

หลักการออกแบบคอนเวอร์เตอร์แบบ SEPIC (SINGLE ENDED PRIMARY
INDUCTANCE CONVERTER) เพื่อแก้ไขเพาเวอร์แฟคเตอร์ ในโหมด
การนำกระแสแบบต่อเนื่อง
DESIGN CRITERIA OF SEPIC (SINGLE ENDED PRIMARY INDUCTANCE
CONVERTER) CONVERTERS FOR POWER FACTOR PREREGULATORS
IN CONTINUOUS CONDUCTION MODE



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาคตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2541

ISBN 974-622-156-6

เลขที่.....
เลขทะเบียน... 30966
วัน, เดือน, ปี - 4 ก.ย. 2541

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**DESIGN CRITERIA OF SEPIC (SINGLE ENDED PRIMARY INDUCTANCE
CONVERTER) CONVERTERS FOR POWER FACTOR PREREGULATORS
IN CONTINUOUS CONDUCTION MODE**



**A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT
OF THE REQUIREMENT FOR THE DEGREE OF
MASTER OF ENGINEERING IN ELECTRICAL ENGINEERING
SCHOOL OF GRADUATE STUDIES
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG**

1998

ISBN 974-622-156-6

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



COPYRIGHT 1998

SCHOOL OF GRADUATE STUDIES

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG หน้าไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

| | |
|-----------------------------|--|
| หัวข้อวิทยานิพนธ์ | หลักการออกแบบคอนเวอร์เตอร์แบบ SEPIC (Single Ended Primary Inductance Converter) เพื่อแก้ไขเพาเวอร์แฟคเตอร์ในโหมดการนำกระแสแบบต่อเนื่อง |
| นักศึกษา | นายบุญเลิศ มัดศิริ |
| อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ | ดร. นนทวัฒน์ จุลเคชะ |
| หลักสูตร | วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต |
| สาขาวิชา | วิศวกรรมไฟฟ้า |
| พ.ศ. | 2541 |

บทคัดย่อ

ในวิทยานิพนธ์นี้ ได้เสนอหลักการทํางาน การออกแบบและสร้าง Single Ended Primary Inductance Converter (SEPIC) ที่ทํางานในโหมดการนำกระแสไฟฟ้าแบบต่อเนื่อง (Continuous Conduction Mode, CCM) เพื่อที่จะนำไปประยุกต์ใช้ในวงจรแก้ไขเพาเวอร์แฟคเตอร์ (Power Factor Preregulator, PFP) การควบคุมการทํางานของวงจร SEPIC ได้ใช้โหมดการควบคุมกระแสไฟฟ้าแบบต่อเนื่องชนิดควบคุมค่าเฉลี่ย (Average Continuous Conduction Mode, ACCM) ซึ่งสามารถควบคุมให้กระแสไฟฟ้าที่ทางเข้า มีรูปสัญญาณใกล้เคียงสัญญาณชนิด Sinusoidal และ In-Phase กับศักดาไฟฟ้าที่ทางเข้า การทดลองสร้างวงจร PFP ที่ประกอบด้วยคอนเวอร์เตอร์ SEPIC ขนาด 300 W ($\approx 36 \text{ V} \times 8.5 \text{ A}$) ให้ค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์ ≈ 0.99 ที่โหลด 100 %

| | |
|-----------------------|---|
| Thesis Title | Design Criteria of SEPIC (Single Ended Primary Inductance Converter) Converters for Power Factor Preregulators in Continuous Conduction Mode |
| Student | Mr. Boonlerd mudsiri |
| Thesis Advisor | Dr. Nontawat chuladaycha |
| Degree | Master of Engineering in Electrical Engineering |
| Year | 1998 |

ABSTACT

In this thesis, the principle, design, and construction of Single Ended Primary Inductance Converter (SEPIC) which operated in Continuous Conduction Mode (CCM) are proposed. It is applied for the Power Factor Preregulators (PFP). The operations of SEPIC circuit are controlled by the techniques in the Average Continuous Conduction Mode (ACCM), this method can control the SEPIC circuit to draw the input current in an approximately sinusoidal wave form and to be in-phase with the input voltage. Using SEPIC to construct the Power Factor Preregulator in experiment at rate 300 W ($\approx 36 \text{ V} \times 8.5 \text{ A}$), yields the power factor ≈ 0.99 at load 100 %.

กิตติกรรมประกาศ

การจัดทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้สามารถสำเร็จลุล่วงลงได้ด้วยดี เพราะได้รับความเมตตาจาก ดร. นนทวัฒน์ จุลเคชะ ที่ได้ให้คำปรึกษา คำแนะนำ และวัสดุ อุปกรณ์ต่างๆ ที่ใช้ในการทำงาน รวมถึงการสละเวลาอันมีค่าของท่านในบางเวลา ข้าพเจ้ารู้สึกซาบซึ้งและขอกราบขอบพระคุณเป็นอย่างสูง ขอขอบคุณ รศ.ดร. วิวัฒน์ กิรานนท์ ที่ได้กรุณาในการตรวจบทความ และขอขอบคุณ บุคลากรของภาควิชาวิศวกรรมระบบควบคุม ที่ได้ให้ความช่วยเหลือในทางด้านต่างๆ ท้ายสุดผู้ที่ จะอดกล่าวถึงเสียมิได้ก็คือ ผู้มีอุปการะคุณ ผู้ที่คอยให้กำลังใจ ผู้ที่รอคอยในความสำเร็จ นั่นคือ คุณพ่อ คุณแม่ ซึ่งข้าพเจ้าขอขอบพระคุณความสำเร็จนี้ให้แก่ท่านเพื่อเป็นรางวัลที่ท่านรอคอย นอกจากนี้ ยังมี พี่ น้อง และเพื่อน ที่ให้ความร่วมมือและช่วยเหลือกันเป็นอย่างดีตลอดมา

บุญเลิศ มัคศิริ



สารบัญ

| | หน้า |
|---|------|
| บทคัดย่อภาษาไทย | I |
| บทคัดย่อภาษาอังกฤษ | II |
| กิตติกรรมประกาศ | III |
| สารบัญ | IV |
| สารบัญภาพ | VI |
| สารบัญนิยามของตัวแปร | IX |
| | |
| บทที่ 1 บทนำ | 1 |
| | |
| บทที่ 2 เพาเวอร์แฟกเตอร์ และแนวความคิดในการแก้ไขเพาเวอร์แฟกเตอร์ | 3 |
| 2.1 บทนำ | 3 |
| 2.2 นิยามของเพาเวอร์แฟกเตอร์ | 3 |
| 2.3 แนวความคิดในการแก้ไขเพาเวอร์แฟกเตอร์ | 8 |
| 2.4 ประโยชน์ที่ได้รับจากการแก้ไขเพาเวอร์แฟกเตอร์ | 8 |
| 2.5 การแก้ไขเพาเวอร์แฟกเตอร์ | 10 |
| 2.6 แนวความคิดของวงจรที่จะใช้ในวิทยานิพนธ์ | 13 |
| 2.7 บทสรุป | 14 |
| | |
| บทที่ 3 คอนเวอร์เตอร์ SEPIC และ การประยุกต์ใช้งานเป็นวงจร PFP | 15 |
| 3.1 บทนำ | 15 |
| 3.2 โครงสร้างเบื้องต้นของคอนเวอร์เตอร์ SEPIC และการนำไปประยุกต์เป็น วงจร PFP | 15 |
| 3.3 การทำงานของคอนเวอร์เตอร์ SEPIC | 17 |
| 3.4 โครงสร้างการควบคุมของวงจร PFP | 27 |
| 3.5 บทสรุป | 31 |

สารบัญ (ต่อ)

| | หน้า |
|---|------|
| บทที่ 4 การออกแบบ และ สร้างวงจร PFP | 32 |
| 4.1 บทนำ | 32 |
| 4.2 วงจรกำลัง | 32 |
| 4.3 การวิเคราะห์ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรควบคุมกระแสไฟฟ้า i_1 | 48 |
| 4.4 วงจรควบคุม | 52 |
| 4.5 ปัญหาที่เกิดจากวงจรสับเบอร์ | 59 |
| 4.6 วงจร PFP | 63 |
| 4.7 บทสรุป | 65 |
| บทที่ 5 การทดลอง ผลการทดลอง และ วิเคราะห์ผลการทดลอง | 66 |
| 5.1 บทนำ | 66 |
| 5.2 การทดลอง การทำงานของคอนเวอร์เตอร์ SEPIC | 66 |
| 5.3 การทดลอง และ ผลการเปรียบเทียบระหว่างวงจร PFP กับวงจร SMPS แบบเดิม..... | 69 |
| 5.4 Test – Set และ เครื่องมือที่ใช้ในการทดลอง | 72 |
| 5.5 สรุป และ วิเคราะห์ผลการทดลอง | 73 |
| บทที่ 6 สรุป และ วิเคราะห์ | 74 |
| บรรณานุกรม | 75 |
| ภาคผนวก | 77 |
| ภาคผนวก ก. บทความที่ได้รับการตีพิมพ์ | 78 |
| ภาคผนวก ข. รายละเอียดของ IC L4981A | 103 |
| ภาคผนวก ค. แสดงการวิเคราะห์และการแทนค่าตัวแปรของสมการที่สำคัญโดยละเอียด | 121 |
| ประวัติผู้เขียน | 129 |

สารบัญภาพ

| ภาพที่ | หน้า |
|---|------|
| 2.1 แสดงวงจร Rectifier ของ SMPS (ก) และสัญญาณของวงจรที่ทางเข้า (ข) | 4 |
| 2.2 แสดง Power Vector ของวงจร ที่มีกระแสไฟฟ้าที่ทางเข้าเป็นชนิด Sinusoidal | 5 |
| 2.3 แสดง Power Vector ของวงจร ที่มีกระแสไฟฟ้าที่ทางเข้าไม่เป็นชนิด Sinusoidal | 7 |
| 2.4 แสดงจำนวนอุปกรณ์กับชุดจ่ายไฟฟ้า เมื่ออุปกรณ์ได้รับการแก้ไขเพาเวอร์แฟคเตอร์ ... | 9 |
| 2.5 แสดงขนาดของสายส่งไฟฟ้า เมื่ออุปกรณ์ได้รับการแก้ไขเพาเวอร์แฟคเตอร์ | 9 |
| 2.6 แสดงการแก้ไขแบบสถิตติค | 10 |
| 2.7 แสดงการแก้ไขแบบไดนามิก (ก) และสัญญาณของวงจรที่ทางเข้า (ข) | 11 |
| 2.8 แสดง Topology ชนิด Boost (ก) และสัญญาณของวงจรที่ทางเข้า (ข) | 12 |
| 2.9 แสดง Topology ชนิด Flyback | 12 |
| 2.10 แสดง Topology ชนิด SEPIC | 14 |
| 3.1 แสดงวงจรคอนเวอร์เตอร์ SEPIC | 15 |
| 3.2 แสดงกระแสไฟฟ้าของ Inductor L_1 เมื่อเปรียบเทียบกับค่าอ้างอิงที่กำหนด | 16 |
| 3.3 แสดงการปรับระดับของสัญญาณอ้างอิงเพื่อให้ได้ $v_2 = V_o$ | 17 |
| 3.4 แสดงกระแสไฟฟ้าของไดโอด D_1 โหลดแบบไม่ต่อเนื่อง (ก) และกระแสไฟฟ้าของ ไดโอด D_1 โหลดแบบต่อเนื่อง (ข) | 18 |
| 3.5 แสดงคอนเวอร์เตอร์ SEPIC เมื่อแยกแสดง L_2 | 18 |
| 3.6 แสดงการทำงานของวงจร SEPIC เมื่อ $SW1 \Rightarrow ON$ (ก) และเมื่อ $SW1 \Rightarrow OFF$ (ข) | 21 |
| 3.7 แสดงรูปสัญญาณของคอนเวอร์เตอร์ SEPIC เมื่อวงจรทำงานแบบ CCM | 23 |
| 3.8 แสดงกระแสไฟฟ้าของ Inductor L_1 ในแต่ละช่วงเวลา T ($T = 1/f_{sw}$) ภายในส่วน หนึ่งของครึ่งลูกคลื่น f_{line} ของวงจร PFP | 25 |
| 3.9 แสดงคอนเวอร์เตอร์ SEPIC ที่นำมาประกอบเป็นวงจร PFP | 25 |
| 3.10 แสดงการควบคุมให้ได้ $PF \approx 1$ | 27 |
| 3.11 แสดงการควบคุม v_2 เมื่อ v_1 เปลี่ยนแปลง | 29 |
| 3.12 แสดงการควบคุม v_2 เมื่อ i_2 เปลี่ยนแปลง | 30 |

สารบัญภาพ (ต่อ)

| ภาพที่ | หน้า |
|--|------|
| 4.1 แสดงคอนเวอร์เตอร์ SEPIC | 32 |
| 4.2 แสดงสถานะชั่วขณะที่เวลาใดๆ ของคักคาไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าที่ทางเข้า | 33 |
| 4.3 แสดงขอบเขตการทำงานระหว่าง DCM กับ CCM | 34 |
| 4.4 แสดงค่า Normalize ของคักคาไฟฟ้าสูงสุดที่ตกคร่อม และกระแสไฟฟ้าสูงสุดที่ไหลผ่าน ของ SW1 และ D_1 | 37 |
| 4.5 แสดงรูปสัญญาณของกระแสไฟฟ้าและคักคาไฟฟ้าของ C_1 | 41 |
| 4.6 แสดงรูปสัญญาณของกระแสไฟฟ้าของ L_1 ที่ตำแหน่ง ωt ใดๆ | 41 |
| 4.7 แสดงรูปสัญญาณของกระแสไฟฟ้าของ D_1 , C_2 และที่ทางออก | 43 |
| 4.8 แสดงรูปสัญญาณของกระแสไฟฟ้าของ L_1 ที่ตำแหน่ง $\omega t = \pi/2$, $\alpha = \alpha_{min}$ | 44 |
| 4.9 แสดงกระแสไฟฟ้าเฉลี่ยไหลผ่าน SW1 ในครึ่งลูกคลื่นของ $f = f_{line}$ | 47 |
| 4.10 แสดงวงจรควบคุมกระแสไฟฟ้า i_1 | 49 |
| 4.11 แสดงกราฟของ Bode ของ G_{id} | 50 |
| 4.12 แสดงการเพิ่ม Damping-Network $R_d - C_d$ คร่อม C_1 | 50 |
| 4.13 แสดงกราฟของ Bode ของ G_{id} ใหม่ | 51 |
| 4.14 แสดงส่วนวงจรควบคุมกระแสไฟฟ้า i_1 | 52 |
| 4.15 แสดง Slope ในทิศทางลงของ i_{L1} ที่ทางออกของ Current Amplifier | 52 |
| 4.16 แสดงกราฟของ Bode ทั้งขนาดและเฟสของ G_i , G_{ave} และ G_{IT} | 55 |
| 4.17 แสดงส่วนวงจรควบคุมคักคาไฟฟ้า v_2 | 57 |
| 4.18 แสดงกราฟของ Bode ทั้งขนาดและเฟสของ G_v , G_{pw} และ G_{VT} | 59 |
| 4.19 แสดงคักคาไฟฟ้าเกินเนื่องจากผลของ Leakage Inductance | 60 |
| 4.20 แสดงวงจรสับเบอร์ชนิด RCD | 60 |
| 4.21 แสดงวงจรสับเบอร์ชนิดไม่มีกำลังงานไฟฟ้าสูญเสีย | 61 |
| 4.22 แสดงการออสซิลเลชันของวงจรสับเบอร์ชนิดไม่มีกำลังงานไฟฟ้าสูญเสีย | 62 |
| 4.23 แสดงรูปถ่ายวงจร PFP ที่สร้างขึ้น | 63 |
| 4.24 แสดงวงจรสมบูรณ์ของ PFP | 64 |

