

การปรับปรุงตัวประกอบกำลัง

POWER FACTOR CORRECTION II



ปริญญาบัตรนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิศวกรรมระบบควบคุม

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

.b.....

เลขหมู่.....

เลขทะเบียน 50203

i.....

วัน,เดือน,ปี 27 เม.ย. 2547

ปีการศึกษา 2545

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาบัตรการศึกษา

ภาควิชาวิศวกรรมระบบควบคุม

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง การปรับปรุงตัวประกอบกำลัง



.....อาจารย์ที่ปรึกษา

(อาจารย์ชนินทร์ บุญลักษณะนาม)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การปรับปรุงตัวประกอบกำลัง

สมมาตร พัวพันธุ์ 43015331

อนุกุล กุสันเทียะ 43015342

ดร.ชนินทร์ บุญลักษณะานุสรณ์ อาจารย์ที่ปรึกษา
ปีการศึกษา 2545

บทคัดย่อ

ในปฏิญานิพนธ์ฉบับนี้ เรียบเรียงขึ้นจากการพัฒนาการปรับปรุงตัวประกอบกำลังที่มีค่าต่ำในวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลัง ซึ่งเป็นผลมาจากสัญญาฉบับรวมกันโดยใช้หลักการบังคับให้รูปคลื่นกระแสทางด้านเข้ามีลักษณะเป็นรูปคลื่นไซน์ และมีเฟสที่ทับพอดีกันกับแรงดันทางด้านขาเข้า โดยการบังคับดังกล่าวเป็นการบังคับใช้โดยแหล่งจ่ายกำลังแบบสวิตซ์ซึ่ง โดยวงจรชนิดอนุสมารบังคับโดยการควบคุมคาบเวลาในการสวิตซ์เพื่อให้ได้มาซึ่งตัวประกอบกำลังที่มีค่าสูง โดยการควบคุมดังกล่าวจะใช้ไอซี L6561 มาเป็นตัวควบคุมสวิตซ์ ซึ่งการควบคุมนี้จะทำให้ได้ค่าแรงดันทางออกที่คงที่ สัญญาณแรงดันและกระแสที่ทับเฟสกัน และมีกำลังไฟฟ้าทางเข้าคงที่ตลอดย่านการใช้งาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

POWER FACTOR CORRECTION

Sommart Pua-Pant

Anukul Kusuntaer

Chanin Bunlaksananusorn Advisor

2002

Abstract

Switch Mode Power Supplies (SMPS) are a well know source of hamonics current in a power system .The input current drawn by SMPS is a highly distorted and has a low power factor due to the front end input diode bridge rectifier. Hamonic currents cause excessive heating in power system component . Many cuontries have now imposed the hamonic current standard to curb the hamonic generation in to the power system . A power factor correction (PFC) circuit is used to improve the power factor as well as to mitigate hamonic current generated by SMPS . In this thesis, Uses a boost converter which is controlled to draw sinosoidal current from the main AC source. Design the PFC are described in detial and experimental results showing the effectiveness of each approach are given.

สารบัญ

บทคัดย่อ

สารบัญรูปภาพ

บทที่ 1 บทนำ

บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการของตัวประกอบกำลังและการปรับปรุง

ตัวประกอบกำลังแบบต่าง

2.1	บทนำ	2
2.2	นิยามตัวประกอบกำลัง	2
2.3	แนวความคิดในการปรับปรุงตัวประกอบกำลัง	9
2.4	ประโยชน์ที่จะได้รับจากการปรับปรุง	9
2.5	การปรับปรุงตัวประกอบกำลัง	11
2.6	การปรับปรุงแบบต่างของโคนามิค	20
2.7	การทำงานเบื้องต้นของวงจรสวิตซ์ซิ่ง	22
2.8	การประยุกต์ใช้งานวงจรสวิตซ์	29
2.9	การควบคุมสวิตซ์ซิ่ง	31
2.10	ข้อจำกัดของวงจรสวิตซ์	33
2.11	การทำให้กระแสและแรงดันมีเฟสตรงกัน	36
2.12	การชดเชยค่าผิดพลาดแรงดันด้านออก	38
2.13	เทคนิคการออกแบบหลายวงจร	41

บทที่ 3 การคำนวณค่าการออกแบบและการสร้างวงจร

บทที่ 4 ผลการทดลอง

บทที่ 5 สรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง

ภาคผนวก

กิตติกรรมประกาศ

หนังสืออ้างอิง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูปภาพ

หน้า

รูปที่ 2.1	วงจรวัดกระแสและสัญญาณอินพุท	5
รูปที่ 2.2	สามเหลี่ยมกำลังที่สัญญาณทางเข้าเป็นไซน์	6
รูปที่ 2.3	สามเหลี่ยมกำลังที่อินพุทไม่เป็นไซน์	9
รูปที่ 2.4	แสดงจำนวนอุปกรณ์และการต่อ	10
รูปที่ 2.5	ขนาดของสายส่ง	11
รูปที่ 2.6	การปรับปรุงแบบสถาดิค	12
รูปที่ 2.7	การปรับปรุงแบบไดนามิค	12
รูปที่ 2.8	แสดงวงจรมุสค์และสัญญาณอินพุท	13
รูปที่ 2.9	วงจรมุสค์แบบ	14
รูปที่ 2.10	วงจรวัดกระแส	21
รูปที่ 2.11	วงจรมุสค์ซิง	21
รูปที่ 2.12	วงจรมุสค์สมบูรณ	22
รูปที่ 2.13	รูปคลื่น ณ จุดวัดต่าง ๆ	24
รูปที่ 2.18	ช่วงการทำงานของโหมคกระแส	25
รูปที่ 2.19	โครงสร้างภายในมอสเฟท	26
รูปที่ 2.20	สัญลักษณ์มอสเฟท	27
รูปที่ 2.23	รูปคลื่นสัญญาณขาเข้า	30
รูปที่ 2.24	แสดงขาต่าง ๆ ไอซี	32
รูปที่ 2.25	การป้อนตรงเพื่อให้ได้มาซึ่งแรงดันคงที่	36
รูปที่ 2.26	การเพิ่มการควบคุม	37
รูปที่ 2.27	บล็อกไดอะแกรมระบบ	37
รูปที่ 2.28	วิเคราะห์สัญญาณขนาดเล็ก	39
รูปที่ 2.29	วงรอบกระแส	41
รูปที่ 2.30	กระแสที่ไหลวน	42

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 2.31	ออกแบบลายวงจร	42
รูปที่ 2.32	การต่อกราวด์วงจร	43
รูปที่ 2.33	ตัวอย่างวงจรบูสต์	44
รูปที่ 3.1	วงจรบูสต์	45
รูปที่ 3.2	วงจรที่คำนวณออกแบบแล้ว	53
รูปที่ 3.3	ลายวงจรของวงจร PFC	54



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

ในปัจจุบันนี้ ไม่ว่าจะเป็นอุปกรณ์เครื่องใช้ไฟฟ้าภายในบ้านต่าง ๆ ซึ่งมีส่วนประกอบของวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลังอยู่ภายใน ซึ่งอุปกรณ์ดังกล่าวเป็นต้นเหตุที่ทำให้ตัวประกอบกำลังมีค่าต่ำ ซึ่งจะมีผลกระทบต่อผูู้ใช้ไฟฟ้าในเรื่องอุปกรณ์ป้องกันกระแส การส่งจ่ายของการไฟฟ้าฯ เอง ดังนั้นการปรับปรุงตัวประกอบกำลังให้สูงขึ้นจะช่วยแก้ปัญหาดังกล่าวได้ โดยในวิทยานิพนธ์เล่มนี้จะกล่าวถึงวิธีการนำเอาวงจรจ่ายแรงดันไฟตรงสวิตซ์ซิงมาใช้ควบคุมสวิตซ์ เปิด- ปิด แล้วทำให้กระแสทางด้านเข้าเป็นไซน์ และทับเฟสกับแรงดันทางด้านเข้า โดยเลือกวงจรที่เป็นวงจรในการปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลัง และใช้การควบคุม 3 อย่าง ประกอบกันเพื่อให้ได้มาซึ่ง

- ตัวประกอบกำลังที่สูงขึ้น คือ รูปคลื่นกระแสทางด้านเข้าเป็นไซน์และทับเฟสกับรูปคลื่นของแรงดันทางด้านเข้าด้วยวิธีควบคุมกระแสเฉลี่ย
- แรงดันด้านออกมีค่าคงที่ตามพิกัดวงจร โดยใช้วิธีการควบคุมแรงดัน
- ได้ค่ากำลังไฟฟ้าด้านเข้าที่คงที่ ตลอดงานการใช้งานตามพิกัดวงจรโดยใช้การป้อนตรงโดยแรงดันด้านเข้า

โดยในปริญญานิพนธ์เล่มนี้จะนำเสนอหลักการทํางาน การออกแบบ การสร้างวงจร เพื่อมาปรับปรุงตัวประกอบกำลัง

โดยเนื้อหาในเล่มจะแบ่งออกเป็น 5 บท โดยแต่ละบทมีเนื้อหาสาระดังนี้

บทที่ 2 อธิบายถึงหลักการเกิดตัวประกอบกำลัง ผลเสียของตัวประกอบกำลัง หลักการปรับปรุงโดยใช้วงจรบัสแรงดัน และการควบคุมเพื่อให้ได้ค่าตัวประกอบกำลังที่มีค่าสูง ๆ

บทที่ 3 แสดงการคำนวณเพื่อเพื่อสร้างวงจรปรับปรุงขึ้นมาและรายละเอียดในการเลือกใช้อุปกรณ์ต่าง ๆ

บทที่ 4 แสดงการทดลองและผลการทดลอง

บทที่ 5 เป็นสรุปผลของปริญญานิพนธ์เล่มนี้

และในตอนท้ายจะเป็นภาคผนวกที่จะประกอบด้วย ข้อมูลต่าง ๆ ที่ใช้ในการสร้างการปรับปรุง
แบบต่าง ๆ ค่ะ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

เพาเวอร์แฟคเตอร์และแนวความคิดในการแก้ไขเพาเวอร์แฟคเตอร์

2.1 บทนำ

เพาเวอร์แฟคเตอร์ของอุปกรณ์ไฟฟ้าใดๆ เป็นพารามิเตอร์ที่สำคัญมาก ในทางไฟฟ้าอุตสาหกรรมเพราะเป็นพารามิเตอร์ที่จะบ่งบอกว่า อุปกรณ์ไฟฟ้านั้น มีการใช้กำลังไฟฟ้าได้คุ้มค่าหรือไม่ โดยทั่วไปเมื่อกล่าวถึงนิยามของเพาเวอร์แฟคเตอร์ (PF) ก็จะได้รับคำตอบว่า $PF = \cos \theta$ (เมื่อ θ เป็นมุมทางไฟฟ้าระหว่างรูปสัญญาณของศักดาไฟฟ้ากระแสสลับกับกระแสไฟฟ้าสลับ) ซึ่งนิยามดังกล่าวสามารถใช้ได้ก็เฉพาะในกรณีที่รูปสัญญาณของศักดาไฟฟ้าและรูปสัญญาณของกระแสไฟฟ้ามีลักษณะเป็นสัญญาณชนิด Sinusoidal ทั้งคู่เท่านั้น ดังก่อนที่จะนำเสนอถึงรายละเอียดแนวทางแก้ไขเพาเวอร์แฟคเตอร์ของวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ในบทนี้จะอธิบายถึงนิยามพื้นฐานเบื้องต้นของเพาเวอร์แฟคเตอร์ ประโยชน์ที่ได้รับเมื่อมีการแก้ไขเพาเวอร์แฟคเตอร์ การแก้ไขเพาเวอร์แฟคเตอร์ที่มีอยู่ในปัจจุบัน แนวคิดและหลักการที่จะนำเสนอในการแก้ไขเพาเวอร์แฟคเตอร์ ต่อไป

2.2 นิยามเพาเวอร์แฟคเตอร์

โดยปกติรูปสัญญาณของกระแสไฟฟ้าที่ทางเข้าของวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลังที่จะไม่เป็นชนิด Sinusoidal ดังเช่นกระแสไฟฟ้าที่ทางเข้า (II) ของวงจร Rectifier ในรูปที่ 2.1 ก. มีรูปสัญญาณเป็นชนิดสัญญาณแบบพัลส์ ตามรูปที่ 2.1 ข.

2.3 ดังนั้นการคำนวณเพาเวอร์แฟคเตอร์ ด้วยนิยาม $PF = \cos \theta$ จึงใช้ไม่ได้ ต้องคำนวณเพาเวอร์แฟคเตอร์จากนิยามที่นิยามพื้นฐานเบื้องต้นของเพาเวอร์แฟคเตอร์ กล่าวคือ

นิยามของเพาเวอร์แฟคเตอร์ :

$$PF = \frac{\text{Real Power}}{\text{Total Apparent Power}} \quad (2.1)$$

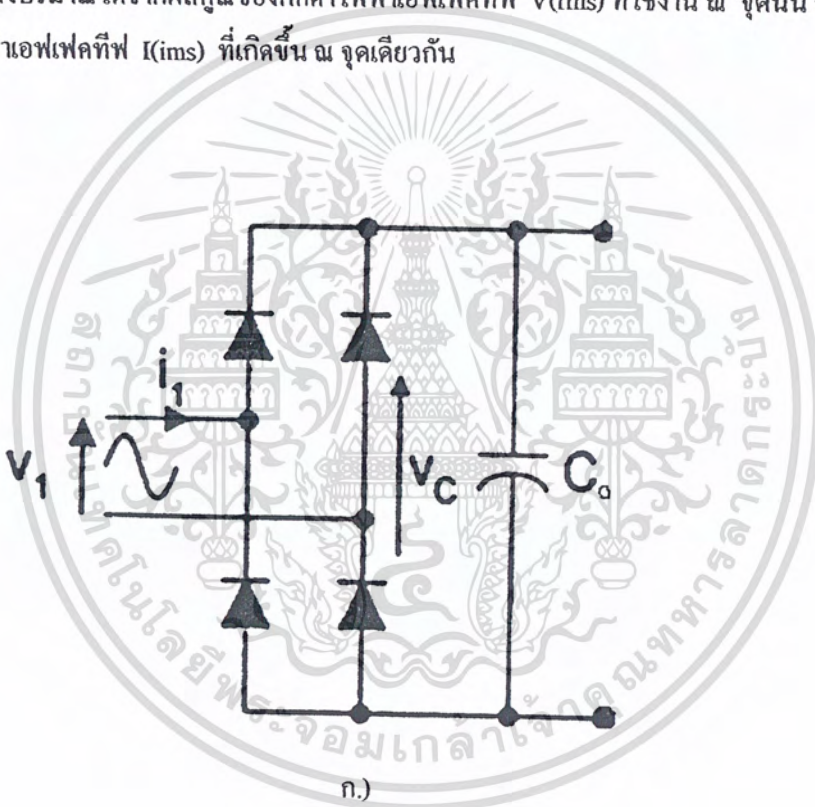
เมื่อ Real Power คือ กำลังงานไฟฟ้าจริง

และ Total Apparent Power คือ กำลังงานไฟฟ้าที่ปรากฏ

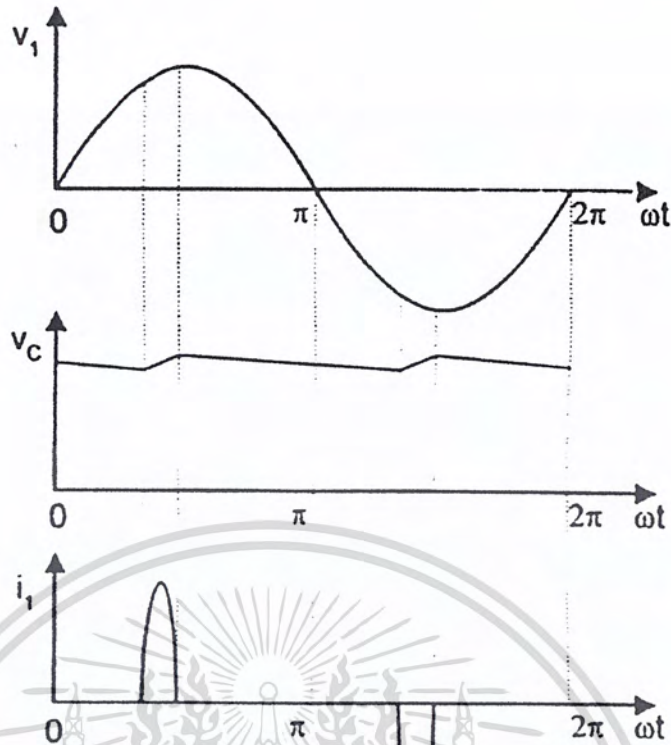
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กำลังงานไฟฟ้าจริง (Real Power); คือกำลังไฟฟ้าที่เครื่องวัด ω จุดนั้นเป็นกำลังไฟฟ้าที่ถูก
วงจรนำไปใช้ให้เกิดกำลังงานอย่างแท้จริง

กำลังงานไฟฟ้าที่ปรากฏ (Total Apparent Power): เป็นปริมาณทางไฟฟ้าที่จะต้องเตรียม
ให้กับวงจรไฟฟ้า เพื่อให้วงจรนั้นทำงานได้อย่างสมบูรณ์ ปริมาณกำลังงานไฟฟ้าปรากฏค
งกล่าว แสดงปริมาณได้จากผลคูณของศักดาไฟฟ้าแอมเพิลทีฟ $V(\text{rms})$ ที่ใช้งาน ω จุดนั้น กับ
กระแสไฟฟ้าแอมเพิลทีฟ $I(\text{rms})$ ที่เกิดขึ้น ω จุดเดียวกัน



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.1 แสดงวงจรเรกติไฟล์ (ก) และสัญญาณทางเข้า (ข)

กำลังงานไฟฟ้าปรากฏประกอบด้วยกำลังสองส่วน คือ

กำลังงานไฟฟ้าจริง (Real power) : เป็นส่วนที่ทำให้เกิดกำลังงาน

กำลังงานไฟฟ้ารีแอกทีฟ (Reactive Power) : เป็นส่วนที่ทำให้อุปกรณ์ในวงจรนั้นทำงานได้

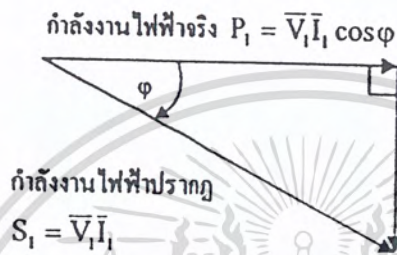
จากนิยามของเพาเวอร์แฟคเตอร์ดังกล่าว สามารถกล่าวได้ว่า เพาเวอร์แฟคเตอร์ที่ดีที่สุดเกิดขึ้นเมื่อ วงจรนั้นใช้กำลังงานไฟฟ้าได้คุ้มค่าที่สุด กล่าวคือ กำลังที่เตรียมให้กับวงจร ถูกวงจรนั้นนำไปใช้ก่อให้เกิดกำลังงานไฟฟ้าจริง ได้ทั้งหมดคือ

$$\text{กำลังงานไฟฟ้าปรากฏ} = \text{กำลังงานไฟฟ้าจริง}$$

เมื่อเงื่อนไขดังกล่าวเป็นจริง ผลคำนวณเพาเวอร์แฟคเตอร์ตามสมการ 2.1 จะได้ $PF \approx 1$

2.2.1 เพาเวอร์แฟคเตอร์เมื่อสัญญาณกระแสไฟฟ้าเป็นชนิด Sinusoidal

เมื่อสัญญาณของศักดาไฟฟ้าที่ทางเข้า (V_1) และสัญญาณกระแสไฟฟ้าที่ทางเข้า (I_1) เป็นชนิด Sinusoidal และมีมุมทางไฟฟ้าระหว่าง V_1 และ I_1 โดยสามารถแทนด้วยพาวเวอร์เวกเตอร์คือ



รูปที่ 2.2 สามเหลี่ยมกำลังขณะที่มีสัญญาณกระแสทางเข้าเป็นไซน์

คำนวณตัวประกอบกำลังได้คือ

$$PF = \frac{P_1}{S_1} = \frac{\overline{V} I \cos \phi}{\overline{V} I} = \cos \phi \quad (2.2)$$

2.2.2 เพาเวอร์แฟคเตอร์เมื่อสัญญาณกระแสไฟฟ้าไม่เป็นชนิดไซน์

เมื่อสัญญาณทางเข้าของวงจร (v_1) เป็นไซน์แต่สัญญาณกระแสทางเข้า (i_1) ไม่เป็นไซน์ดังรูปที่ 2.1x ค่าแอมพลิจูดของกระแสไฟฟ้า (\overline{I}_1) นี้สามารถเขียนกระจายด้วยอนุกรมของฟูรีเย คือ

$$\overline{I}_1 = \sqrt{\overline{I}_{11}^2 + \sum_{n=2}^{\infty} \overline{I}_{1n}^2} \quad (2.3)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

\bar{I}_{11} : เป็นค่า Effective Fundamental ของ i_1
 \bar{I}_{1n} : เป็นค่า Effective Harmonic ที่ n ของ i_1

โดยที่เราสามารถจัดสมการ ได้ดังนี้

$$\bar{I}_1 = \sqrt{\bar{I}_{11}^2 + \bar{I}_{11Q}^2 + \sum_{n=1}^{\infty} \bar{I}_{1n}^2} \quad (2.4)$$

คำนวณกำลังงานไฟฟ้าปรากฏคือ

$$S_1 = \bar{V}_1 \bar{I}_1 = \sqrt{\bar{V}_1^2 \bar{I}_{11P}^2 + \bar{V}_1^2 \bar{I}_{11Q}^2 + \bar{V}_1^2 \sum_{n=1}^{\infty} \bar{I}_{1n}^2} \quad (2.5)$$

$$= \sqrt{P_1^2 + Q_1^2 + D_1^2} \quad (2.6)$$

$$= \sqrt{S_{11}^2 + D_1^2} \quad (2.7)$$

เมื่อ S_{11} : กำลังงานไฟฟ้าปรากฏของ Fundamental

P_1 : กำลังงานไฟฟ้าจริง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$P_1 = \bar{V}_1 \bar{I}_{11p} = \bar{V}_1 \bar{I}_{11} \cos \phi_1 \quad (2.8)$$

ϕ_1 : คือมุมระหว่างแรงดันไฟฟ้าทางขาเข้ากับกระแสไฟฟ้า Fundamental ที่ทางเข้า

D_1 : คือกำลังงานไฟฟ้าคิสตอร์ชัน (Distortion Power)

$$D_1 = \bar{V}_1 \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} \bar{I}_{1n}^2} \quad (2.9)$$

คำนวณตัวประกอบกำลังได้คือ

$$PF = \frac{P_1}{S_1} = \frac{\bar{V}_1 \bar{I}_{11} \cos \phi_1}{\bar{V}_1 \bar{I}_1} = \frac{\bar{I}_{11} \cos \phi_1}{\bar{I}_1} \quad (2.10)$$

ถ้ากำหนดให้

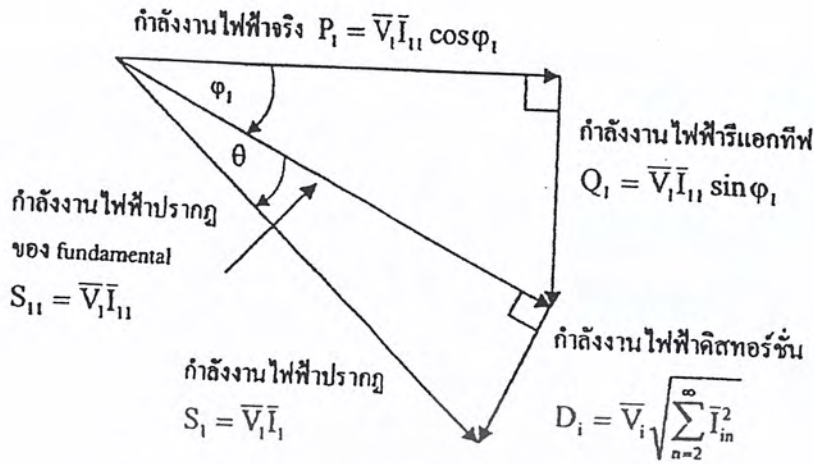
$$\frac{\bar{I}_{11}}{\bar{I}_1} = \cos \theta \quad (2.11)$$

ดังนั้น

$$PF = \cos \theta \cos \phi_1 \quad (2.12)$$

จากสมการทั้งหมดสามารถเขียนแทนด้วย Power Vector ดังรูป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.3 Power Vector ของวงจร ที่มีกระแสไฟฟ้าที่ทางเข้าของวงจรไม่เป็นไซน์

2.3 แนวความคิดในการแก้ไขตัวประกอบกำลัง

เมื่อพิจารณาถึงรูปที่ 2.3 สังเกตได้ว่ากำลังงานไฟฟ้า Q_1 และ D_1 เป็นส่วนที่ทำให้ค่ากระแสเฟลคทีฟที่ทางเข้า (\bar{I}_1) เพิ่มขึ้น เมื่อเปรียบเทียบกับ (\bar{I}_{11}) ซึ่งเป็นเหตุทำให้การใช้กำลังงานไฟฟ้าได้ไม่คุ้มค่า ดังนั้น เมื่อพิจารณาร่วมกับสมการที่ 2.13 การที่จะทำให้การใช้กำลังงานไฟฟ้าได้ดีขึ้นสามารถทำได้โดยการทำให้ $PF \approx 1$ โดยพยายามบังคับให้ $\theta \approx 0$ และ $\phi_1 \approx 0$ สามารถแยกได้เป็นสองกรณี คือ

การทำให้ $\theta \approx 0$: (ทำให้ $D_1 \approx 0$) คือการทำให้รูปสัญญาณของกระแสไฟฟ้าที่ทางเข้าเป็นชนิดไซน์โดยไม่มี Harmonic ปะปนอยู่

การทำให้ $\phi_1 \approx 0$: (ทำให้ $Q_1 \approx 0$) เมื่อให้สัญญาณกระแสที่ทางเข้าเป็นสัญญาณชนิดไซน์จากกรณีแรกแล้ว กรณีนี้คือการทำให้เฟสของกระแสและแรงดันที่ทางเข้าทับเฟสกัน

2.4 ประโยชน์ที่จะได้รับจากการปรับปรุงตัวประกอบกำลัง

สามารถแยกย่อยได้เป็นสองกรณี คือ

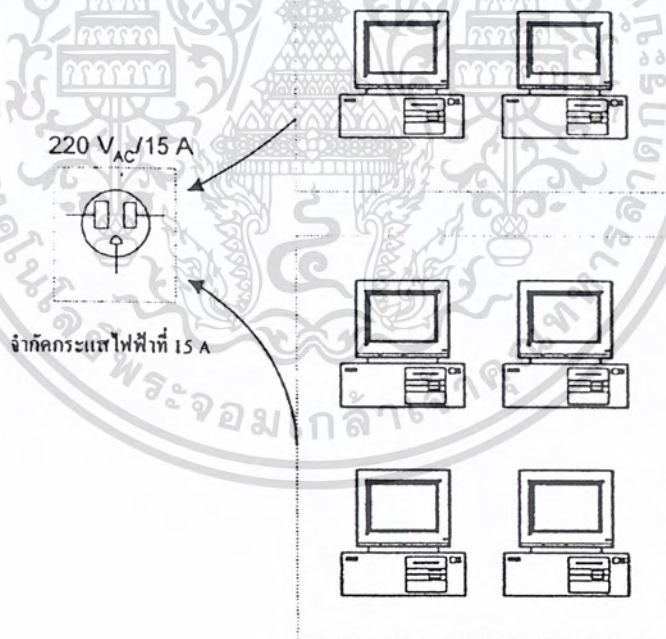
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.4.1 ผู้ใช้ไฟฟ้ารายย่อย

ถ้าวงจรที่ใช้งานมีค่าตัวประกอบกำลังสูงใกล้ 1 จะทำให้ผู้ใช้ไฟฟ้ารายย่อยสามารถต่อจำนวนอุปกรณ์กับชุดจ่ายไฟฟ้า ซึ่งจำกัดจำนวนกระแสที่จ่ายได้มากกว่ากรณีที่ใช้วงจรที่มีตัวประกอบกำลังต่ำกว่า 1 มากๆ

