS

The transition between adjacent codes N and $N + 1$ is given by:

$$V_{IN} = \left\{ (V_{REF(+)} - V_{REF(-)}) \left[\frac{N}{256} + \frac{1}{512} \right] \pm V_{TUE} \right\} + V_{REF(-)} \quad (2)$$

The center of an output code N is given by:

$$V_{IN} = \left\{ (V_{REF(+)} - V_{REF(-)}) \left[\frac{N}{256} \right] \pm V_{TUE} \right\} + V_{REF(-)} \quad (3)$$

The output code N for an arbitrary input are the integers within the range:

$$N = \frac{V_{IN} - V_{REF(-)}}{V_{REF(+)} - V_{REF(-)}} \times 256 \pm \text{Absolute Accuracy} \quad (4)$$

where: V_{IN} = Voltage at comparator input

$V_{REF(+)}$ = Voltage at Ref(+)

$V_{REF(-)}$ = Voltage at Ref(-)

V_{TUE} = Total unadjusted error voltage (typically

$V_{REF(+)} \pm 512$)

4.0 ANALOG COMPARATOR INPUTS

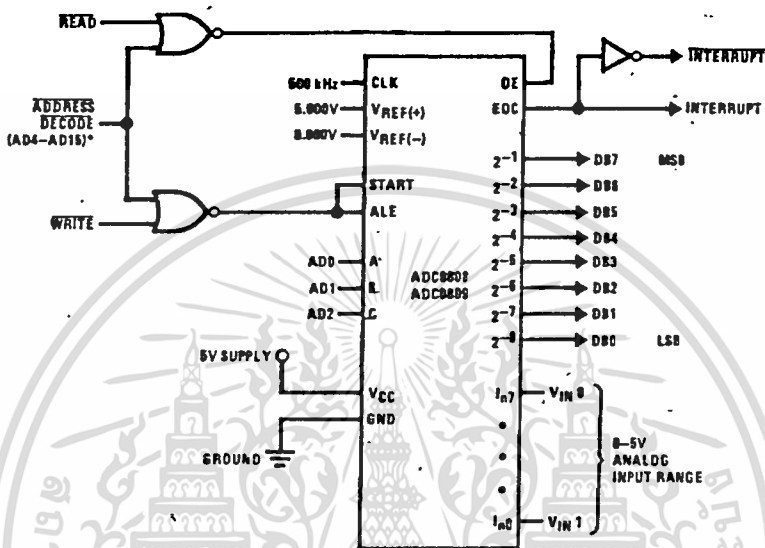
The dynamic comparator input current is caused by the periodic switching of on-chip stray capacitances. These are connected alternately to the output of the resistor ladder/switch tree network and to the comparator input as part of the operation of the chopper stabilized comparator.

The average value of the comparator input current varies directly with clock frequency and with V_{IN} as shown in Figure 6.

If no filter capacitors are used at the analog inputs and the signal source impedances are low, the comparator input current should not introduce converter errors, as the transient created by the capacitance discharge will die out before the comparator output is strobed.

If input filter capacitors are desired for noise reduction and signal conditioning they will tend to average out the dynamic comparator input current. It will then take on the characteristics of a DC bias current whose effect can be predicted conventionally.

Typical Application



*Address latches needed for 8085 and SC/MP interfacing the ADC0808 to a microprocessor

TL/H/5672-10

MICROPROCESSOR INTERFACE TABLE

PROCESSOR	READ	WRITE	INTERRUPT (COMMENT)
8080	MEMR	MEMW	INTR (Thru RST Circuit)
8085	RD	WR	INTR (Thru RST Circuit)
Z-80	RD	WR	INT (Thru RST Circuit, Mode 0)
SC/MP	NRDS	NWDS	SA (Thru Sense A)
6800	VMA ϕ 2 ϕ R/W	VMA ϕ 1 ϕ R/W	IRQA or IRQB (Thru PIA)

Ordering Information

TEMPERATURE RANGE		-40°C to +85°C		-55°C to +125°C
Error	$\pm 1/2$ Bit Unadjusted	ADC0808CCN	ADC0808CCJ	ADC0808CJ
	± 1 Bit Unadjusted	ADC0809CCN		
Package Outline		N28A Molded DIP	J28A Hermetic DIP	J28A Hermetic DIP

MC1723, MC1723C

MAXIMUM RATINGS (T_A = +25°C unless otherwise noted.)