สารบัญภาพ (ต่อ)

| ภาพที่ | หน้า |
|---|------|
| 5.1 แสดงรูปสัญญาณของศักดาไฟฟ้า v_{L1} และรูปสัญญาณของกระแสไฟฟ้า i_{L1} ที่ความถี่ใช้งานของคอนเวอร์เตอร์ SEPIC ($f_{sw} = 70 \text{ KHz}$) | 66 |
| 5.2 แสดงรูปสัญญาณของศักดาไฟฟ้า V_1' และรูปสัญญาณของกระแสไฟฟ้า I_1' ที่ทางเข้าของวงจร PFP | 67 |
| 5.3 แสดงรูปสัญญาณของศักดาไฟฟ้า V_2 และรูปสัญญาณของกระแสไฟฟ้า I_2 ที่ทางออกของวงจร PFP | 67 |
| 5.4 แสดงศักดาไฟฟ้าที่ทางออก เมื่อโหลดเปลี่ยนแปลง | 68 |
| 5.5 แสดงประสิทธิภาพของวงจร PFP และวงจร SMPS แบบเดิมเมื่อโหลดเปลี่ยนแปลง . | 68 |
| 5.6 แสดงการเปรียบเทียบระหว่างกระแสไฟฟ้า และศักดาไฟฟ้าที่ทางเข้าของวงจร PFP (ก) กับวงจร SMPS แบบเดิม (ข) ที่โหลด 100% | 69 |
| 5.7 แสดงการเปรียบเทียบของ Harmonic ของกระแสไฟฟ้าที่ทางเข้าของวงจร PFP (ก) กับวงจร SMPS แบบเดิม (ข) ที่โหลด 100% ($\bar{V}_1 = 220 \text{ V}$) | 70 |
| 5.8 แสดงการเปรียบเทียบของเพาเวอร์แฟกเตอร์ เมื่อโหลดเปลี่ยนแปลง ของวงจร PFP กับวงจร SMPS แบบเดิม | 71 |
| 5.9 แสดงการเปรียบเทียบของกำลังงาน ไฟฟ้าปรากฏ (Input Apparent Power) ของวงจร PFP กับวงจร SMPS แบบเดิมที่ทางเข้า เมื่อโหลดเปลี่ยนแปลง | 71 |
| 5.10 แสดงรูปถ่ายของ Test-Set ที่ใช้ในการทดลอง | 72 |

สารบัญนิยามของตัวแปร

ลักษณะของตัวแปรที่ใช้ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

- i : เป็นสัญลักษณ์ของค่าที่เวลาใดๆ
- I : เป็นสัญลักษณ์ของค่าเฉลี่ย
- \bar{I} : เป็นสัญลักษณ์ของค่าแอมพลิจูด (RMS)
- I_{max} : เป็นสัญลักษณ์ของค่าสูงสุด

นิยามของตัวแปร

- f_{sw} : ความถี่ใช้งานของคอนเวอร์เตอร์
- f_{line} : ความถี่ของศักดาไฟฟ้าที่ทางเข้า
- i_1 : กระแสไฟฟ้าที่ทางเข้า
- $i_{1,M}$: สัญญาณ Feed Back ที่ถูกควบคุมของวงจรควบคุมกระแสไฟฟ้า
- i_2 : กระแสไฟฟ้าที่ทางออก
- i_{C1} : กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่าน Capacitor C_1
- i_{C2} : กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่าน Capacitor C_2
- i_{D1} : กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่าน ไดโอด D_1
- i_{L1} : กระแสไฟฟ้าเฉลี่ยที่ไหลผ่าน Inductor L_1
- i_{L2} : กระแสไฟฟ้าเฉลี่ยที่ไหลผ่าน Inductor L_2
- $i_{L,ref}$: สัญญาณอ้างอิงของวงจรควบคุมกระแสไฟฟ้า
- i_{SW1} : กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่าน SW1
- n : อัตราส่วนจำนวนรอบขดของทรานส์ฟอร์มเมอร์ T (N_{sec}/N_{pri})
- m : อัตราส่วนของ v_2/v_1 ขณะ Steady-State ในเงื่อนไข CCM
- m_d : อัตราส่วนของ v_2/v_1 ขณะ Steady-State ในเงื่อนไข DCM
- v_1 : ศักดาไฟฟ้าที่ทางเข้า
- v_2 : ศักดาไฟฟ้าที่ทางออก
- $v_{2,M}$: สัญญาณ Feed Back ที่ถูกควบคุมของวงจรควบคุมศักดาไฟฟ้า
- $v_{2,R}$: สัญญาณอ้างอิงของวงจรควบคุมศักดาไฟฟ้า

สารบัญนิยามของตัวแปร (ต่อ)

- v_C : ศักดาไฟฟ้าที่ทางออกของวงจรควบคุมศักดาไฟฟ้า
- v_{L1} : ศักดาไฟฟ้าที่ตกคร่อม L_1
- v_{L2} : ศักดาไฟฟ้าที่ตกคร่อม L_2
- v_{SW1} : ศักดาไฟฟ้าที่ตกคร่อม SW1
- $I_{1,max}$: กระแสไฟฟ้าสูงสุดที่ทางเข้า
- I_o : พิกัดของกระแสไฟฟ้าที่ทางออก
- M : อัตราส่วนของศักดาไฟฟ้าที่ทางออกต่อศักดาไฟฟ้าสูงสุดที่ทางเข้า
- P_1 : กำลังงานไฟฟ้าที่ทางเข้า
- P_2 : กำลังงานไฟฟ้าที่ทางออก
- P_o : พิกัดของกำลังงานไฟฟ้าที่ทางออก
- $R_{o,max}$: ความต้านทานสูงสุดที่เป็นโหลดซึ่งทำให้วงจรทำงานแบบ CCM
- R_o : ความต้านทานที่เป็นโหลด
- $V_{1,max}$: ศักดาไฟฟ้าสูงสุดที่ทางเข้า
- V_o : ศักดาไฟฟ้าที่ทางออกที่ต้องการ
- α : Duty-Cycle ของการทำงาน SW1

บทที่ 1

บทนำ

การพัฒนาประสิทธิภาพการใช้กำลังงานไฟฟ้าของวงจรไฟฟ้า ด้วยวิธีแก้ไขเพาเวอร์แฟคเตอร์ให้มีค่าสูงสุด (≈ 1) โดยควบคุมให้กระแสไฟฟ้าที่ทางเข้ามี ค่า/ปริมาณ ของ Harmonic ต่ำที่สุด[1][2] ได้รับความสนใจอย่างมากในสภาวะปัจจุบัน ที่ต้องการการประหยัดกำลังงานไฟฟ้า, แหล่งจ่ายกำลังชนิดสวิตชิ่ง (Switched-Mode Power Supplies, SMPS) ก็เป็นตัวอย่างของวงจรชนิดหนึ่งที่มีความต้องการการพัฒนา ดังกล่าวเช่นกัน เพราะว่าโดยทั่วไป วงจร Rectifier ทางด้านทางเข้าของ SMPS ประกอบด้วยวงจรไดโอด และวงจรกรองสัญญาณ ซึ่งมีตัวเก็บประจุขนาดใหญ่ วงจรนี้มีข้อดีคือ เป็นวงจรที่ไม่ซับซ้อน และราคาถูก แต่มีข้อจำกัดคือ เพาเวอร์แฟคเตอร์ของวงจรมีค่าต่ำ (≤ 0.6) เพราะสัญญาณของกระแสไฟฟ้าที่ทางเข้ามีลักษณะเป็นรูปสัญญาณพัลส์ ซึ่งมี ค่า/ปริมาณ ของ Harmonic จำนวนมาก จึงได้มีการพยายามพัฒนางจร เพื่อแก้ปัญหาดังกล่าว เช่น วงจร Power Factor Preregulator (PFP)

วงจร PFP ที่ใช้งานในปัจจุบัน มีพื้นฐานมาจากวงจรคอนเวอร์เตอร์ชนิด Boost[3][4][5][6] เพราะเป็นวงจรที่ไม่ซับซ้อนทั้งส่วนวงจรกำลังและส่วนวงจรควบคุม แต่มีข้อจำกัดที่สำคัญหลายประการคือ

- ใช้ได้เฉพาะกับระบบที่ต้องการศักดาไฟฟ้าที่ทางออก สูงกว่าศักดาไฟฟ้าสูงสุดที่ทางเข้าเท่านั้น (เช่นระบบจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง 48 V จากไฟฟ้ากระแสสลับ 220 V_{rms} หรือ 310 V_{peak} ทำไม่ได้)
- ไม่สามารถแยกระบบกราวด์ระหว่างทางเข้าและทางออก ซึ่งทำให้มาตรฐานความปลอดภัยที่ทางออกลดลง
- การเชื่อมต่อระหว่างทางเข้าและทางออกไม่ผ่านอุปกรณ์สวิตช์กำลัง ดังนั้นการควบคุมกระแสไฟฟ้าในช่วงเวลาวิกฤต (ตอนเริ่มต้น, ตอนเกิด Overload) จะสามารถทำได้ก็ต่อใช้วงจรอื่นๆ มาเสริม

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะนำเสนอหลักการทำงาน, การออกแบบ และการสร้าง วงจร PFP ซึ่งมีพื้นฐานมาจากคอนเวอร์เตอร์ชนิด SEPIC (Single Ended Primary Inductance Converter) โดย

ศึกษาจากวงจรขนาด ≈ 300 W (36 V \times 8.5 A) วงจร SEPIC สามารถจำกัดข้อบกพร่องข้างต้นของ
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาดูเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์แล้ว
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจร PFP ชนิด Boost นอกจากนั้นวงจร SEPIC ยังคงตำแหน่งของ Inductor อยู่ที่ทางเข้าของวงจร ซึ่งที่ตำแหน่งดังกล่าว มีส่วนเพิ่มความสามารถในการทำงานเป็น Line Filter เพื่อควบคุม Line Noise และปัญหา EMI

เนื้อหาของวิทยานิพนธ์นี้แบ่งออกเป็น 6 บท ซึ่งในแต่ละบทมีเนื้อหาสาระดังนี้คือ

บทที่ 2 อธิบายถึงนิยามของเพาเวอร์แฟกเตอร์, ประโยชน์ที่ได้รับเมื่อสามารถควบคุมให้เพาเวอร์แฟกเตอร์ของวงจรมีค่าสูงสุด (≈ 1), ตัวอย่างวงจร PFP ชนิด Boost ซึ่งนิยมใช้ในปัจจุบัน และแสดงถึงคอนเวอร์เตอร์ชนิด SEPIC ที่พัฒนาขึ้นใช้เป็นวงจร PFP ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

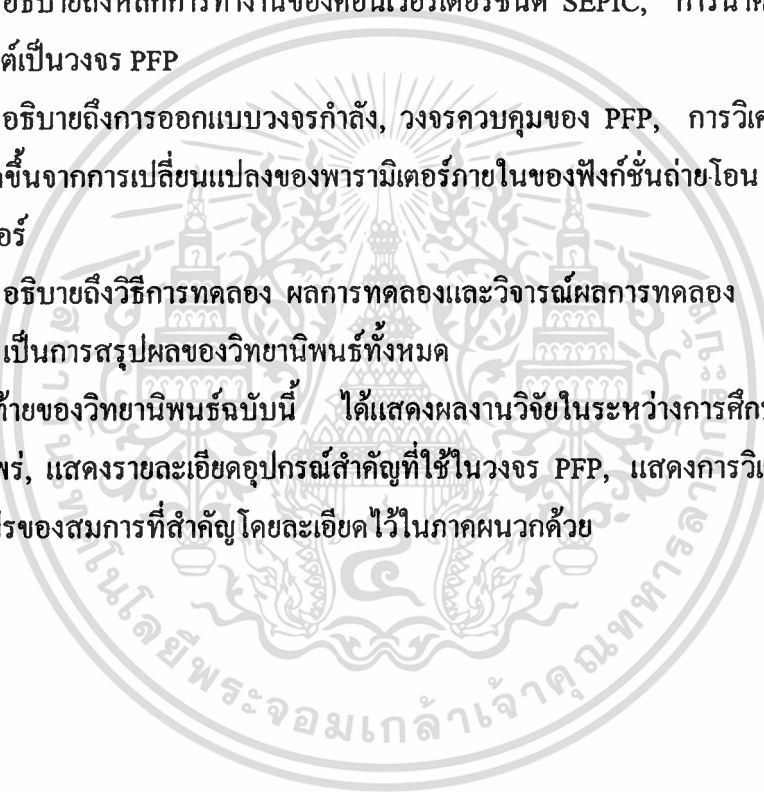
บทที่ 3 อธิบายถึงหลักการการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ชนิด SEPIC, การนำคอนเวอร์เตอร์ SEPIC มาประยุกต์เป็นวงจร PFP

บทที่ 4 อธิบายถึงการออกแบบวงจรกำลัง, วงจรควบคุมของ PFP, การวิเคราะห์ และแก้ไขปัญหาที่เกิดขึ้นจากการเปลี่ยนแปลงของพารามิเตอร์ภายในของฟังก์ชันถ่ายโอน และปัญหาของวงจรสับเบอร์

บทที่ 5 อธิบายถึงวิธีการทดลอง ผลการทดลองและวิจารณ์ผลการทดลอง

บทที่ 6 เป็นการสรุปผลของวิทยานิพนธ์ทั้งหมด

ในตอนท้ายของวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ได้แสดงผลงานวิจัยในระหว่างการศึกษาปริญญาโท ที่ได้รับการเผยแพร่, แสดงรายละเอียดอุปกรณ์สำคัญที่ใช้ในวงจร PFP, แสดงการวิเคราะห์ และการแทนค่าตัวแปรของสมการที่สำคัญโดยละเอียดไว้ในภาคผนวกด้วย



บทที่ 2

เพาเวอร์แฟกเตอร์และแนวความคิดในการแก้ไขเพาเวอร์แฟกเตอร์

2.1 บทนำ

เพาเวอร์แฟกเตอร์ของอุปกรณ์ไฟฟ้าใดๆ เป็นพารามิเตอร์ที่สำคัญมาก ในทางไฟฟ้าอุตสาหกรรมเพราะเป็นพารามิเตอร์ที่จะบ่งบอกว่า อุปกรณ์ไฟฟ้านั้น มีการใช้กำลังงานไฟฟ้าได้คุ้มค่าหรือไม่ โดยทั่วไปเมื่อกล่าวถึงนิยามของเพาเวอร์แฟกเตอร์ (PF) ก็จะได้รับคำตอบว่า $PF = \cos \phi$ (เมื่อ ϕ เป็นมุมทางไฟฟ้าระหว่างรูปสัญญาณของศักดาไฟฟ้าสลับกับกระแสไฟฟ้าสลับ) ซึ่งนิยามดังกล่าวสามารถใช้ได้ก็เฉพาะในกรณีที่รูปสัญญาณของศักดาไฟฟ้าและรูปสัญญาณของกระแสไฟฟ้ามีลักษณะเป็นสัญญาณชนิด Sinusoidal ทั้งคู่เท่านั้น ดังนั้นก่อนที่จะนำเสนอถึงรายละเอียดแนวทางการแก้ไขเพาเวอร์แฟกเตอร์ของวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ในบทนี้จะอธิบายถึงนิยามพื้นฐานเบื้องต้นของเพาเวอร์แฟกเตอร์ ประโยชน์ที่ได้รับเมื่อมีการแก้ไขเพาเวอร์แฟกเตอร์ การแก้ไขเพาเวอร์แฟกเตอร์ที่มีอยู่ในปัจจุบัน แนวความคิดและหลักการที่จะนำเสนอในการแก้ไขเพาเวอร์แฟกเตอร์ต่อไป

2.2 นิยามของเพาเวอร์แฟกเตอร์

โดยปกติรูปสัญญาณของกระแสไฟฟ้าที่ทางเข้าของวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลัง จะไม่เป็นชนิด Sinusoidal ดังเช่นกระแสไฟฟ้าที่ทางเข้า (i_1) ของวงจร Rectifier ในรูปที่ 2.1ก. มีรูปสัญญาณเป็นชนิดสัญญาณแบบพัลส์ ตามรูปที่ 2.1ข.