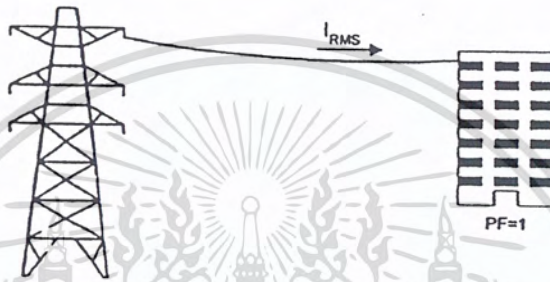
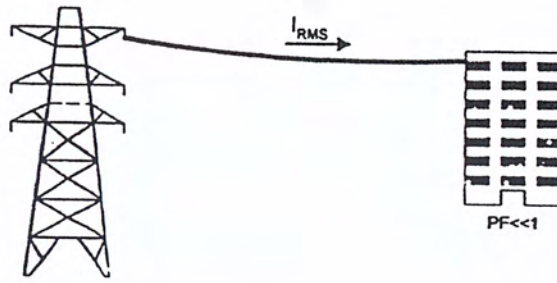
2.4.2 ค่ากำลังงานไฟฟ้ารีแอกทีฟ Q_1 และค่ากำลังงานไฟฟ้าดิสตอร์ชัน D_1

เป็นพารามิเตอร์ที่ทำให้กระแสไฟฟ้าเอพเฟลทที่มีค่าสูงขึ้น ก่อให้เกิดกำลังงานสูญเสียในระบบสายส่ง ดังนั้นผู้จ่ายไฟฟ้าต้องเพิ่มขนาดของสายส่งไฟฟ้าตามรูปที่ 2.5 นอกจากนั้นการเกิด Harmonic ในระบบสายส่งไฟฟ้า อาจก่อให้เกิดปัญหาการทำงานของระบบที่ต้องการ Zero Crossing Detection ซึ่งจะเกิดการเพิ่มกระแสไฟฟ้าในสายนิวตรอน



รูปที่ 2.4 แสดงจำนวนอุปกรณ์กับชุดจ่ายไฟฟ้า เมื่ออุปกรณ์ได้รับการปรับปรุงตัวประกอบกำลัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



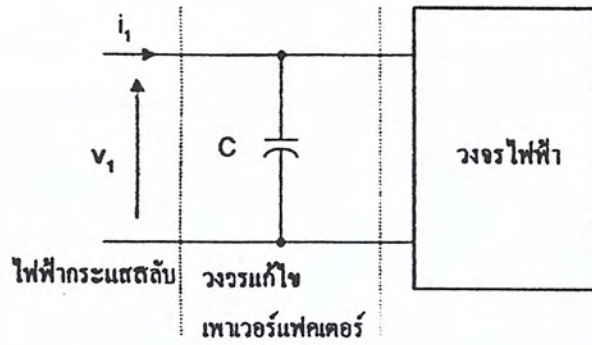
รูปที่ 2.5 แสดงขนาดของสายส่งไฟฟ้า เมื่ออุปกรณ์ได้รับการปรับปรุงตัวประกอบกำลัง

2.5 การปรับปรุงตัวประกอบกำลัง

สามารถแบ่งได้เป็นสองกรณีคือ

2.5.1 การแก้ไขแบบสถิต

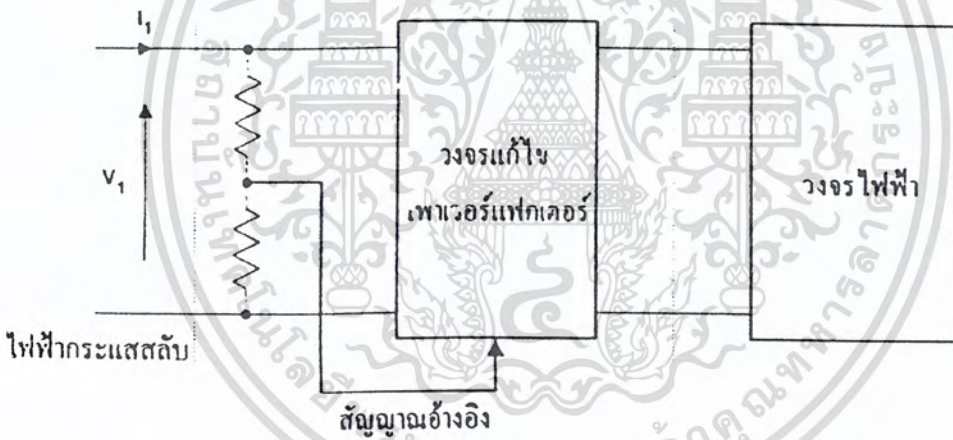
เป็นการแก้ไขโดยรวมของระบบ เช่น การปรับปรุงโดยการต่อตัวควบปาซิเตอร์ที่ทางเข้าของวงจรตามรูปที่ 2.6 การแก้แบบนี้มีข้อดีคือ ง่ายราคาถูก แต่มีข้อจำกัดคือ ตัวประกอบกำลังอาจไม่คี่ที่สุดตลอดพิสัยการทำงาน เพราะค่า C ที่ใช้มีค่าเป็นช่วง ๆ หรือถ้าตัวประกอบกำลังเปลี่ยนไป การปรับปรุงก็ไม่สามารถทำได้ทันทีทันใดดังรูป



รูปที่ 2.6 การปรับปรุงแบบสถิต

2.5.2 การแก้ไขแบบไดนามิก

คือการปรับปรุงตัวประกอบกำลังแบบที่มีการแก้ทันทีทันใดทุกรูปคลื่นของสัญญาณไฟฟ้าที่ทางเข้าตามรูปที่ 2.7ก.



รูปที่ 2.7 แสดงการแก้ไขปรับปรุงแบบไดนามิก

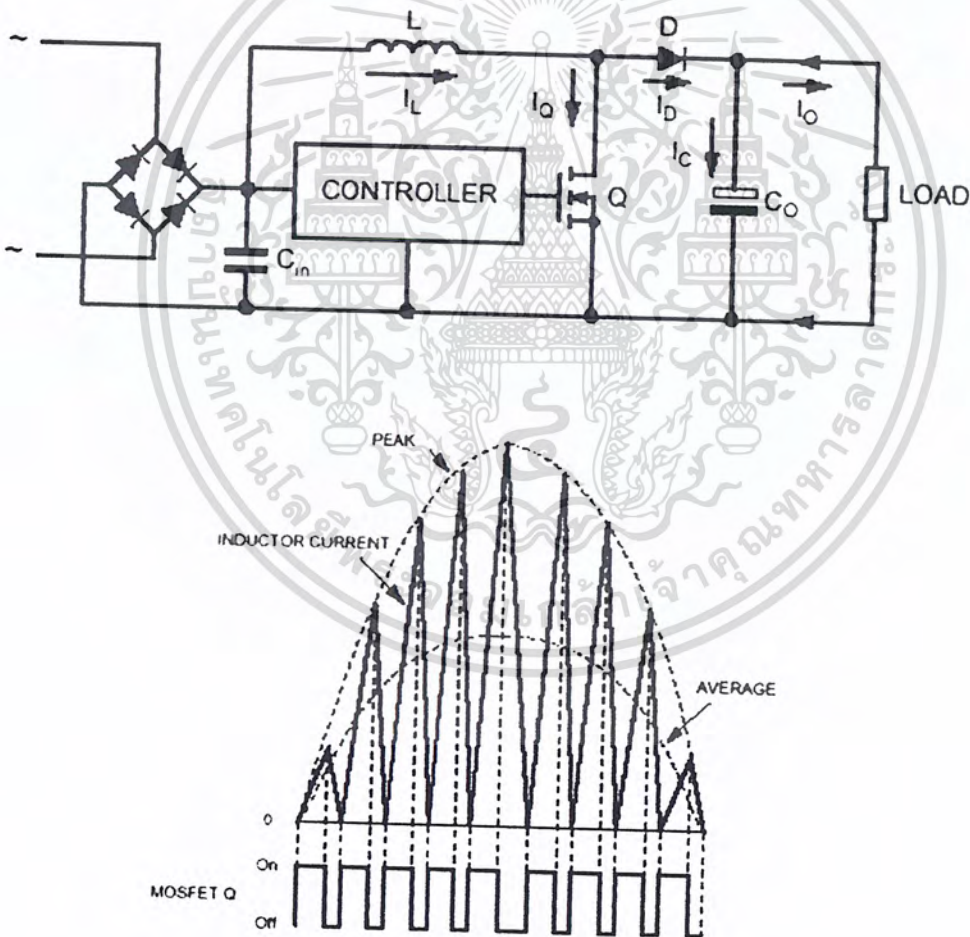
วงจรประเภทนี้จะพยายามบังคับให้กระแสไฟฟ้าที่ทางเข้า ให้มีรูปสัญญาณเป็นชนิดใกล้เคียงรูปไซน์และทับเฟสกับแรงดันทางเข้าให้มากที่สุด ทำได้โดยใช้ระบบควบคุมโดยใช้สัญญาณไซน์ของแรงดันทางเข้าเป็นสัญญาณอ้างอิงเพื่อควบคุมกระแสไฟฟ้าทางเข้าจึงจะเห็นผลของกระแสทางเข้าได้ในรูปที่ 2.7ข.

ปัจจุบันการปรับปรุงแบบไดนามิกจะใช้วงจรรูปที่ 2.8ก. ทั้งนี้เพราะว่าลักษณะวงจรรูปที่ทางเข้าจะมีขดลวดอยู่ ทำให้มีลักษณะเป็น Current Source ถ้าสามารถควบคุมกระแสทางเข้าที่ไหลเข้ามาในแต่ละช่วงการทำงานของวงจรรูปที่ 2.8ก. กระแสไฟฟ้าที่ทางเข้าจะมี

ลักษณะใกล้เคียงกับแรงดันไฟฟ้าที่ทางเข้าและทับเฟสกัน และถ้ายังเพิ่มความถี่ในการทำงานของวงจรให้มากขึ้นแล้วสัญญาณกระแสก็จะใกล้เคียงรูปไซน์มากขึ้น

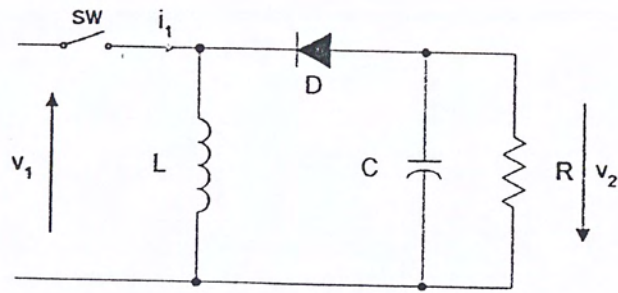
ปัญหาการใช้วงจรบูสต์สำหรับการทำงานเพื่อปรับปรุงตัวประกอบกำลัง

- วงจรบูสต์ นั้นเป็นวงจรชนิดขยายแรงดัน กล่าวคือ แรงดันไฟฟ้าที่ทางเข้าต้องน้อยกว่าแรงดันไฟฟ้าที่ทางออก ดังนั้นถ้าการปรับปรุงตัวประกอบกำลังของระบบ ที่มีแรงดันไฟฟ้าทางเข้ามากกว่าทางออกจะทำไม่ได้
- ตามมาตรฐานความปลอดภัย วงจรที่ใช้ในการปรับปรุงนั้นควรจะมีการแยกแยะระหว่างระบบกรวดซ์ของทางเข้าและทางออก แต่วงจรบูสต์ทำไม่ได้
- ตำแหน่งมอสเฟตสวิทช์ของวงจรบูสต์ ทำให้ระบบควบคุมไม่ได้ในทันทีทันใด ถ้าเกิดปัญหา เช่น คอนเริ่มต้นการทำงาน หรือคอนเกิดลัดวงจร



รูปที่ 2.8 แสดงวงจรบูสต์ และสัญญาณของวงจรที่ทางเข้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 2.9 แสดงวงจรชนิด FLYBACK

อย่างไรก็ตามได้มีการเปลี่ยนมาใช้วงจรชนิดฟลายแบคเพื่อหลีกเลี่ยงปัญหาดังกล่าว แต่เมื่อมาพิจารณาจากวงจรรูปที่ 2.9 นั้น วงจรฟลายแบคนั้นมีข้อจำกัด คือ ตำแหน่งของขดลวด ไม่ได้อยู่ที่ทางเข้า ดังนั้นจึงสูญเสียโอกาสที่จะนำขดลวดดังกล่าวมาช่วยในการลดทอนสัญญาณ EMI ที่ทางเข้า

จากสามเหลี่ยมกำลังไฟฟ้าที่รูป 2.2 นั้นเมื่อเรามาพิจารณาในเทอมของ กระแสฮาร์มอนิกโดยกำลังที่เกิดโดยกระแสนี้ก็คือ Q คือ กำลังไฟฟ้าต้านกลับ (Reactive Power) ในกรณีภาระไฟฟ้าเป็นองค์ประกอบของอุปกรณ์ทุกๆ ประเภทตัวเหนี่ยวนำ ตัวเก็บประจุ จาก

$$\text{ดังนั้น} \quad S = \sqrt{P^2 + Q^2} \quad \text{VA} \quad (2.12)$$

$$\text{และ} \quad Q = \sqrt{S^2 - P^2} \quad \text{VAR} \quad (2.13)$$

$$\text{และ} \quad Q = S \cdot \sin(\theta_1^\circ - \phi_1^\circ) \quad \text{VAR} \quad (2.14)$$

2.53 กรณีแหล่งจ่ายเป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับรูปไซน์ และภาระไฟฟ้าเป็นแบบไม่เชิงเส้น

ในกรณีนี้จะมีผลทำให้กระแสไฟฟ้ามีลักษณะไม่เป็นไซน์และจะอยู่ในรูปของ อนุกรมฟูริเยร์คือ

$$f(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} C_n \cos(n\omega_0 t + \beta_n^\circ) \quad (2.15)$$

$$F_{rms} = \sqrt{\sum_{n=0}^{\infty} F_{n(rms)}^2} \quad (2.16)$$

$$F_{rms} = \sqrt{a_0^2 + \sum_{n=1}^{\infty} \left[\frac{C_n}{\sqrt{2}}\right]^2} \quad (2.17)$$

.ในหัวข้อนี้จะมีเพียงกระแสไฟฟ้าเท่านั้นที่มีลักษณะเป็นอนุกรมฟูริเยร์ แต่แรงดันไฟฟ้า ยังคงเป็นลักษณะของไซน์อยู่ที่ความถี่หลัก

$$V(t) = V_1 \cos(\omega_{01} + \theta_1^\circ) \quad (2.18)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$i(t) = I_0 + \sum_{n=1}^{\infty} I_n \cos(n\omega_o t + \phi_n^\circ) \quad (2.19)$$

โดยจะเห็นว่า $i(t)$ จะประกอบด้วยไฟตรงค่าหนึ่ง และค่ากระแสที่มีความถี่ต่าง ๆ ที่ไม่ใช่ความถี่หลักเรียกว่า กระแสฮาร์มอนิก

จากสองสมการที่แล้ว

$$P = V_o I_o + \sum_{n=1}^{\infty} [V_{nm} I_{nm}] \cos(\theta_n^\circ - \phi_n^\circ) \quad (2.30)$$

$$\begin{aligned} &= (0) I_o + \frac{1}{2} [V_{1m} I_{1m}] \cos(\theta_1^\circ - \phi_1^\circ) + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{2} [(0) I_{nm}] \cos(\theta_n^\circ - \phi_n^\circ) \\ &= \frac{1}{2} [V_{1m} I_{1m}] \cos(\theta_1^\circ - \phi_1^\circ) \\ &= V_{1(rms)} I_{1(rms)} \cos(\theta_1^\circ - \phi_1^\circ) \quad \text{watts} \end{aligned} \quad (2.31)$$

จากค่าของกำลังไฟฟ้าเฉลี่ยนำมาหาความสัมพันธ์ของตัวประกอบกำลังที่กระแสไฟฟ้าได้ดังนี้

$$\text{Pf} = \frac{P}{S} = \frac{V_{irms} I_{irms} \cos(\theta_1^\circ - \phi_1^\circ)}{V_{irms} I_{irms}} \quad (2.32)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$= \frac{P}{S} = \frac{I_{irms} \cos(\theta_1^\circ - \phi_1^\circ)}{I_{irms}} \quad (2.33)$$

จากสมการที่ 2.34 แล้วจะได้

$$I_{irms} = \sqrt{I_o^2 + \sum_{n=1}^{\infty} \left[\frac{I_{nm}}{\sqrt{2}} \right]^2} \quad (2.34)$$

จากสมการที่ 2.34 จะเห็นได้ว่า ค่าของตัวประกอบกำลังมีเทอมที่เพิ่มเข้ามาจาก
หัวข้อที่ 2 เห็นได้ชัดว่ามีผลทำให้ตัวประกอบกำลังมีค่าลดลงอีก

จากสมการที่ 2.34 จะได้ค่าตัวประกอบกำลังรวมเป็น

$$\text{Displacement power Factor} = \cos(\theta_1^\circ - \phi_1^\circ) \quad (2.35)$$

$$\text{Distortion factor(DF)} = \frac{I_{1(rms)}}{I_{irms}} \quad (2.36)$$

$$\therefore \text{PowerFactor(PF)} = \text{Displacement power Factor} \times \text{Distortion factor(DF)}$$

จะเห็นว่าในกรณีนี้ที่ตัวประกอบกำลังมีค่าต่ำลงเพราะผลของคิสตอซันแฟคเตอร์
นั่นเองจึงมีการหาความเกี่ยวเนื่องของค่านี้ออกมา

Total Harmonic Distortion (THD) คือการรวมเอาเทอมอื่นๆ ของกระแสที่อยู่ใน
รูปอนุกรมฟูรีเยร์ซึ่งมิได้เป็นเทอมของความถี่หลัก ต่อกระแสที่ความถี่หลักจึงได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{n=1}^n I_{n(rms)}^2}}{\sqrt{I_{1(rms)}^2}} \quad (2.38)$$

$$DF = \sqrt{\frac{1}{1 + (THD)^2}} \quad (2.39)$$

นอกจากนี้แล้วกำลังไฟฟ้าต้านกลับ (Reactive Power) ยังมีค่า

$$Q = V_{1(rms)} I_{1(rms)} \sin(\theta_1^o - \phi_1^o) \quad (2.40)$$

$$= S \sin(\theta_1^o - \phi_1^o) \quad \text{VAR} \quad (2.41)$$

ดังนั้นกำลังไฟฟ้าที่มองเห็นจะมีเทอมใหม่อีกเทอมคือ Distortion----Volte-Amp

$$D = V_{1(rms)} \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} I_{n(rms)}^2} \quad (2.42)$$

$$= \frac{1}{2} V_1 \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} I_n^2}$$

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2 + D^2} \quad \text{VA} \quad (2.43)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากกรณีรูปที่ 2.3 จะเห็นได้ว่าตัวประกอบกำลังมีค่าต่ำกว่ากรณีที่ 2.2 มากทำให้เราต้องมาพิจารณาถึงหัวข้อนี้กันให้มาก ๆ โดยพิจารณาที่โหลดไฟฟ้า โดยที่โหลดไฟฟ้าที่ไม่เป็นเชิงเส้นนั้นก็ได้แก่ วงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลังต่าง ๆ

หลักในการปรับปรุงตัวประกอบกำลัง

พิจารณาจากสมการ

$$pf = \frac{P}{S} = \frac{I_{1(rms)} \cos(\theta_1^\circ - \phi_1^\circ)}{I_{rms}} \quad (2.44)$$

จากสมการสามารถเห็นองค์ประกอบของตัวประกอบกำลังมีอยู่ 2 อย่างคือ ดิสเพลสเมนต์ (Displacement power factor) และดิสตอร์ชันแฟคเตอร์ เราต้องพยายามทำให้ 2 ค่านี้มากที่สุด เพื่อให้ตัวประกอบกำลังรวมมีค่าสูงที่สุดพิจารณารูปที่ 2.4 (a และ b)

(a) ผลของ Distortion factor แม้ว่า $\theta_1^\circ = \phi_1^\circ$ ก็ตาม แต่ก็มีผลต่อตัวประกอบกำลังรวมการลดลง ผลขององค์ประกอบนี้คือ ทำการกำจัดฮาร์โมนิกให้ออกไปให้เหลือเพียงกระแสความถี่หลักอย่างเดียว ซึ่งถ้าทำเช่นนั้นได้แล้ว

$$I_{1(rms)} = I_{rms} \quad (2.45)$$

$$\therefore \text{Distortion factor} = 1$$

(b) ผลของ Displacement power factor ถึงแม้ว่าจะเหลือแค่กระแสไฟฟ้าและแรงดันไฟฟ้าที่ความถี่หลักเพียงอย่างเดียว แต่มีผลที่เฟสของแรงดันกระแสไฟฟ้า ถ้าสามารถลดค่าของความต่างเฟสได้หรือให้ทับกันได้

$$\cos(\theta_1^\circ - \phi_1^\circ) = 1$$

$$\therefore \text{Displacement power factor} = 1$$

2.6 ในการปรับปรุงแบบไดนามิกนั้นก็ยังสามารถที่จะแบ่งปรับปรุงออกได้เป็น 2 แบบ นั่นคือ

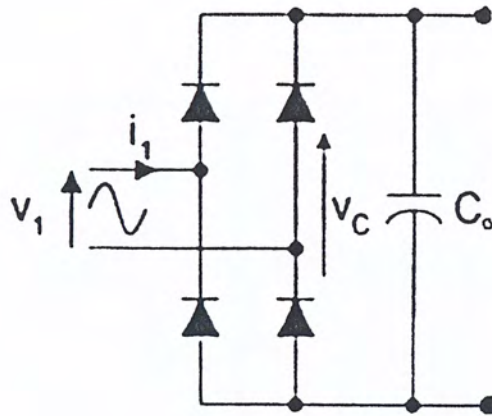
2.6.1 การปรับปรุงตัวประกอบกำลังแบบพาสซีฟ

หลังการ ในการปรับปรุงตัวประกอบกำลังแบบพาสซีฟสามารถกระทำได้โดยการนำ อุปกรณ์ประเภท ตัวต้านทาน ตัวเก็บประจุ และตัวเหนี่ยวนำมาใช้ เพราะว่าการจะกำจัดกระแสฮาร์โมนิกส์ที่มีความถี่สูง การนำเอาตัวนำมาต่ออนุกรมกับแหล่งแรงดันด้านเข้าของสายที่ทำให้เป็น กระแสฮาร์โมนิกส์ที่มีความถี่สูงไม่สามารถผ่านเข้าได้ ส่วนในตัวเก็บประจุถ้าต่อขนานกับสายด้าน เข้ากระแสฮาร์โมนิกส์ที่มีความถี่สูงจะถูกตัดลงกราวด์เพราะว่าที่ความถี่สูงค่าอิมพีแดนซ์ของตัวเก็บ ประจุจะต่ำนั่นเอง

ในการออกแบบค่าตัวเก็บประจุและตัวเหนี่ยวนำทำโดยการจำลองโดยคอมพิวเตอร์ โปรแกรมพีเอสไปส์ (Pspice) ทำให้ได้ค่าตัวประกอบกำลังที่สูงที่สุด แล้วนำค่าของอุปกรณ์มาออกแบบทำการทดลอง ทำให้การออกแบบเป็นไปได้ดีมาก โดยในบทที่ 4 จะแสดงผลการทดลองต่อไป

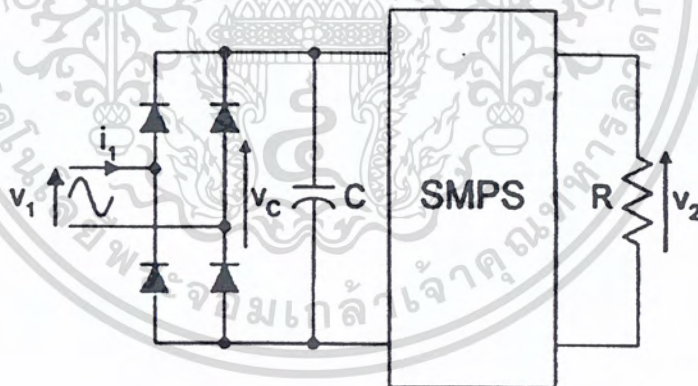
2.6.2 การปรับปรุงตัวประกอบกำลังแบบแอ็คทีฟ

จากการทดลองแก้ไขปรับปรุงตัวประกอบกำลังในขั้นตอนนี้ด้วยวิธีพาสซีฟ ทำให้ เราสังเกตเห็นว่าจะต้องใช้อุปกรณ์ตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุไฟฟ้ามาใช้ในการปรับปรุง ซึ่ง มีขนาดใหญ่และน้ำหนักมากรวมทั้งไม่มีความแน่นอน การปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลัง คือไม่สามารถออกแบบได้และไม่สามารถควบคุมได้ในทางระบบควบคุมนั่นเอง ดังนั้นเราจึง หันมาพิจารณาในการปรับปรุงตัวประกอบกำลังโดยวิธีของแอ็คทีฟ ซึ่งหลักการ โดยทั่วไปคือ พยายามให้รูปคลื่นของกระแสไฟฟ้าเป็นสัญญาณไซน์และมีเฟสทับกันกับรูปคลื่นของแรงดันใน ด้านทางเข้าของภาระไฟฟ้าไม่เป็นเชิงเส้น โดยหลักการแล้วเราจะใช้ วงจรการจ่ายแรงดัน สวิตซ์ซิ่งไฟฟ้ากระแสตรง (Switching power Supply) มาเป็นทางแก้ไขโดยจะใช้สวิตซ์ที่มีความถี่สูงมาเป็นตัวทำให้รูปคลื่นของกระแสมีลักษณะเป็นรูปสัญญาณไซน์มากขึ้น



รูปที่ 2.10 วงจรเรียงกระแส

การนำเอาวงจรการจ่ายแรงดันสวิทซ์ซิ่งไฟฟ้ากระแสตรง มาใช้ก่อนอื่นต้องทำการเปลี่ยนที่อยู่ของตัวเก็บประจุด้านออก (C_0) ออกไปก่อนแล้วเอาวงจรการจ่ายแรงดันสวิทซ์ซิ่งไฟฟ้ากระแสตรงมาใส่แทนเพื่อให้ได้แรงดันทางเข้าก่อนเข้าวงจรการจ่ายแรงดันสวิทซ์ซิ่งไฟฟ้ากระแสตรงเป็นสัญญาณรูปไซน์มากขึ้นดังรูปที่ 2.11



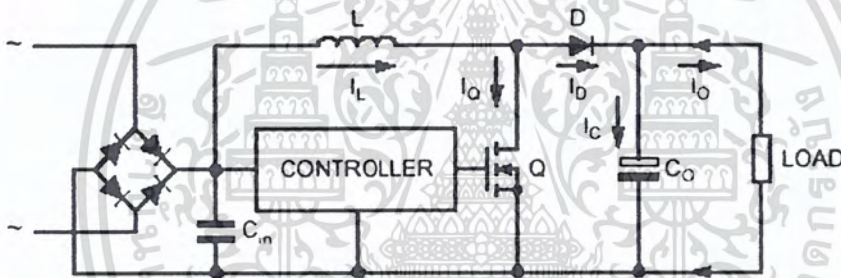
รูปที่ 2.11 สวิตซ์ซิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย

โดยปกติวงจรการจ่ายแรงดันสวิทซ์ซิ่งไฟฟ้ากระแสตรงจะนิยมใช้วงจรบูสต์ (Boots) , ไฟล์แบค (Flyback) และวงจรบัค (Buck) ซึ่งจากรูปที่ 2.11 จะต่ออยู่ระหว่างวงจรเรียงกระแสกับตัวเก็บประจุทางด้านออก โดยความถี่ของการสวิทซ์ซิ่งกล่าวจะมีค่าสูงกว่าความถี่จากแรงดันไฟฟ้าสลับทางด้านเข้ามา

โดยวงจรการจ่ายแรงดันสวิทซ์ซิ่งไฟฟ้ากระแสตรง จะถูกกำหนดให้ตั้งกระแสจากแรงดันไฟฟ้าสลับของสาย(V_L) มาเป็นไซน์ครึ่งคลื่น โดยกระแสดังกล่าวจะถูกควบคุมโดยการแบ่งแรงดันจากแรงดันไฟตรงด้านออก ซึ่งจะเป็นผลทำให้

1. ตัวประกอบกำลังด้านเข้ามีค่าสูงมาก (0.9 ขึ้นไป)
2. ลดฮาร์โมนิกส์
3. สามารถทำงานได้ในย่านกว้าง 90 - 270 โวลต์
4. ตัวเก็บประจุด้านออก(C_0) มีค่าต่ำและถูกกว่า
5. ลดกระแส ประสิทธิภาพลชาร์จตัวเก็บประจุ

2.7 การทำงานเบื้องต้นของวงจรการจ่ายแรงดันสวิทซ์ซิ่งไฟฟ้ากระแสตรงที่นำมาใช้



รูปที่ 2.12 วงจรในการใช้วงจรการจ่ายแรงดันสวิทซ์ซิ่งไฟฟ้ากระแสตรงทำให้ได้ค่าตัวประกอบกำลังมีค่าสูง