Rating	Symbol	Value	Unit
Pulse Voltage from V _{CC} to V _{EE} (50 ms)	V _{in(p)}	50	V _{peak}
Continuous Voltage from V _{CC} to V _{EE}	V _{in}	40	V _{dc}
Input-Output Voltage Differential	V _{in} - V _O	40	V _{dc}
Maximum Output Current	I _L	150	mAdc
Current from V _{ref}	I _{ref}	15	mAdc
Current from V _z	I _z	25	mA
Voltage Between Non-Inverting Input and V _{EE}	V _{ie}	8.0	V _{dc}
Differential Input Voltage	V _{id}	±5.0	V _{dc}
Power Dissipation and Thermal Characteristics			
Plastic Package			
T _A = +25°C	P _D	1.25	W
Derate above T _A = +25°C	1/θ _{JA}	10	mW/°C
Thermal Resistance, Junction to Air	θ _{JA}	100	°C/W
Metal Package			
T _A = +25°C	P _D	1.0	Watt
Derate above T _A = +25°C	1/θ _{JA}	6.6	mW/°C
Thermal Resistance, Junction to Air	θ _{JA}	150	°C/W
T _A = +25°C	P _D	2.1	Watts
Derate above T _A = +25°C	1/θ _{JA}	14	mW/°C
Thermal Resistance, Junction to Case	θ _{JC}	35	°C/W
Dual In-Line Ceramic Package			
T _A = +25°C	P _D	1.5	Watt
Derate above T _A = +25°C	1/θ _{JA}	10	mW/°C
Thermal Resistance, Junction to Air	θ _{JA}	100	°C/W
Operating and Storage Junction Temperature Range			
Metal Package	T _J , T _{stg}	-65 to +150	°C
Dual In-Line Ceramic	T _J , T _{stg}	-65 to +175	°C
Operating Ambient Temperature Range			
MC1723C	T _A	0 to +70	°C
MC1723	T _A	-55 to +125	°C

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Unless otherwise noted: T_A = +25°C, V_{in} 12 Vdc, V_O = 5.0 Vdc, I_L = 1.0 mAdc, R_{SC} = 0, C_I = 100 pF, C_{ref} = 0 and divider impedance as seen by the error amplifier < 10 kΩ connected as shown in Figure 2)

Characteristic	Symbol	MC1723			MC1723C			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Input Voltage Range	V _{in}	9.5	—	40	9.5	—	40	V _{dc}
Output Voltage Range	V _O	2.0	—	37	2.0	—	37	V _{dc}
Input-Output Voltage Differential	V _{in} - V _O	3.0	—	38	3.0	—	38	V _{dc}
Reference Voltage	V _{ref}	6.95	7.15	7.35	6.80	7.15	7.50	V _{dc}
Standby Current Drain (I _L = 0, V _{in} = 30 V)	I _{IB}	—	2.3	3.5	—	2.3	4.0	mAdc
Output Noise Voltage (f = 100 Hz to 10 kHz)	V _n	—	20	—	—	20	—	μV(RMS)
C _{ref} = 0		—	2.5	—	—	2.5	—	
C _{ref} = 5.0 μF		—	—	—	—	—	—	
Average Temperature Coefficient of Output Voltage (T _{low} ① < T _A < T _{high} ②)	TCV _O	—	0.002	0.015	—	0.003	0.015	%/°C
Line Regulation								
Regline								%V _O
(T _A = +25°C)	12 V < V _{in} < 15 V	—	0.01	0.1	—	0.01	0.1	
	12 V < V _{in} < 40 V	—	0.02	0.2	—	0.1	0.5	
(T _{low} ① < T _A < T _{high} ②)	12 V < V _{in} < 15 V	—	—	0.3	—	—	0.3	
Load Regulation (I_O = 1.0 mA < I_L < 50 mA)								
Resload								%V _O
(T _A = +25°C)			0.03	0.15		0.03	0.2	
(T _{low} ① < T _A < T _{high} ②)			—	0.6		—	0.6	
Ripple Rejection (f = 50 Hz to 10 kHz)								
RR								dB
C _{ref} = 0			74	—		74	—	
C _{ref} = 5.0 μF			86	—		86	—	
Short Circuit Current Limit (R_{SC} = 10 Ω, V_O = 0)								
I _{sc}			65	—		65	—	mAdc
Long Term Stability								
ΔV _O /t			0.1	—		0.1	—	%/1000 Hr

① T_{low} = 0°C for MC1723C
= -55°C for MC1723

② T_{high} = +70°C for MC1723C
= +125°C for MC1723

MOTOROLA LINEAR/INTERFACE DEVICES

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TYPICAL CHARACTERISTICS

($V_{in} = 12 \text{ Vdc}$, $V_O = 5.0 \text{ Vdc}$, $I_L = 1.0 \text{ mA}$, $R_{SC} = 0$, $T_A = +25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted.)