ดังนั้นการคำนวณเพาเวอร์แฟกเตอร์ด้วยนิยาม $PF = \cos \phi$ จึงใช้ไม่ได้ ต้องคำนวณเพาเวอร์แฟกเตอร์จากนิยามที่พื้นฐานเบื้องต้นของเพาเวอร์แฟกเตอร์ กล่าวคือ

นิยามของเพาเวอร์แฟกเตอร์ :

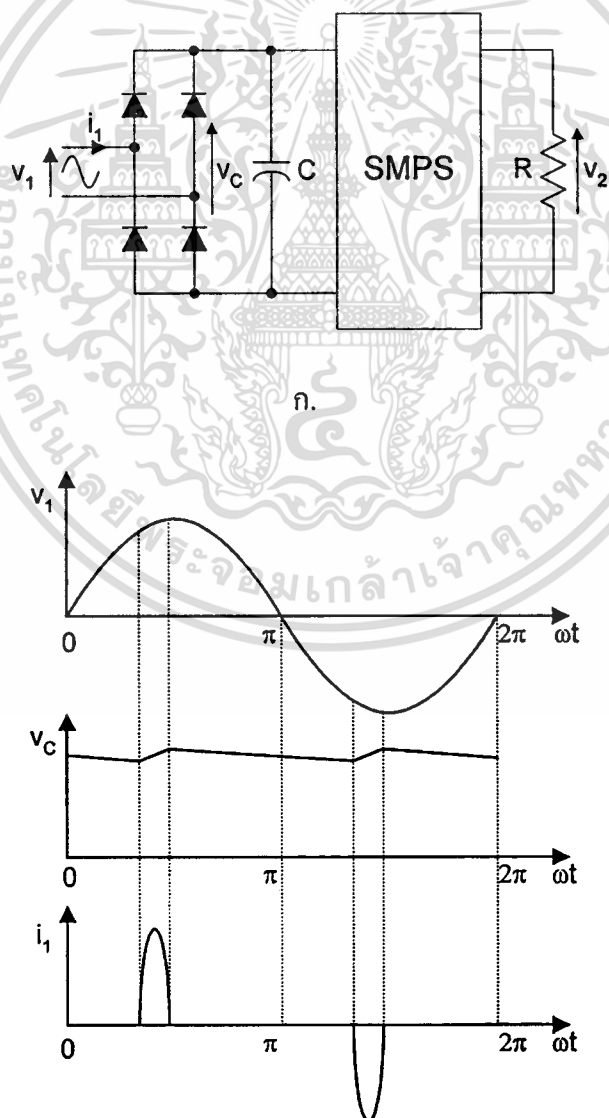
$$PF = \frac{\text{กำลังงานไฟฟ้าจริง}}{\text{กำลังงานไฟฟ้าปรากฏ}} = \frac{\text{Real Power}}{\text{Total Apparent Power}} \quad (2.1)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กำลังงานไฟฟ้าจริง (Real Power): คือ กำลังงานไฟฟ้าซึ่งวัด ณ จุดนั้น เป็นกำลังงานไฟฟ้าที่ถูก
วงจรนำไปใช้ให้เกิดกำลังงานอย่างแท้จริง

กำลังงานไฟฟ้าปรากฏ (Total Apparent Power): เป็นปริมาณทางไฟฟ้าที่จะต้องเตรียม ให้กับ
วงจรไฟฟ้า เพื่อให้วงจรนั้นทำงานได้สมบูรณ์ ปริมาณกำลังงานไฟฟ้าปรากฏดังกล่าว แสดง
ปริมาณได้จากผลคูณของศักดาไฟฟ้าแอมเพคทีฟ (rms) ที่ใช้งาน ณ จุดนั้น กับกระแสไฟฟ้าแอม-
เพคทีฟ (rms) ที่เกิดขึ้น ณ จุดเดียวกัน

รูปที่ 2.1 แสดงวงจร Rectifier ของ SMPS (ก) และสัญญาณของวงจรที่ทางเข้า (ข)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กำลังงานไฟฟ้าปรากฏประกอบด้วยกำลังสองส่วน คือ

กำลังงานไฟฟ้าจริง (Real Power) : เป็นส่วนที่ทำให้เกิดกำลังงาน

กำลังงานไฟฟ้ารีแอกทีฟ (Reactive Power) : เป็นส่วนที่ทำให้อุปกรณ์ในวงจรนั้นทำงานได้

จากนิยามของเพาเวอร์แฟกเตอร์ดังกล่าว สามารถกล่าวได้ว่า เพาเวอร์แฟกเตอร์ที่ดีที่สุดเกิดขึ้นเมื่อ วงจรนั้นใช้กำลังงานไฟฟ้าได้คุ้มค่าที่สุด กล่าวคือ กำลังที่เตรียมให้กับวงจร ถูกวงจรนั้นนำไปใช้ก่อให้เกิดกำลังงานไฟฟ้าจริงได้ทั้งหมด คือ

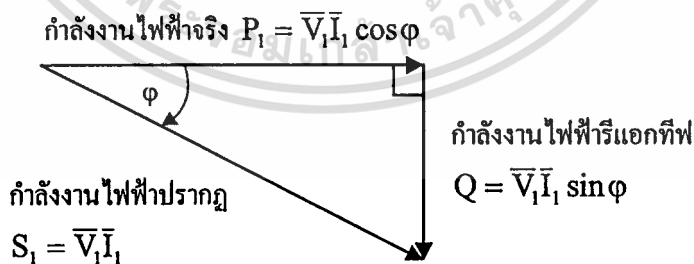
$$\text{กำลังงานไฟฟ้าปรากฏ} = \text{กำลังงานไฟฟ้าจริง}$$

เมื่อเงื่อนไขดังกล่าวเป็นจริง ผลคำนวณเพาเวอร์แฟกเตอร์ตามสมการ 2.1 จะได้ $PF \approx 1$

2.2.1 เพาเวอร์แฟกเตอร์เมื่อสัญญาณกระแสไฟฟ้าเป็นชนิด Sinusoidal

เมื่อสัญญาณของศักดาไฟฟ้าที่ทางเข้า (v_1) และสัญญาณกระแสไฟฟ้าที่ทางเข้า (i_1) เป็นชนิด Sinusoidal และมีมุมทางไฟฟ้าระหว่าง v_1 และ i_1 เป็น φ สัญญาณทั้งสองดังกล่าวสามารถเขียนแทนด้วย Power Vector คือ

รูปที่ 2.2 แสดง Power Vector ของวงจร ที่มีกระแสไฟฟ้าที่ทางเข้าเป็นชนิด Sinusoidal



คำนวณเพาเวอร์แฟกเตอร์ได้คือ :

$$PF = \frac{P_1}{S_1} = \frac{\bar{V}_1 \bar{I}_1 \cos \varphi}{\bar{V}_1 \bar{I}_1} = \cos \varphi \quad (2.2)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2.2 เพาเวอร์แฟกเตอร์เมื่อสัญญาณกระแสไฟฟ้าไม่เป็นชนิด Sinusoidal

เมื่อสัญญาณของศักดาไฟฟ้าที่ทางเข้า (v_1) เป็นชนิด Sinusoidal แต่สัญญาณของกระแสไฟฟ้าที่ทางเข้า (i_1) ไม่เป็น Sinusoidal เช่นตามรูปที่ 2.1ข. ค่าแอมพลิจูดของกระแสไฟฟ้า (\bar{I}_1) นี้ สามารถเขียนกระจายได้ด้วยอนุกรมของ Fourier คือ

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

\bar{I}_{11} : เป็นค่าแอมพลิจูดของ Fundamental ของ i_1

\bar{I}_{1n} : เป็นค่าแอมพลิจูดของ Harmonic ที่ n ของ i_1

\bar{I}_{11} สามารถเขียนกระจายได้เป็นสองส่วนคือ In-Phase Component (\bar{I}_{11P}) และ Quadrature Component (\bar{I}_{11Q}) ดังนั้นสมการ 2.3 สามารถจัดใหม่ได้คือ

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

คำนวณกำลังงานไฟฟ้าปรากฏคือ

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

$$S_1 = \sqrt{P_1^2 + Q_1^2 + D_1^2} \quad (2.6)$$

$$S_1 = \sqrt{S_{11}^2 + D_1^2} \quad (2.7)$$

เมื่อ S_{11} : กำลังงานไฟฟ้าปรากฏของ Fundamental

P_1 : กำลังงานไฟฟ้าจริง

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

φ_1 : เป็นมุมทางไฟฟ้าระหว่างศักดาไฟฟ้าที่ทางเข้า กับกระแสไฟฟ้า Fundamental ที่ทางเข้า

Q_1 : กำลังงานไฟฟารีแอกทีฟ

$$Q_1 = \bar{V}_1 \bar{I}_{11Q} = \bar{V}_1 \bar{I}_{11} \sin \varphi_1 \tag{2.9}$$

D_1 : กำลังงานไฟฟ้าดิสทอร์ชัน (Distortion Power)

$$D_1 = \bar{V}_1 \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} \bar{I}_{1n}^2} \tag{2.10}$$

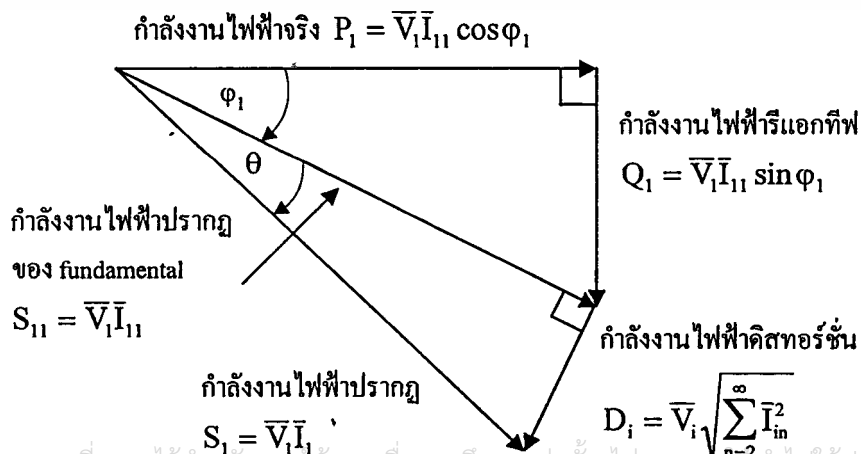
คำนวณเพาเวอร์แฟคเตอร์ได้คือ $PF = \frac{P_1}{S_1} = \frac{\bar{V}_1 \bar{I}_{11} \cos \varphi_1}{\bar{V}_1 \bar{I}_1} = \frac{\bar{I}_{11}}{\bar{I}_1} \cos \varphi_1$ (2.11)

ถ้ากำหนดให้ $\frac{\bar{I}_{11}}{\bar{I}_1} = \cos \theta$ (2.12)

ดังนั้น $PF = \cos \theta \cos \varphi_1$ (2.13)

จากสมการ 2.6, 2.7, 2.8, 2.9, 2.10 และ 2.12 สามารถเขียนแทนด้วย Power Vector คือ

รูปที่ 2.3 แสดง Power Vector ของวงจร ที่มีกระแสไฟฟ้าที่ทางเข้าไม่เป็นชนิด Sinusoidal



2.3 แนวความคิดในการแก้ไขเพาเวอร์แฟกเตอร์

เมื่อพิจารณารูปที่ 2.3 สังเกตได้ว่ากำลังงานไฟฟ้า Q_1 และ D_1 เป็นส่วนที่ทำให้ค่าเอฟเฟกทีฟของกระแสไฟฟ้าที่ทางเข้า (\bar{I}_1) มากขึ้น เมื่อเปรียบเทียบกับ \bar{I}_{11} ซึ่งเป็นเหตุทำให้การใช้กำลังงานไฟฟ้าได้ไม่คุ้มค่า ดังนั้น เมื่อพิจารณาร่วมกับสมการ 2.13 วิธีการที่จะทำให้การใช้กำลังงานไฟฟ้าได้ดีขึ้นสามารถทำได้โดยทำให้ $PF \approx 1$ โดยพยายามบังคับให้ $\theta \approx 0$ และ $\phi_1 \approx 0$ สามารถแยกได้เป็นสองกรณี คือ

การทำให้ $\theta \approx 0$: (ทำให้ $D_1 \approx 0$) คือการทำให้รูปสัญญาณของกระแสไฟฟ้าที่ทางเข้าเป็นชนิด Sinusoidal โดยไม่มีสัญญาณ Harmonic ปะปนอยู่

การทำให้ $\phi_1 \approx 0$: (ทำให้ $Q_1 = 0$) เมื่อทำให้สัญญาณของกระแสไฟฟ้าที่ทางเข้า เป็นชนิด Sinusoidal จากกรณีแรกแล้ว กรณีนี้ คือ การทำให้สัญญาณกระแสไฟฟ้า In-Phase กับศักดาไฟฟ้าที่ทางเข้า

2.4 ประโยชน์ที่ได้รับจากการแก้ไขเพาเวอร์แฟกเตอร์

ประโยชน์ที่ได้รับจากการแก้ไขเพาเวอร์แฟกเตอร์สามารถแยกย่อยได้เป็นสองกรณีคือ

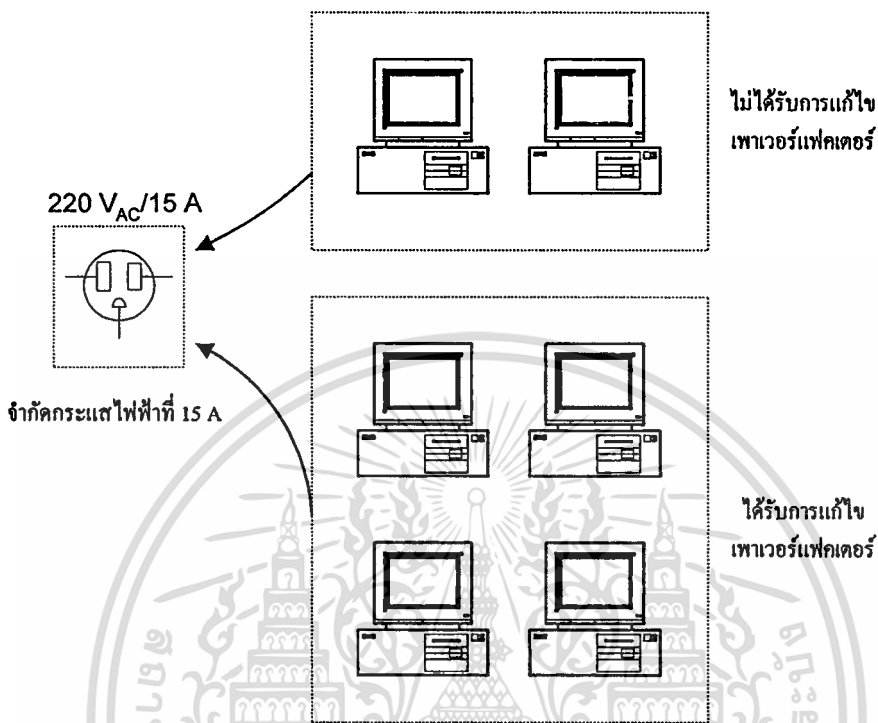
2.4.1 ผู้ใช้ไฟฟ้าย่อย

ถ้าวงจรที่ใช้งานมีค่าเพาเวอร์แฟกเตอร์ $PF \approx 1$ จะทำให้ผู้ใช้ไฟฟ้าย่อย สามารถต่อจำนวนอุปกรณ์กับชุดจ่ายไฟฟ้า ซึ่งจำกัดจำนวนกระแสไฟฟ้าที่จ่ายได้ ได้มากกว่าในกรณีที่ใช้วงจรที่มี $PF < 1$ ดังแสดงในรูปที่ 2.4