จากรูปที่ 2.12 เห็นได้ว่า กำหนดให้วงจรการจ่ายแรงดันสวิทซ์ซิ่งไฟฟ้ากระแสตรง ได้รับค่าตัวประกอบกำลังมีค่าเป็น 1 โดยวงจรการจ่ายแรงดันสวิทซ์ซิ่งไฟฟ้ากระแสตรง ถูกควบคุมให้ตั้งกระแสทางด้านเข้าที่ซึ่งแปร โดยตรงกับรูปคลื่นแรงดันทางด้านเข้าครึ่งคลื่น ดังนั้น แรงดันและกระแสทางด้านเข้าของวงจรบริดจ์เรียงกระแสจะทับเฟสกับรูปคลื่น ไซน์จึงเป็นเหตุให้เราต้องใช้ภาระไฟฟ้า ชนิดตัวต้านทานเพื่อการเปรียบเทียบง่าย การทำงานของวงจรการจ่ายแรงดันสวิทซ์ซิ่งไฟฟ้ากระแสตรง แบบนี้เรียกว่า รีซิสเตอร์อิมูเลเตอร์ (resistor emulator)

สัญญาณการควบคุมกระแสทางด้านเข้าจะได้อมาโดย การคูณกันของไซน์ครึ่งคลื่น (โดยปกติได้มาจากวงจรเรียงกระแสด้านออกที่เป็นครึ่งคลื่น) กับแรงดันควบคุม (V_{ERR}) ที่ซึ่งคงที่ระหว่างแต่ละครึ่งคลื่น

ดังนั้นแรงดันควบคุมจะควบคุมกระแสทางด้านเข้า โดยแรงดันควบคุมแสดงถึงค่าที่เปลี่ยนแปลง เบี่ยงเบนของแรงดันไฟตรงด้านออก (V_{Odc}) กับค่าที่กำหนดไว้ขยายและแสดงผลทางด้านออกของ แอโรแอมพลิไฟเออร์ (error amplifier) เมื่อแรงดันไฟตรงด้านออกมีค่าต่ำแรงดันควบคุมจะมีค่ามากทำให้เกิดการเพิ่มขึ้นของกำลังทางด้านเข้า ทำให้พลังงานเพิ่มขึ้นที่ตัวเก็บประจุด้านออกจนที่ขาดหายไป

การถ่ายโอนกำลัง แม้ว่ากระแสไฟฟ้ทางด้านเข้าของ วงจรการจ่ายแรงดันสวิทซ์ซึ่ง ไฟฟ้ากระแสตรงจะเป็น ไซน์ครึ่งคลื่น กระแสทางด้านออกของมัน (I_{chg}) ที่ซึ่งซาร์จตัวเก็บประจุด้านออกจะมีลักษณะเป็น ไซน์กำลังสองดังรูปที่ 2.13 โดยในการจ่ายแรงดันสวิทซ์ซึ่ง ไฟฟ้ากระแสตรงจะทำงานที่ความถี่ซึ่งสูงกว่าความถี่ของสาย มากดังนั้นพลังงานที่จะสูญเสียในวงจรการจ่ายแรงดันสวิทซ์ซึ่ง ไฟฟ้ากระแสตรงสามารถถูกละเลยทิ้งได้ ดังนั้นที่ความถี่สายกำลังไฟฟ้าทางด้านออกที่ตัวเก็บประจุด้านออกจ่ายออกในแต่ละครั้งคอบจะมีค่าเท่ากับที่มันดึงเข้ามา

ที่ตัวประกอบกำลังค่าสูงๆ (ประมาณ 1.0) แรงดันจากสายและรูปคลื่นของกระแสต้องทับเฟส กับรูปคลื่น ไซน์ ดังนั้นในระหว่างแต่ละครึ่งคลื่นกำลังไฟฟ้าทางด้านเข้า (p_{in}) และกำลังไฟฟ้าทางด้านออก (p_{out}) ที่ตัวเก็บประจุด้านออกเป็นฟังก์ชัน (\sin^2)

$$p_{avg} = p_{in} = 2V_{in} I_{in} \sin^2 \omega_L t \quad (2.46)$$

เมื่อ V_{in} และ I_{in} คือค่าประสิทธิผล และ $\omega_L = 2\pi$ คูณความถี่สาย แต่เพราะว่า $2\sin^2 x = 1 - \cos 2x$

ดังนั้น

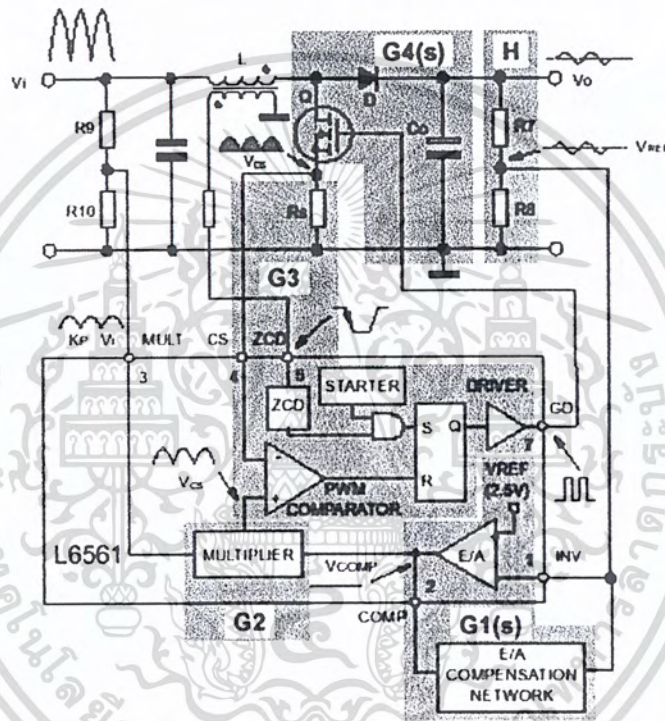
$$P_{in} = P_{chg} = V_{in} I_{in} (1 - \cos 2\omega_L t) \quad (2.47)$$

ปกติตัวเก็บประจุด้านออกจะมีขนาดใหญ่พอที่จะรักษาแรงดันทางด้านออก ให้มีค่าคงที่ตลอด ดังนั้นกระแสไฟฟ้ซาร์จจะเป็นสัดส่วนต่อกำลังไฟฟ้า

$$I_{\text{chg}} \approx P_{\text{chg}} / V_o \quad (2.48)$$

$$\approx V_{\text{in}} I_{\text{in}} (1 - \cos 2\omega L t) / V_o \quad (2.49)$$

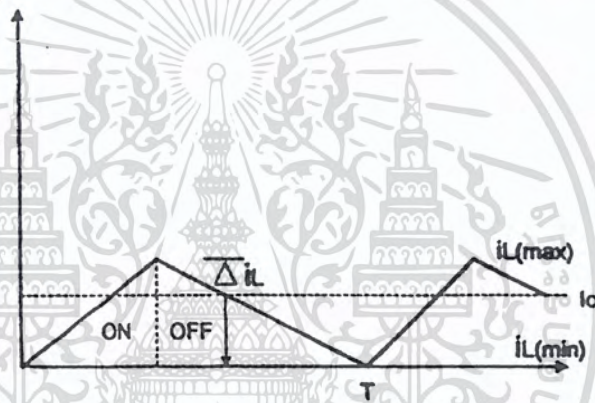
$$I_{\text{chg}} = V_{\text{in}} I_{\text{in}} / V_o \quad ; \text{ เป็นค่าเฉลี่ย} \quad (2.50)$$



รูปที่ 2.13 รูปคลื่นที่จุดต่าง ๆ ของวงจรการจ่ายแรงดันคัตสวิทซ์ซิงไฟฟ้ากระแสตรง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อพิจารณาถึงการทำงานของวงจรมอเตอร์ความสัณพันธ์ระหว่างแรงดันทางด้านเข้าและแรงดันทางด้านออกเรียบร้อยแล้ว เราต้องการทำการออกแบบอุปกรณ์ทุกตัวภายในวงจร เริ่มจากการหาค่าของตัวเหนี่ยวนำในวงจร โดยพิจารณาจากกระแสที่ไหลในตัวเหนี่ยวนำ พิจารณาที่กราฟทำงานในแบบกระแสต่อเนื่องจนถึงการทำงานขั้นสุดท้ายของกระแสแบบต่อเนื่อง จากรูปคลื่นของกระแสเฉลี่ยในตัวเหนี่ยวนำจะเห็นได้ว่าจะแปรตามค่ากระแสในทางออก ถ้ากระแสในทางออกของวงจรมอเตอร์ มีค่าต่ำลง ค่ากระแสเฉลี่ยในตัวเหนี่ยวนำจะลดลงและค่าสูงสุดของกระแสในตัวเหนี่ยวนำจะตกลงรวมถึงค่าต่ำสุดด้วย โดยที่จุดสุดท้ายของการทำงานในแบบกระแสต่อเนื่องคือจุดต่ำสุดของกระแส ในตัวเหนี่ยวนำลงไปถึงค่าศูนย์นั่นเอง ดังรูปที่ 2.18 โดยเรียกกระแสทางออกที่ทำให้เกิดสถานะนี้ว่ากระแสทางออกวิกฤต ($I_{o(crit)}$)

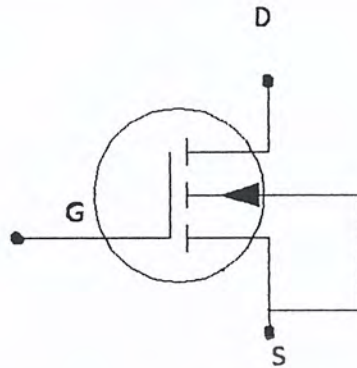


รูปที่ 2.18 ช่วงการทำงานรอยต่อของการทำงาน โหมดกระแสต่อเนื่องและกระแสไม่ต่อเนื่อง

จากเหตุผลนี้จะนำมาสู่การหาค่าของตัวเหนี่ยวนำในช่วงที่เป็นการทำงานแบบกระแสสุดท้าย (Critical Inductance) โดยในวงจรมอเตอร์นี้สามารถที่จะออกแบบให้ทำงานในโหมดกระแสต่อเนื่อง กระแสด้านออกต้องเหนือกว่าระดับของกระแสจากพิคคของวงจรมอเตอร์ที่เราต้องการ โดยการหาค่าตัวเหนี่ยวนำสามารถคำนวณตามสมการ หาความสัณพันธ์ของกระแสสูงสุดและกระแสต่ำสุดในตัวเหนี่ยวนำ

ก่อนอื่นต้องหาค่ากระแสทางออกค่าเท่าใดที่ทำให้การทำงานเป็นแบบกระแสต่อเนื่อง จากรูปที่ 14 กระแสเฉลี่ยที่ตัวเหนี่ยวนำจะต่ำที่สุดที่

$$I_{L(max)} = \Delta i_L \times \frac{1}{2} \quad (2.54)$$



รูปที่ 2.20 สัญลักษณ์ของมอสเฟตชนิดเอ็นชาแนล

ในที่นี้เราจะเลือกใช้ มอสเฟตชนิดเอ็นชาแนล เพราะความต้านทานระหว่างขา เกรน และซอร์ส จะมีค่าต่ำกว่าชนิดพีชาแนลและการที่เป็นที่นิยมในวงจรรบุดส์คือมอสเฟตชนิดเอ็นชาแนล จะขับให้มอสเฟต ทำงานที่เกต ได้ง่ายกว่าการใช้ มอสเฟตชนิดพีชาแนล

ในมอสเฟตขณะทำงานจะดักกำลัง ไฟฟ้าสูญเสียด้วย ตามสมการที่ (2.55)

เมื่อ t_r และ t_f คือเวลาในการปิดวงจรและเปิดวงจรของมอสเฟตตามลำดับในการเลือกมอสเฟต มักใช้ในการสวิทซ์ในหัวจบบุสต์ควรพิจารณาจาก

- แรงดันตกคร่อมมอสเฟตสูงสุด ($V_{(BR)OSS}$) ขณะเปิดวงจร ซึ่งถ้าเป็นวงจรรบุดส์มีค่าเท่ากับแรงดัน ไฟตรงทางคานออก ควรพิจารณาช่วยการเริ่มต้นทำงานที่ทำให้เกิดกระแสรีด
- กระแสไฟไหลสูงสุดในขณะที่มอสเฟตปิดวงจรถ้าเป็นวงจรรบุดส์มีค่าเท่ากับกระแสคานเข้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ ($I_{T,max}$) ควรเป็น 2 เท่าของกระแสในตัวเหนี่ยวนำค่าสูงสุด

อุปกรณ์ในวงจรรบุดส์ อีกหนึ่ง ตัวที่มีความสำคัญทำหน้าที่ ให้มอสเฟตสามารถเปิดวงจรได้อย่างทันทีทันใด คือ ไดโอดความเร็วสูง (DI) โดยไดโอดไม่สามารถควบคุมการทำงานช่วยสัญญาณอิสระได้ ขึ้นอยู่กับพฤติกรรมของวงจรที่ต่ออยู่กับไดโอดเอง ในวงจรรบุดส์รูปที่ 2.14 พบว่า ไดโอดต่ออยู่ โดยเอาโนดต่อกับเกรนของมอสเฟตและเอาโนดต่ออยู่กับขั้วบวกของแรงดันออกของวงจร ส่วนสำคัญในการตัดสินใจเลือกไดโอดชนิดความเร็วสูงมาใช้งาน คือ ต้องนำกระแสที่

ความถี่สูง, แรงดันพิกทลาย, อัตราการทอนกระแสสูงสุดและมีแรงดันตกคร่อมขะระกระแสต่ำหลัก
เกณฑ์ในการเลือกใช้กับวงจรบุสต์

- แรงดันพิกทลายต้องสูงกว่า ค่าสูงสุดของแรงดันทางด้า่นออกของวงจร รวมการทำงานในช่วงของสภาวะเริ่มคั้น (transient)
- อัตราการทอนกระแสสูงสุดต้องไม่น้อยกว่า 2 เท่า ของกระแสทางออกของวงจร

กำลังสูญเสียในไดโอดความเร็วสูงนี้ไปตามมาการที่ (2.18)

$$P_{D(ON)} = V_o I_o \quad (2.55)$$

อุปกรณ์ตัวสุดท้ายของวงจรกำลังคือคือบัสต์คือตัวเก็บประจุทางด้า่นออก(C_o)เสมือนกับเป็นตัวเก็บประจุรอนทำให้สัญญาณแบบเรียงกระแสคลื่นเรียบขึ้น โดยทำงานที่ความถี่ต่ำ 50Hz ของความถี่ที่สายนั้นเอง ตัวเก็บประจุตัวนี้เก็บพลังงาน โดยให้เข้าใกล้กับค่าพีคของรูปคลื่นไซน์โดยพลังงานนี้จะจ่ายให้กับทางด้า่นออกของวงจรเมื่อพลังงานจากสายมีค่าต่ำเข้าใกล้ช่วงการตัดศูนย์

ถ้าประมาณให้ค่าตัวประกอบกำลังมีค่าสูง แรงดันทางด้า่นเข้าและกระแสทางด้า่นเข้าทับเฟสกัน กำลังไฟฟ้าทางด้า่นเข้าของวงจรจะมีสมการเป็น

$$P_{in(t)} = 2V_n I_n \sin^2 \omega_L t \quad (2.56)$$

ที่ความถี่สายหรือมีค่าเป็น

$$P_{in(t)} = V_n I_{in} (1 - \cos 2\omega_L t) \quad (2.57)$$

ที่ 2 เท่าของความถี่สาย

ถ้าสัมประสิทธิ์ประสิทธิภาพของวงจรบุสต์มีค่าสูงมาก จะไม่เกิดกำลังสูญเสียในการทำงาน ดังนั้น ไฟฟ้าทางด้า่นเข้า จะมีค่าเท่ากับกำลังไฟฟ้าทางด้า่นออกที่ตัวเก็บประจุด้า่นออก(C_o)เพราะว่าแรงดันด้า่นออกเป็นไฟฟ้ากระแสตรงคั้งนั้น รูปคลื่นของกระแสซาร์จตัวเก็บประจุจะเหมือนกับรูปคลื่นของกำลังไฟฟ้า คือ เป็นสองเท่าของความถี่ที่สาย

จากสมการที่ (2.55) และ(2.57)

$$i_{chg} \approx \frac{P_{chg}(t)}{V_{DC}} \quad (2.58)$$

$$\approx \frac{P_{in}(t)}{V_o} \quad (2.59)$$

$$\approx \frac{V_{in}V_{in}}{V_o} (1-\cos^2 \omega_L t) \quad (2.60)$$

จากสมการที่ (2.60) องค์ประกอบทางไฟตรงคือ

$$I_{chg(pk)} = \frac{V_{in}V_{in}}{V_o} \quad (2.61)$$

$$= \frac{P_{in}(avg)}{V_o} \quad (2.62)$$

แรงดันริบเปิดที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุด้านออก คือ

$$V_{o(pk)} = I_{chg(pk)} X_{co} \quad (2.63)$$

การคำนวณหาของตัวเก็บประจุจะทำการออกแบบโดย การรักษากำลังงานที่จ่ายออกจากสาย ไม่ได้พิจารณาที่แรงดัน ริบเปิด ซึ่งจะหมายถึงการเริ่มทำงานของแรงดันด้านออกในสภาวะเริ่มต้น โดยตัวเก็บประจุจะต้องเก็บรักษากำลังงาน ให้เพียงพอเพื่อจะได้มีพลังงานให้ทางออกที่แรงดันของสายหายไปช่วงหนึ่ง (เวลาเป็นมิลลิวินาที) ปกติเป็นหนึ่งหรือสองคาบที่ความถี่สาย โดยดำเนินการตามสมการพลังงานที่ควรต้องเก็บรักษาไว้

$$P_{oH} = \frac{1}{2} C_o V_o^2 - \frac{1}{2} C_o V_{o(min)}^2 \quad (2.64)$$

$$\therefore C_o = \frac{2P_{oH}}{V_o^2 - V_{o(min)}^2} \quad (2.65)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เช่นถ้า แรงดันทางด้านออกเป็น 400 volt ค่าความจุ 2 $\mu\text{F}/\text{Watt}$ แรงดัน 400 Volt จะตกมา
ถึงแรงดัน 380 Volt ที่ 15.6 mSec ถ้าค่าตัวเก็บประจุที่ใหญ่จะเป็นตัวทำให้ได้มาซึ่งค่าของกระแส
อาร์มอนิกส์ที่ต่ำ

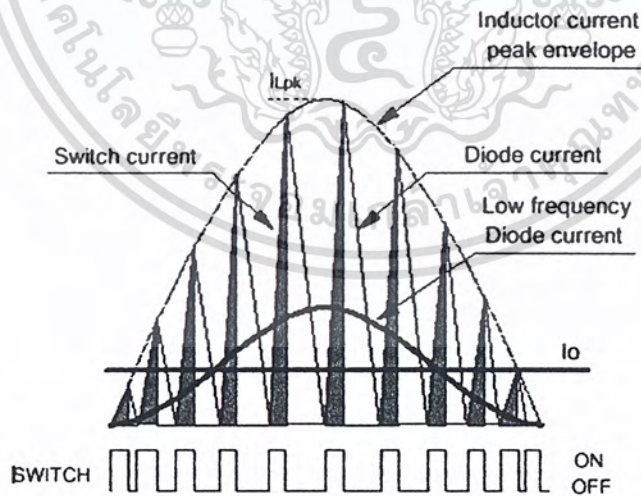
2.8 การประยุกต์ใช้งานวงจร Boost ในการปรับปรุงตัวประกอบกำลัง

รูปที่ 2.22 การประยุกต์ใช้วงจรบูสต์ในการปรับปรุงตัวประกอบกำลัง

จากความสัมพันธ์

$$V_o = \frac{V_s}{1-D} = \frac{V_s}{1-Ton/Ts} \quad (2.66)$$

จากรูปที่ 2.23 แรงดันด้านเข้าของวงจร เป็นลักษณะ ไซน์ ครึ่งคลื่น (V_s)
ที่ขณะสวิตช์ นำกระแสระยะหนึ่ง (Ton) ตอนช่วงเวลานี้ รูปคลื่นชายด์ ครึ่งคลื่นจะถูกควบคุมโดย
การตรวจจับที่แรงดันด้านออก แล้วทำการป้อนกลับมาทำให้เวลาของช่วงการนำกระแสของสวิตช์
คงค่าให้แรงดันด้านออกคงที่



รูปที่ 2.23 รูปคลื่นสัญญาณของแรงดันด้านเข้าและกระแสด้านเข้าของการทำวงจรบูสต์มา
ใช้ปรับปรุงตัวประกอบกำลัง

จากรูปที่ 2.64 และสมการที่ (2.65) ในขณะเริ่มต้นที่ ωt ต่ำๆ ค่าแรงดันค่านวายังต่ำอยู่ ดังนั้นต้องทำให้สวิทช์นำกระแสหลายๆ หรือ Ton นานนั่นเอง เพื่อให้ได้แรงดันออกคงที่ที่ค่าสูงกว่าค่าพีคของแรงดันค่านเข้า หลังจากนั้นแรงดันค่านเข้าที่เป็นซายด์คริ่งคลื่นก็มีค่าสูงขึ้นอีกที่ ωt ต่อมา ซึ่งจะเป็นผลให้ค่าเวลาการนำกระแสของสวิทช์น้อยลง เพื่อให้ได้แรงดันค่านออกคงที่ ดังนั้นการนำกระแสของสวิทช์พิจารณาได้จากรูปที่ 2.23

ลำดับต่อมาของการปรับปรุงตัวประกอบกำลังหลังจากได้กระแสค่านเข้าเป็นลักษณะไซน์ ครึ่งคลื่นแล้วต้องทำให้กระแสค่านเข้าและแรงดันค่านเข้ามันทับเฟสกัน ทำโดยการมอดูเลชัน (Modulation) ความกว้างของช่วงเวลาในการให้สวิทช์นำกระแส หาได้โดยการป้อนกลับแบบลบของโวลเตจแอมพลิฟายเออร์ (Voltage error amplifier) ระหว่างกระแสค่านเข้าของจริงกับกระแสของอ้างอิงที่เป็นไซน์ ความแตกต่างกันระหว่างสองกระแสจะถูกใช้ในการมอดูเลชันช่วงการนำกระแสของสวิทช์และบังคับให้ทั้งสองเท่ากัน ในที่สุด

จะเห็นว่าต้องมีการควบคุมผสมผสานกันระหว่าง ค่านออกของ โวลเตจแอมพลิฟายเออร์ ไฟล์เออ กับเคอเรนแอมพลิฟายเออร์ (Current error amplifier) ทางเข้า

จากทั้งหมดของการนำวงจรบูสต์มาใช้ในการปรับปรุงตัวประกอบกำลังพอนจะเห็นความเป็นไปได้ แล้วส่วนที่ต้องพิจารณาต่อไปคือส่วนวงจรควบคุมที่ทำให้ได้การทำงานออกมาตามเป้าหมาย

2.9 การควบคุมการทำงานของวงจรถูกบูสต์

จากวงจรในรูปที่ 2.7 จะเห็นว่าในส่วนของวงจรถูกบูสต์จะเป็นอิสระจากวงจรกำลัง(ในที่นี้เลือกใช้บูสต์แล้ว) โดยมี วงจรถูกบูสต์กระแสในวงรอบใน (Inner loop) และวงจรถูกบูสต์แรงดันเป็นวงรอบนอก(Outer loop) กระแสในวงรอบใน จะถูกกำหนดค่าที่แอมพลิฟายเออร์ ไฟล์เออของแรงดันค่านออกส่งมาและจะขยายโดยวงรอบนอก ดังนั้นวงจรถูกบูสต์จะทำงานแบบระบบควบคุมแบบการควบคุมกระแส โดยมี 2 ข้อยกเว้น คือ

1. วงรอบของการควบคุมเพื่อกำหนดกระแสค่านเข้า มิใช่ค่านออก
2. กระแสที่ถูกกำหนดจะเป็นสัดส่วนกันกับ แรงดันควบคุม (V_{ERR}) แล้วถูกคูณกับรูปคลื่น ไซน์ครึ่งคลื่นที่ถูกแบ่งมาจากการเรียกกระแสของแรงดันที่สาย

อย่างไรก็ตามในการออกแบบจะมีการแก้ปัญหาในส่วนของวงจรถูกบูสต์ตามแบบพื้นฐานของระบบควบคุม โดยพิจารณาไปตามนี้ว่า

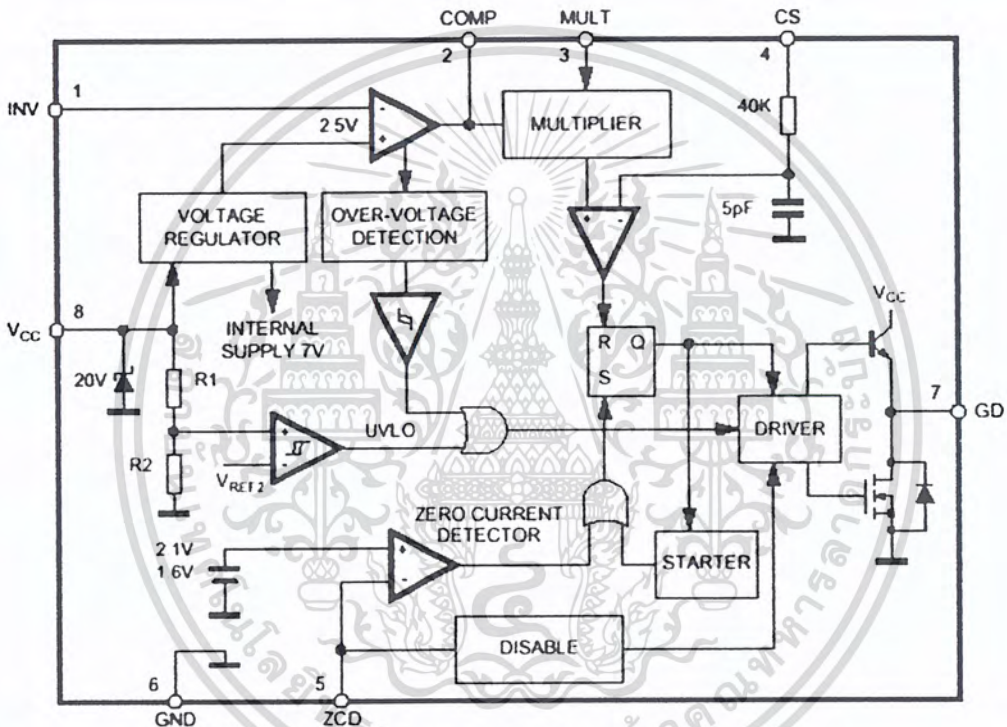
ความต้องการกำลังของภาระต้องไม่เปลี่ยนแปลงไปตามค่าแรงดันที่วัดได้ของสาย โดย 2 เหตุผล

1. ต้องคงค่าแรงดันไฟตรงค่านออกให้มีค่าคงที่ ($V_{O(dc)}$)
2. ถ้าแรงดันไฟตรงค่านออกเปลี่ยนแปลงไปค่ากำลังไฟฟ้าต้องคงที่

เนื่องจากเราให้วงจรถูกบูสต์ ทำงานโดยมีประสิทธิภาพสูง ดังนั้น กำลังไฟฟ้าค่านเข้าจากสาย ต้องไม่เปลี่ยนแปลงไปตามค่าแรงดันวัดได้ทางค่านเข้าของสาย

ผลต่างของการเปรียบเทียบจะออกมาเป็นแรงดันที่ทางออกของเคอร์เรนแอมพลิไฟเออร์ (V_{CA}) แล้วนำไปเปรียบเทียบกับแรงดันที่เกิดจากพัลส์วามอดคูเลท (PWM) อีกที่จึงได้สัญญาณที่จะนำไปขับมอสเฟตให้ทำงานอีกทีหนึ่ง

จากทั้งหมดที่กล่าวมาแล้วสำหรับการควบคุมวงจรมอเตอร์ต้องมีการควบคุมหลายอย่างรวมเข้าด้วยกันดังนี้ การควบคุมจึงต้องใช้วงจรรวม (IC) ที่มีคุณสมบัติดังที่จะสามารถทำการควบคุมได้ทั้งหมดในปริยายานพจน์นี้จะใช้วงจรรวม เบอร์ L6561 มาเป็นวงจรรวมในการควบคุมดังนั้นเราต้องออกแบบอุปกรณ์ให้เข้ากับวงจรรวมเบอร์นี้ โดยขาต่างๆ มีหน้าที่ใช้งานต่างกันดังนี้