FIGURE 4 - MAXIMUM LOAD CURRENT AS A FUNCTION OF INPUT-OUTPUT VOLTAGE DIFFERENTIAL

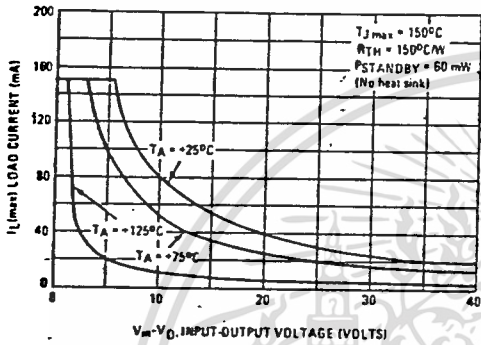


FIGURE 5 - LOAD REGULATION CHARACTERISTICS WITHOUT CURRENT LIMITING

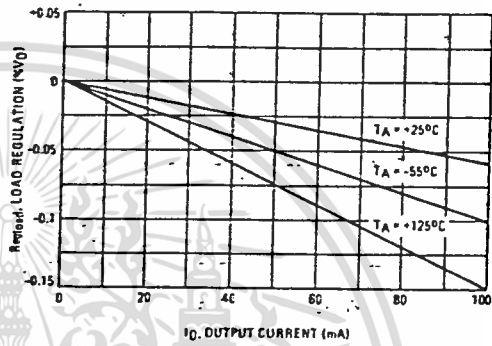


FIGURE 6 - LOAD REGULATION CHARACTERISTICS WITH CURRENT LIMITING

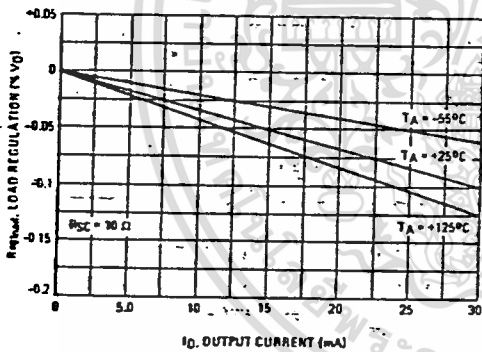


FIGURE 7 - LOAD REGULATION CHARACTERISTICS WITH CURRENT LIMITING

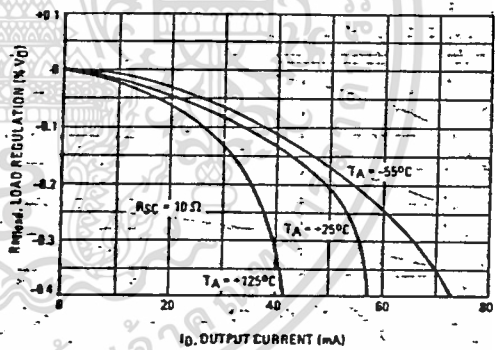


FIGURE 8 - CURRENT LIMITING CHARACTERISTICS

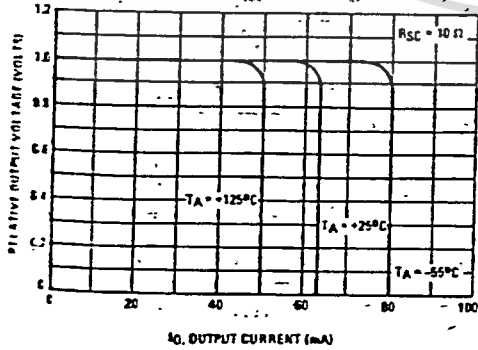
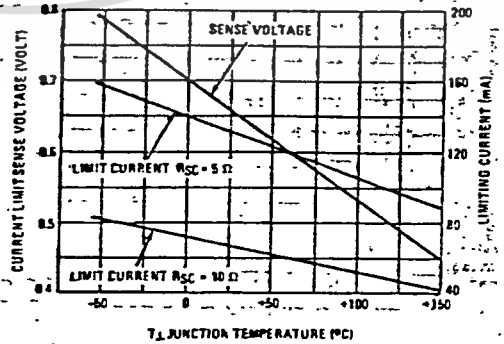