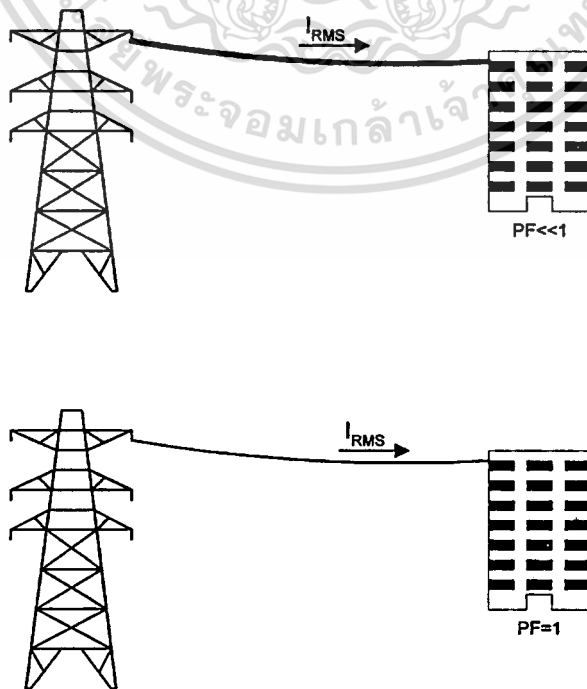
2.4.2 ผู้จ่ายไฟฟ้า

ถ้า Q_1 : กำลังงานไฟฟ้ารีแอกทีฟ และ D_1 : กำลังงานไฟฟ้าดิสทอร์ชัน เป็นพารามิเตอร์ที่ทำให้กระแสไฟฟ้าเอฟเฟกทีฟมีค่าสูงขึ้น ก่อให้เกิดกำลังงานไฟฟ้าสูญเสียในระบบสายส่ง ดังนั้น ผู้จ่ายไฟฟ้าต้องเพิ่มขนาดของสายส่งไฟฟ้าตามรูปที่ 2.5 นอกจากนั้นการเกิด Harmonic ในระบบสายส่งไฟฟ้า อาจจะทำให้เกิดปัญหาการทำงานของระบบที่ต้องการ Zero Crossing Detection , ปัญหาเกิดการเพิ่มกระแสไฟฟ้าในสาย Neutral

รูปที่ 2.4 แสดงจำนวนอุปกรณ์กับชุดจ่ายไฟฟ้า เมื่ออุปกรณ์ได้รับการแก้ไขเพาเวอร์แฟคเตอร์



รูปที่ 2.5 แสดงขนาดของสายส่งไฟฟ้า เมื่ออุปกรณ์ได้รับการแก้ไขเพาเวอร์แฟคเตอร์



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

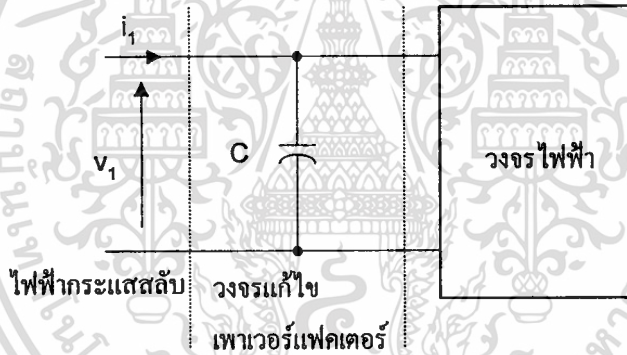
2.5 การแก้ไขเพาเวอร์แฟกเตอร์

การแก้ไขเพาเวอร์แฟกเตอร์เพื่อให้ได้ $PF \approx 1$ สามารถแบ่งได้เป็นสองกรณีคือ

2.5.1 การแก้ไขแบบสถิต

เป็นการแก้ไขเพาเวอร์แฟกเตอร์โดยรวมของระบบ เช่น การแก้ไขเพาเวอร์แฟกเตอร์โดยการต่อคาซิเตอร์เข้าที่ทางเข้าของวงจรตามรูปที่ 2.6 การแก้ไขแบบนี้มีข้อดี คือ ง่ายและราคาถูก แต่ก็มีข้อจำกัดที่สำคัญ คือ เพาเวอร์แฟกเตอร์ที่ได้รับจากการแก้ไข อาจจะไม่ได้ดีที่สุดตลอดพิสัยการทำงาน เพราะค่า C ที่ใช้มีค่าเป็นช่วงๆ หรือ ถ้าเพาเวอร์แฟกเตอร์ของวงจรเปลี่ยนไป การแก้ไขก็ไม่สามารถทำได้ทันทีทันใด

รูปที่ 2.6 แสดงการแก้ไขแบบสถิต



2.5.2 การแก้ไขแบบไดนามิก

คือการแก้ไขเพาเวอร์แฟกเตอร์แบบที่มีกรแก้ไขในทันทีทันใด ทุกๆจุดคลื่นของสัญญาณไฟฟ้าที่ทางเข้าตามรูปที่ 2.7ก.

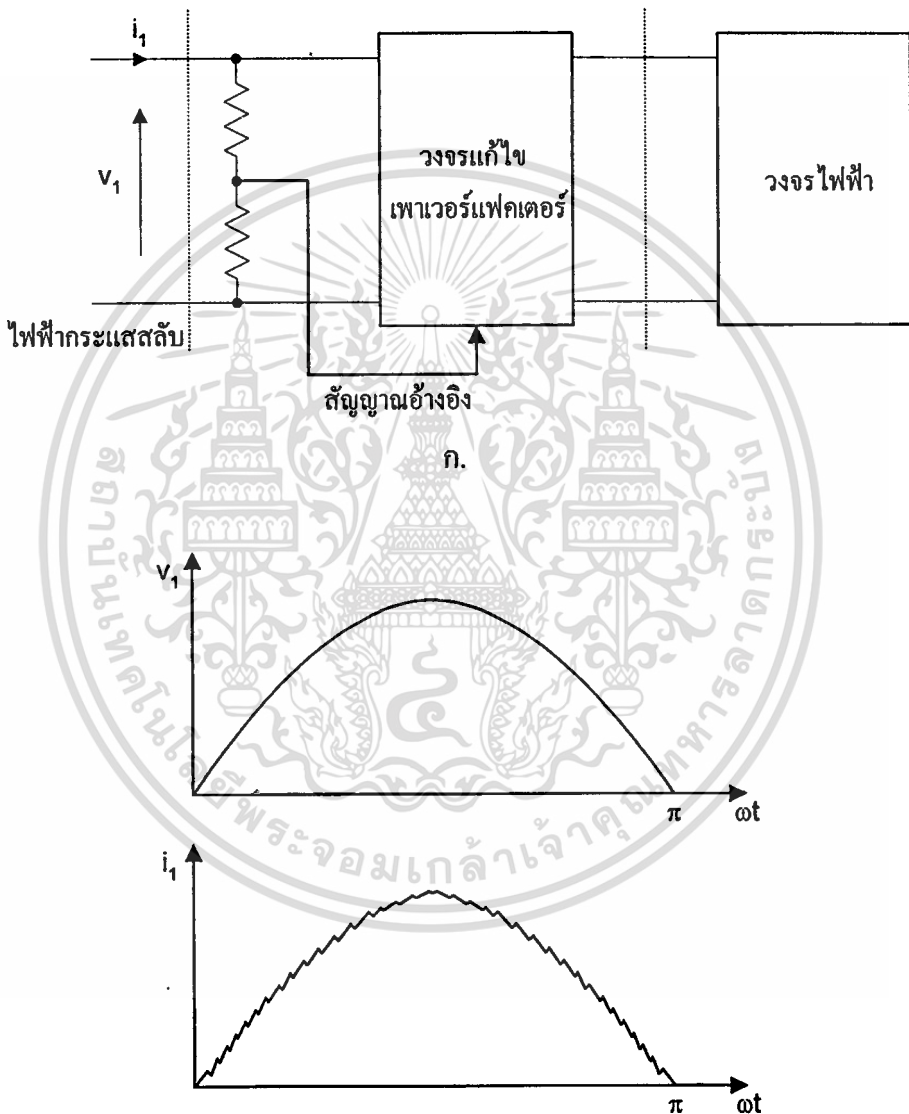
วงจรประเภทนี้จะพยายามบังคับให้กระแสไฟฟ้าที่ทางเข้า ให้มีรูปสัญญาณเป็นชนิดใกล้เคียง Sinusoidal และ In-Phase กับศักดาไฟฟ้าที่ทางเข้ามากที่สุด ทำได้โดยใช้ระบบควบคุมที่ใช้รูปสัญญาณ Sinusoidal ของศักดาไฟฟ้าที่ทางเข้าเป็นสัญญาณอ้างอิง ควบคุมกระแสไฟฟ้าที่ทางเข้า แสดงผลของกระแสไฟฟ้าที่ทางเข้าที่ได้ในรูปที่ 2.7ข.

ปัจจุบันการแก้ไขแบบไดนามิกจะใช้วงจร เป็นชนิด Boost ตามรูปที่ 2.8ก. ทั้งนี้เพราะว่าลักษณะวงจร Boost ที่ทางเข้ามีอุปกรณ์ Inductance อยู่ ซึ่งทำให้มีลักษณะเป็น Current Source ถ้าสามารถควบคุมให้กระแสไฟฟ้าที่ไหลเข้ามา (i_1) ในแต่ละช่วง Step ของเวลา T ของการทำงานของวงจร Boost เป็นไปตามที่กำหนด ($i_{L,ref}$) ดังแสดงในรูปที่ 2.8ข. กระแสไฟฟ้าที่ทางเข้าก็จะ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ในเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

มีลักษณะใกล้เคียงกับศักดาไฟฟ้าที่ทางเข้าและ In-Phase กัน ถ้าลดขนาดของ T (เพิ่มความถี่การทำงานของ Boost, $T = 1/f_{sw}$) สัญญาณที่ได้ก็จะมีลักษณะใกล้เคียง Sinusoidal มากขึ้น

รูปที่ 2.7 แสดงการแก้ไขแบบไดนามิก (ก) และสัญญาณของวงจรที่ทางเข้า (ข)



ข.

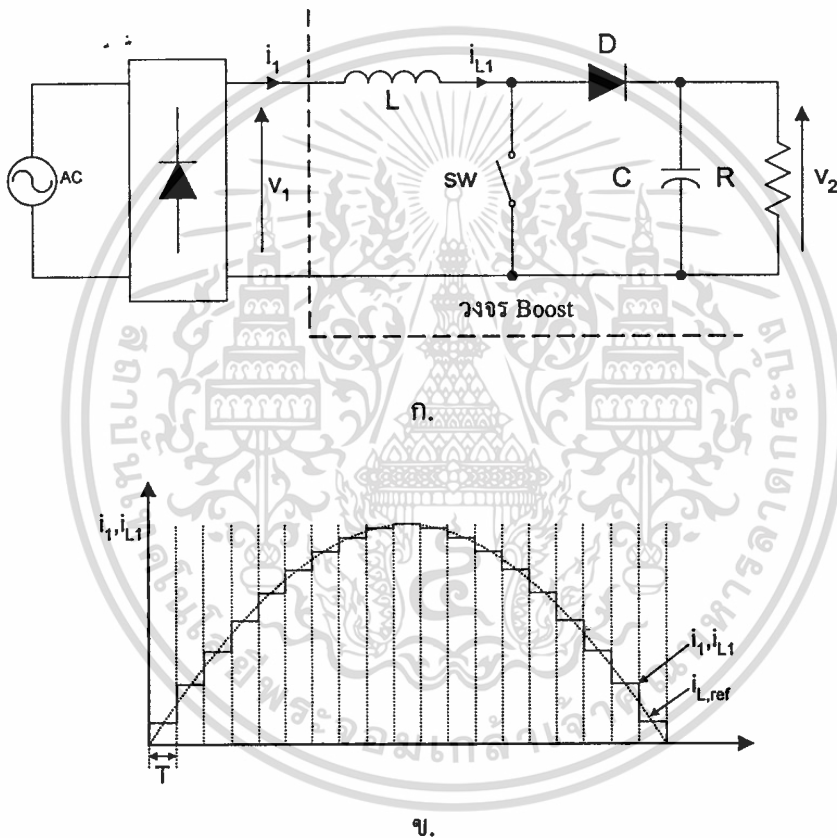
ปัญหาของการใช้วงจร Boost สำหรับการทำงานเพื่อแก้ไขเพาเวอร์แฟคเตอร์ คือ

- วงจร Boost เป็น Topology ชนิด Step-Up คือ ศักดาไฟฟ้าที่ทางเข้าต้องน้อยกว่าที่ทางออก ดังนั้นถ้าต้องการการแก้ไขเพาเวอร์แฟคเตอร์ของระบบ ที่มีศักดาไฟฟ้าที่ทางเข้า

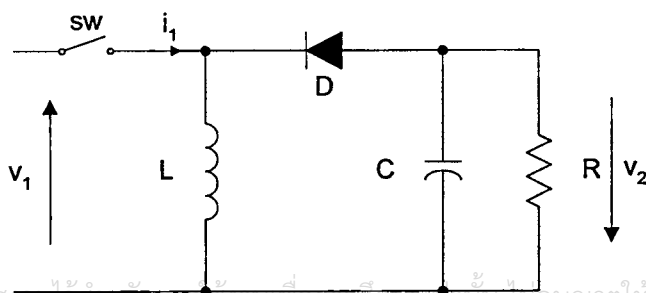
เอกสารนี้เป็นมากกว่าที่ทางออกจะทำได้ งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- ตามมาตรฐานของความปลอดภัย วงจรแก้ไขเพาเวอร์แฟกเตอร์จะมีการแยกแยะระหว่างระบบกรวดซ์ของทางเข้าและทางออก (Input-Output Isolation) แต่วงจร Boost ทำไม่ได้
- ตำแหน่งของสวิทช์ในวงจร Boost ทำให้ควบคุมระบบไม่ได้ในทันทีทันใด ถ้าเกิดปัญหา เช่น ตอนเริ่มต้นการทำงาน หรือตอนเกิดลัดวงจร

รูปที่ 2.8 แสดง Topology ชนิด Boost (ก) และสัญญาณของวงจรที่ทางเข้า (ข)



รูปที่ 2.9 แสดง Topology ชนิด Flyback



อย่างไรก็ตามได้มีการเปลี่ยนมาใช้ Topology ชนิด Flyback เพื่อหลีกเลี่ยงปัญหาดังกล่าว แต่เมื่อพิจารณาจากวงจร Flyback ตามรูปที่ 2.9

วงจร Flyback มีข้อจำกัด คือ ตำแหน่งของ Inductance ไม่ได้อยู่ที่ทางเข้า ดังนั้นจึงสูญเสียโอกาสที่จะนำ Inductance ดังกล่าวมา จะช่วยในการลดทอนสัญญาณ EMI ที่ทางเข้า