รูปที่ 2.24 แสดงขาต่างๆ ของไอซี

- ขาที่ 1 ขาอินพุทของวงจรมอเตอร์ขยายผลต่างกระแส(INV)
- ขาที่ 2 เอาท์พุทของวงจรมอเตอร์ขยายผลต่าง(COMPT)
- ขาที่ 3 อินพุทภาคตัวคูณ(MULT)
- ขาที่ 4 แรงดันอ้างอิงภาคตัวคูณ(CS)
- ขาที่ 5 ขารับสัญญาณกระแสเกินศูนย์(ZCD)
- ขาที่ 6 กราวด์(GROUND)
- ขาที่ 7 ขาขับมอสเฟต(GD)
- ขาที่ 8 ไฟเลี้ยงไอซี(VCC)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.10 ข้อกำหนดของการใช้ของวงจร Boost ปรับปรุงตัวประกอบกำลังมีดังนี้

1. แรงดันทางเข้าด้านออกของวงจรต้องมีค่าคงที่ตามพิกัดวงจร
2. ค่าของตัวประกอบกำลังต้องมีสูงสุดตามที่ต้องการ
 - ทำให้รูปคลื่นของกระแสทางเข้าเป็นไซน์
 - ทำให้รูปคลื่นของกระแสทางเข้าเป็นทับเฟสของแรงดันทางเข้า
3. รักษากำลังไฟฟ้าให้คงที่แม้ว่าแรงดันทางเข้าจะเปลี่ยนแปลงไป

แรงดันควบคุม มีค่าอยู่กับที่กระแสถูกกำหนดโดยตัวควบคุมทำให้แปรผันตรงกับแรงดันที่สายทำให้บรรลุความต้องการในข้อ ข) และก่อให้เกิดค่าตัวประกอบของกำลังที่ดี อย่างไรก็ตามสำหรับในข้อ ก) กระแสวัดของสายได้จะแปรผันตรงกับค่าแรงดันได้ของสายซึ่งไม่บรรลุในข้อ a) $P = VI$; แต่จากข้างต้น $I \propto V$

$$P = kV^2 \text{ ได้ } I = kv \quad (2.67)$$

จะเห็นได้ว่าค่ากำลังของกระแสไฟฟ้าจะแปรผันตรงกับกำลังสองของแรงดันวัดได้ที่สาย นั่นเองด้วยเหตุนี้จึงมีความต้องการ วงจรปิด โดยแบนวิดท์ (Bandwidth) น้อยกว่าสองเท่าของความถี่ที่สาย

แล้วจะได้รูปคลื่นของกระแสด้านเข้าเป็น ไซน์ และแรงดันด้านออกจะมีค่าคงที่แล้ว จะเหลือเพียงการทำให้กำลังด้านเข้าคงที่แล้วการทำให้รูปคลื่น ไซน์ของกระแสทับเฟสของแรงดันด้านเข้าให้ได้ค่าตัวประกอบกำลังสูงสุด

การควบคุมให้กำลังด้านเข้ามีหลักการ โดยทั่วไปคือถ้าแรงดันด้านเข้าเปลี่ยนแปลงไป ต้องให้กระแสด้านเข้าแปรผกผัน เป็นต้น โดยจะใช้วิธีป้อนตรงแรงดันด้านเข้า (input voltage feedforward)

อันดับแรกจากรูปที่ 3 ไม่มีการป้อนตรงของแรงดันด้านเข้า แรงดันที่ถูกแบ่งมาจากสาย ($V \sin \theta$) เป็นด้านเข้าสำหรับเข้าตัวควบคุมและจะเป็นการกำเนิดแรงดัน ไซน์ครั้งคลื่นจากตัวควบคุม จะเป็นตัวกำหนดให้กระแสด้านเข้าเป็นรูปคลื่น ไซน์ครั้งคลื่น

$$V_i = k_m V_{\sin} V_{EER} \quad (2.68)$$

แต่

$$V_{sin} = K_{in} V_{in} \quad (2.69)$$

$$V_i = K_m k_{in} V_{EER} \quad (2.70)$$

โดย k_m คือ ค่าเกนของตัวคูณ

k_{in} คือ อัตราส่วนการแบ่งแรงดันคั่นเข้า

ถ้ากระแสคั่นเข้า (I_{in}) ถูกกำหนดไปตามแรงคั่นจากตัวคูณ (V_i) และกระแสที่ผ่านตัว

ต้านทานตรวจจับกระแส (R_{sense}) ค่าเกนการเปลี่ยนแปลงของ V_i คือ k_i

ดังนั้น

$$I_{in} = \frac{k_i V_i}{R_{sense}} \quad (2.71)$$

จาก (20)

$$I_{in} = \frac{k_i V_i V_{EER}}{R_{sense}} \quad (2.72)$$

เมื่อ $k_i = k_1 k_{in} k_m$

$$\text{จาก } P_{chg} = P_{in} = I_{in} V_{in} = \frac{k_1 V_{in}^2 V_{EER}}{R_{sense}} \quad (2.73)$$

$$P_{chg} = k_1 V_{in}^2 (1 - \cos \theta \omega t) \cdot \frac{V_{EER}}{R_{sense}} \quad (2.74)$$

$$\frac{P_{chg}}{V_{EER}} = \frac{k_1 V_{in}^2}{R_{sense}} \quad (2.75)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ (2.75) เราจะใช้ในการแก้ปัญหาให้กำลังไฟฟ้ามีค่าคงที่เมื่อแรงดันด้านเข้าเปลี่ยนแปลง โดยการ ใช้แรงดันด้านเข้าป้อนตรงเข้าไป แต่ต้องเป็นค่าประสิทธิผล โดยการหารสมการที่ (2.75) ด้วยแรงดันที่เป็นสัดส่วนตรงกับค่าวัดได้ของแรงดันด้านเข้ายกกำลังสอง ดังนั้นค่ากำลังไฟฟ้าจะไม่ขึ้นกับแรงดันด้านเข้าอีกต่อไป

จากสมการที่ (2.73) หารออกได้

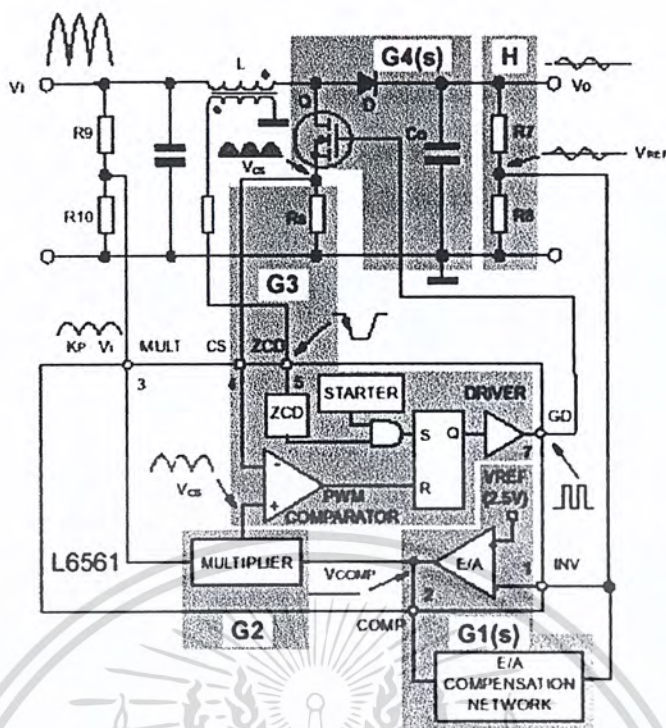
$$P_{ch} = \left\{ \frac{k_1 v_{in}^2 v_{EER}}{R_{sense}} \right\} \left\{ \frac{1}{\frac{k_s k_f^2 v_{in}^2}{k_d}} \right\} \quad (2.76)$$

$$P_{chg} = k_1 k_2 v_{EER} \times \frac{1}{R_{sense}} \quad (2.77)$$

$$k_d \times \frac{1}{(k_s k_f^2 v_{in}^2)} = \text{เกนตัวหาร} \quad (2.78)$$

$$k_2 = \frac{k_d}{(k_s k_f^2)} \quad (2.79)$$

ดังนั้นจากรูปที่ 2.23 จะได้รูปที่ 2.25



รูปที่ 2.25 การเพิ่มการป้อนตรงเข้าไปเพื่อให้ได้มาซึ่งกำลังด้านเข้าคงที่ ถ้าแรงดันเข้าเปลี่ยนแปลง

โดยส่วนที่เป็นแรงดันป้อนตรงต้องมีค่าคงที่ตลอดช่วงครึ่งคลื่น โดยจะทำการคงที่ค่าเกรนของตัวหารตลอดครึ่งคลื่นแปรผกผันกับ V_{in}^2 จะทำให้เกรนรวมของวงรอบและแบนวิดท์เป็นอิสระจากแรงดันด้านเข้า ในการป้อนตรงของแรงดันจะมีค่าแรงดันจะมีค่าแรงดันรีปเปล ที่ความถี่ 120 Hz ซึ่งเป็นตัวหารที่เป็นประสิทธิผล ได้แต่ตัวเศษเป็นแรงดันจากการผิดพลาดของการเปรียบเทียบ 120 Hz เช่นกัน จะทำให้กระแสด้านเข้ามีคิสต่อชั้นเพิ่มทำให้ค่าตัวประกอบกำลังลดลง

เราจะใช้ตัวเก็บประจุ (C_f) มาทำให้แรงดันด้านเข้าเป็นค่าเฉลี่ยซึ่งเป็นลักษณะการต่อแบบกรองความถี่สูงทำให้ค่าแรงดันรีปเปลลดลง ถ้าค่าเวลาคงตัว ($C_f R_{divider}$) ค่าตัวประกอบกำลังจะต่ำด้วย ถ้าค่านี้มากจะทำให้แรงดันป้อนตรงมีความช้า ทำให้เกิดโอเวอร์ชูต และอันเดอร์ชูต ของแรงดันไฟตรงด้านออก เมื่อแรงดันด้านเข้าเปลี่ยนแปลงไปเป็นค่ามากๆ

2.11 การทำให้รูปคลื่นกระแสด้านเข้าทับกับเฟสแรงดันด้านเข้า

ด้วยวิธีการควบคุมแบบควบคุมกระแส โดยตรวจจับกระแสจากวงจรกำลังที่เทียบกับกระแสอ้างอิง โดยกระแสอ้างอิงดังกล่าวเทียบมาจากนำรูปคลื่นของแรงดันด้านเข้ามาอ้างอิง แล้วหาร

ในการควบคุมแบบควบคุมกระแสมีหลายวิธีที่ใช้ร่วมกับวงจรมอเตอร์ เพื่อให้ได้มาซึ่งค่าตัวประกอบกำลังที่ดี โดยวิธีดังกล่าวได้แก่ การควบคุมกระแสเฉลี่ย การควบคุมค่าพีคของกระแส การควบคุมกระแสรีติค และการควบคุมแบบรอยต่อของช่วงการทำงานแบบกระแสต่อเนื่องถึงกระแสไม่ต่อเนื่อง

การควบคุมกระแสที่ใช้ในปฏิกิริยาอินพุทนี้จะเลือกใช้วิธี การควบคุมกระแสเฉลี่ย โดยการควบคุมด้วยวิธีนี้มีคุณสมบัติ คือ

1. ความถี่ในการสวิตช์มีค่าคงที่
2. ทำงานกับวงจรมอเตอร์ที่เป็นแบบกระแสไม่ต่อเนื่อง
 - อุปกรณ์มีความเครียดกระแสต่ำ
 - มีค่ากระแสแฉวัดได้ต่ำ
 - มีการกรองอีเอ็มไอน้อย
3. การควบคุมซับซ้อน
 - ต้องมีตัวตรวจจับกระแส
 - ต้องมีตัวคูณในวงจรควบคุม
4. มีสัญญาณรบกวนน้อย
5. ช่วงของการป้อนกลับของไดโอดจะมี ค่าสูญเสียและอีเอ็มไอ

ลักษณะการควบคุมของการควบคุมแบบกระแสเฉลี่ย ดังรูปที่ 2.29

โดย
$$C_t = \frac{1.25}{R_{set} \cdot f_s} \quad (2.80)$$

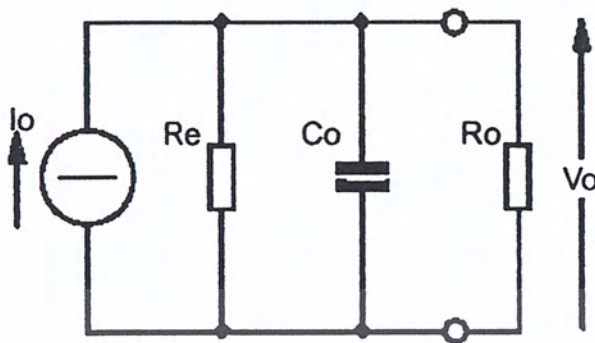
2.12 การชดเชยค่าผิดพลาดของแรงดันด้านออก (Voltage Error Amplifier Compensation)

วงรอบของการควบคุมแรงดันต้องมีการชดเชยเพื่อให้มีเสถียรภาพ เพราะ แบนวิดธ์วงรอบนี้จะน้อยเมื่อเทียบกับความถี่ในการสวิตช์ ซึ่งจะเป็นการช่วยให้ดีสเคอร์จันด้านเข้ามีค่าน้อยที่สุด แบนวิดธ์ของวงรอบต้องมีค่าต่ำพอ ต่อฮาร์โมนิกอันดับที่สองของความถี่สายที่ต่ำเพราะถูกตัวเก็บประจุทางออกของวงจรกระทำ แล้วนำทางออกของการชดเชยไปปรับแต่งกระแสด้านเข้าของวงจรซึ่งเล็กมากอีกทีหนึ่ง โดยวงรอบนี้ต้องมีการเลื่อนเฟสที่เพียงพอที่ทำให้เกิดการปรับแต่งค่าการนำกระแสของมอสเฟตเพื่อให้กระแสทางเข้ามีรูปร่างเป็นไซน์จะได้มีค่าตัวประกอบกำลังที่สูง

การออกแบบความถี่ต่ำ จะประกอบด้วย วงจรกำลังและวงรอบควบคุม

- รูปแบบการวิเคราะห์ห้วงจรกำลังโดยใช้สัญญาณขนาดเล็ก (Small signal

Modal)



รูปที่ 2.28 Outer Small Signal Model

ในการควบคุมวงรอบของแรงดันจะควบคุมที่ความถี่ต่ำกว่า สองเท่าของความถี่สาย
 ดังนั้นจึงไม่คิดความต้านทานในตัวเก็บประจุ (ESR) และ จะเกิดเป็นซีโรค่านขวมมีของระนาบความถี่ (S - plance) เมื่อมีความถี่ต่ำกว่าความถี่สวิช่มากจะไม่นำมาคิด

จากรูป 2.28 แหล่งจ่ายกระแสที่ต่อขนานกับตัวต้านทาน ซึ่งเป็นแหล่งจ่ายภายใน (r)
 โดยปกติจะมีค่าเท่ากับ ภาระทางไฟตรง (R_L) หรือ r เปลี่ยนเมื่อ R_L เปลี่ยนนั่นเอง ในการคงค่ากำลัง
 ไฟฟ้าที่ภาระ ไฟฟ้าการคงค่ากำลังไฟฟ้าที่ภาระมีการคิดค่าลบของความต้านทาน ไฟฟ้ากระแสสลับเท่า
 กับภาระการต้านทานไฟฟ้ากระแสตรง

($r_L = - R_L$) ที่ความถี่สูงๆ r_L จะมีค่าเป็นอนันต์และตัวเก็บประจุประมาณเป็นศูนย์ ดังนั้นจึงเหลืออยู่ตาม
 รูปที่ 2.39 จากนั้นทำการหาค่าเกรนของมัน โดย

$$\frac{V_{DC}}{j\omega C_o} = i_{chg} \tag{2.81}$$

$$P_{chg} = \frac{k_1 v_1^2 v_{EER}}{R_{sense}} \tag{2.82}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{k_1 v_{in}^2}{j\omega C_o v_o R_{sense}} \quad (2.83)$$

$$\frac{k_1 k_2}{j\omega C_o v_o R_{sense}} \quad ; K_2 = V_{in}^2 \quad (2.84)$$

จากรูปแบบของฟังก์ชันถ่ายโอน เห็นว่าจะอยู่ในรูปของตัวอินทิเกรต และมีคุณสมบัติของเกรนเป็นคงที่ 20 db / decade ไปเรื่อยๆถ้าทำการป้อนกลับเป็นวงจรรอบปิดจะทำให้เกิดเสถียรภาพที่เกรนคงที่

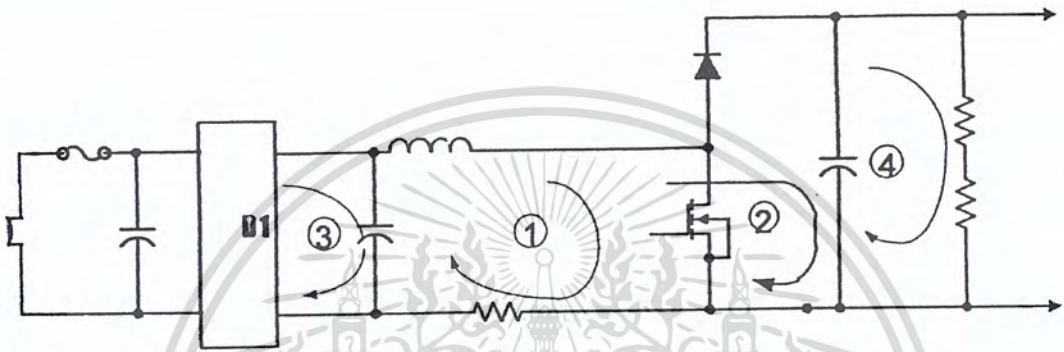


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.13 การออกแบบแผ่นวงจรสำหรับการจ่ายแรงดันสวิตชิงไฟฟ้ากระแสตรง

(Designing the Printed Circuit Boards of Embedded Switching Power Supplies)

จากเรื่องของวงจรการจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเบื้องต้นจะเห็นได้ว่ารูปร่างของกระแสเป็นลักษณะที่แหลมคม ดังรูปที่ 2.17 ในกรณีนี้จะขอยกตัวอย่างของวงจรมอเตอร์ที่ใช้ปรับปรุ่งค่าตัวประกอบกำลังโดยมีลักษณะของกระแสดังรูปที่ 2.29

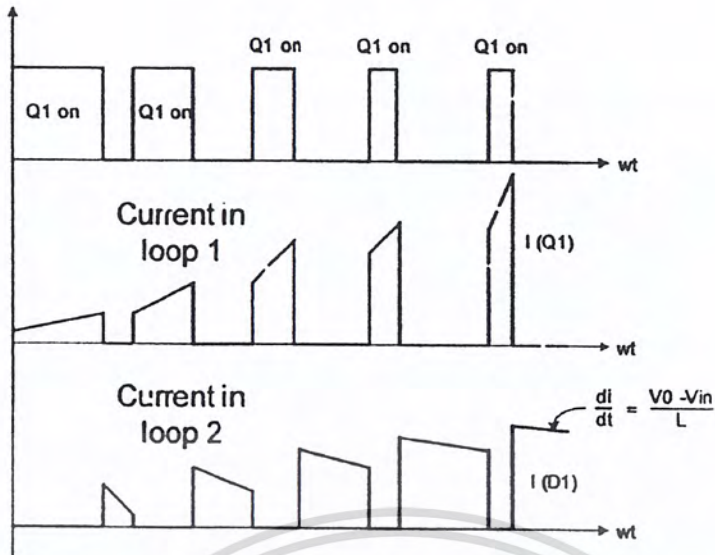


รูปที่ 2.29 แสดงวงรอบของการไหลของกระแสภายในวงจร

ลักษณะของกระแสที่แหลมคมของวงจรด้านบนเป็นตัวกำเนิดอีเอ็มไอ โดยในวงรอบของกระแสที่แหลมคมดังกล่าวควรมีตัวกรองในการออกแบบให้ดี โดยจะสามารถเรียงลำดับความสำคัญในการก่อเกิดสัญญาณรบกวน ได้ดังนี้

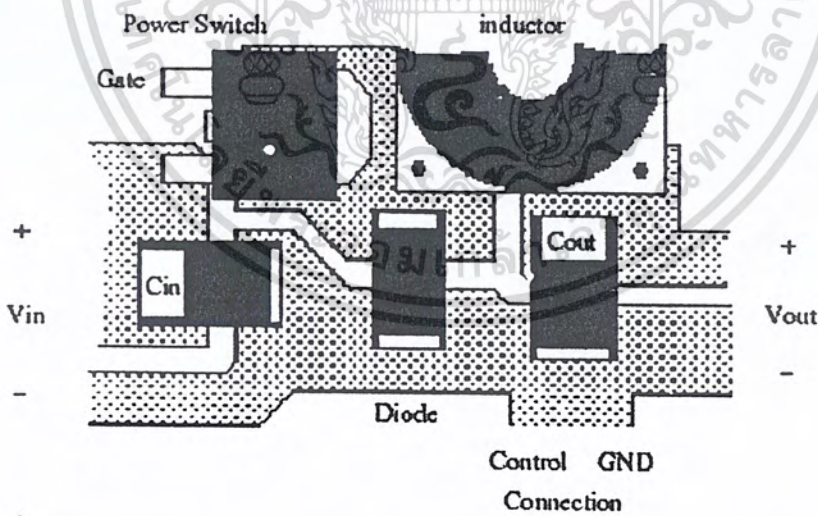
- วงรอบที่ 1 วงรอบกระแสสูงที่สวิตช์
- วงรอบที่ 2 วงรอบกระแสสูงที่ไดโอด
- วงรอบที่ 3 วงรอบแหล่งจ่ายกำลังที่ด้านเข้า
- วงรอบที่ 4 วงรอบด้านเอาต์พุต

วงรอบที่ 3 และ 4 เป็นวงรอบที่มีลักษณะเป็นตัวกรองในตัวอยู่แล้ว ซึ่งป้องกันอีเอ็มไอ กระแสที่เป็นลักษณะเป็นไฟตรงขนาดใหญ่เท่านั้น แต่ถ้ามีกระแสในส่วนใดมีองค์ประกอบเป็นกระแสสลับกระแสดังลักษณะนี้จะเป็นตัวก่อให้เกิดอีเอ็มไอ และจะแผ่สัญญาณรบกวนไปยังส่วนอื่น ๆ ของวงจร โดยกระแสในวงรอบที่ 1 และ 2 จะเป็นดังรูปที่ 2.30



รูปที่ 2.30 แสดงถึงกระแสที่วงรอบที่ 1 และวงรอบที่ 2

โดยค่ายอดกระแสจะเป็นกระแสที่สูงและผลต่างกระแสต่อเวลาสูง (di/dt) ขณะเดียวกันก็จะเกิด dv/dt เกิดบนสัญญาณ เป็นตัวกำเนิดคอมพัลส์ที่ความถี่สูง ดังนั้นจึงทำให้เกิดการรบกวน ดังนั้นจึงควรพิจารณาการออกแบบครั้งนี้ให้มากคั้งนั้นในวงรอบที่ 1 และวงรอบที่ 2 ควรออกแบบให้ความยาวรอบวงน้อยและทางเดินของวงรอบกว้าง

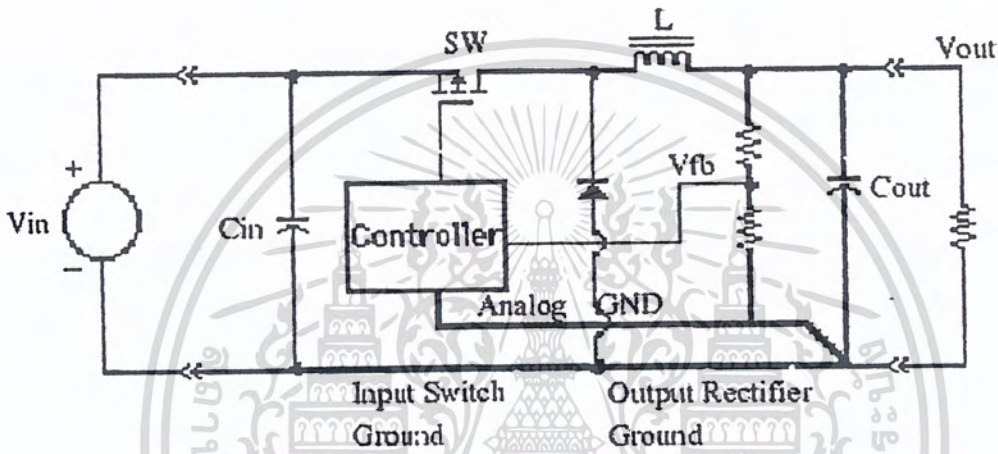


รูปที่ 2.31 แสดงการออกแบบลายทองแดงของวงรอบกระแสที่มีความแหลมคม

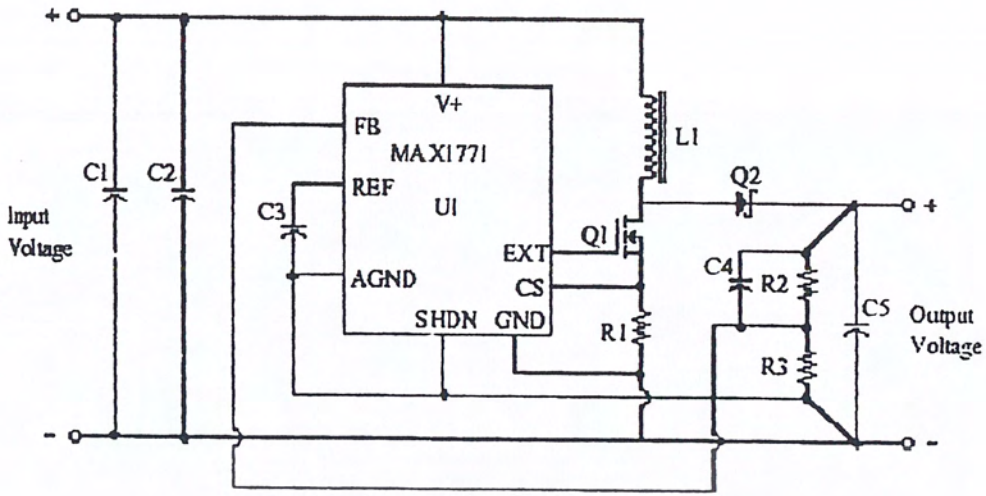
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งความกว้างของลายทองแดงที่กว้างจะทำให้มีแรงดันตกคร่อมน้อยที่กระแสในวงรอบสูง ๆ โดยค่าความต้านทานและค่าความเหนี่ยวนำที่เกิดจากลายทองแดงจะแปรผกผันกับความกว้างนี้ นอกจากนี้แล้วความกว้างของลายทองแดงยังมีผลดีกับการระบายความร้อนของมอสเฟตและไดโอดด้วย

ลักษณะของกราวด์ ก็มีความสำคัญมากในการลดสัญญาณรบกวนโดยสามารถแบ่งได้ 3 แบบคือกราวด์ที่กระแสด้านเข้าสูง กราวด์ที่กระแสด้านออกสูง และกราวด์ของส่วนวงจรควบคุม โดยลักษณะตัวอย่างการต่อแสดงได้ดังรูป 2.32



รูปที่ 2.32 ลักษณะการต่อกราวด์ของวงจรจ่ายแรงดันสวิทชิง



รูปที่ 2.33 แสดงตัวอย่างวงจรบูสต์ก่อนนำมาออกแบบลายทองแดง



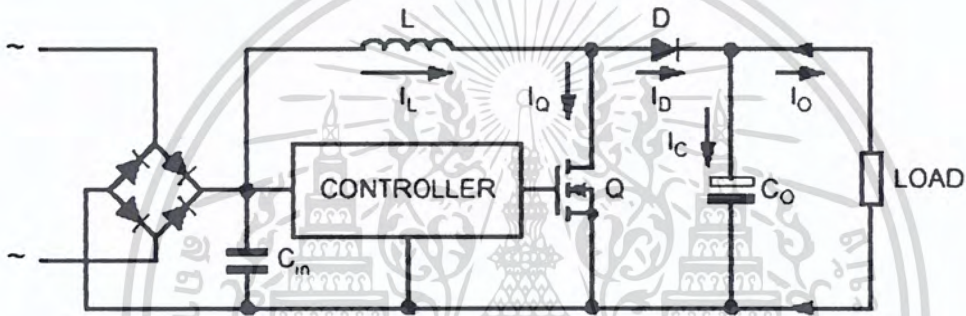
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