FIGURE 9 - CURRENT LIMITING CHARACTERISTICS AS A FUNCTION OF JUNCTION TEMPERATURE



MC1723, MC1723C

TYPICAL CHARACTERISTICS (continued)

FIGURE 10 - LINE REGULATION AS A FUNCTION OF INPUT-OUTPUT VOLTAGE DIFFERENTIAL

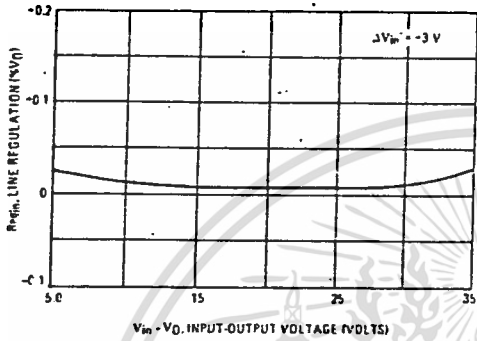


FIGURE 11 - LOAD REGULATION AS A FUNCTION OF INPUT-OUTPUT VOLTAGE DIFFERENTIAL

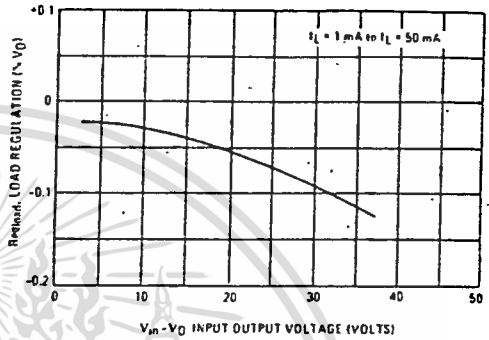


FIGURE 12 - STANDBY CURRENT DRAIN AS A FUNCTION OF INPUT VOLTAGE

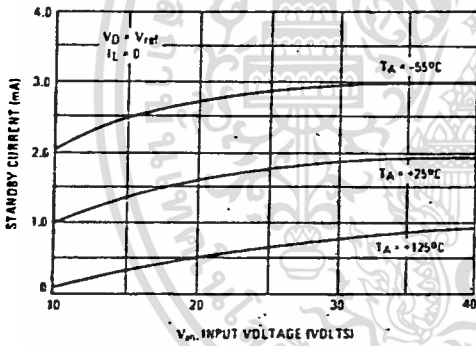


FIGURE 13 - LINE TRANSIENT RESPONSE

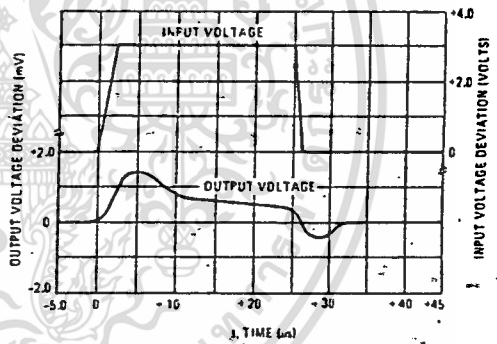


FIGURE 14 - LOAD TRANSIENT RESPONSE

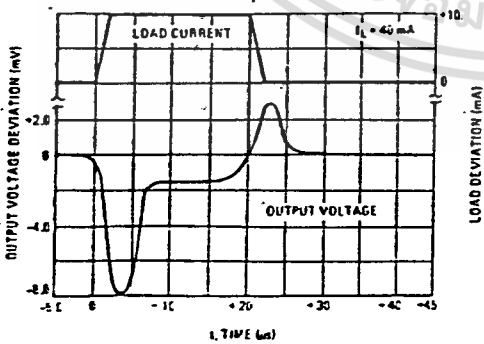
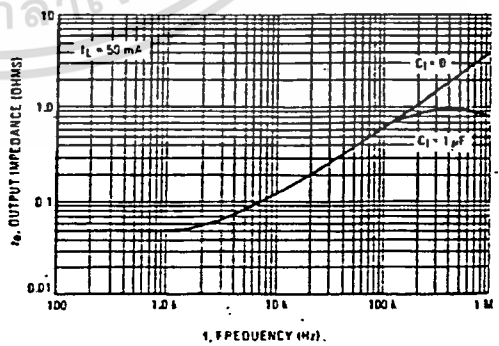


FIGURE 15 - OUTPUT IMPEDANCE AS FUNCTION OF FREQUENCY



MC1723, MC1723C

TYPICAL APPLICATIONS

Pin numbers adjacent to terminals are for the metal package;
pin numbers in parenthesis are for the dual in-line packages.