2.6 แนวความคิดของวงจรที่จะใช้ในวิทยานิพนธ์

วงจรที่จะนำมาใช้แก้ไขเพาเวอร์แฟกเตอร์แบบไดนามิกในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ควรจะมีคุณสมบัติคือ

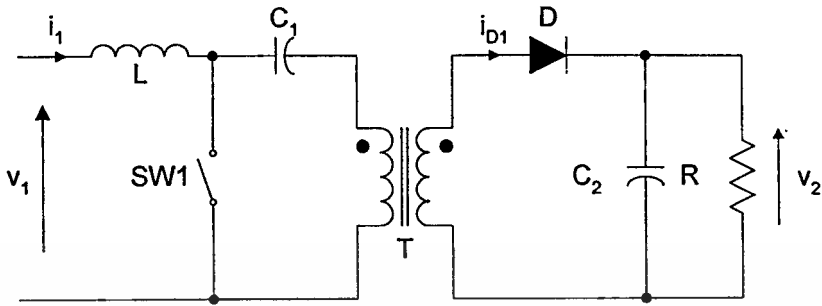
- มี Inductor ที่ทางเข้าเพื่อทำให้มีลักษณะเป็น Current Source ที่ควบคุมได้ เพื่อควบคุมให้กระแสไฟฟ้าที่ทางเข้ามีลักษณะเป็น Sinusoidal นอกจากนี้ยังสามารถช่วยควบคุมการรบกวนของ EMI
- สามารถทำการแยกกราวด์ระหว่างทางเข้า และทางออกได้
- สามารถใช้กับทรานส์ฟอร์มเมอร์ เพื่อใช้วงจรเป็น Step-Up หรือ Step-Down ได้
- สามารถควบคุมปัญหาขณะ เริ่มทำงาน หรือเกิดลัดวงจรได้ทันที
- สามารถควบคุมปริมาณทางไฟฟ้าที่ทางออกได้ตามต้องการ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ นำเสนอวงจร PFP ซึ่งประยุกต์มาจากคอนเวอร์เตอร์ SEPIC (Single Ended Primary Inductance Converter) ดังแสดงวงจรในรูปที่ 2.10 โหมดการทำงานของวงจร SEPIC ทำงานในโหมดที่กระแสไฟฟ้า i_{D1} เป็นชนิดต่อเนื่อง Continuous Conduction Mode, CCM ขณะ $SW1 \Rightarrow OFF$ เพราะการทำงานในโหมด CCM เหมาะสมกับ PFP ซึ่งทำงานที่กำลังสูง[7] การควบคุมใช้เทคนิคชนิด Average Continuous Conduction Mode, ACCM คือเลือกควบคุมค่าเฉลี่ยของกระแสไฟฟ้าที่ทางเข้า i_1 ให้ได้ตามต้องการ

พิกัดของวงจรที่จะสร้างขึ้นคือ

- ศักดาไฟฟ้าที่ทางเข้า 220 V_{ac}
- กำลังงานไฟฟ้าที่ทางออก 300 W
- ศักดาไฟฟ้าที่ทางออก 36 V_{dc}
- กระแสไฟฟ้าที่ทางออก 8.5 A_{dc}
- ความถี่ใช้งาน 70 KHz

รูปที่ 2.10 แสดง Topology ชนิด SEPIC



การอธิบายวงจรนี้จะทำในบทต่อไป

2.7 บทสรุป

ในบทนี้ได้แสดงถึงนิยามที่เป็นเบื้องต้นของเพาเวอร์แฟกเตอร์ แนวทางการแก้ไขเพาเวอร์แฟกเตอร์ การแก้ไขเพาเวอร์แฟกเตอร์ในปัจจุบัน และคอนท่ายของบท ได้นำเสนอคอนเวอร์เตอร์ SEPIC ซึ่งเป็นส่วนสำคัญที่จะนำไปสร้างเป็นระบบแก้ไขเพาเวอร์แฟกเตอร์ต่อไป การทำงานโดยละเอียดของวงจร SEPIC จะอธิบายในบทต่อไป

บทที่ 3

คอนเวอร์เตอร์ SEPIC และการประยุกต์ใช้งานเป็นวงจร PFP

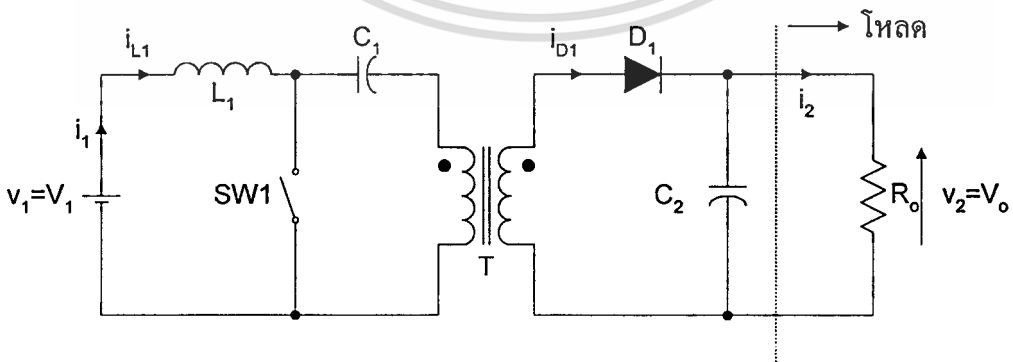
3.1 บทนำ

บทนี้จะอธิบายถึงโครงสร้างของคอนเวอร์เตอร์ชนิด SEPIC อธิบายถึงการทำงานของตัวคอนเวอร์เตอร์ ซึ่งทำงานในย่านความถี่สูง ($f = 70 \text{ KHz}$) และอธิบายการนำคอนเวอร์เตอร์ SEPIC ไปประยุกต์ใช้เป็นวงจร PFP การประยุกต์การทำงานชนิดนี้จะพิจารณาในย่านความถี่ต่ำ ($f = 50 \text{ Hz}$) หลังจากนั้นจะแสดงแนวทางในการควบคุมให้วงจรสามารถทำงานให้ได้ $PF \approx 1$ และการควบคุมให้ได้ศักดาไฟฟ้าที่ทางออกคงที่ เมื่อศักดาไฟฟ้าสลับที่ทางเข้าเปลี่ยนแปลง หรือกระแสไฟฟ้าตรงที่ทางออกเปลี่ยนแปลง

3.2 โครงสร้างเบื้องต้นของคอนเวอร์เตอร์ SEPIC และการนำไปประยุกต์เป็นวงจร PFP

วงจรคอนเวอร์เตอร์ SEPIC แสดงดังรูปที่ 3.1 วงจรนี้มี Power Switch SW1 ทำหน้าที่ควบคุมการทำงานของวงจร โดยการ ON/OFF ที่ความถี่สูง ($f_{sw} = 70 \text{ KHz}$)

รูปที่ 3.1 แสดงวงจรคอนเวอร์เตอร์ SEPIC

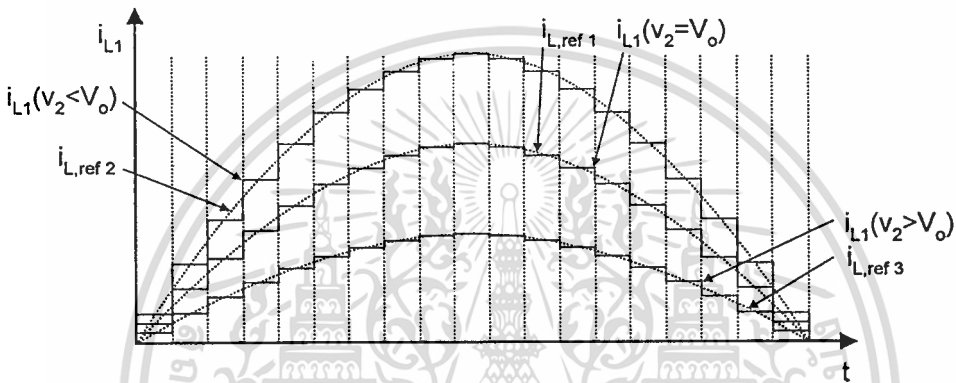


การควบคุมการทำงาน ได้ควบคุมโดยการปรับ Duty Cycle (α) ของการทำงาน SW1 การปรับ Duty Cycle ดังกล่าวมีผลต่อการควบคุมคือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถ้าศักดาไฟฟ้าที่ทางออกลดลง ก็ต้องมีการเพิ่มพลังงานให้กับวงจร โดยการเพิ่มสัญญาณอ้างอิง $i_{L,ref} = i_{L,ref2}$ เพื่อเพิ่มระดับของกระแสไฟฟ้าที่ทางเข้า หรือ ถ้าศักดาไฟฟ้าที่ทางออกมีค่ามากเกินไป วงจรควบคุมลูปนี้ก็จะลดสัญญาณอ้างอิงเป็น $i_{L,ref} = i_{L,ref3}$ เพื่อลดระดับกระแสไฟฟ้าที่ทางเข้า

รูปที่ 3.3 แสดงการปรับระดับของสัญญาณอ้างอิงเพื่อให้ได้ $v_2 = V_o$.



3.3 การทำงานของคอนเวอร์เตอร์ SEPIC

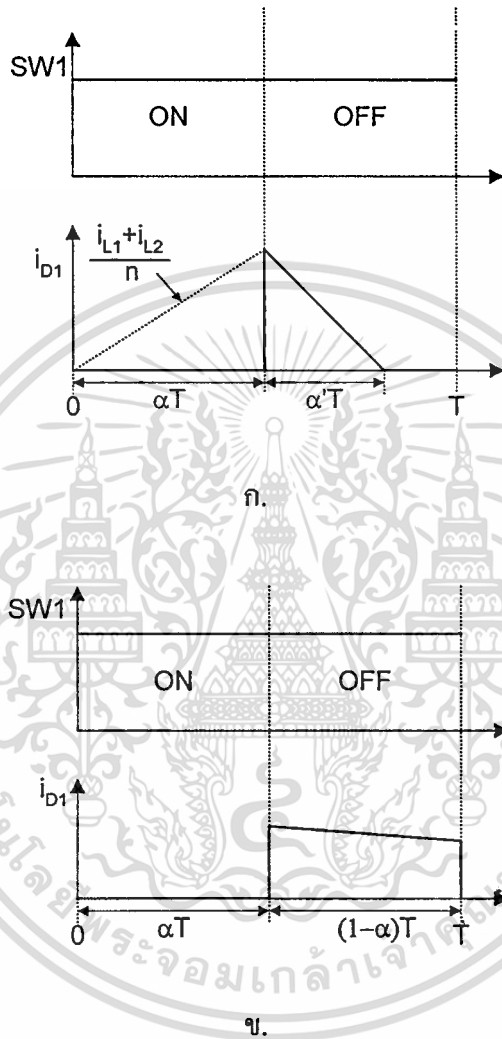
การทำงานของคอนเวอร์เตอร์ SEPIC (รูปที่ 3.1) ในหนึ่งคาบเวลา T ($T = 1/f_{sw}$) สามารถแยกการทำงานได้เป็นสองรูปแบบ คือ

- การทำงานที่กระแสไฟฟ้าของไดโอด D_1 (i_{D1}) ไหลแบบไม่ต่อเนื่อง (Discontinuous Conduction Mode, DCM) เมื่อ SW1 หยุดทำงาน ดังแสดงตามรูปที่ 3.4ก.
- การทำงานที่กระแสไฟฟ้าของไดโอด D_1 (i_{D1}) ไหลแบบต่อเนื่อง (Continuous Conduction Mode, CCM) เมื่อ SW1 หยุดทำงาน ดังแสดงตามรูปที่ 3.4ข.

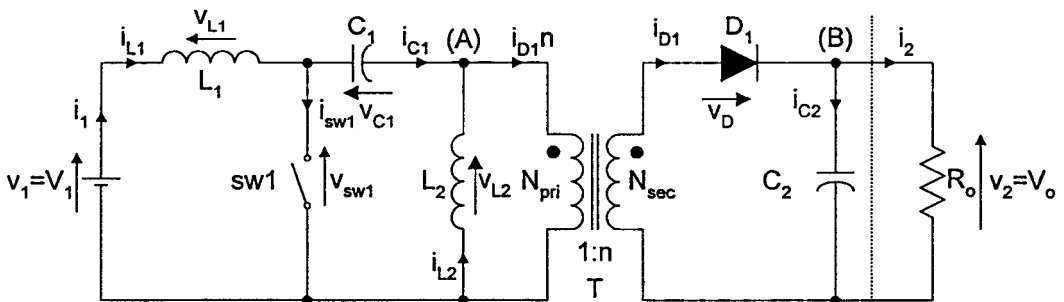
สำหรับวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ได้เลือกการทำงานแบบ CCM ทั้งนี้เพราะการทำงานแบบนี้จะเหมาะสมกับวงจรที่มีกำลังสูง ดังเช่นตามพิกัดวงจรที่จะสร้างขึ้น การวิเคราะห์ห้วงจรจึงจะวิเคราะห์โดยละเอียดเฉพาะในกรณีของ CCM แต่เพื่อป้องกันไม่ให้วงจรเลื่อนการทำงานไปอยู่ในกรณี DCM ก็จะต้องมีการวิเคราะห์หาขอบเขตระหว่าง CCM และ DCM เพื่อป้องกันไม่ให้เกิดการทำงานผิดกรณี การวิเคราะห์การทำงานแยกได้เป็นสองกรณี คือวิเคราะห์การทำงานของคอนเวอร์เตอร์ SEPIC ซึ่งทำงานที่ความถี่สูง ($f = f_{sw} = 70$ KHz) และวิเคราะห์การนำเอาคอนเวอร์เตอร์ SEPIC ไปทำงานเป็นวงจร PFP ที่จะพิจารณาในย่านความถี่ต่ำ ($f = f_{line} = 50$ Hz)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 3.4 แสดงกระแสไฟฟ้าของไดโอด D_1 ไทลแบบไม่ต่อเนื่อง (ก) และกระแสไฟฟ้าของไดโอด D_1 ไทลแบบต่อเนื่อง (ข)



รูปที่ 3.5 แสดงคอนเวอร์เตอร์ SEPIC เมื่อแยกแสดง L_2



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้เผยแพร่ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.3.1 การวิเคราะห์การทำงานของคอนเวอร์เตอร์ SEPIC

(พิจารณาที่ความถี่สูง $f = f_{sw} = 70 \text{ KHz}$)

การวิเคราะห์เบื้องต้น เริ่มจากการทำงานภายใต้เงื่อนไขที่ Steady-State แต่ละช่วงเวลา T ($T = 1/f_{sw}$) โดยสมมุติว่าอุปกรณ์ที่ใช้ในวงจรเป็นแบบอุดมคติทั้งหมด และเป็นการทำงานแบบ CCM ในรูปที่ 3.5 แสดงคอนเวอร์เตอร์ SEPIC เมื่อแยกแสดง L_2 (L_2 : Magnetizing Inductance ของ ทรานส์ฟอร์เมอร์ T)

พิจารณาการทำงานที่จุด (A) และ (B) ในรูปที่ 3.5

$$\text{ที่จุด (A)} \quad i_{C1} + i_{L2} = i_{D1}n \quad (3.1)$$

n : อัตราส่วนจำนวนรอบของทรานส์ฟอร์เมอร์ T , $n = N_{sec}/N_{pri}$

$$\text{ที่จุด (B)} \quad i_{D1} = i_2 + i_{C2} \quad (3.2)$$

$$\text{ดังนั้น} \quad i_{C1} + i_{L2} = ni_2 + ni_{C2} \quad (3.3)$$

คำนวณค่าเฉลี่ยของสมการ 3.3 ในคาบเวลา T

$$\frac{1}{T} \int_0^T i_{C1} dt + I_{L2} = nI_2 + \frac{1}{T} \int_0^T i_{C2} dt \quad (3.4)$$

เนื่องจากในเงื่อนไขที่ Steady-State กระแสไฟฟ้าเฉลี่ยของ C_1 และ C_2 มีค่าเป็นศูนย์ และถ้าสมมุติว่ากระแสไฟฟ้า Ripple ที่ทางออกมีขนาดน้อยมาก ($i_2 \approx I_2 = I_o$, $I_o = V_o/R_o$) สมการ 3.4 เขียนใหม่ได้เป็น

$$I_{L2} = nI_2 = nI_o \quad (3.5)$$

พิจารณาสมการของศักดาไฟฟ้าจากวงจรในรูปที่ 3.5

$$v_1 = v_{L1} + v_{C1} + v_{L2} \quad (3.6)$$

คำนวณค่าเฉลี่ยของสมการ 3.6

$$v_1 = V_1 = \frac{1}{T} \int_0^T v_{L1} dt + V_{C1} + \frac{1}{T} \int_0^T v_{L2} dt \quad (3.7)$$

เนื่องจากเงื่อนไขที่ Steady-State คักค่าไฟฟ้าเฉลี่ยของ L_1 และ L_2 มีค่าเป็นศูนย์ สมการ 3.7 เขียนใหม่ได้เป็น

$$v_1 = V_1 = V_{C1} \quad (3.8)$$

และถ้าสมมุติว่าคักค่าไฟฟ้า Ripple ที่ C_1 (ΔV_{C1}) มีขนาดน้อยมาก ($v_{C1} \approx V_{C1}$)

$$v_1 = V_1 = v_{C1} \quad (3.9)$$

พิจารณาการทำงานของวงจร เมื่อ $SW1 \Rightarrow ON$ เป็นระยะเวลา αT ตามรูปที่ 3.6ก. และ $SW1 \Rightarrow OFF$ เป็นระยะเวลา $(1-\alpha)T$ ตามรูปที่ 3.6ข.