การคำนวณค่าการออกแบบและการสร้างวงจรปรับปรุงตัวประกอบกำลัง

กระบวนการปรับปรุงตัวประกอบกำลังในรูปแบบ โหมดการนำกระแสที่ไม่ต่อเนื่อง โดยใช้วิธีการของบวสต์ สามารถอธิบายได้ดังนี้

สัญญาณไฟฟ้ากระแสสลับจะถูกเรียงสัญญาณ โดยวงจรเรียงสัญญาณที่มีไดโอดเป็นตัวทำการ หลังจากนั้นก็จะใช้เทคนิคการสวิตช์ แล้ววงจรบวสต์ก็ควบคุมสัญญาณให้ทางด้านขาออกเป็นแรงดันไฟตรง โดยที่วงจรบวสต์จะมีขดลวดเป็นตัวกักเก็บพลังงาน ส่วนการควบคุมสวิตช์ตัวเก็บประจุทางด้านแรงดันขาออกและส่วนของวงจรควบคุมสวิตช์อีกทีหนึ่งตามในรูปที่ 9



รูปที่ 3.1 แสดงวงจรบวสต์

โดยทางด้านสัญญาณออกของวงจรจะถูกตรวจสอบค่าความผิดพลาดของสัญญาณทางด้านเอาต์พุต โดยวงจรมองหาความต่างซึ่งอยู่ในไอซี (L6561) โดยใช้หลักการสร้างสัญญาณเปรียบเทียบความผิดพลาดขึ้นมา โดยสัญญาณผิดพลาดก็คือสัญญาณที่เกินอยู่บนสัญญาณไฟตรงทางด้านเอาต์พุต ซึ่งสัญญาณนี้จะถูกป้อนให้กับส่วนของการคูณ ซึ่งเป็นอีกส่วนการทำงานภายในของไอซีซึ่งผลของส่วนการทำงานนี้จะขึ้นอยู่กับค่าสูงสุดของสัญญาณไฟฟ้ากระแสสลับขาเข้ากับค่าสัญญาณความผิดพลาด

โดยสัญญาณจากส่วนตัวคูณจะถูกป้อนกลับไปยังวงจรเปรียบเทียบผลต่างกระแสซึ่งจะได้เป็นสัญญาณอ้างอิงรูปไซน์สำหรับให้ PWM ในขณะที่ขดลวดจะนำกระแสส่งไปทันทีทันใดนั้นก็เท่ากับว่าขาบวทของวงจรเปรียบเทียบกระแสได้รับสัญญาณด้วย จึงทำให้มอสเฟตนำกระแสซึ่งขดลวดก็จะดึงกระแสจนสูงสุดผ่านมาทางขาเดรนและขอสผ่านลงกราวด์ไป โดยลักษณะของสัญญาณกระแสจะเป็นรูปสัญญาณไซน์ตามการควบคุมของไอซี ซึ่งลักษณะการนำกระแสของสวิตซ์จึงจะเป็นลักษณะเดียวกันทุก ๆ ช่วงการ ON

ในการคำนวณและออกแบบมอสเฟทกำลังนั้นจะคำนึงถึงอัตราकरणของกระแสและแรงดันเป็นสำคัญ โดยเราสามารถที่จะไปคำนวณหาอัตรากระแสที่ไหลผ่านได้ดังนี้

$$\begin{aligned}
 I_{Qrms} &= 2 \cdot \sqrt{2} \cdot I_{rms} \cdot \sqrt{\frac{1}{6} - \frac{4\sqrt{2}}{9\pi} \frac{V_{irms}}{V_o}} \\
 &= 2\sqrt{2} (1.046)(0.352) \\
 &= 1.042 \text{ A}
 \end{aligned}
 \tag{3.2}$$

และต้องทนแรงดันได้มากกว่า 400 V

เลือกใช้มอสเฟทเบอร์ STP8NA50

ไดโอดความถี่สูง

หลักสำคัญที่ใช้ไดโอดนั้นจะต้องเป็นไดโอดชนิดที่ความถี่การเปิด-ปิด เร็วสูงและพิกษาที่กระแสไฟตรงที่ไหลผ่านและแรงดันย้อนกลับ โดยเราสามารถคำนวณได้จากสมการความสัมพันธ์คือ

$$I_{DO} = I_o \tag{3.3}$$

$$I_{Drms} = 2 \cdot \sqrt{2} \cdot I_{rms} \cdot \sqrt{\frac{4\sqrt{2}V_{irms}}{9\pi \cdot V_o}} \tag{3.4}$$

$$I_{Drms} = 2\sqrt{2} (1.046)(0.042)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5. แรงดันกระเพื่อมทางด้านเอาต์พุต ($\Delta V_o \leq \pm 10 \text{ V}$)
6. ประสิทธิภาพวงจร $\eta \geq 90 \%$

การคำนวณในส่วนวงจรกำลัง

ในการคำนวณหาปริคจเรกติไฟล์เราจะคำนึงถึงอัตรากระแสและแรงดันที่ขาเข้าตามนี้

$$V_{irms} = 85-265 \text{ Vac}$$

$$P_o = 80 \text{ W}$$

$$\text{จาก } P_i = \frac{P_o}{\eta}$$

$$= \frac{80}{0.9} = 88.88$$

$$\text{จะได้ } I_{rms} = \frac{P_i}{V_{irms}(\min)} = \frac{88.88}{85} = 1.046 \text{ A}$$

ดังนั้นไดโอดจะเลือกใช้ทนแรงดันได้มากกว่า 265 โวลต์และทนกระแสได้มากกว่า 1.046 แอมป์

เลือกใช้ไดโอดเบอร์ SB606

อินพุตคาปาซิเตอร์ (C_{in})

ทำหน้าที่กรองอินพุตความถี่สูง ซึ่งสามารถที่จะลดสัญญาณรบกวนลดลงในระดับที่เหมาะสม โดยที่ แรงดันกระเพื่อมสูงสุดที่เรายอมรับได้นั้นอยู่ในช่วง 1% ถึง 10% ของค่าแรงดันต่ำสุดทางด้านอินพุต โดยสามารถคำนวณได้จากสมการความสัมพันธ์ข้างล่างเมื่อ ($r = 0.01 - 0.1$)

$$C_{in} = \frac{I_{rms}}{2\pi \cdot f_{sw}(\min) \cdot r \cdot V_{irms}(\min)} \quad (3.1)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$= \frac{1.046}{2\pi(40000)(0.01)(85)}$$

$$\approx 1 \mu\text{F}$$

ดังนั้นเลือกใช้ ตัวเก็บประจุ $1 \mu\text{F}$ ทนแรงดัน 450 V

เอาต์พุตคาปาซิเตอร์(C_o)

การคำนวณขึ้นอยู่กับแรงดันทางด้านเอาต์พุตโวลต์ที่สามารถคำนวณได้จากความสัมพันธ์ตามสมการความสัมพันธ์ข้างล่าง

โดยที่ค่า ΔV_o สามารถเลือกได้จากหนึ่งถึงห้าเปอร์เซ็นต์ของเอาต์พุตโวลต์หรือเท่ากับครึ่งหนึ่งของค่าแรงดันกระแสเพื่อทางด้านเอาต์พุต

$$C_o \geq \frac{I_o}{4\pi \cdot f \cdot \Delta V_o} = \frac{P_o}{4\pi \cdot f \cdot V_o \cdot \Delta V_o}$$

ดังนั้นจะได้

$$= \frac{1.046}{4\pi(100)(400)(5)} = 16 \mu\text{F}$$

เลือกใช้ขนาดตัวเก็บประจุ ที่ $47 \mu\text{F}$
และทนขนาดแรงดัน 450 V

ขดลวดวงจรบูสต์

ในการคำนวณขดลวดนั้นจะมีพารามิเตอร์หลายตัวเข้ามาเกี่ยวข้องในการคำนวณโดยที่ต้องพิจารณาเป็นลำดับแรกคืออัตรากระแสที่ไหลผ่านสามารถที่จะพิจารณาได้ตามสมการความสัมพันธ์คือ

$$I_{LPK} = 2 \cdot \sqrt{2} \frac{P_i}{V_{rms}}$$

แทนค่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$= 2 \cdot \sqrt{2} \frac{88.88}{85}$$

$$= 2.957 \text{ A}$$

เราสามารถที่จะคำนวณหาค่าความเหนี่ยวนำได้จากสมการ

$$L = \frac{V_{rms}^2 \cdot (V_0 - \sqrt{2} \cdot V_{rms})}{2 \cdot f_{sw(min)} \cdot \pi \cdot V_0}$$

แทนค่าก็จะได้

$$L = \frac{(85^2) \cdot (400 - \sqrt{2} \cdot (85))}{2(40000)(88.89)(400)}$$

$$= \frac{2021496.096}{2844480000}$$

$$= 0.71 \text{ mH}$$

เลือกใช้ขนาดค่าความเหนี่ยวนำที่ 0.8 mH

จากนั้นมาพิจารณาเลือกค่าแกนเหล็ก โดยสามารถพิจารณาได้จากความสัมพันธ์คือ

$$\text{Volume} \geq 4 \cdot L \cdot I^2_{rms}$$

แทนค่าจะได้

$$= 4(0.0008)(2.957^2)$$

$$= 0.0279 \text{ mm}^4$$

จากภาคผนวกในตารางแกนเหล็ก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

* เลือกแกนชนิดเฟอไรซ์ ขนาด ETD 29

ขดลวดไพมารี 68 รอบ ใช้เบอร์ AWG 17 ขนาด 1.04 mm²

ขดขั้วคั่นคาร์รี 7 รอบ ใช้เบอร์ AWG 22 ขนาด 0.016 mm²

มอสเฟทกำลัง

ในการคำนวณและออกแบบมอสเฟทกำลังนั้นจะคำนึงถึงอัตราการทำงานของกระแสและแรงดันเป็นสำคัญ โดยเราสามารถที่จะไปคำนวณหาอัตรากระแสที่ไหลผ่านได้ดังนี้

$$\begin{aligned}
 I_{Qrms} &= 2 \cdot \sqrt{2} \cdot I_{rms} \cdot \sqrt{\frac{1}{6} \frac{4\sqrt{2} V_{irms}}{9\pi V_o}} \quad (3.2) \\
 &= 2\sqrt{2} (1.046)(0.352) \\
 &= 1.042 \text{ A}
 \end{aligned}$$

และต้องทนแรงดันได้มากกว่า 400 V

เลือกใช้มอสเฟทเบอร์ STP8NA50

ไดโอดความถี่สูง

หลักสำคัญที่ใช้ไดโอดนั้นจะต้องเป็นไดโอดชนิดที่ความถี่การเปิด-ปิด เร็วสูงและพิกษาที่กระแสไฟตรงที่ไหลผ่านและแรงดันย้อนกลับ โดยเราสามารถคำนวณได้จากสมการความสัมพันธ์คือ

$$I_{D0} = I_o \quad (3.3)$$

$$I_{Drms} = 2 \cdot \sqrt{2} \cdot I_{rms} \cdot \sqrt{\frac{4\sqrt{2}V_{irms}}{9\pi \cdot V_o}} \quad (3.4)$$

$$\begin{aligned} I_{Drms} &= 2 \sqrt{2} (1.046)(0.042) \\ &= 0.6 \text{ A} \end{aligned}$$

และต้องทนแรงดันได้มากกว่า 400 V

เลือกใช้ไดโอดชนิดความถี่สูง เบอร์ MUR 460

วงจรการทำงานภายนอกของไอซี L6561

จากรูปที่ 13 จะพิจารณาในอุปกรณ์แต่ละขาได้ดังนี้

ขาที่ 1 (INV) เป็นหนึ่งในสองขาของวงจรขยายกระแสภายใน ไอซีไปยังภาคป้องกันแรงดันเกิน โดยอีกขาหนึ่งเป็นขานอน-อินเวอร์ตซึ่งเป็นอินพุทของวงจรขยายกระแสซึ่งจะมีสัญญาณอ้างอิงที่ 2.5 V และระดับกระแสป้องกันแรงดันเกิน $40 \mu A$

โดยที่ R7 และ R8 สามารถหาได้จากความสัมพันธ์

$$\frac{R7}{R8} = \frac{V_o}{2.5} - 1$$

$$R7 = \frac{\Delta V_{ovp}}{40 \mu A}$$

จะได้

$$R7 = 998 \text{ K}\Omega$$

ดังนั้น

$$R8 = 6.34 \text{ K}\Omega$$

ขาที่ 2 (COMP)

เป็นขาเอาต์พุทของวงจรถ่ายกระแสและเป็นหนึ่งในสองของวงจรตัวคูณสัญญาณ โดยทำหน้าที่เป็นวงจรถ่ายของไอซีกับขา 1 โดยจะต่อตัวเก็บประจุคร่อมขาทั้งสองไว้ โดยสามารถที่จะกรองความถี่ต่ำได้เป็นอย่างดี โดยเราสามารถคำนวณหาค่า C3 ได้จากค่าแบนวิดระหว่าง 20 ถึง 30 Hz คือ

$$C3 = \frac{1}{2\pi \cdot (R7 // R8) \cdot BW} \quad (3.5)$$

เลือกใช้ตัวเก็บประจุ $1 \mu F$ 25 V

ขาที่ 3 (MULT)

คือภาคตัวคูณซึ่งจะถูกต่อร่วมกับจูนรับสัญญาณเรกติไฟเออร์แรงดันทางด้านอินพุตตามแรงดันสัญญาณไซน์โดยสามารถที่จะอธิบายได้ตามความสัมพันธ์

$$V_{CS} = K \cdot (V_{COMP} - 2.5) \cdot V_{MULT} \quad (3.6)$$

ซึ่ง V_{CS} ก็คือแรงดันอ้างอิงกระแสเป็นสัญญาณทางด้านเอาต์พุทของวงจรตัวคูณและ V_{COMP} ก็คือแรงดันที่ขา 2 เป็นเอาต์พุทของวงจรถ่ายกระแสและ V_{MULT} ก็คือสัญญาณที่ขา 3 โดยจากรูปที่ 11 นั้นภาคตัวคูณช่วงการใช้งานจะอยู่ในช่วง 0–3 V ของค่า V_{MULT} และอยู่ในย่าน 0–1.6 V ของ V_{CS} โดยเราสามารถหาค่าที่ใช้งานในที่เหมาะสมของภาคตัวคูณได้ดังนี้

อันดับแรกนั้นเราจะพิจารณาจากความสัมพันธ์

$$\frac{R_{10}}{R_9 + R_{10}} = \frac{V_{MULTpkx}}{\sqrt{2} \cdot V_{rms}(\max)} \quad (3.7)$$

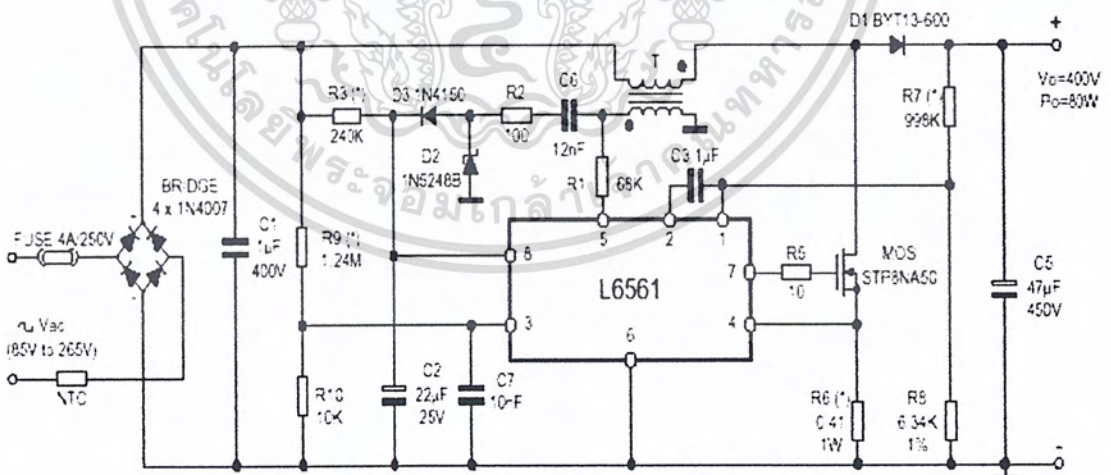
กำหนดค่า R10 ได้ก่อนซึ่งควรจะมีหน่วยเป็นหลักร้อยขึ้นไปเพื่อกระแสไหลได้น้อยลง และลดค่าการสูญเสียคั้งนั้นจะได้ค่าที่เหมาะสมคือ

$$R_{10} = 10 \text{ K}\Omega$$

คั้งนั้น

$$R_9 = 1.24 \text{ M}\Omega$$

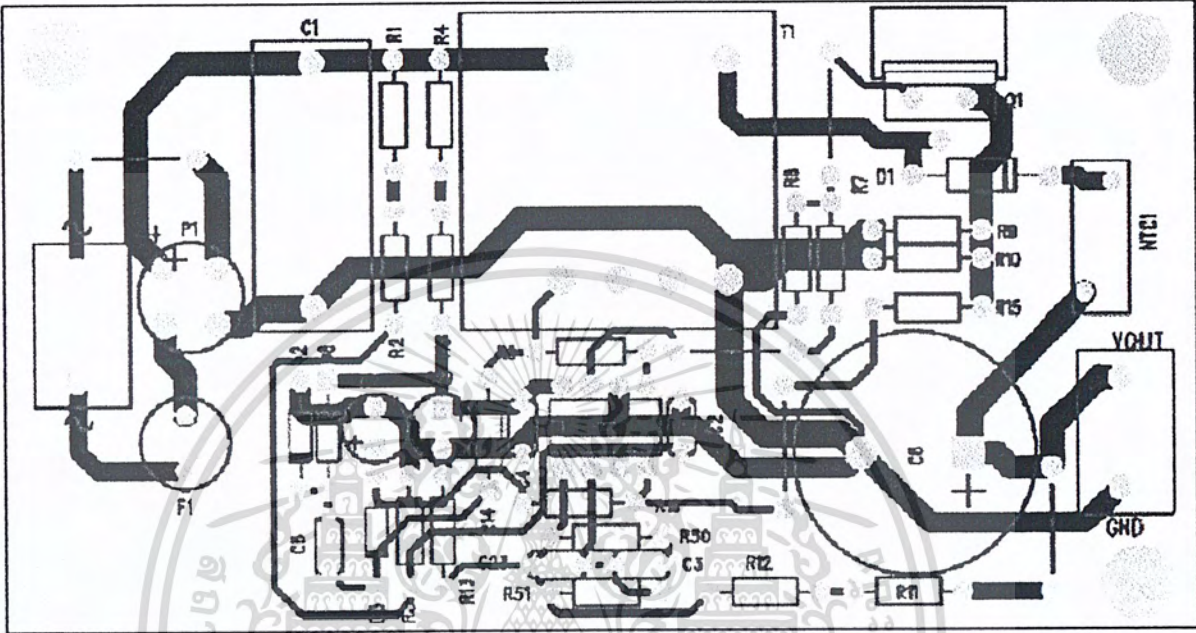
จากการออกแบบทั้งหมดจะได้วงจรดังรูปที่ 3.2



รูปที่ 3.2 แสดงวงจรที่ได้คำนวณออกแบบแล้ว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 3.3 แสดงการออกแบบลายปริ้นต์ของวงจร PFC



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

ผลการทดลองที่ 1

ครั้งที่ทดลอง	INPUT (Vac)	OUTPUT (Vdc)
1	30	50
2	85	120
3	125	180
4	150	215
5	175	220
6	200	270
7	230	310
8	260	360

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลการทดลองที่ 2

เมื่อวงจรควบคุมทำงานในย่าน 85-265 Vac

Vin(Vac)	Pin(W)	Vo(Vdc)	Δ Vo(Vdc)	Po(W)	η (%)	Power Factor
85	87.2	400.1	14	80.7	92.8	0.999
110	85.2	400.1	14	80.7	94.7	0.996
135	84.2	400.1	14	80.7	95.8	0.989
175	83.5	400.1	14	80.7	96.6	0.976
220	83.1	400.1	14	80.7	97.1	0.941
265	82.9	400.1	14	80.7	97.3	0.893

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

สรุปและวิจารณ์ผลการทดลองทั้งหมด

จากการทดลองที่ 1 เมื่อวัดแรงดันทางออกแล้วนำมาเปรียบเทียบกับแรงดันทางเข้าปรากฏว่าค่าที่วัดออกมายังเป็นแรงดันที่ยังใช้ไม่ได้ นั่นคือการทำงานของวงจรควบคุมสวิทช์นั้นยังไม่ทำงาน ซึ่งตามหลักการควบคุมการทำงานของวงจรควบคุมเป็นไปตามที่ได้ออกแบบไว้ เราจะสามารถวัดได้ค่าต่าง ๆ ตามตารางการทดลองที่ 2 ซึ่งบ่งบอกถึงการได้ค่าตัวประกอบกำลังที่สูงมาก 0.9 ขึ้นไป ซึ่งความผิดพลาดดังกล่าวเกิดจากผู้ทดลองเองที่ขาดความชำนาญทางด้านต่าง ๆ ไม่ว่าจะเป็นด้านการเลือกอุปกรณ์ หรือการใช้เครื่องมือเป็นต้น ซึ่งองค์ประกอบเหล่านี้ผู้ทดลองจะต้องนำไปแก้ไขในการทำงานในขั้นอื่น ๆ ต่อไป



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Código	Descripción	Código de Fábrica
2N5945	NPN 12.5V 4W 470MHZ TRANSIS.	2N5945
2N6027	PROGRAMM.UNIJUNC.40V 300mW PLASTIC(TO-92	2N6027
2N6028	UNIJ. PROGRAMABLE	2N6028
2N6055	NPN SI 60V 8A 100W 4MHz	2N6055
2N6122	NPN HIGH POWER 4A60V 40W (TO-220)	2N6122
2N6125	PNP POWER 4A 60V 40W (TO-220)	2N6125
2N6308	NPN 8A 350V 125W POTENCIA	2N6308
2N6255	TRANSISTOR RF 136-175MHz 3W FM	2N6255
2N7000	N-CHANNEL MOSFET 60V 200mA	2N7000
MJ10016	NPN DARLINGTON 50A 500V 250W (TO-3)	MJ10016
MJ11015	PNP POWER DARLINT. 30A 120V 200W (TO-3)	MJ11015
MJ11016	NPN DARLINT. 30A 120V 200W (TO-3)	MJ11016
MJ11032	NPN DARLINT. POWER 50A 120V 300W (TO-3)	MJ11032
MJ11033	PNP DARLINGTON 50A 120V (TO-3)	MJ11033
SKG50E70	DARLINGTON 50A 700V	SKG50E70
MJ12005	NPN 8A 1500V 100W	MJ12005
MJE13007	NPN POWER 8A 400V 2W (TO-220AB)	MJE13007
KSE130C7	NPN POWER 8A 400V 2W (TO-220AB)	KSE13007
MJE13009	NPN POWER SWITCH 12A 400V 100W (TO-220)	MJE13009
MJ14003	PNP HIGH CURRENT 60A 80V 300W (TO-204)	MJ14003
MJ15001	NPN POWER 15A 140V 200W (TO-3)	MJ15001
MJ15002	PNP POWER 15A 140V 200W (TO-3)	MJ15002
MJ15003	NPN POWER 20A 140V 250W (TO-3)	MJ15003
MJ15004	PNP POWER 20A 140V 250W (TO-3)	MJ15004
MJ15015	NPN HIGH POWER 15A 120V 180W (TO-204)	MJ15015
MJ15016	PNP HIGH POWER 15A 120V 180W (TO-204)	MJ15016
MJ15024	NPN 16A 250V 250W (TO-3)	MJ15024
MJ15025	PNP 16A 250V 250W (TO-3)	MJ15025
MJE15030	NPN POWER TRANSISTOR 8A 150V 50W(TO-220)	MJE15030
MJE15031	PNP POWER TRANSISTOR 8A 150V 50W(TO-220)	MJE15031
MJH16006A	NPN POWER 8A 500V (TO-218)	MJH16006A

Transistores MOS

MTM2N45	N POWER MOSFET 2A 450V 75W (TO-204)	MTM2N45
MTP2N45	N CHANNEL MOS 2A 450V 75W	MTP2N45
MTM3N35	N POWER MOSFET 3A 350V 75W (TO-204)	MTM3N35
MTP5N06	MOS M 5A 60V 50W	MTP5N06
MTP5N40	N POWER MOSFET 5A 400V 75W (TO-220)	MTP5N40
MTM20N10	N CHAN. POWER MOSFET 20A 100V 100W (TO-204)	MTM20N10
IRFZ34	N CHANNEL POWER MOSFET 30A 60V (TO-220)	IRFZ34
IRFZ40	N CHANNEL 50V 25A 0.028OHM	IRFZ 40
IRFZ44	N CHANNEL POWER MOSFET 60V 35A (TO-220)	IRFZ44
BUZ74	CANAL N 2.4A 500V 30OHm	BUZ74
IRF510	MOSFET N CHANNEL 100V 4A 20W	IRF510
IRF610	MOSFET N CHANNEL 200V 2.5A 20W	IRF610
IRF450	N CHANNEL MOSFET 500V 13A 0.4OHM	IRF450
IRF540	N CHANNEL POWER MOSFET 28A 100V (TO-220)	IRF540
IRF530	N CHANNEL POWER MOSFET 14A 100V (TO-220)	IRF530
IRF520	N CHANNEL POWER MOSFET 10A 100V (TO220)	IRF520
IRF634	N CHANNEL POWER MOSFET 8,1A 250V (TO-220)	IRF634
IRF630-X	N CHANNEL POWER MOSFET 9A 200V (TO-220)	IRF630-X

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการค้าเท่านั้น เมื่อผู้ซื้อได้เห็นเอกสารนี้แล้วโปรดแจ้งเจ้าหน้าที่ที่เกี่ยวข้อง
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Código	Descripción	Código de Fábrica
IRF630	N CHANNEL POWER MOSFET 9A 200V (TO-220)	IRF630
IRF730	N CHANNEL POWER MOSFET 2.5A 400V (TO-220)	IRF730
IRF740	N CHANNEL POWER MOSFET 10A 400V (TO-220)	IRF740
IRF820	N CHANNEL POWER MOSFET 2,5A 500V (TO-220)	IRF820
IRF830-R	N CHANNEL MOSFET POWER 500V 4,5A(TO-220)	IRF830-R
IRF830	N CHANNEL MOSFET POWER 500V 4,5A(TO-220)	IRF830
IRF840	MOSFET DE POTENCIA 500V 8A 125W (TO-220)	IRF840
IRFD110	N CHANNEL POWER MOSFET 1A 100V (DIP)	IRFD110
IRFD120	N CHANNEL POWER MOSFET 1.3A 100V (HEXDI)	IRFD120
IRFD9120	P CHANNEL MOSFET 1A 100V (DIP-4)	IRFD9120
IRF9530	P CHANNEL POWER MOSFET 12A 100V (TO-220)	IRF9530
IRF9630	P CHANNEL POWER MOSFET 6.5A 200V (TO-220)	IRF9630
IRFP054	CAN.N MOSFET POTENCIA 60V 70A 230W(TO247)	IRFP054
IRFP150	N CHANNEL POWER MOSFET 40A 100V (TO-3)	IRFP150
IRFP140	N CHANNEL POWER MOSFET 31A 100V 0.077ΩHM	IRFP140
IRFP250	N CHANNEL POWER MOSFET 33A 200V (TO-3P)	IRFP250
IRFP260	N CHANNEL POWER MOSFET 46A 200V (TO-247)	IRFP260
IRFP450	N CHANNEL POWER MOSFET 14A 500V (TO-3P)	IRFP450
IRFP460	N CHANNEL POWER MOSFET 20A 500V (TO-3P)	IRFP460
MTP3055	N AUDIO POWER 15A 60V 115W (TO-220)	MTP3055