FIGURE 16 - TYPICAL CONNECTION FOR $2 < V_O < 7$

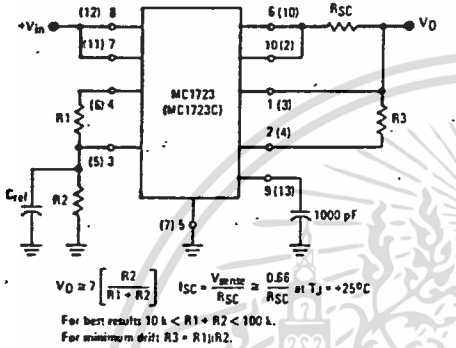


FIGURE 17 - MC1723,C FOLDBACK CONNECTION

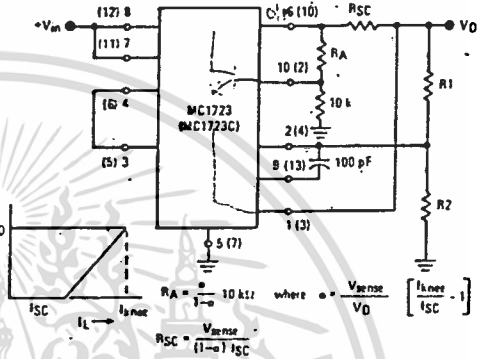


FIGURE 18 - +5 V, 1-AMPERE SWITCHING REGULATOR

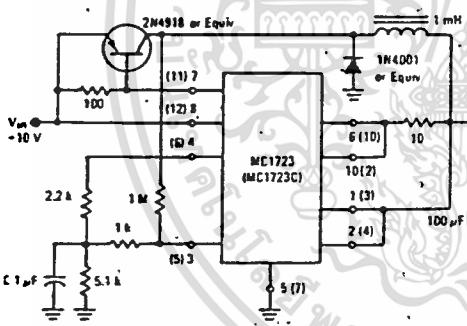


FIGURE 19 - +5 V, 1-AMPERE HIGH EFFICIENCY REGULATOR

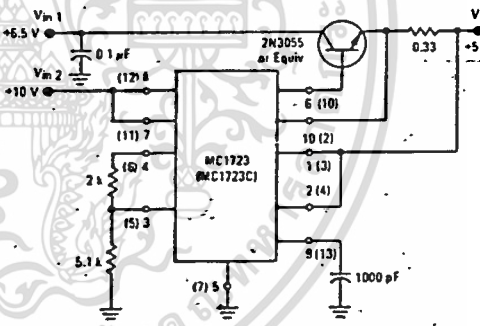


FIGURE 20 - +15 V, 1-AMPERE REGULATOR WITH REMOTE SENSE

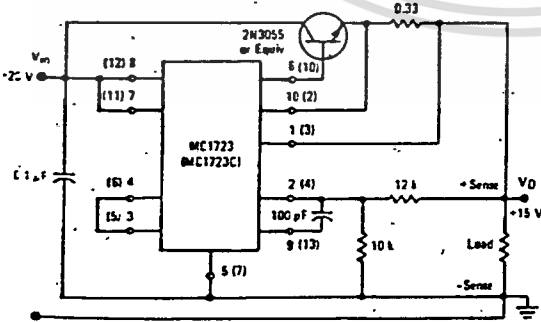
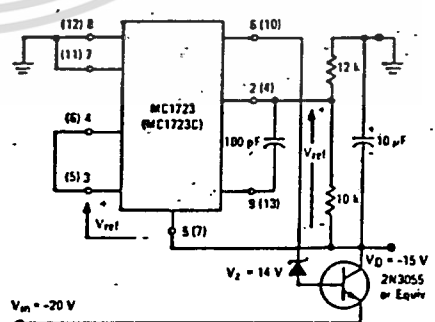
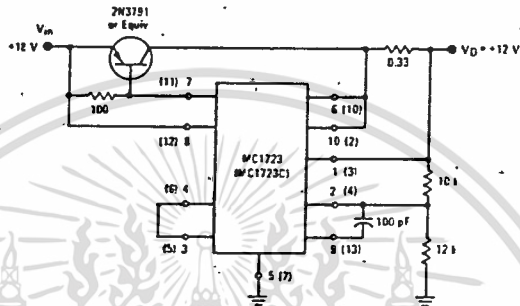