เมื่อพิจารณาการทำงานที่ Steady-State และวงจรทำงานแบบ CCM การคำนวณหาอัตราส่วนขยายที่ Steady-State ($m = v_2/v_1$) สามารถคำนวณได้โดยจัดตั้งสมการจากเงื่อนไข Volts-Second Balance ของ Inductor L_2 ตามรูปที่ 3.6 ก. และ รูปที่ 3.6ข.

$$\boxed{\begin{array}{l} \text{Volts-Second ของ } L_2 \\ \text{ในช่วงเวลา } \alpha T \end{array}} = \boxed{\begin{array}{l} \text{Volts-Second ของ } L_2 \\ \text{ในช่วงเวลา } (1-\alpha)T \end{array}} \quad (3.10)$$

ขณะ $SW1 \Rightarrow ON, 0 < t < \alpha T$

$$v_{L2} = v_{C1} = v_1 \quad (3.11)$$

ดังนั้น Volts-Second ขณะ $SW1 \Rightarrow ON = v_1 \alpha T$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขณะ SW1 ⇒ OFF, $\alpha T < t < T$

$$v_{L2} = v_2/n \tag{3.12}$$

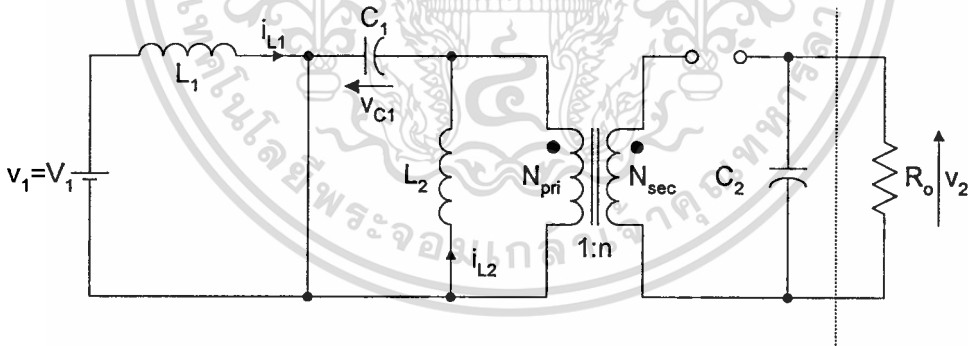
ดังนั้น Volts-Second ขณะ SW1 ⇒ OFF = $(1-\alpha)T \frac{v_2}{n}$

จากสมการ 3.10 $v_1 \alpha T = (1-\alpha)T \frac{v_2}{n}$ (3.13)

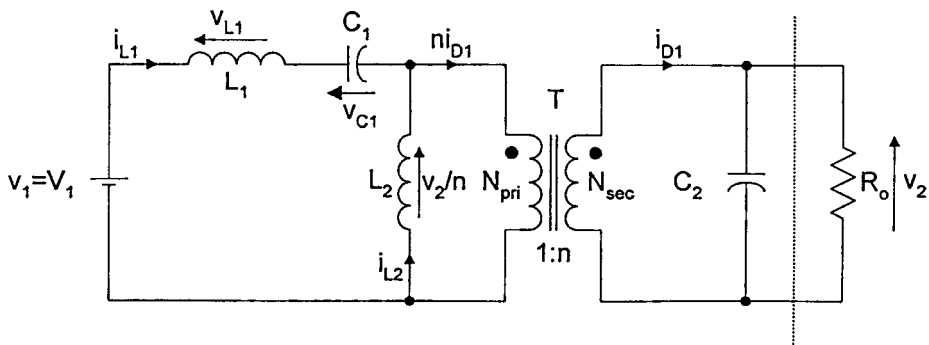
อัตราส่วนขยาย (m) ขณะ Steady-State ในเงื่อนไข CCM คือ

$$m = \frac{v_2}{v_1} = \frac{n\alpha}{1-\alpha} \tag{3.14}$$

รูปที่ 3.6 แสดงการทำงานของวงจร SEPIC เมื่อ SW1 ⇒ ON (ก) และเมื่อ SW1 ⇒ OFF (ข)



ก.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อ **ป.**รศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขอบเขตการทำงานระหว่างกรณี CCM และ DCM

ในการทำงานแบบ DCM คือกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านไดโอด D_1 (i_{D1}) ไหลไม่ต่อเนื่อง ในขณะที่ $SW1 \Rightarrow OFF$ ตามรูปที่ 3.4ก.

สมการ Volt-Second Balance ของ Inductor L_2 คือ

$$\boxed{\begin{array}{c} \text{Volts-Second ของ } L_2 \\ \text{ในช่วงเวลา } \alpha T \end{array}} = \boxed{\begin{array}{c} \text{Volts-Second ของ } L_2 \\ \text{ในช่วงเวลา } \alpha' T \end{array}} \quad (3.15)$$

ขณะ $SW1 \Rightarrow ON, 0 < t < \alpha T$

$$v_{L2} = v_{C1} = v_1 \quad (3.16)$$

ดังนั้น Volts-Second ขณะ $SW1 \Rightarrow ON = v_1 \alpha T$

ขณะ $SW1 \Rightarrow OFF, \alpha T < t < (\alpha + \alpha') T$

$$v_{L2} = \frac{v_2}{n} \quad (3.17)$$

ดังนั้น Volts-Second ขณะ $SW1 \Rightarrow OFF = \frac{v_2}{n} \alpha' T$

จากสมการ 3.15

$$v_1 \alpha T = \frac{v_2}{n} \alpha' T \quad (3.18)$$

จากรูปที่ 3.4ก. , รูปที่ 3.5 และสมการของ Faraday สามารถคำนวณค่าสูงสุดของกระแสไฟฟ้า i_{D1} คือ

$$i_{D1} = \frac{i_{L1} + i_{L2}}{n} = v_1 \alpha T \frac{\left(\frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_2} \right)}{n} \quad (3.19)$$

ศักดาไฟฟ้าที่ทางออกสามารถคำนวณได้จากสมการ

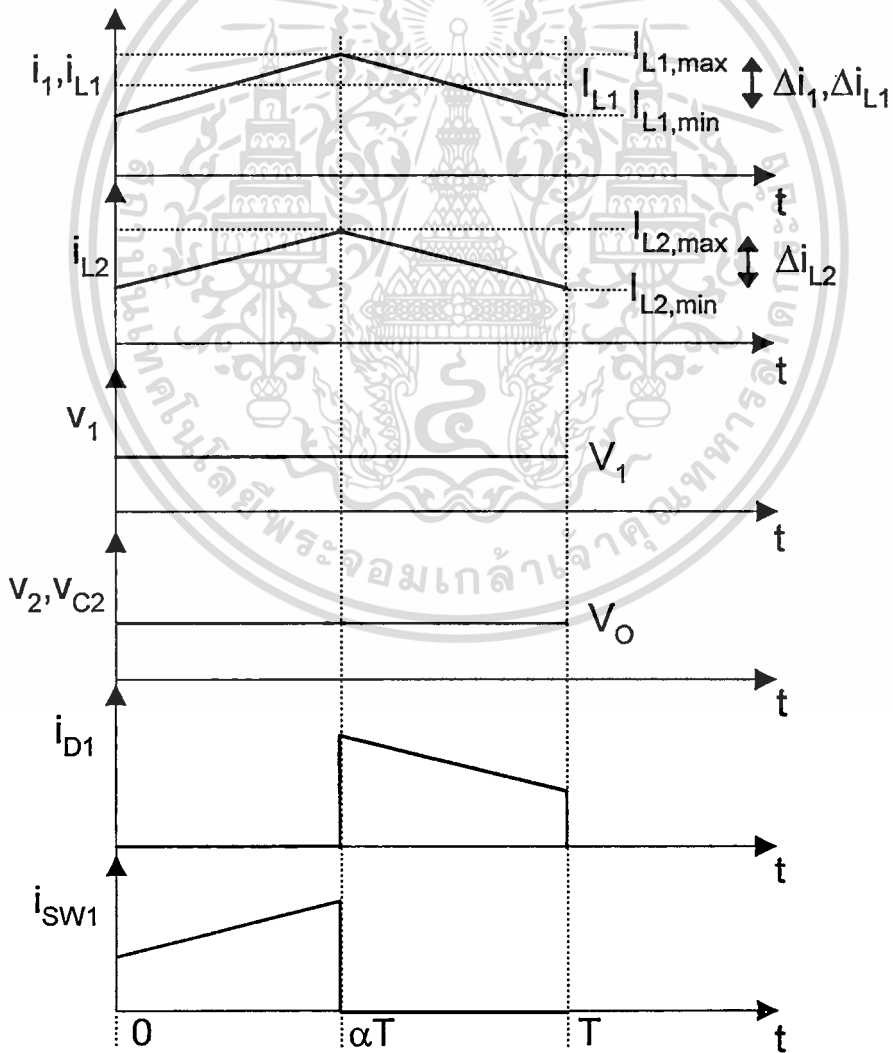
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$v_2 = \frac{1}{2} i_{D1,max} \alpha' R_o \quad (3.20)$$

จากสมการ 3.18, 3.19 และ 3.20 สามารถคำนวณหาอัตราส่วนขยาย ขณะ Steady-State ในเงื่อนไข DCM (m_d) คือ

$$m_d = \frac{v_2}{v_1} = \frac{\alpha}{\sqrt{k}} \quad (3.21)$$

รูปที่ 3.7 แสดงรูปสัญญาณของคอนเวอร์เตอร์ SEPIC เมื่อวงจรทำงานแบบ CCM



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ
$$k = \frac{2L_1L_2}{R_oT(L_1 + L_2)} = \frac{2L_{eq}}{R_oT} \quad (3.22)$$

$$L_{eq} = \frac{L_1L_2}{L_1 + L_2}$$

กำหนดหาขอบเขตระหว่างการทำงานแบบ DCM และ CCM ซึ่งเกิดขึ้นที่เงื่อนไข

$$m = m_d \quad (3.23)$$

ซึ่งเงื่อนไขนี้จะเกิดขึ้นเมื่อได้ค่า k ในสมการ 3.22 มีค่าเป็น

$$k = k_{crit} = \frac{(1-\alpha)^2}{n^2} \quad (3.24)$$

นั่นคือ

ถ้า $k > k_{crit}$: วงจรทำงานแบบ CCM

ถ้า $k < k_{crit}$: วงจรทำงานแบบ DCM

รูปที่ 3.7 แสดงรูปสัญญาณของศักดาไฟฟ้า และกระแสไฟฟ้า ณ จุดต่างๆ ของคอนเวอร์เตอร์ SEPIC (รูปที่ 3.5) เมื่อวงจรทำงานแบบ CCM

3.3.2 การวิเคราะห์การนำคอนเวอร์เตอร์ SEPIC ให้ทำงานเป็นวงจร PFP (พิจารณาที่ความถี่ต่ำ

$$f = f_{line} = 50 \text{ Hz})$$

การนำคอนเวอร์เตอร์ SEPIC มาประยุกต์ใช้เป็นวงจร PFP นั้น จะพิจารณาการทำงานในย่านความถี่ต่ำ ($f_{line} = 50 \text{ Hz}$) คือที่รูปสัญญาณ Sinusoidal ของศักดาไฟฟ้าที่ทางเข้า และภายในรูปสัญญาณ Sinusoidal นี้ คอนเวอร์เตอร์ SEPIC ทำงานที่ความถี่สูง ($f_{sw} = 70 \text{ KHz}$) โดยการพยายามควบคุมให้กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่าน Inductor L_1 (i_{L1}) ที่ทางเข้าของวงจร ในแต่ละช่วงเวลา T ($T = 1/f_{sw}$) มีค่าเท่ากับค่าอ้างอิงที่กำหนด ดังแสดงในรูปที่ 3.8

คอนเวอร์เตอร์ SEPIC ถูกนำมาประกอบเป็นวงจร PFP ตามรูปที่ 3.9 โดยทางค่านเข้าเป็นวงจร Rectifier แบบวงจรไดโอด โดยที่ไม่มีตัวเก็บประจุเพื่อกรองสัญญาณศักดาไฟฟ้าที่ทางเข้า