Tiristores

MCR22-4	TIRISTOR 1.5A 200V	MCR22-4
MCR100/3	TIRISTOR 100V 0.8mA	MCR100/3
MCR100/6	TIRISTOR 0,8A 400V PLASTICO (TO-92)	MCR100/6
C106D	TIRISTOR 4A 400V (TO-126)	C106D
C106M	TIRISTOR 4A 600V (TO-225)	C106M
TYN406	TIRISTOR 6A 400V (TO-220)	TYN406
TYN612	TIRISTOR 6A 600V	TYN612
S4008R	TIRISTOR 8A 400V (TO-220)	S4008R
TYN408	TIRISTOR 8A 400V (TO-220)	TYN408
MCR72-6	TIRIST COMPUERTA SENSIBLE 8A 400V (TO220)	MCR72-6
MCR218-6	SCR 8A 400V (TO-220)	MCR218-6
TIC116D	TIRISTOR 8A 400V (TO-220) = MCR218-6	TIC116D
2N4172	TIRISTOR 8A 400V A ROSCA (86-01)	2N4172
2N6397	TIRISTOR 12A 400V (TO-220)	2N6397
2N6398	TIRISTOR 12A 600V (TO-220)	2N6398
10RIA40	TIRISTOR 10Aavg (25A RMS) 400V (TO-48)	10RIA40
10RIA60	TIRISTOR 10Aavg (25A RMS) 600V (TO-48)	10RIA60
10RIA80	TIRISTOR 10Aavg (25A RMS) 800V (TO-48)	10RIA80
10RIA120	TIRISTOR 10Aavg (25A RMS) 1200V (TO-48)	10RIA120
C35M	TIR.REVERSE BLOCK TRIODE 35A600V(263-03)	C35M
TYN690	TIRISTOR 20A 600V (TO-220)	TYN690
25RIA40	TIRISTOR 25Aavg (40A RMS) 400V (TO-48)	25RIA40
25RIA80	TIRISTOR 25Aavg (40A RMS) 800V (TO-48)	25RIA80
25RIA120	TIRISTOR 25Aavg (40A RMS) 1200V (TO-48)	25RIA120
50RIA40	TIRISTOR 50Aavg (80A RMS) 400V (TO-65)	50RIA40
50RIA80	TIRISTOR 50Aavg (80A RMS) 800V (TO-65)	50RIA80
50RIA120	TIRISTOR 50Aavg (80A RMS) 1200V (TO-65)	50RIA120
80RIA40M	TIRISTOR 80Aavg (125A RMS) 400V METRICO	80RIA40M
80RIA60	TIRISTOR 80Aavg (125A RMS) 600V 1/2"	80RIA60

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Diodos

DB3	DIAC 32V PLASTICO (DO-35)	DB3
BAS16BAG	DIODO RAPIDO 250mA 75V SMD BAGx100	52-0016
HT32	DIAC 32V (VIDRIO/AXIAL) (DO-35)	HT32
BB405	DIODO VARICAP	BB405
BB405B	DIODO VARICAP	BB405B
BB505	DIODO VARICAP	BB505
BB809	DIODO VARICAP	BB809
1N4936	DIODO 1A 400V RAP.PLAS.AXI.200nSEG(DO-41)	1N4936
FR104	DIODO RAPIDO 1A 400V 350nSEG.	FR104
FR107	DIODO RAPIDO 1A 1000V(DO-41)	FR107
MUR110	DIODO ULTRARRAPIDO	MUR110
MUR160	DIODO FAST RECOVERY 1A 600V(DO-41)50nSEG	MUR160
BYF403	DIODO RAPIDO 1A 800V 500nSEG	BYF403
BYF407	DIODO RAPIDO 1A 1000V 500nSEG.	BYF407
MUR460	DIODO ULTRA FAST RECOVERY 4A 600V(50nSEG	MUR460
MUR620CT	DIODO ULTRARRAPIDO 200V 6A (TO-220)	MUR620CT
1N4948	DIODO 1A 1000V RAP.PLAS/AXI.500nSE(DO-41	1N4948
MR818	DIODO RAPIDO 1A 1000V 500nSEG = 1N4948	MR818
U06G	DIODO DAMPER BOLITA 2A 600V 400nSEG	U06G
BY299	DIODO RAPIDO 2A 800V 500nSEG.	BY299
BYF507	DIODO RAPIDO 2.5A 800V 500nSEG.	BYF507
MR856	DIODO RAPIDO 3A 600V 200nSEG	MR856
MUR820	DIODO ULTRARRAPIDO 8A 200V 60nSEG(TO-220	MUR820
MUR840	DIODO 8A 400V	MUR840
MUR860	DIODO RAPIDO 3A 600V 60nSEG	MUR860
MUR1620	DIODO RAPID.DOUBLE 16A 200V 35nSEG(TO-220	MUR1620
MUR3060	DIODO RAPIDO DOBLE 30A 600V 60nSEG.	MUR3060
ZZY36	ZENER BIDIRECCIONAL 36V PLASTICO (DO-13)	ZZY36
1N60	DIODO 10mA 40V GERMANIO (VIDRIO/AXIAL)	1N60
2A100	DIODO 2A 100V PROP.GEN.(PLASTICO)	2A100
1BS101	DIODO DETECTOR DE AM(TO-92)	1BS101
1BS104	DIODO PROPOSITO GENERAL (TO-92)	1BS104
1BS112	DIODO 500mA 60V PROP.GRAL.(TO-92)	1BS112
1BS123	DIODO PROPOSITO GENERAL(TO-92)	1BS123
BA182	DIODO DE SENAL 35V 100mA	BA182
1AS197	DIODO PROPOSITO GENERAL (TO-92)	1AS197
BA479G	DIODO PIN 10MHz 1GHz VIDRIO/AXIAL	BA479G
BYF504	DIODO RECTIFICADOR 2.8A 400V	BYF504
P600M	DIODO 6A 1000V PLASTICO AXIAL	P600M
1N1190A	DIOD 4A 600V CAT.A MASA RECTIFICAD METAL	1N1190A
MBR1035	DIODO 10A 35V SCHOTTKY (TO-220)	MBR1035
MBR1545	DIODO SCHOTKY 16A 45V	MBR1545
MBR2045CT	DIODO SCHOTTKY 2x10A 40V	MBR2045CT
MBR2545CT	DIODO DOBLE 2x15A 45V SCHOTTKY (TO-220)	MBR2545CT
MBR3035PT	DIODO DOB.2x15A 35V SCHOTTKY PLAS.(TO218	MBR3035PT
PR251	DIODO P/ALTER.25A 100V ROJO CATODO MASA	PR251
PR251R	DIODO P/ALTER.25A 100V VERDE ANODO-MASA	PR251R
1N3495	DIODO ALTERNADOR 25A 400V NEGATIVO	1N3495
1N3495R	DIODO ALTERNADOR 25A 400V POSITIVO	1N3495R
DDAR	DIODO ALTERNADOR	DDAR

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Código	Descripción	Código de Fábrica
GPPDICE160N	GPP DICE 160 MIL SQUARE N 400V	GPPDICE160N400
GPPDICE160P	GPP DICE 160 MIL SQUARE P 400V	GPPDICE160P400
GPPDICE170N	GPP DICE 170 MIL SQUARE N 400V	GPPDICE170N400
GPPDICE170P	GPP DICE 170 MIL SQUARE P 400V	GPPDICE170P400
1N4001	DIODO 1A 50V PROP.GRAL.PLAST.AXIAL(DO-41)	1N4001
1N4002	DIODO 1A 100V PROP.GRAL.PLAST.AXIAL(DO-41)	1N4002
1N4004	DIODO 1A 400V PROP.GRAL.PLAST.AXIAL(DO-41)	1N4004
1N4004SMD	DIODO RECTIFICADOR 1A 400V SMD	1N4004SMD
1N4004SMD BAG	DIODO 4004 MELF SMD BAGx100	51-4004
1N4007	DIODO 1A 1000V PROP.GRAL.PLA.AXIAL(DO-41)	1N4007
1N4007SMD BAG	DIODO 4007 MELF SMD BAGx100	51-4007
1N4148	DIODO 300mA 100V RAPIDO AXIAL/VID.(DO-35)	1N4148
1N4148SMD	DIODO 100V 300mA RAPIDO SMD	1N4148SMD
1N4148SMD BAG	DIODO 4148 MINI MELF SMD BAGx100	50-4148
FDLL4148	DIODO 10mA 100V (4nSEG) (MELFLL-34)	FDLL4148
1N5401	DIODO 3A 100V PROP.GRAL.PLAST/AXIAL(DO2C1)	1N5401
1N5402	DIODO 3A 200V (DO-201)	1N5402
1N5404	DIODO 3A 400V PROP.GRAL.PLAST/AXIAL(DO201)	1N5404
1N5406	DIODO	1N5406
1N5408	DIODO 3A 1000V PROP.GRAL.PLAST/AXIAL(DO-201)	1N5408
1N5817	DIODO 1A 20V SCHOTTKY PLAST.AXIAL	1N5817
1N5819	DIODO 1A 40V SCHOTTKY (DO-41)	1N5819
1N5820	3A 20V SCHOTTKY PLASTICO	1N5820
1N5821	DIODO SCHOTTKY 3A 30V	1N5821
1N5822	DIODO SCHOTTKY 3A 40V	1N5822
1N6263	DIODO SCHOTTKY 15mA 60V UHF	1N6263
HP5082-3081	DIODO HP5082-3081	HP5082-3081
1.5KE30A	DIODO	1.5KE30A
P6KE20CA	TRANSIENT VOLTAGE SUPPRESSOR	P6KE20CA

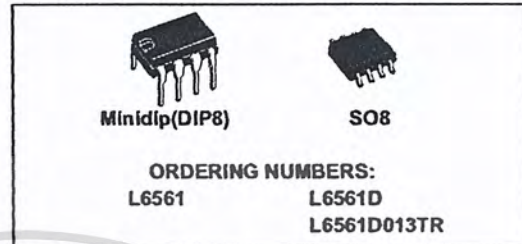
Puentes de Diodos

DF10	PUENTE RECTIFICADOR 1A 1000V (DIP-4)	DF10
W02M	PTE.RECTIF.1.5A 200V PLASTICO/REDONDO	W02M
W08M	PUENTE RECTIFICADOR 1.5A 800V	W08M
W10M	PTE.RECTIF.1.5A 1000V PLASTICO REDONDO	W10M
SKBB80C1000	PTE.RECTIF.1.8A 400V PLAST/RECT.	SKBB80C1000L5B
P102KW	PTE.RECTIF.SEMICONTROLADO 25A 600V	P102KW
P405KW	PTE.RECT.MONOF.SEMICONTRON.40A(RMS)1200V	P405KW
P405W	PTE.MONOFASICO SEMICONTROLADO 40A 1200V	P405W
250JB12L	PTE.RECT.MONOFAS.25A 1200V PLAS/CUAD.D-34	250JB12L
35MB60A	PTE.RECT.MONOFAS.35A 600V PLAS/CUAD.D-34	35MB60A
35MB120A	PTE.RECT.MONOFAS.35A 1200V PLAS/CUAD.D-34	35MB120A
KBPC1-04	PUENTE RECTIFICADOR MONOFASICO 3A 400V	KBPC104
KBPC1-10	PUENTE RECTIFICADOR MONOFASICO 3A 1000V	KBPC110
BR610	PUENTE RECTIFICADOR 6A 1000V	BR610
KBPC8-04	PUENTE RECTIFICADOR MONOFASICO 8A 400V	KBPC804
KBPC8-10	PUENTE RECTIFICADOR MONOFASICO 8A 1000V	KBPC810
KBPC15-10	PTE.RECTIF.MONOF.15A 1000V PLAST/CUADRA.	KBPC15-10
PS25/02	PUENTE RECTIFICADOR 25A 200V	PS25/02
PS25/08	PUENTE RECTIFICADOR 25A 800V	PS25/08
KBPC25-10	PTE.RECTIF.MONOFASICO 25A 1000V PLAST.	KBPC25-10

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษเท่านั้น ไม่นับว่าได้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

POWER FACTOR CORRECTOR

- VERY PRECISE ADJUSTABLE OUTPUT OVERVOLTAGE PROTECTION
- MICRO POWER START-UP CURRENT (50µA TYP.)
- VERY LOW OPERATING SUPPLY CURRENT(4mA TYP.)
- INTERNAL START-UP TIMER
- CURRENT SENSE FILTER ON CHIP
- DISABLE FUNCTION
- 1% PRECISION (@ $T_j = 25^\circ\text{C}$) INTERNAL REFERENCE VOLTAGE
- TRANSITION MODE OPERATION
- TOTEM POLE OUTPUT CURRENT: $\pm 400\text{mA}$
- DIP8/SO8 PACKAGES



DESCRIPTION

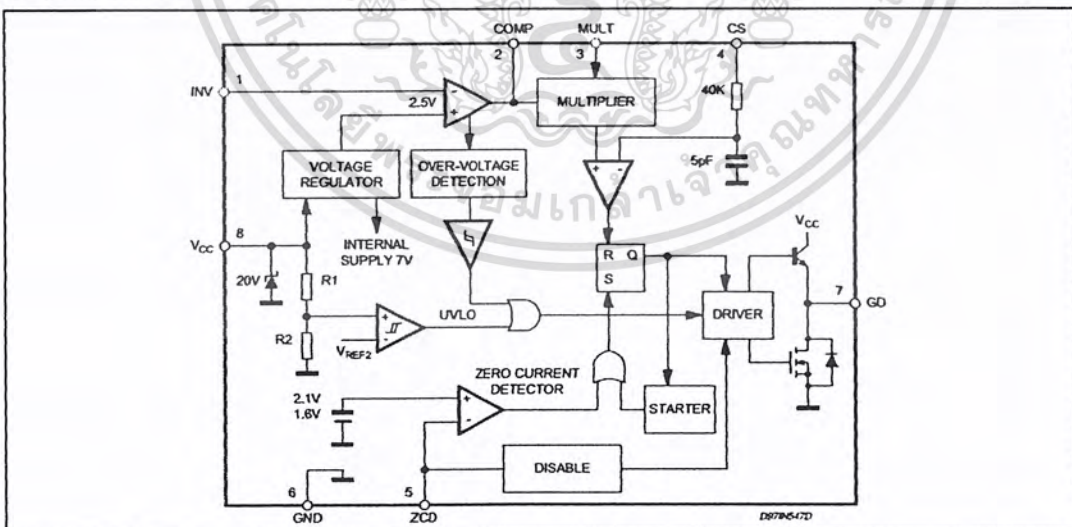
L6561 is the improved version of the L6560 standard Power Factor Corrector. Fully compatible with the standard version, it has a superior performant multiplier making the device capable of working in wide input voltage range applications (from 85V to 265V) with an excellent THD. Furthermore the start up current has been reduced at few tens of mA and a disable function has been implemented on the ZCD pin, guaranteeing lower current

consumption in stand by mode. Realised in mixed BCD technology, the chip gives the following benefits:

- micro power start up current
- 1% precision internal reference voltage ($T_j = 25^\circ\text{C}$)
- Soft Output Over Voltage Protection
- no need for external low pass filter on the current sense
- very low operating quiescent current minimises power dissipation

The totem pole output stage is capable of driving a Power MOS or IGBT with source and sink currents of $\pm 400\text{mA}$. The device is operating in transition mode and it is optimised for Electronic Lamp Ballast application, AC-DC adaptors and SMPS.

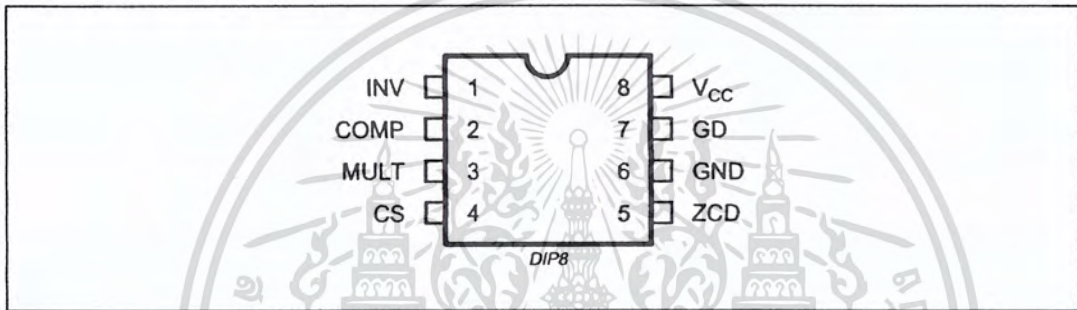
BLOCK DIAGRAM



ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Symbol	Pin	Parameter	Value	Unit
I_{VCC}	8	$I_q + I_Z$ ($I_{GD} = 0$)	30	mA
I_{GD}	7	Output Totem Pole Peak Current (2ms)	± 700	mA
INV, COMP MULT	1, 2, 3	Analog Inputs & Outputs	-0.3 to 7	V
CS	4	Current Sense Input	-0.3 to 7	V
ZCD	5	Zero Current Detector	50 (source) -10 (sink)	mA mA
P_{tot}		Power Dissipation @ $T_{amb} = 50^\circ\text{C}$	1 0.65	W W
T_j		Junction Temperature Operating Range	-40 to 150	$^\circ\text{C}$
T_{stg}		Storage Temperature	-55 to 150	$^\circ\text{C}$

PIN CONNECTION (Top view)



THERMAL DATA

Symbol	Parameter	SO 8	MINIDIP	Unit
$R_{th(j-amb)}$	Thermal Resistance Junction to ambient	150	100	$^\circ\text{C/W}$

PIN DESCRIPTION

N.	Name	Function
1	INV	Inverting input of the error amplifier. A resistive divider is connected between the output regulated voltage and this point, to provide voltage feedback.
2	COMP	Output of error amplifier. A feedback compensation network is placed between this pin and the INV pin.
3	MULT	Input of the multiplier stage. A resistive divider connects to this pin the rectified mains. A voltage signal, proportional to the rectified mains, appears on this pin.
4	CS	Input to the comparator of the control loop. The current is sensed by a resistor and the resulting voltage is applied to this pin.
5	ZCD	Zero current detection input. If it is connected to GND, the device is disabled.
6	GND	Current return for driver and control circuits.
7	GD	Gate driver output. A push pull output stage is able to drive the Power MOS with peak current of 400mA (source and sink).
8	VCC	Supply voltage of driver and control circuits.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS(V_{CC} = 14.5V; T_{amb} = -25°C to 125°C; unless otherwise specified)

Symbol	Pin	Parameter	Test Condition	Min.	Typ.	Max.	Unit
SUPPLY VOLTAGE SECTION							
V _{CC}	8	Operating Range	after turn-on	11		18	V
V _{CC ON}	8	Turn-on Threshold		11	12	13	V
V _{CC OFF}	8	Turn-off Threshold		8.7	9.5	10.3	V
Hys	8	Hysteresis		2.2	2.5	2.8	V
SUPPLY CURRENT SECTION							
I _{START-U}	8	Start-up Current	before turn-on (V _{CC} = 11V)	20	50	90	μA
I _q	8	Quiescent Current			2.6	4	mA
I _{CC}	8	Operating Supply Current	C _L = 1nF @ 70KHz		4	5.5	mA
			in OVP condition V _{pin1} = 2.7V		1.4	2.1	mA
I _q	8	Quiescent Current	V _{PINS} ≤ 150mV, V _{CC} > V _{CC off}		1.4	2.1	mA
	8		V _{PINS} ≤ 150mV, V _{CC} < V _{CC off}	20	50	90	μA
V _Z	8	Zener Voltage	I _{CC} = 25mA	18	20	22	V
ERROR AMPLIFIER SECTION							
V _{INV}	1	Voltage Feedback Input Threshold	T _{amb} = 25°C	2.465	2.5	2.535	V
			12V < V _{CC} < 18V	2.44		2.56	V
		Line Regulation	V _{CC} = 12 to 18V		2	5	mV
I _{INV}	1	Input Bias Current			-0.1	-1	mA
G _V		Voltage Gain	Open loop	60	80		dB
GB		Gain Bandwidth			1		MHz
I _{COMP}	2	Source Current	V _{COMP} = 4V, V _{INV} = 2.4V	-2	-4	-8	mA
		Sink Current	V _{COMP} = 4V, V _{INV} = 2.6V	2.5	4.5		mA
V _{COMP}	2	Upper Clamp Voltage	I _{SOURCE} = 0.5mA		5.8		V
		Lower Clamp Voltage	I _{SINK} = 0.5mA		2.25		V
MULTIPLIER SECTION							
V _{MULT}	3	Linear Operating Voltage		0 to 3	0 to 3.5		V
$\frac{\Delta V_{CS}}{\Delta V_{mult}}$		Output Max. Slope	V _{MULT} = from 0V to 0.5V V _{COMP} = Upper Clamp Voltage	1.65	1.9		
K		Gain	V _{MULT} = 1V V _{COMP} = 4V	0.45	0.6	0.75	1/V
CURRENT SENSE COMPARATOR							
V _{CS}	4	Current Sense Reference Clamp	V _{MULT} = 2.5V V _{COMP} = Upper Clamp Voltage	1.6	1.7	1.8	V
I _{CS}	4	Input Bias Current	V _{CS} = 0		-0.05	-1	μA
t _d (H-L)	4	Delay to Output			200	450	ns
	4	Current Sense Offset			0	15	mV
ZERO CURRENT DETECTOR							
V _{ZCD}	5	Input Threshold Voltage Rising Edge	(1)		2.1		V
		Hysteresis	(1)	0.3	0.5	0.7	V
V _{ZCD}	5	Upper Clamp Voltage	I _{ZCD} = 20μA	4.5	5.1	5.9	V
V _{ZCD}	5	Upper Clamp Voltage	I _{ZCD} = 3mA	4.7	5.2	6.1	V

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)(V_{CC} = 14.5V; T_{amb} = -25°C to 125°C; unless otherwise specified)

Symbol	Pin	Parameter	Test Condition	Min.	Typ.	Max.	Unit
V _{ZCD}	5	Lower Clamp Voltage	I _{ZCD} = 3mA	0.3	0.65	1	V
I _{ZCD}	5	Sink Bias Current	1V ≤ V _{ZCD} ≤ 4.5V		2		μA
I _{ZCD}	5	Source Current Capability		-3		-10	mA
I _{ZCD}	5	Sink Current Capability		3		10	mA
V _{DIS}	5	Disable threshold		150	200	250	mV
I _{ZCD}	5	Restart Current After Disable	V _{ZCD} < V _{dis} ; V _{CC} > V _{CCOFF}	-100	-200	-300	μA
OUTPUT SECTION							
V _{GD}	7	Dropout Voltage	I _{GDsource} = 200mA		1.2	2	V
			I _{GDsource} = 20mA		0.7	1	V
			I _{GDsink} = 200mA			1.5	V
			I _{GDsink} = 20mA			0.3	V
t _r	7	Output Voltage Rise Time	C _L = 1nF		40	100	ns
t _f	7	Output Voltage Fall Time	C _L = 1nF		40	100	ns
I _{GDoff}	7	IGD Sink Current	V _{CC} = 3.5V V _{GD} = 1V	5	10	-	mA
OUTPUT OVERVOLTAGE SECTION							
I _{OVP}	2	OVP Triggering Current		35	40	45	μA
		Static OVP Threshold		2.1	2.25	2.4	V
RESTART TIMER							
t _{START}		Start Timer		70	150	400	μs

(1) Parameter guaranteed by design, not tested in production.

OVER VOLTAGE PROTECTION OVP

The output voltage is expected to be kept by the operation of the PFC circuit close to its nominal value. This is set by the ratio of the two external resistors R1 and R2 (see fig. 2), taking into consideration that the non inverting input of the error amplifier is biased inside the L6561 at 2.5V.

In steady state conditions, the current through R1 and R2 is:

$$I_{R1sc} = \frac{V_{out} - 2.5}{R1} = I_{R2} = \frac{2.5V}{R2}$$

and, if the external compensation network is made only with a capacitor C_{comp}, the current through C_{comp} equals zero. When the output voltage increases abruptly the current through R1 becomes:

$$I_{R1} = \frac{V_{outsc} + \Delta V_{out} - 2.5}{R1} = I_{R1sc} + \Delta I_{R1}$$

Since the current through R2 does not change, ΔI_{R1} must flow through the capacitor C_{comp} and enter the error amplifier.

This current is monitored inside the L6561 and when reaches about 37μA the output voltage of the multiplier is forced to decrease, thus reducing the energy drawn from the mains. If the current exceeds 40μA, the OVP protection is triggered (Dynamic OVP), and the external power transistor is switched off until the current falls approximately below 10μA.

However, if the overvoltage persists, an internal comparator (Static OVP) confirms the OVP condition keeping the external power switch turned off (see fig. 1). Finally, the overvoltage that triggers the OVP function is:

$$\Delta V_{out} = R1 \cdot 40\mu A.$$

Typical values for R_1 , R_2 and C are shown in the application circuits. The overvoltage can be set independently from the average output voltage. The precision in setting the overvoltage threshold is 7% of the overvoltage value (for instance $\Delta V = 60V \pm 4.2V$).

Disable function

The zero current detector (ZCD) pin can be used for device disabling as well. By grounding the ZCD voltage the device is disabled reducing the supply current consumption at 1.4mA typical (@ 14.5V supply voltage).

Releasing the ZCD pin the internal start-up timer will restart the device.

Figure 1.