FIGURE 21 - -15 V NEGATIVE REGULATOR



MC1723, MC1723C

TYPICAL APPLICATIONS (continued)
FIGURE 22 — +12 V, 1-AMPERE REGULATOR
USING PNP CURRENT BOOST



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

ปริชญาานิพนธ์นี้ ได้สำเร็จเพราะท่านผู้มีพระคุณและครูบาอาจารย์ได้อบรมสั่งสอนตั้งแต่เริ่มมาจนถึงปัจจุบัน หากปริชญาานิพนธ์เล่มนี้พอมีประโยชน์อยู่บ้าง ขอมอบให้ผู้มีพระคุณทั้งหลาย

ขอขอบคุณ อาจารย์ วรศักดิ์ จิตรภักดี ที่กรุณาเป็นอาจารย์ที่ปรึกษาให้คำแนะนำและตรวจแก้ไขข้อผิดพลาดต่าง ๆ ตั้งแต่เริ่มทำปริชญาานิพนธ์ จนกระทั่งสำเร็จเรียบร้อย



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

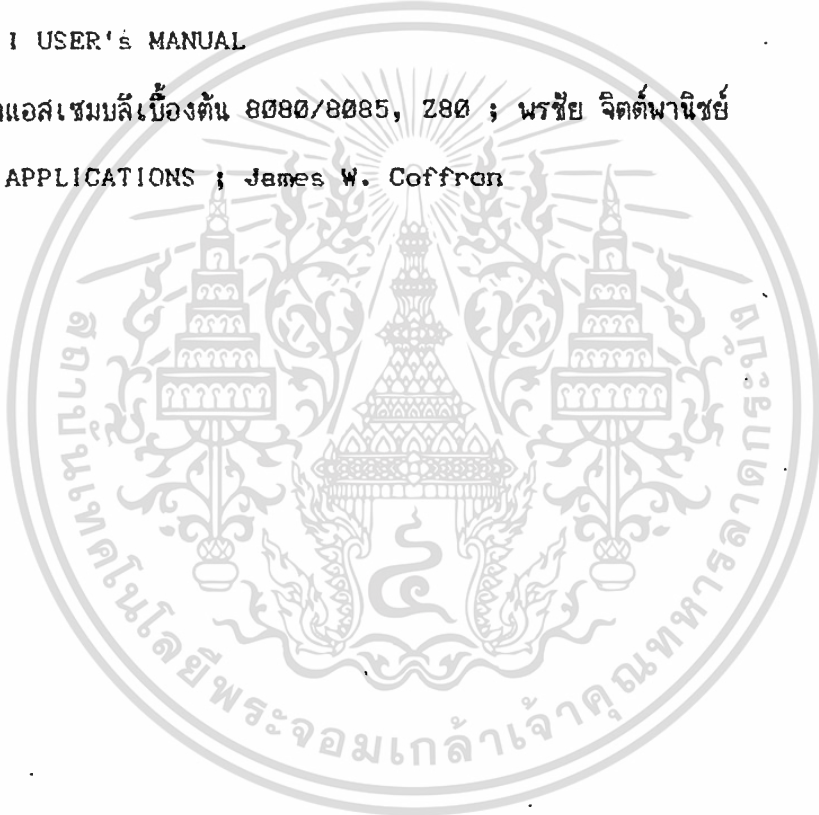
หนังสืออ้างอิง

1. HIGH FREQUENCY SWITCHING POWER SUPPLY
2. POWER ELECTRONICS AND AC DRIVES ; B.K.BOSE
3. IEEE INDUSTRIAL ELECTRONIC VOL 35 NO. 2; MAY,1988

Deadbeat Control of PWM Inverter with Modified Pulse

Pattern for Uninterruptible power supply

4. Advanced Electronic Circuits ; U.Tietze Ch. Schenk
5. MPF I USER'S MANUAL
6. ภาษาแอสเซมบลีเบื้องต้น 8๐8๐/8๐85, 28๐ ; พรชัย จิตต์พานิชย์
7. 28๐ APPLICATIONS ; James W. Coffron



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้