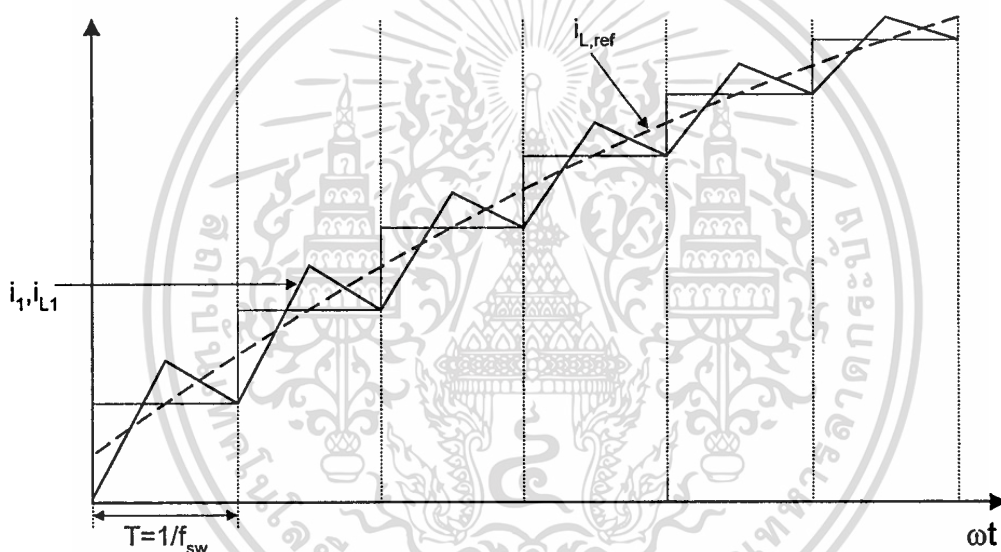
สมการศักดาไฟฟ้าที่ทางเข้า (v_1) ในแต่ละครึ่งลูกคลื่น f_{line} ของวงจร คือ

$$v_1 = V_{1,max} |\sin \omega t| \quad (3.25)$$

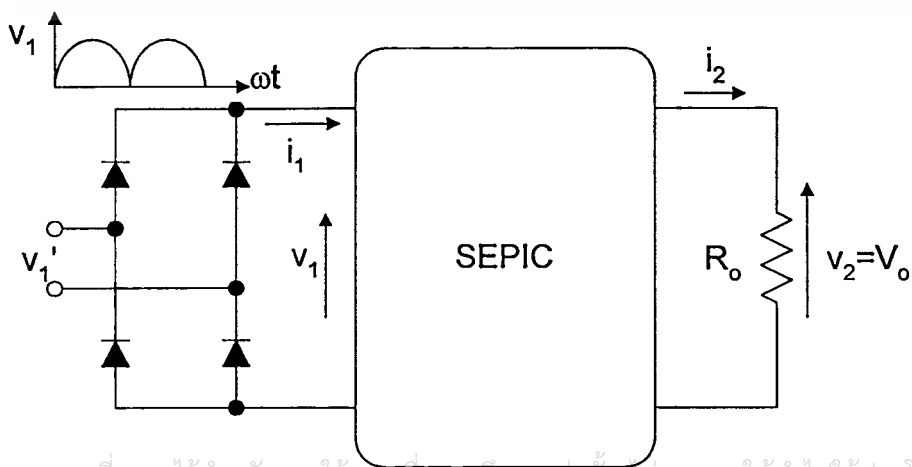
ศักดาไฟฟ้าที่ทางออก

$$v_2 = V_o \quad (3.26)$$

รูปที่ 3.8 แสดงกระแสไฟฟ้าของ Inductor L_1 ในแต่ละช่วงเวลา T ($T = 1/f_{sw}$) ภายในส่วนหนึ่งของครึ่งลูกคลื่น f_{line} ของวงจร PFP



รูปที่ 3.9 แสดงคอนเวอร์เตอร์ SEPIC ที่นำมาประกอบเป็นวงจร PFP



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อัตราส่วนของศักดาไฟฟ้าที่ทางออกต่อศักดาไฟฟ้าที่ทางเข้าที่ ωt ใดๆ คือ

$$m(\omega t) = \frac{v_2}{v_1} = \frac{V_o}{V_{1,\max} |\sin \omega t|} = \frac{M}{|\sin \omega t|} \quad (3.27)$$

เมื่อ $M = \frac{V_o}{V_{1,\max}}$

จากสมการ 3.14 และ 3.27 $\alpha(\omega t) = \frac{M}{M + n|\sin \omega t|} \quad (3.28)$

วงจร PFP ทำงานได้สมบูรณ์ คือมี PF ≈ 1 ซึ่งจะเกิดขึ้นได้เมื่อกระแสไฟฟ้าที่ทางเข้า i_1 มีรูปสัญญาณแบบเดียวกันและ In-Phase ศักดาไฟฟ้าที่ทางเข้า v_1 ดังนั้น สมการของ i_1 ในแต่ละครึ่งลูกคลื่น f_{line} คือ

$$i_1 = I_{1,\max} |\sin \omega t| \quad (3.29)$$

เมื่อสมมุติว่าวงจร PFP ไม่มี Loss ดังนั้น

$$\boxed{\text{กำลังไฟฟ้าที่ทางเข้า}} = \boxed{\text{กำลังไฟฟ้าที่ทางออก}}$$

$$P_1 = P_2 = P_o, \quad \frac{V_{1,\max} I_{1,\max}}{\sqrt{2}} = V_2 I_2 = V_o I_o \quad (3.30)$$

$$I_{1,\max} = \frac{2V_o I_o}{V_{1,\max}} = 2MI_o \quad (3.31)$$

จากสมการ 3.29 และ 3.31 $i_1 = 2MI_o |\sin \omega t| \quad (3.32)$

จากผลการวิเคราะห์ดังกล่าวสามารถสรุปได้ว่า ถ้าววงจร PFP ที่มี v_1 เป็นแบบ Sinusoidal ที่ความถี่ $f = f_{\text{line}}$ ตามสมการ 3.25 และวงจร PFP นี้ถูกควบคุมให้ i_1 เป็นชนิด Sinusoidal และ In-Phase กับ v_1 ตามสมการ 3.32 ด้วยการปรับ Duty-Cycle ที่เวลา ωt ใดๆ ในแต่ละช่วง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เวลา T ($T = 1/f_{sw}$) ตามสมการ 3.28 ผลของ v_2 จะเป็นศักดาไฟฟ้าชนิดไฟฟ้ากระแสตรง ซึ่งสามารถถูกควบคุมได้ตามต้องการ ($v_2 = V_o$)

3.4 โครงสร้างการควบคุมของวงจร PFP

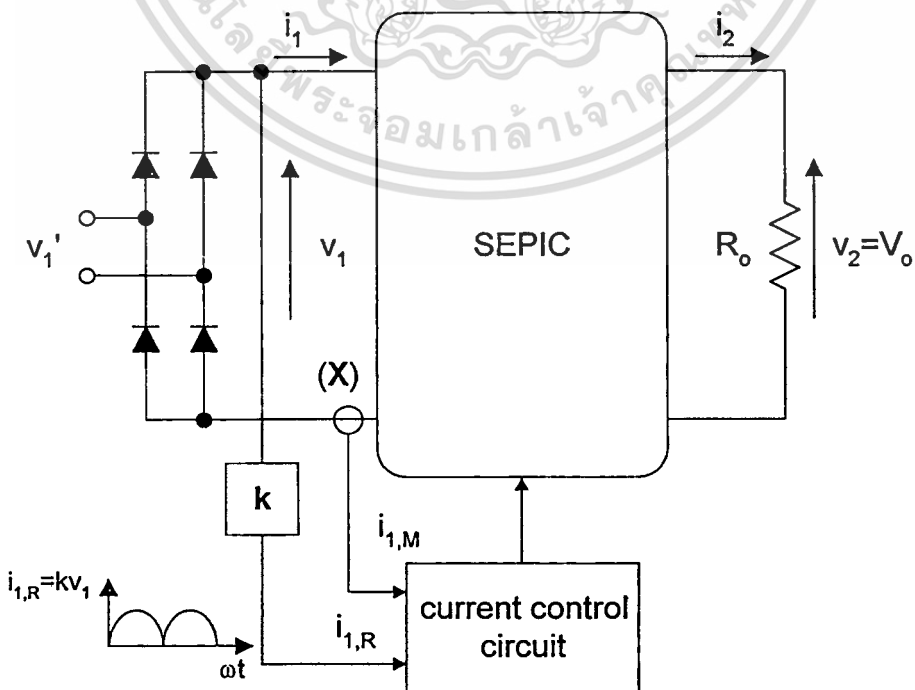
การควบคุมวงจร PFP ที่สร้างขึ้นจากคอนเวอร์เตอร์ SEPIC จะต้องมีการควบคุมเป็นสองกรณี คือ ควบคุมให้ได้ $PF \approx 1$ และควบคุมให้ได้ $v_2 = V_o$

3.4.1 การควบคุมให้ได้ $PF \approx 1$

การควบคุมนี้จะอยู่ใน Loop ภายใน โดยต้องควบคุมให้กระแสไฟฟ้าที่ทางเข้า i_1 เป็นชนิด Sinusoidal และ In-Phase กับศักดาไฟฟ้าที่ทางเข้า v_1

รูปที่ 3.10 แสดงการควบคุม i_1 แบบ ACCM ให้ได้รูปสัญญาณเป็น Sinusoidal โดยวิธีการควบคุม i_1 ให้มีค่าเป็นสัดส่วน k ของรูปสัญญาณ v_1 วงจรควบคุมใช้สัญญาณอ้างอิง $i_{1,R} = kv_1$ จาก v_1 และใช้สัญญาณ Feed Back ที่ถูกควบคุม $i_{1,M}$ โดยการวัดจากกระแสไฟฟ้าที่ทางออกที่ตำแหน่ง X การวัดที่จุดนี้เพราะเป็นตำแหน่งของกระแสไฟฟ้าเฉลี่ยที่เป็นผลจากการควบคุม

รูปที่ 3.10 แสดงการควบคุมให้ได้ $PF \approx 1$



การควบคุมแบบ ACCM มีข้อดีคือ [9][10][11]

- สามารถควบคุมให้ได้รูปสัญญาณของกระแสไฟฟ้าที่ทางเข้า ใกล้เคียงสัญญาณ Sinusoidal มากที่สุด
- สามารถหลีกเลี่ยงปัญหาที่ต้องชดเชยค่า Slope ของสัญญาณที่ได้จากการวัดกระแสไฟฟ้า เมื่อ Duty-Cycle ของการทำงานมากกว่า 50%
- เทคนิคนี้สามารถป้องกันการรบกวนจากสัญญาณรบกวนได้ดีกว่า

3.4.2 การควบคุมศักดาไฟฟ้าที่ทางออก ($v_2 = V_o$)

ถึงแม้ว่าสามารถควบคุมให้ i_1 มีรูปสัญญาณเป็น Sinusoidal และ In-Phase กับ v_1 แล้วก็ตาม v_2 อาจจะไม่เท่ากับ V_o ตามต้องการ เนื่องจากมีการเปลี่ยนแปลงของ i_2 และ/หรือ v_1 ดังนั้นจำเป็นต้องมีระบบควบคุมเพิ่มเติม เพื่อรักษาให้ $v_2 = V_o$ โดยการปรับค่า $i_{1,R}$ เมื่อ i_2 และ/หรือ v_1 เปลี่ยนแปลง ซึ่งสามารถแยกการปรับค่า $i_{1,R}$ ได้เป็นสองระบบคือ

3.4.2.1 การควบคุมให้ $v_2 = V_o$ เมื่อ v_1 เปลี่ยนแปลง (Line Regulation) [11]

ถ้า v_1 มีการเปลี่ยนแปลง การที่จะทำให้ v_2 คงที่ สามารถทำได้โดยปรับขนาดของ $i_{1,R}$ ดังแสดงในรูปที่ 3.11 ด้วยเทคนิค Feed Forward โดยการตรวจจับค่าแอมพลิจูดของ v_1 แล้วนำค่าที่ได้ (V_{RMS}) ส่งผ่านวงจร $1/V^2$ ก่อนที่จะเข้าวงจร Multiplier เพื่อไปปรับ $i_{1,R}$ ที่ใช้วงจร $1/V^2$ เพราะว่าเมื่อ v_1 มีการเปลี่ยนแปลง (ΔV_1) จะเกิดผลกระทบเป็นสองกรณีคือ

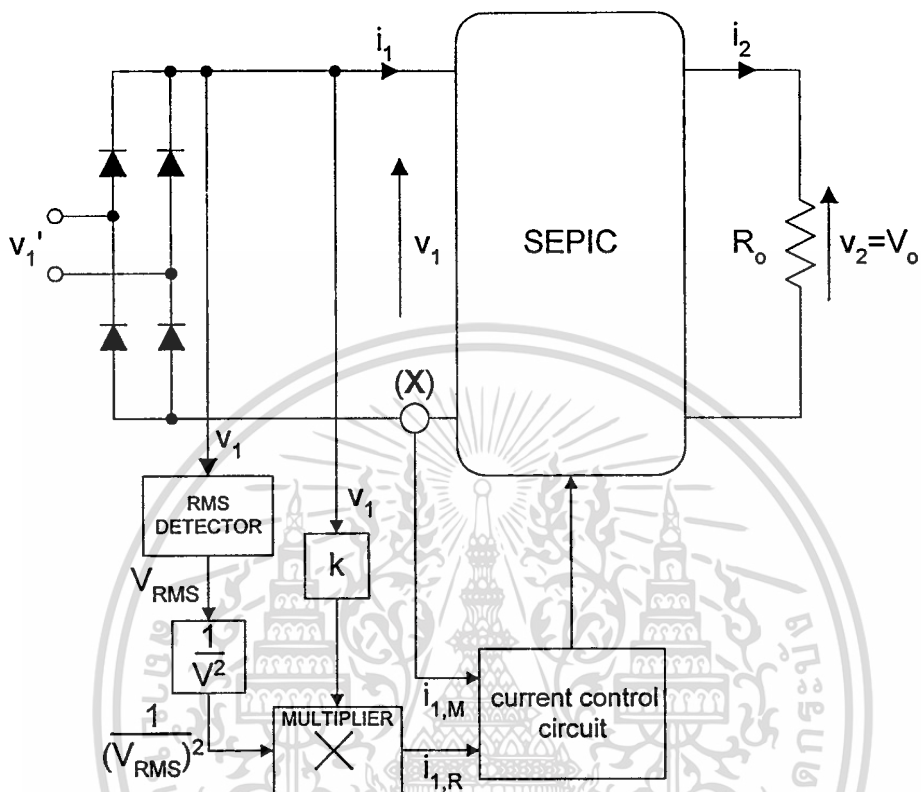
- ค่าของศักดาไฟฟ้าแอมพลิจูดที่ทางเข้า \bar{V}_1 เปลี่ยนแปลงกลายเป็น $\bar{V}_1 + \Delta \bar{V}_1$
- สัญญาณอ้างอิงของ Loop ควบคุมกระแสไฟฟ้าก่อนเข้าวงจร Multiplier จะเปลี่ยนแปลงโดยตรงตามสมการ $v_1 \cdot k$ กลายเป็น $(v_1 + \Delta v_1)k$ (ตามรูปที่ 3.11)

ผลการทำงานของระบบ Feed Forward ด้วย $1/V^2$ สามารถอธิบายได้คือ สมมุติเริ่มแรกว่า ขณะเกิดการเปลี่ยนแปลงของ v_1 ระบบยังต้องจ่ายโหลดที่มีขนาดคงที่ และกำลังงานไฟฟ้าที่ทางเข้ามีขนาดเท่ากับกำลังงานไฟฟ้าที่ทางออก

$$P_1 = v_1 i_1 = P_o = V_o I_o \quad (3.33)$$

จากรูปที่ 3.11
$$P_1 = v_1 i_{1,R} \quad | \quad i_1 \approx i_M \approx i_{1,R} \quad (3.34)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับ $P_1 = v_1(kv_1) \quad | \quad i_{1,R} = kv_1$ นั้น ไม่นิยามให้นำไปใช้ประโยชน์ (3.35) การคำนวณการคำนวณใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 3.11 แสดงการควบคุม v_2 เมื่อ v_1 เปลี่ยนแปลง

ถ้าสมมุติว่า v_1 เพิ่มขึ้นเป็นสองเท่า $\Rightarrow 2v_1$ ค่าของสัญญาณอ้างอิงของวงจรควบคุมกระแสไฟฟ้าก็จะเพิ่มเป็นสองเท่า $\Rightarrow 2v_1 k$ ตามรูปที่ 3.11 วงจร $1/V^2$ จะทำหน้าที่ทำให้สัญญาณอ้างอิง ($i_{1,R}$) ที่ได้จากวงจร Multiplier คือ

$$i_{1,R} = (2v_1 k) \left(\frac{1}{2^2} \right) = \frac{1}{2} k v_1 \quad (3.36)$$

ดังนั้นกำลังงานไฟฟ้าที่ทางเข้า และกำลังงานไฟฟ้าที่ทางออก เมื่อ v_1 เพิ่มขึ้นเป็นสองเท่าจะได้คือ

$$P_i = (2v_1)(i_i) = (2v_1)(i_{1,R}) = (2v_1) \left(\frac{1}{2} k v_1 \right) \quad (3.37)$$

$$P_i = v_1 (k v_1) \quad (3.38)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