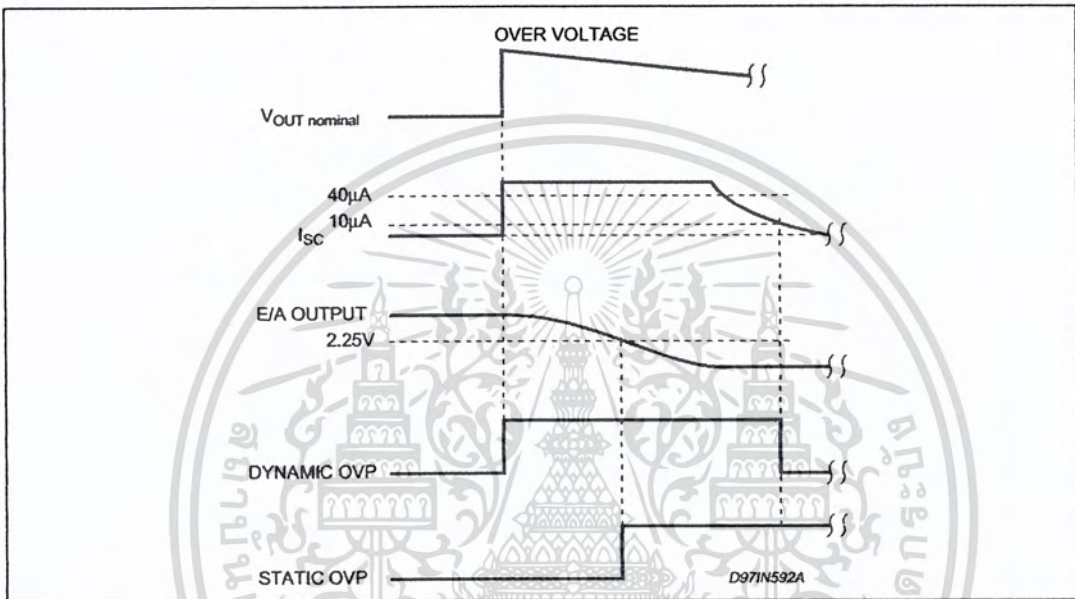


Figure 2. Overvoltage Protection Circuit

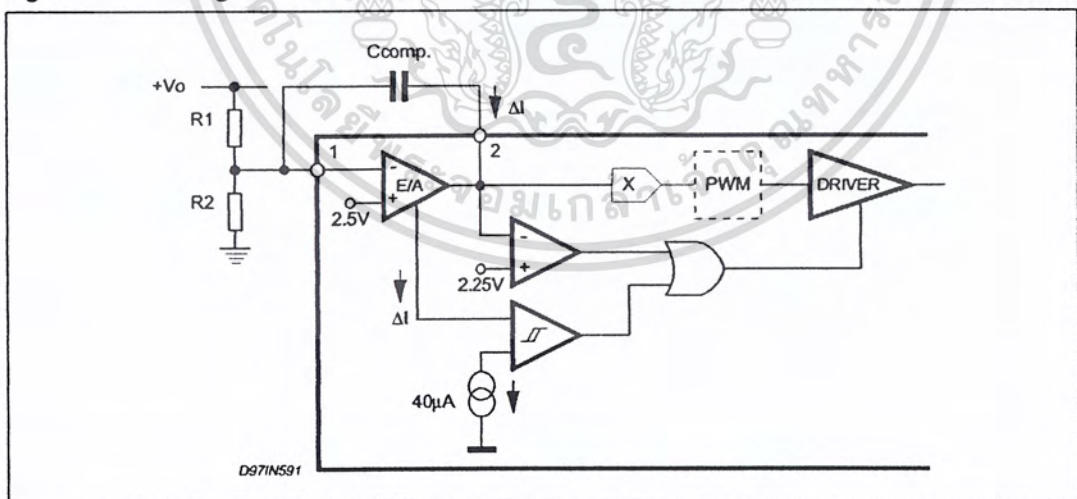


Figure 8. OVP Current Threshold vs. Temperature

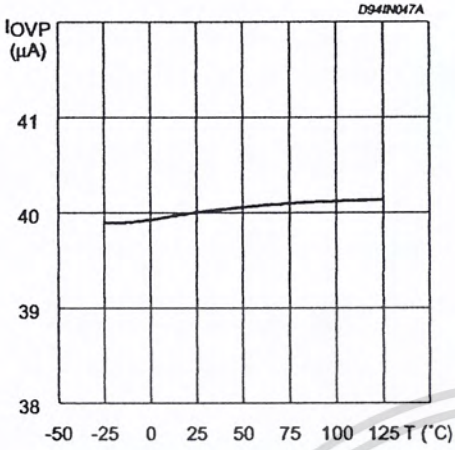


Figure 10. Supply Current vs. Supply Voltage

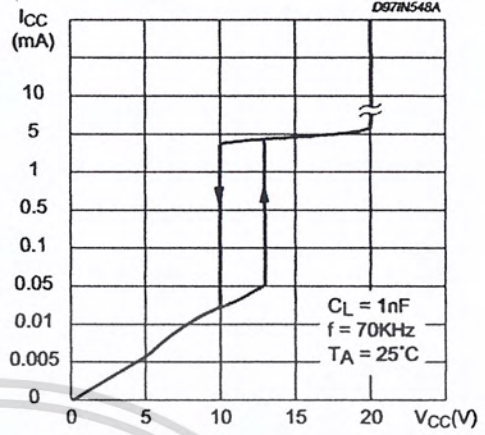


Figure 9. Undervoltage Lockout Threshold vs. Temperature

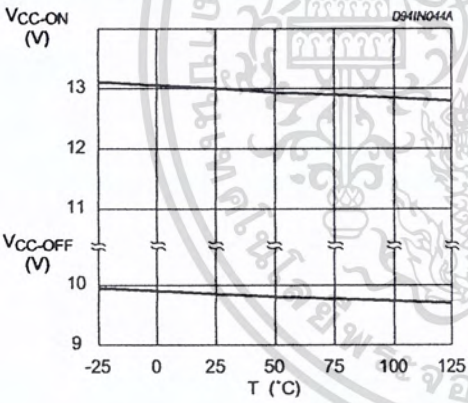


Figure 11. Voltage Feedback Input Threshold vs. Temperature

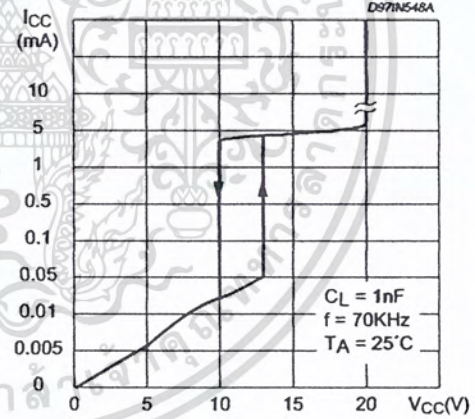


Figure 12. Output Saturation Voltage vs. Sink Current

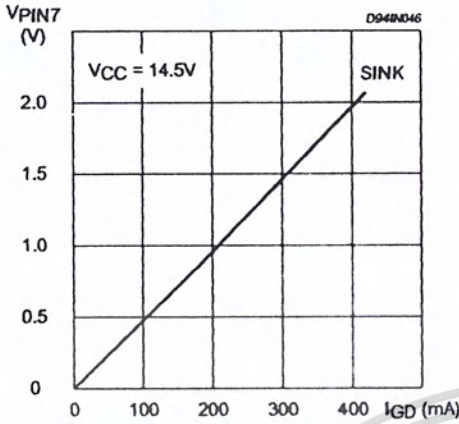


Figure 14. Multiplier Characteristics Family

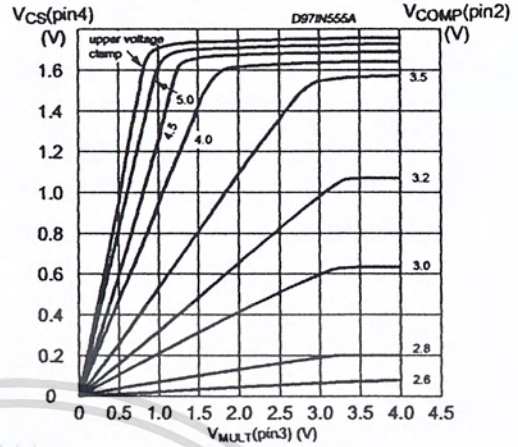
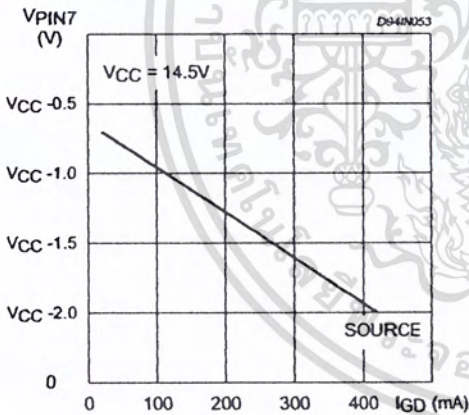
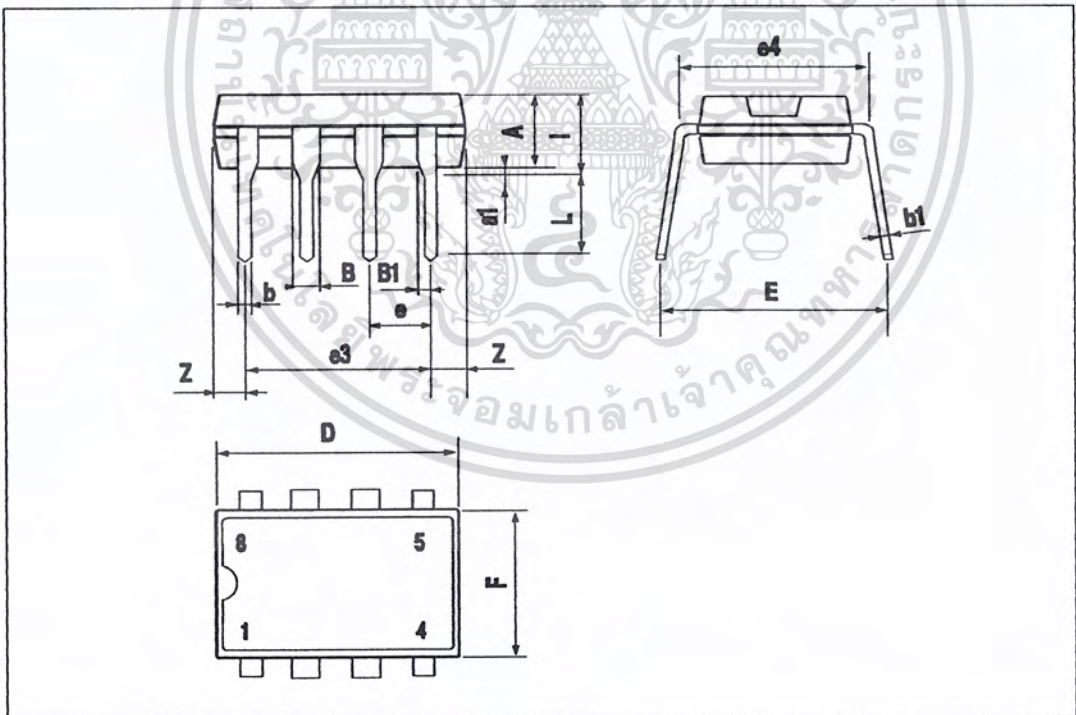
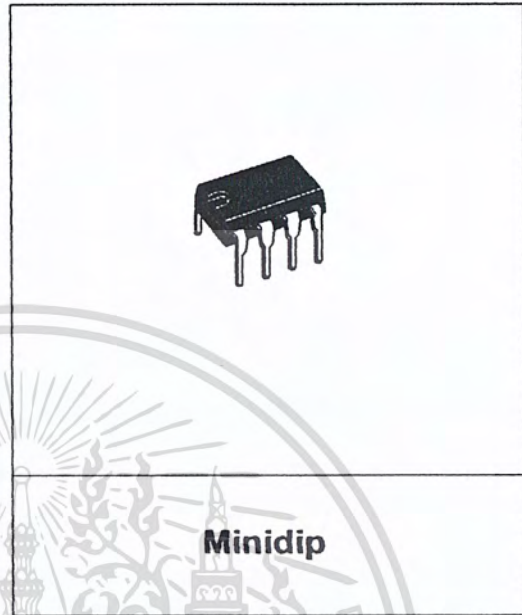


Figure 13. Output Saturation Voltage vs. Source Current



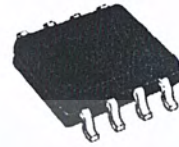
DIM.	mm			Inch		
	MIN.	TYP.	MAX.	MIN.	TYP.	MAX.
A		3.32			0.131	
a1	0.51			0.020		
B	1.15		1.65	0.045		0.065
b	0.356		0.55	0.014		0.022
b1	0.204		0.304	0.008		0.012
D			10.92			0.430
E	7.95		9.75	0.313		0.384
e		2.54			0.100	
e3		7.62			0.300	
e4		7.62			0.300	
F			6.6			0.260
I			5.08			0.200
L	3.18		3.81	0.125		0.150
Z			1.52			0.060

OUTLINE AND MECHANICAL DATA



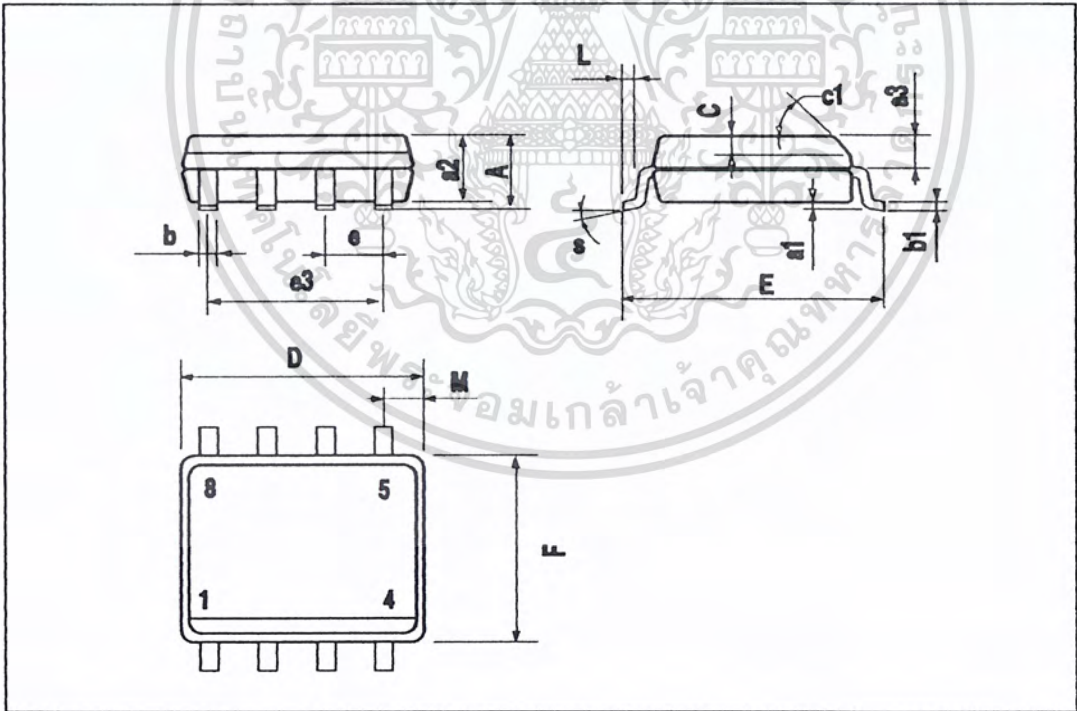
DIM.	mm			Inch		
	MIN.	TYP.	MAX.	MIN.	TYP.	MAX.
A			1.75			0.069
a1	0.1		0.25	0.004		0.010
a2			1.65			0.065
a3	0.65		0.85	0.026		0.033
b	0.35		0.48	0.014		0.019
b1	0.19		0.25	0.007		0.010
C	0.25		0.5	0.010		0.020
c1	45° (typ.)					
D (1)	4.8		5.0	0.189		0.197
E	5.8		6.2	0.228		0.244
e		1.27			0.050	
e3		3.81			0.150	
F (1)	3.8		4.0	0.15		0.157
L	0.4		1.27	0.016		0.050
M			0.6			0.024
S	8° (max.)					

OUTLINE AND MECHANICAL DATA



SO8

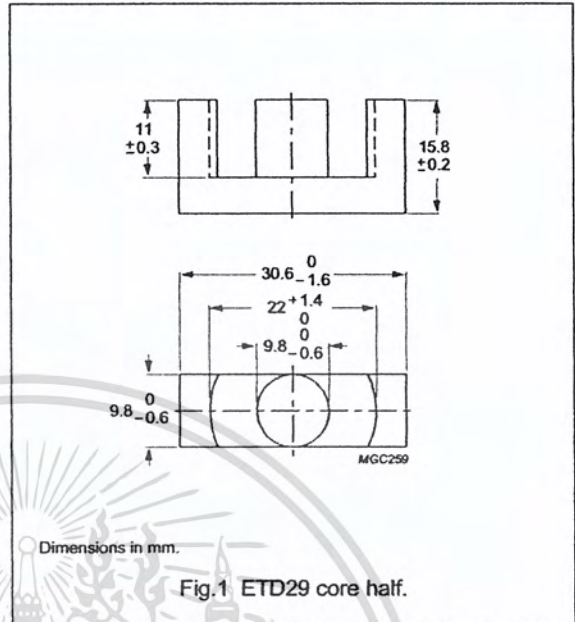
(1) D and F do not include mold flash or protrusions. Mold flash or protrusions shall not exceed 0.15mm (.006inch).



CORE SETS




Effective core parameters

SYMBOL	PARAMETER	VALUE	UNIT
$\Sigma(l/A)$	core factor (C1)	0.947	mm ⁻¹
V_e	effective volume	5470	mm ³
l_e	effective length	72.0	mm
A_e	effective area	76.0	mm ²
A_{min}	minimum area	71.0	mm ²
m	mass of core half	≈ 14	g



Core halves

Clamping force for A_L measurements, 40 ± 20 N. Gapped cores are available on request.

GRADE	A_L (nH)	μ_e	AIR GAP (μm)	TYPE NUMBER
3C90	2350 ± 25%	≈ 1770	≈ 0	ETD29-3C90
3C94 	2350 ± 25%	≈ 1770	≈ 0	ETD29-3C94
3C96 	2200 ± 25%	≈ 1660	≈ 0	ETD29-3C96
3F3	2200 ± 25%	≈ 1660	≈ 0	ETD29-3F3
3F35 	1600 ± 25%	≈ 1210	≈ 0	ETD29-3F35

N - CHANNEL ENHANCEMENT MODE FAST POWER MOS TRANSISTOR

TYPE	V _{DSS}	R _{DS(on)}	I _D
STP8NA50	500 V	< 0.85 Ω	8 A
STP8NA50FI	500 V	< 0.85 Ω	4.5 A

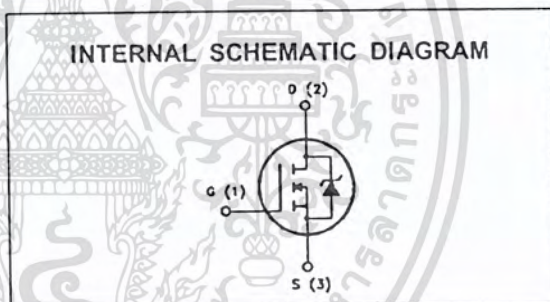
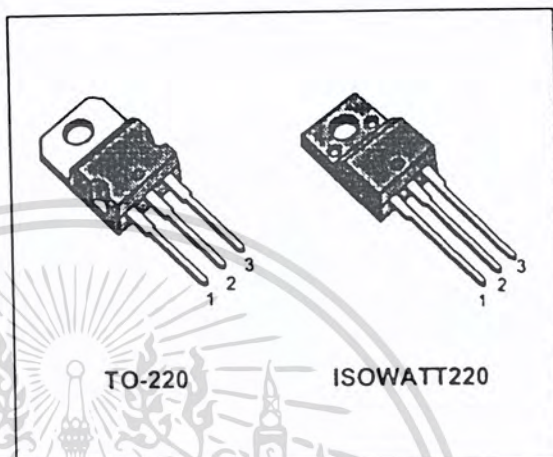
- TYPICAL R_{DS(on)} = 0.7 Ω
- ± 30V GATE TO SOURCE VOLTAGE RATING
- 100% AVALANCHE TESTED
- REPETITIVE AVALANCHE DATA AT 100°C
- LOW INTRINSIC CAPACITANCES
- GATE CHARGE MINIMIZED
- REDUCED THRESHOLD VOLTAGE SPREAD

DESCRIPTION

This series of POWER MOSFETS represents the most advanced high voltage technology. The optimized cell layout coupled with a new proprietary edge termination concur to give the device low R_{DS(on)} and gate charge, unequalled ruggedness and superior switching performance.

APPLICATIONS

- HIGH CURRENT, HIGH SPEED SWITCHING
- SWITCH MODE POWER SUPPLIES (SMPS)
- DC-AC CONVERTERS FOR WELDING EQUIPMENT AND UNINTERRUPTIBLE POWER SUPPLIES AND MOTOR DRIVE



ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Symbol	Parameter	Value		Unit
		STP8NA50	STP8NA50FI	
V _{DS}	Drain-source Voltage (V _{GS} = 0)	500		V
V _{DGR}	Drain-gate Voltage (R _{GS} = 20 kΩ)	500		V
V _{GS}	Gate-source Voltage	± 30		V
I _D	Drain Current (continuous) at T _c = 25 °C	8	4.5	A
I _D	Drain Current (continuous) at T _c = 100 °C	5.3	3	A
I _{DM} (*)	Drain Current (pulsed)	32	32	A
P _{tot}	Total Dissipation at T _c = 25 °C	125	45	W
	Derating Factor	1	0.36	W/°C
V _{ISO}	Insulation Withstand Voltage (DC)	—	2000	V
T _{stg}	Storage Temperature	-65 to 150		°C
T _J	Max. Operating Junction Temperature	150		°C

(*) Pulse width limited by safe operating area

THERMAL DATA

		TO-220	ISOWATT220		
R _{thj-case}	Thermal Resistance Junction-case	Max	1	2.78	°C/W
R _{thj-amb}	Thermal Resistance Junction-ambient	Max	62.5		°C/W
R _{thc-sink}	Thermal Resistance Case-sink	Typ	0.5		°C/W
T _l	Maximum Lead Temperature For Soldering Purpose		300		°C

AVALANCHE CHARACTERISTICS

Symbol	Parameter	Max Value	Unit
I _{AR}	Avalanche Current, Repetitive or Not-Repetitive (pulse width limited by T _j max, δ < 1%)	8	A
E _{AS}	Single Pulse Avalanche Energy (starting T _j = 25 °C, I _D = I _{AR} , V _{DD} = 50 V)	350	mJ
E _{AR}	Repetitive Avalanche Energy (pulse width limited by T _j max, δ < 1%)	11	mJ
I _{AR}	Avalanche Current, Repetitive or Not-Repetitive (T _c = 100 °C, pulse width limited by T _j max, δ < 1%)	5.3	A

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T_{case} = 25 °C unless otherwise specified)

OFF

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
V _{(BR)DSS}	Drain-source Breakdown Voltage	I _D = 250 μA V _{GS} = 0	500			V
I _{DSS}	Zero Gate Voltage Drain Current (V _{GS} = 0)	V _{DS} = Max Rating V _{DS} = Max Rating x 0.8 T _c = 125 °C			25 250	μA μA
I _{GSS}	Gate-body Leakage Current (V _{DS} = 0)	V _{GS} = ± 30 V			± 100	nA

ON (•)

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
V _{GS(th)}	Gate Threshold Voltage	V _{DS} = V _{GS} I _D = 250 μA	2.25	3	3.75	V
R _{DS(on)}	Static Drain-source On Resistance	V _{GS} = 10V I _D = 4 A		0.7	0.85	Ω
I _{D(on)}	On State Drain Current	V _{DS} > I _{D(on)} × R _{DS(on)max} V _{GS} = 10 V	8			A

DYNAMIC

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
g _{fs} (•)	Forward Transconductance	V _{DS} > I _{D(on)} × R _{DS(on)max} I _D = 4 A	4.5	6.5		S
C _{iss}	Input Capacitance	V _{DS} = 25 V f = 1 MHz V _{GS} = 0		1200	1600	pF
C _{oss}	Output Capacitance			190	250	pF
C _{rss}	Reverse Transfer Capacitance			55	75	pF

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

SWITCHING ON

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
$t_{d(on)}$ t_r	Turn-on Time Rise Time	$V_{DD} = 250\text{ V}$ $I_D = 4\text{ A}$ $R_G = 4.7\ \Omega$ $V_{GS} = 10\text{ V}$ (see test circuit, figure 3)		18 25	25 35	ns ns
$(di/dt)_{on}$	Turn-on Current Slope	$V_{DD} = 400\text{ V}$ $I_D = 8\text{ A}$ $R_G = 47\ \Omega$ $V_{GS} = 10\text{ V}$ (see test circuit, figure 5)		220		A/ μ s
Q_g Q_{gs} Q_{gd}	Total Gate Charge Gate-Source Charge Gate-Drain Charge	$V_{DD} = 400\text{ V}$ $I_D = 8\text{ A}$ $V_{GS} = 10\text{ V}$		55 9 25	75	nC nC nC

SWITCHING OFF

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
$t_{r(voff)}$	Off-voltage Rise Time	$V_{DD} = 400\text{ V}$ $I_D = 8\text{ A}$		15	22	ns
t_f	Fall Time	$R_G = 4.7\ \Omega$ $V_{GS} = 10\text{ V}$ (see test circuit, figure 5)		15	22	ns
t_c	Cross-over Time			25	35	ns

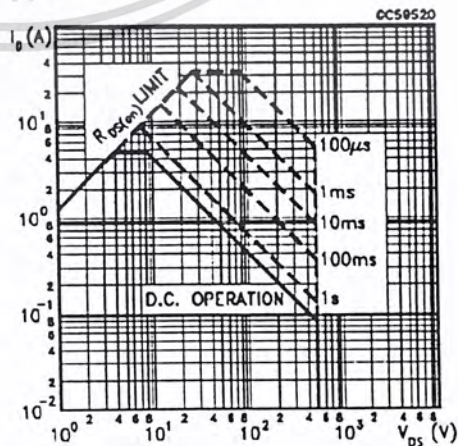
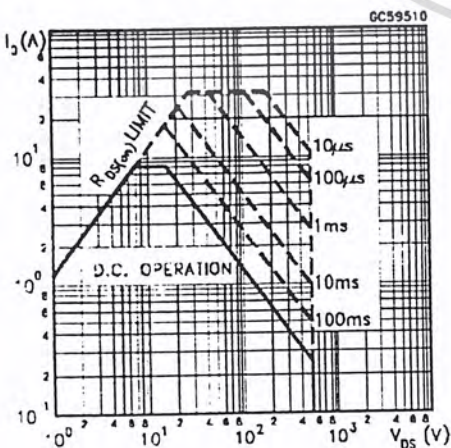
SOURCE DRAIN DIODE

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
I_{SD} $I_{SDM}(\bullet)$	Source-drain Current Source-drain Current (pulsed)				8 32	A A
$V_{SD(-)}$	Forward On Voltage	$I_{SD} = 8\text{ A}$ $V_{GS} = 0$			1.6	V
t_{rr}	Reverse Recovery Time	$I_{SD} = 8\text{ A}$ $di/dt = 100\text{ A}/\mu\text{s}$ $V_{DD} = 100\text{ V}$ $T_j = 150\text{ }^\circ\text{C}$ (see test circuit, figure 5)		500		ns
Q_{rr}	Reverse Recovery Charge			6.5		μ C
I_{RRM}	Reverse Recovery Current			26		A

(-) Pulsed: Pulse duration = 300 μ s, duty cycle 1.5 %
(\bullet) Pulse width limited by safe operating area

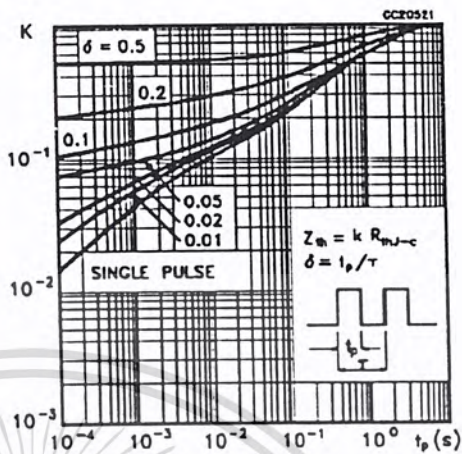
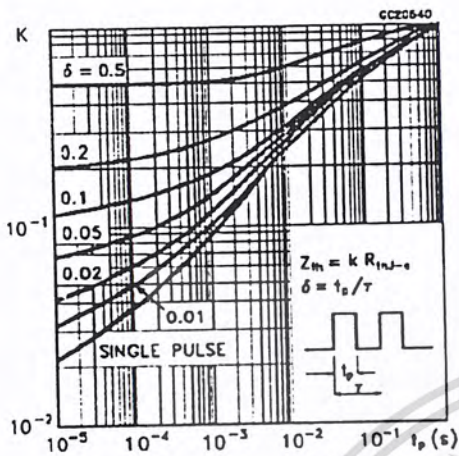
Safe Operating Areas for TO-220

Safe Operating Areas for ISOWATT220



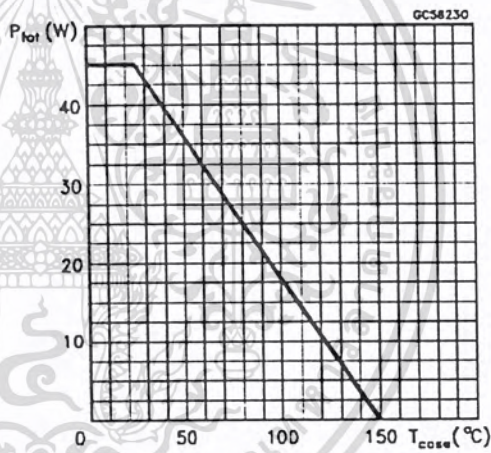
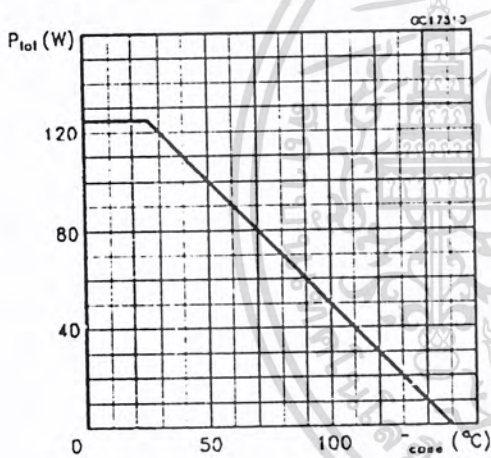
Thermal Impedance For TO-220

Thermal Impedance For ISOWATT220



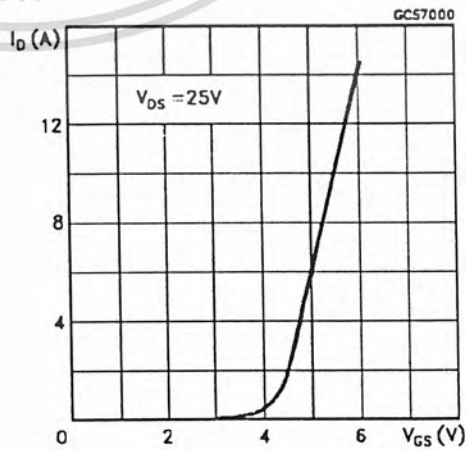
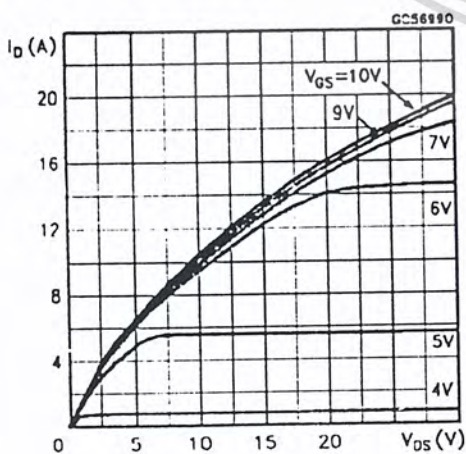
Derating Curve For TO-220

Derating Curve For ISOWATT220

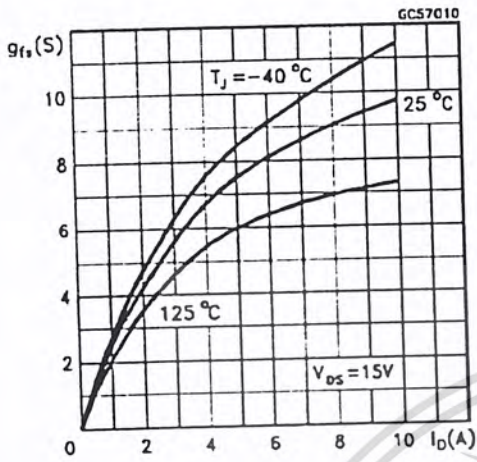


Output Characteristics

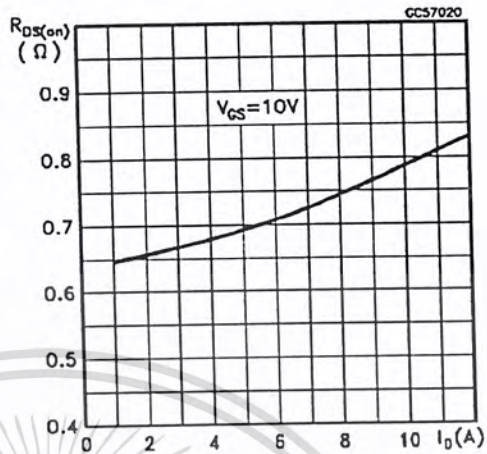
Transfer Characteristics



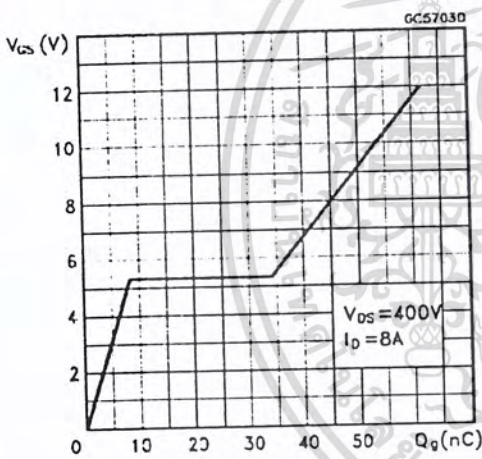
Transconductance



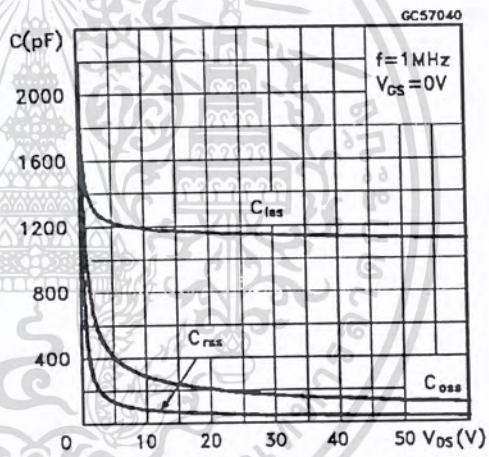
Static Drain-source On Resistance



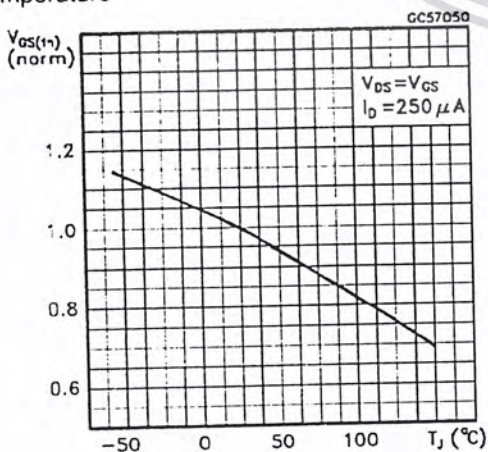
Gate Charge vs Gate-source Voltage



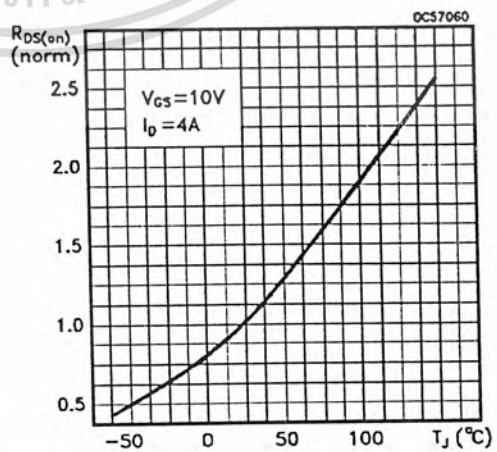
Capacitance Variations



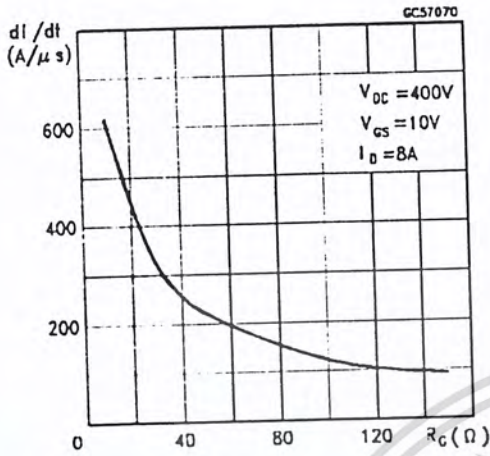
Normalized Gate Threshold Voltage vs Temperature



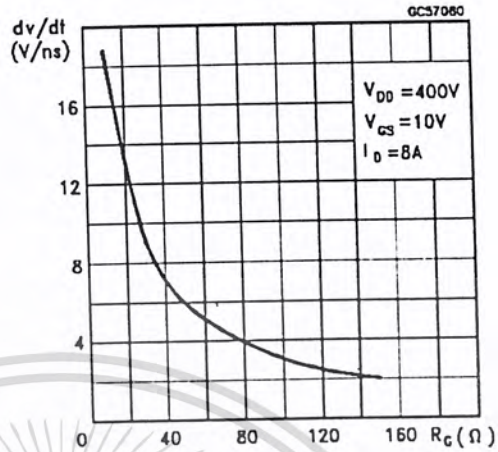
Normalized On Resistance vs Temperature



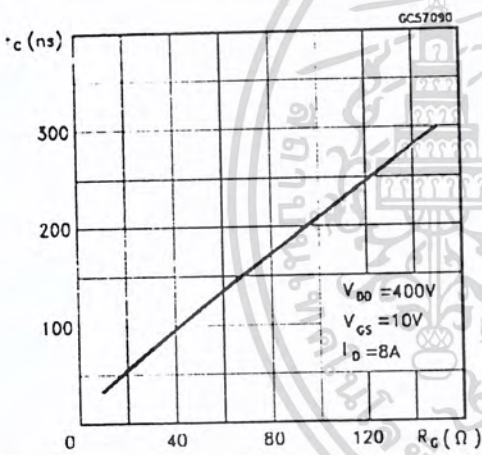
Turn-on Current Slope



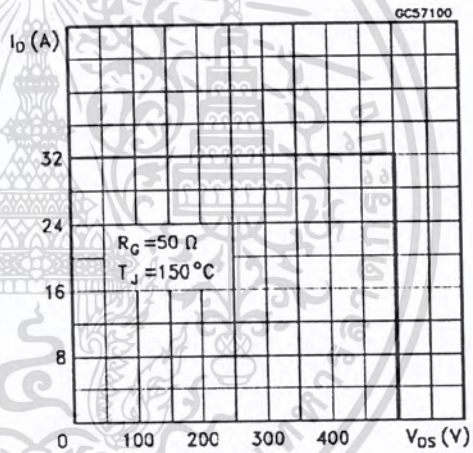
Turn-off Drain-source Voltage Slope



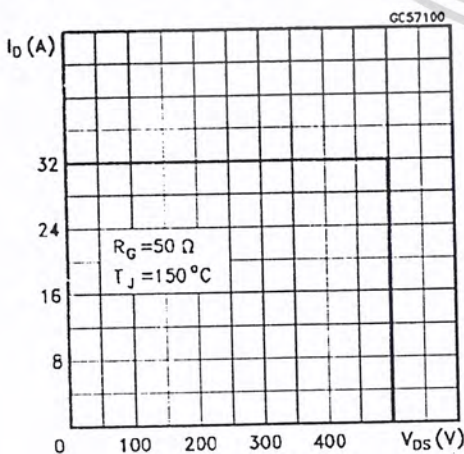
Cross-over Time



Switching Safe Operating Area



Accidental Overload Area



Source-drain Diode Forward Characteristics

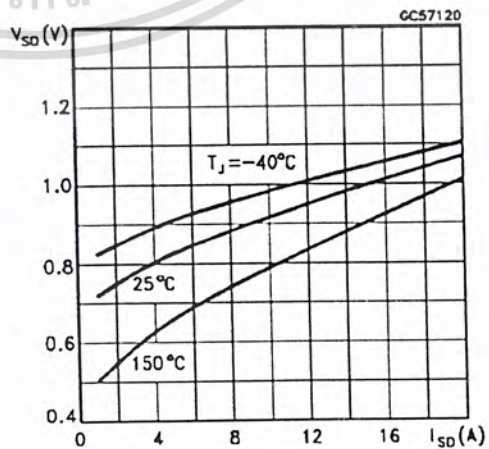


Fig. 1: Unclamped Inductive Load Test Circuits

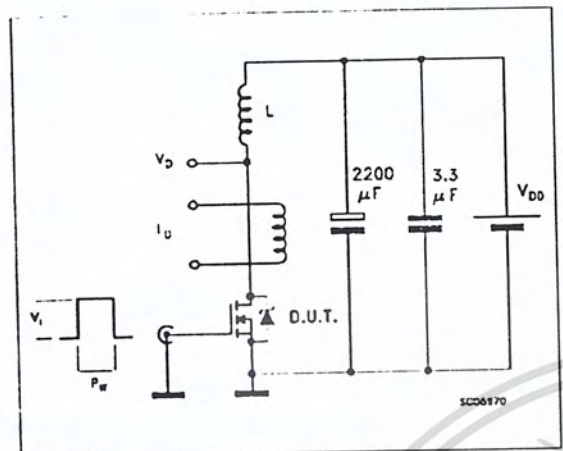


Fig. 2: Unclamped Inductive Waveforms

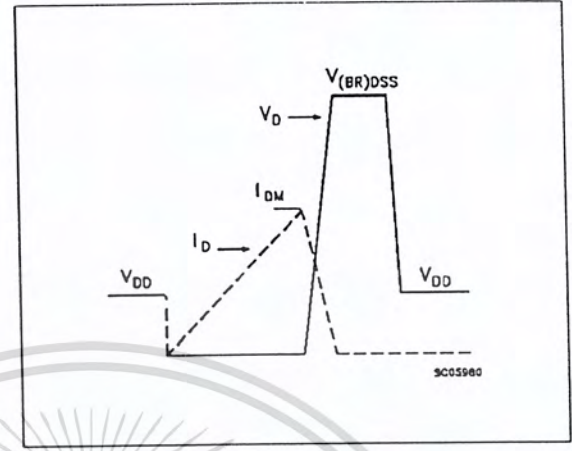


Fig. 3: Switching Times Test Circuits For Resistive Load

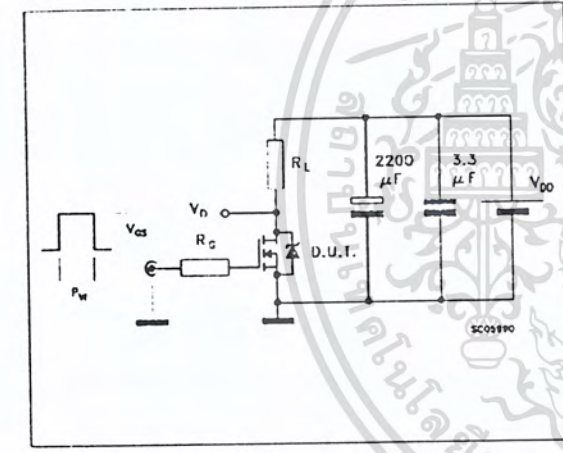


Fig. 4: Gate Charge Test Circuit

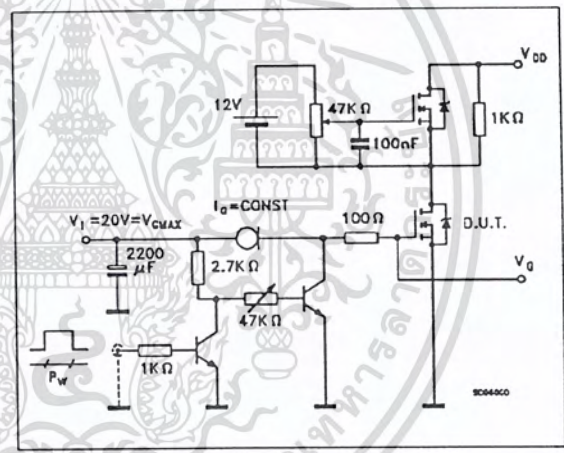
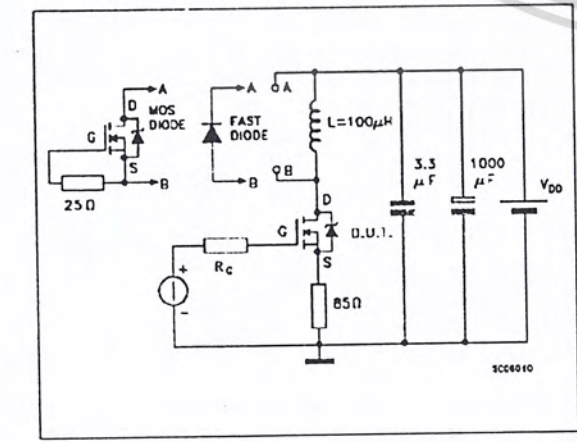


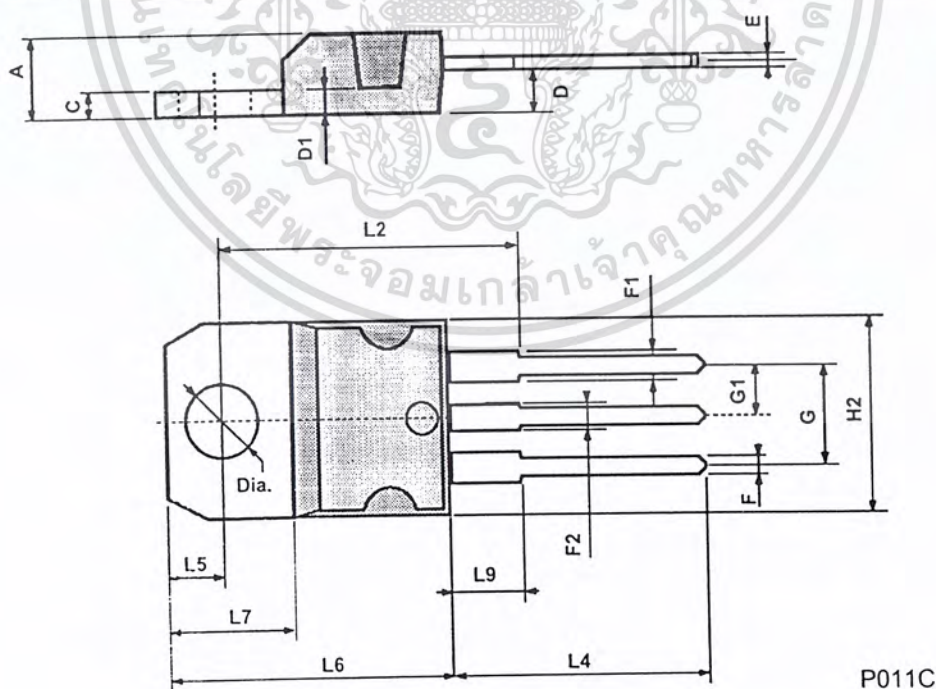
Fig. 5: Test Circuit For Inductive Load Switching And Diode Reverse Recovery Time



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

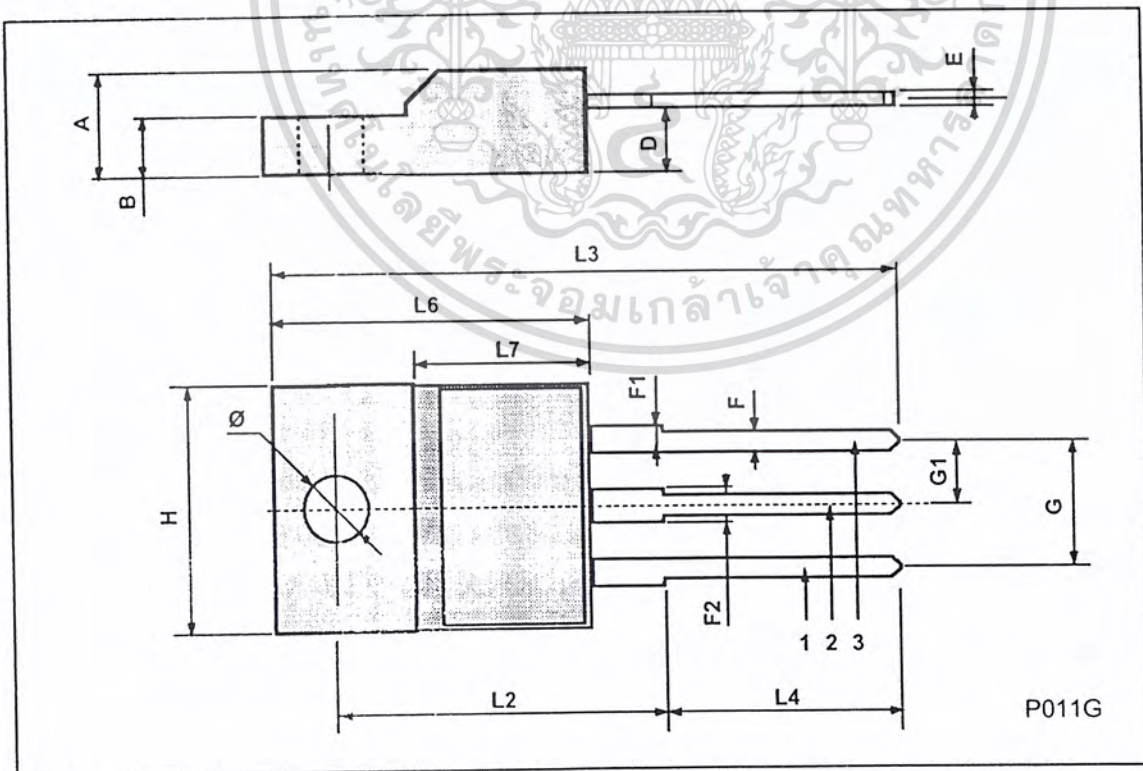
TO-220 MECHANICAL DATA

DIM.	mm			inch		
	MIN.	TYP.	MAX.	MIN.	TYP.	MAX.
A	4.40		4.60	0.173		0.181
C	1.23		1.32	0.048		0.051
D	2.40		2.72	0.094		0.107
D1		1.27			0.050	
E	0.49		0.70	0.019		0.027
F	0.61		0.88	0.024		0.034
F1	1.14		1.70	0.044		0.067
F2	1.14		1.70	0.044		0.067
G	4.95		5.15	0.194		0.203
G1	2.4		2.7	0.094		0.106
H2	10.0		10.40	0.393		0.409
L2		16.4			0.645	
L4	13.0		14.0	0.511		0.551
L5	2.65		2.95	0.104		0.116
L6	15.25		15.75	0.600		0.620
L7	6.2		6.6	0.244		0.260
L9	3.5		3.93	0.137		0.154
DIA.	3.75		3.85	0.147		0.151



ISOWATT220 MECHANICAL DATA

DIM.	mm			inch		
	MIN.	TYP.	MAX.	MIN.	TYP.	MAX.
A	4.4		4.6	0.173		0.181
B	2.5		2.7	0.098		0.106
D	2.5		2.75	0.098		0.108
E	0.4		0.7	0.015		0.027
F	0.75		1	0.030		0.039
F1	1.15		1.7	0.045		0.067
F2	1.15		1.7	0.045		0.067
G	4.95		5.2	0.195		0.204
G1	2.4		2.7	0.094		0.106
H	10		10.4	0.393		0.409
L2		16			0.630	
L3	28.6		30.6	1.126		1.204
L4	9.8		10.6	0.385		0.417
L6	15.9		16.4	0.626		0.645
L7	9		9.3	0.354		0.366
∅	3		3.2	0.118		0.126

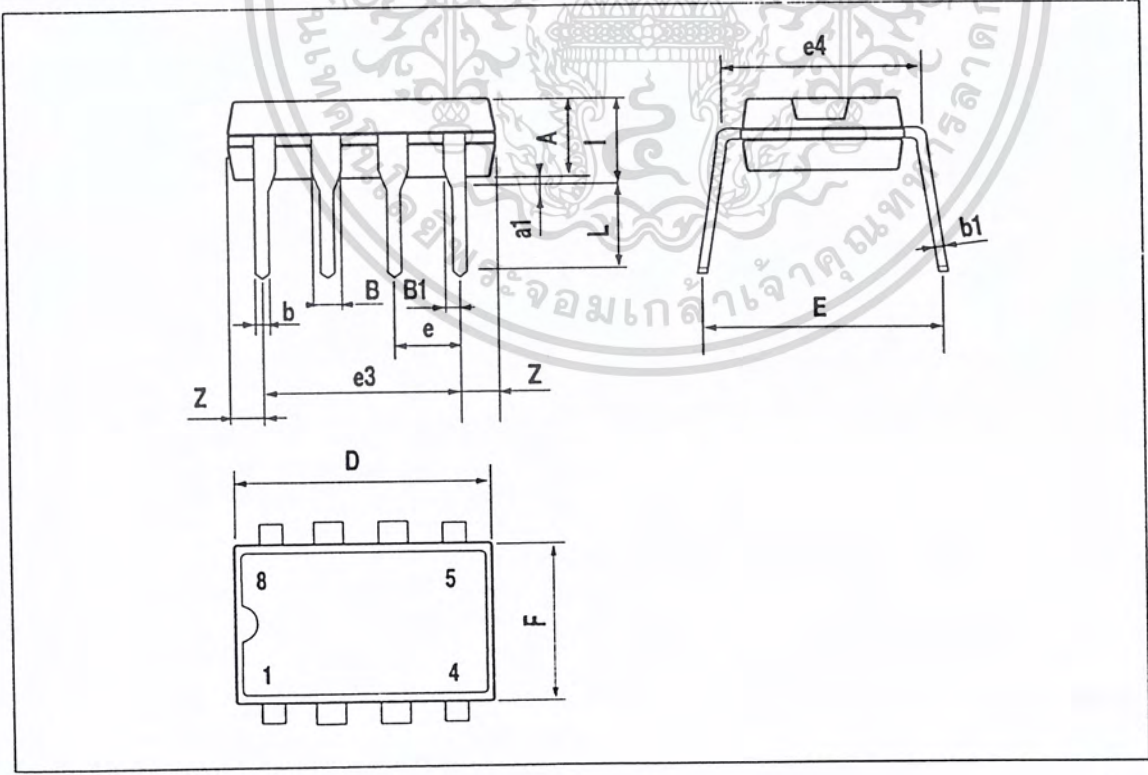


DIM.	mm			inch		
	MIN.	TYP.	MAX.	MIN.	TYP.	MAX.
A		3.32			0.131	
a1	0.51			0.020		
B	1.15		1.65	0.045		0.065
b	0.356		0.55	0.014		0.022
b1	0.204		0.304	0.008		0.012
D			10.92			0.430
E	7.95		9.75	0.313		0.384
e		2.54			0.100	
e3		7.62			0.300	
e4		7.62			0.300	
F			6.6			0.260
I			5.08			0.200
L	3.18		3.81	0.125		0.150
Z			1.52			0.060

OUTLINE AND MECHANICAL DATA



Minidip



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Figure 8. OVP Current Threshold vs. Temperature

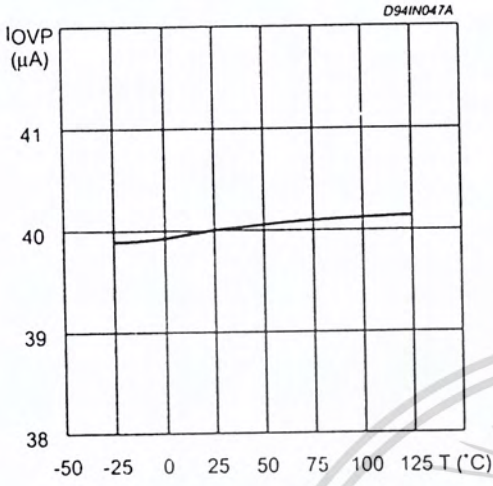


Figure 10. Supply Current vs. Supply Voltage

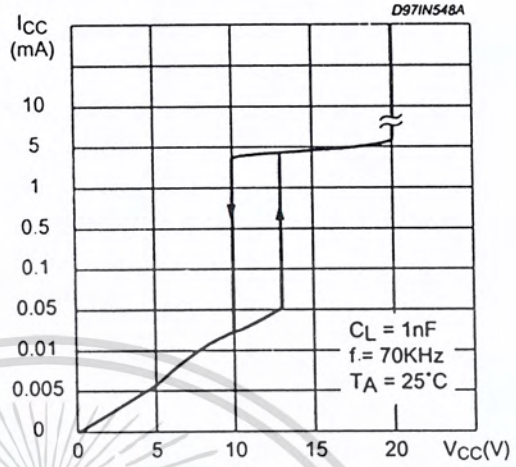


Figure 9. Undervoltage Lockout Threshold vs. Temperature

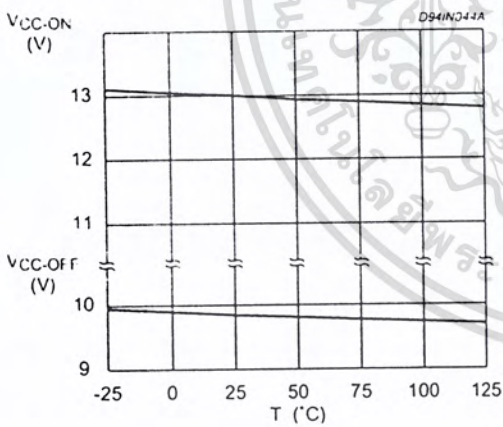
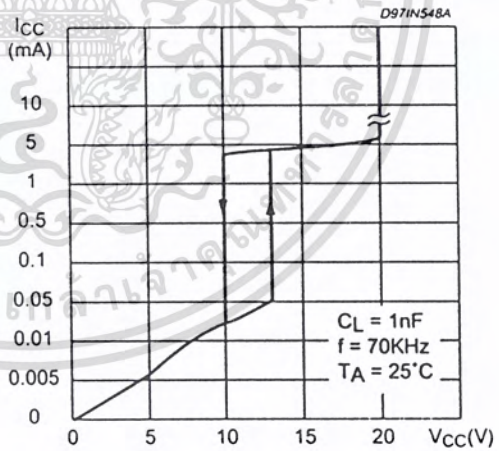


Figure 11. Voltage Feedback Input Threshold vs. Temperature



กิตติกรรมประกาศ

ขอขอบคุณ อ. ชนินทร์ และอาจารย์นนทวัฒน์ คณาจารย์และนักศึกษาทุกคนที่อยู่ในภาควิชาวิศวกรรมระบบควบคุม ที่ทำให้เราได้รับความรู้เพิ่มขึ้นในทุกด้านจากที่นี่ โดยเฉพาะอย่างยิ่ง ประสบการณ์การใช้ชีวิตที่ยากต่อการเรียนรู้ ที่แห่งนี้ทำให้เราได้เห็นแล้วสมบูรณ์ ซึ่งทำให้เราได้เก็บเกี่ยวสิ่งที่ดี ๆ ออกไปใช้กับชีวิตข้างนอกต่อไป

ขอขอบคุณทุกท่านอย่างสูง
เรา จะไม่มีวันลืมที่นี่ได้เลย



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บรรณานุกรม

- [1] J.C. Clare and R.M. David, "The Prediction of Supply Current Wave Fro Rectifier Curcuit with Capacitive Smooting", The European Power Electronic 1993., pp.200-205
- [2] Mehmet K. Nalbant, "Power Factor Calcuclation and Measurements" IEEE, 1990., pp 543-552
- [3] Richard Redl, "Reducing Distortion in Boost Rectifier and Amplifer with Automatic control", IEEE., 1997, pp 74-80
- [4] Thomas S.key, " Comparison and standards and Power Supply Design Option for limiting Hamonic Distortion in Power System", IEEE Transaction on Industry Applications, Vol. 29 , No 4 ., July/August 1993, pp 688-695
- [5] Arthur W. Kellev and William F. Yadusky , " Rectifer Design For Minimum Line Current Hamonic and Maximum Power Factor", IEEE, 1989, pp 13-22
- [6] Bill Andreycak . " Optimizing Performance in L6561 Power Factor Correction Application ", Texas Instruments, Unirode Design Note, 1999, pp.1-5