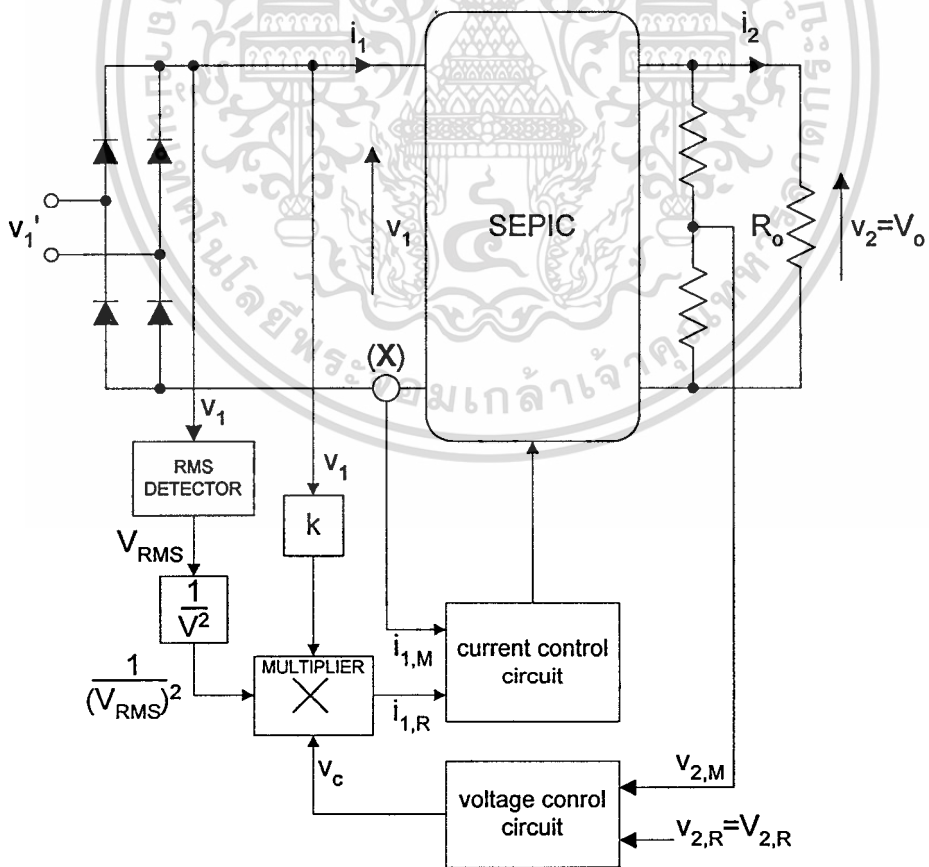
ซึ่งแสดงว่าการ Feed Forward ด้วยวงจร $1/V^2$ ทำให้กำลังงานไฟฟ้าที่ทางเข้ามีขนาดคงที่ P_1 (สมการ 3.35) = P_1 (สมการ 3.38) ถึงแม้จะมีการเปลี่ยนแปลงของ v_1

3.4.2.2 การควบคุมให้ $v_2 = V_o$ เมื่อ i_2 เปลี่ยนแปลง (Load Regulation)

การเปลี่ยนแปลงของ i_2 สามารถทำให้ v_2 เปลี่ยนแปลงไปได้ ดังนั้นจึงจำเป็นต้องมีระบบควบคุม เพื่อควบคุมให้ $v_2 = V_o$ ด้วย Voltage Control Circuit ซึ่งทำหน้าที่ควบคุมโดยส่งสัญญาณการปรับค่า $i_{1,R}$ ผ่านวงจร Multiplier ตามรูปที่ 3.12

รูปที่ 3.12 แสดงระบบควบคุมทั้งหมดของวงจร PFP ซึ่งประกอบด้วยวงจรถวล i_1 และวงจรถวล v_2

รูปที่ 3.12 แสดงการควบคุม v_2 เมื่อ i_2 เปลี่ยนแปลง



3.5 บทสรุป

จากการวิเคราะห์คอนเวอร์เตอร์ SEPIC และการอธิบายโครงสร้างการนำคอนเวอร์เตอร์ SEPIC มาทำเป็นวงจร PFP ดังแสดงในบทนี้ จะสรุปได้ว่าโดยทางทฤษฎีแล้วระบบนี้จะสามารถนำไปใช้แก้ไขเพาเวอร์แฟคเตอร์ได้ ในบทต่อไปจะแสดงรายละเอียดถึงการออกแบบ และสร้างวงจร PFP ที่จะถูกนำไปใช้ทดสอบจริงต่อไป



บทที่ 4

การออกแบบ และสร้างวงจร PFP

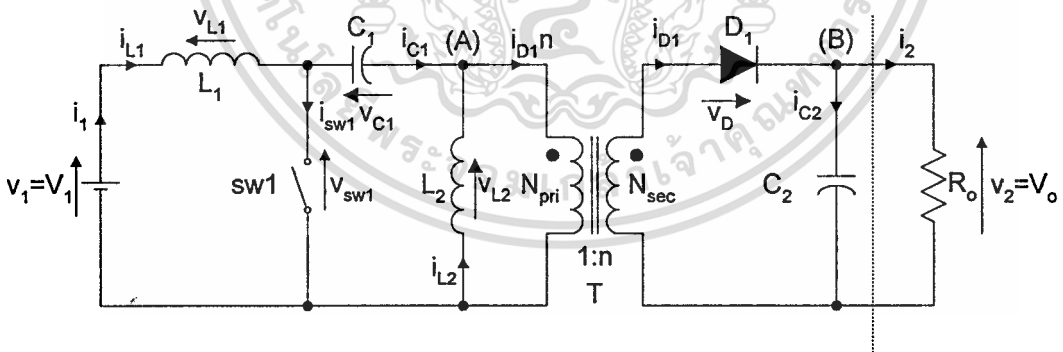
4.1 บทนำ

ในบทนี้จะนำเสนอการออกแบบค่านวมวงจร PFP โดยละเอียด โดยอธิบายการคำนวณในแต่ละอุปกรณ์ของวงจร การแสดงรายละเอียดของฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจร การออกแบบวงจรควบคุมในแต่ละรูปของระบบ และเมื่อได้วงจรโดยสมบูรณ์ ก็จะแสดงวงจรโดยรวมในตอนท้าย

4.2 วงจรกำลัง

4.2.1 การวิเคราะห์ห้วงจรกำลัง

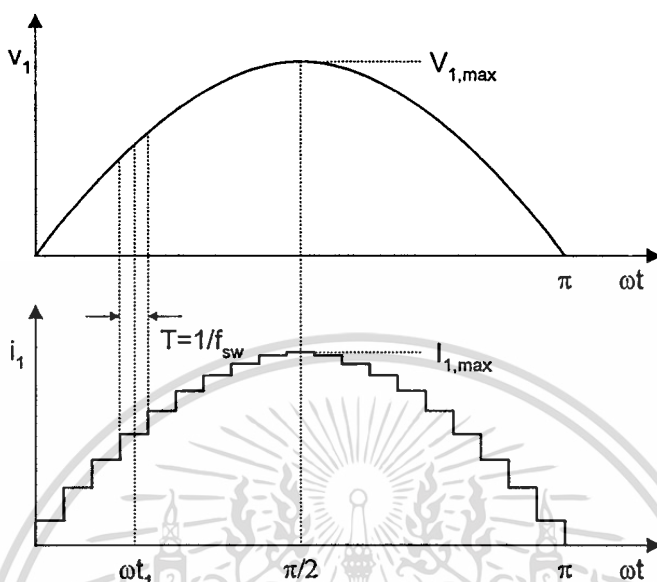
รูปที่ 4.1 แสดงคอนเวอร์เตอร์ SEPIC



การนำคอนเวอร์เตอร์ SEPIC ตามรูปที่ 4.1 ซึ่งมีโหมดการทำงานแบบ CCM มาประยุกต์ทำงานเป็นวงจร PFP โดยที่วงจร PFP นี้มีศักดาไฟฟ้าที่ทางเข้า (v_1) มีการเปลี่ยนแปลงระหว่างครึ่งลูกคลื่นของศักดาไฟฟ้าเป็นอย่างต่อเนื่องชนิด Sinusoidal ($f_{line} = 50 \text{ Hz}$) และศักดาไฟฟ้าที่ทางออกมีค่าคงที่ $v_2 = V_o$ เมื่อพิจารณาที่สภาวะชั่วขณะใด ๆ ของศักดาไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าที่ทางเข้า (เช่นที่ $\omega t = \omega t_1$ ตามรูปที่ 4.2) กำลังงานไฟฟ้าเฉลี่ย (P_1) ในคาบเวลา $T = 1/f_{sw}$ ที่เวลา $\omega t = \omega t_1$ คือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 4.2 แสดงสถานะชั่วขณะในเวลาใดๆ ของศักดาไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าที่ทางเข้า



$$P_1(\omega t) = v_1(\omega t)i_1(\omega t) = V_{1,\max}I_{1,\max} \sin^2 \omega t \quad (4.1)$$

กำลังงานไฟฟ้าเฉลี่ยที่ทางออก ($P_2 = P_o$) ในคาบเวลา T เดียวกัน (กำลังงานไฟฟ้าที่ส่งไปยัง C_2)

$$P_2(\omega t) = P_o(\omega t) = I_{D1}(\omega t)V_o \quad (4.2)$$

$I_{D1}(\omega t)$: ค่าของกระแสไฟฟ้าเฉลี่ยของ D_1 ในคาบเวลา T
ถ้าสมมุติว่าระบบไม่มี Loss $P_1 = P_2 = P_o$

$$I_{D1}(\omega t) = \frac{V_{1,\max}I_{1,\max}}{V_o} \sin^2 \omega t \quad (4.3)$$

โวลต์ที่ทางออก ที่ซึ่งมองจากคอนเวอร์เตอร์ที่ $\omega t = \omega t_1$ หรือที่ ωt ใดๆ คือ

$$r_o(\omega t) = \frac{V_o}{I_{D1}(\omega t)} = \frac{V_o^2/P_o}{2|\sin(\omega t)|^2} = \frac{R_o}{2|\sin(\omega t)|^2} \quad (4.4)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่สามารถนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

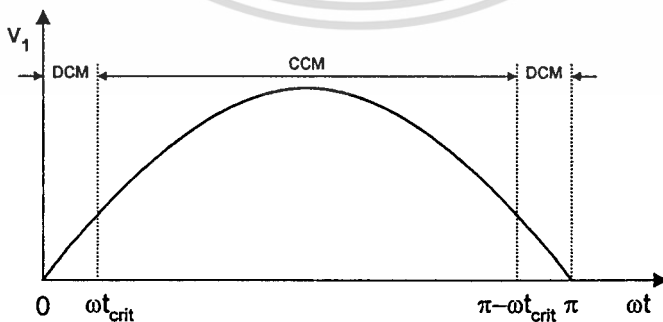
การพิจารณาขอบเขตระหว่างการทำงานแบบ CCM และ DCM จากสมการ 3.14, 3.22, 3.24, 3.27 และ 4.4 ได้ความสัมพันธ์ระหว่างค่า k กับ ωt คือ

$$k(\omega t) > \frac{1}{2(M + n|\sin \omega t|)^2} \quad (4.5)$$

จากสมการ 4.5 พจน์ทางด้านขวามีค่าเปลี่ยนแปลงได้ตาม ωt คือมีค่ามาก เมื่อ $\omega t = 0$ และ $\omega t = \pi$ และมีค่าน้อย เมื่อ $\omega t = \pi/2$ แต่อย่างไรก็ตาม ถ้าต้องการให้วงจรทำงานแบบ CCM ในช่วงเวลา ωt ใดๆ ก็ตาม เงื่อนไขตามสมการ 4.5 ต้องเป็นจริงเสมอ

ในการออกแบบวงจรส่วนกำลัง ให้ได้เงื่อนไขตามสมการ 4.5 อาจจะเป็นไปไม่ได้ ถ้าค่าของ R_o มากเกินไป (พิจารณาจากสมการ 3.22 และ 4.5) ซึ่งทำให้ SEPIC ทำงานในโหมดการนำกระแสไฟฟ้าแบบ DCM ดังนั้นในวงจรกำลังนี้ต้องทราบ $R_o \Rightarrow R_{o,max}$ ก่อน เพื่อกำหนดขอบเขตการทำงานระหว่าง DCM กับ CCM การกำหนดให้ทำงานแบบ CCM โดยตลอดนั้นต้องการ L_{eq} ที่มีขนาดใหญ่ (ขนาดของ L_1 และ L_2 ถูกกำหนดจาก Ripple ของกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่าน) ซึ่งทำได้ยาก (ค่าใช้จ่ายสำหรับ L_1 และ L_2 สูงขึ้น) จึงเลือกสถานะของการออกแบบคอนเวอร์เตอร์เมื่อโหลดต่ำสุด ($R_o \Rightarrow R_{o,max}$) ให้ทำงานแบบ CCM สำหรับ $(\omega t_{crit} < \omega t < \pi - \omega t_{crit})$ และทำงานแบบ DCM ในส่วนที่เหลือบริเวณใกล้ $\omega t \approx 0$ หรือ $\omega t \approx \pi$ (ดังแสดงตามรูปที่ 4.3) ซึ่งคำนวณ ωt_{crit} ได้จากสมการ 4.6

รูปที่ 4.3 แสดงขอบเขตการทำงานระหว่าง DCM กับ CCM



$$\omega t_{crit} = \sin^{-1} \left[\frac{1}{n} \left(\sqrt{\frac{R_{o,max} T}{4L_{eq}}} - M \right) \right] \quad (4.6)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ระยะ ωt_{crit} ต้องมีค่าน้อยที่สุด เพื่อที่จะทำให้ความเพี้ยนของสัญญาณกระแสไฟฟ้าที่ทางเข้าน้อยที่สุด

4.2.2 การออกแบบวงจรกำลัง

พิกัดของวงจรที่จะสร้างขึ้นคือ

- สักคาไฟฟ้าที่ทางเข้า $v_i = 220 V_{ac} + 15\%$
- กำลังงานไฟฟ้าที่ทางออก $P_o = 300 W$
- สักคาไฟฟ้าที่ทางออก $V_o = 36 V_{dc} \pm 2\%$, $\Delta V_o \approx 1.44 V_{dc}$
- กระแสไฟฟ้าที่ทางออก $8.5 A_{dc}$
- ความถี่ใช้งาน $f_{sw} = 70 KHz$
- ประสิทธิภาพ $\eta = 0.80$

การคำนวณและกำหนดขนาดของอุปกรณ์ที่สำคัญ

4.2.2.1 ทรานส์ฟอเมอร์ T (การคำนวณถ้าเป็นหน่วยชนิด c.g.s. จะแสดงไว้ชัดเจน)

SEPIC คอนเวอร์เตอร์ (รูปที่ 4.1) ทำงานด้วยการเก็บสะสมพลังงานไฟฟ้าที่ขดไพรมารี (L_2) ในช่วงเวลาที่ SW1 นำกระแสไฟฟ้า และส่งผ่านพลังงานไฟฟ้าออกไปที่ขดเซคันดารี ในขณะที่ SW1 หยุดนำกระแสไฟฟ้า โดยในแต่ละช่วงเวลาที่ SW1 กำลังนำกระแสไฟฟ้า พลังงานที่เก็บสะสมไว้ที่ L_2 (W) จะมีค่า

$$W = \frac{1}{2} L_2 I_{L2,max}^2 \quad (4.7)$$

และในขณะที่ SW1 หยุดนำกระแสไฟฟ้าคอนเวอร์เตอร์ไม่มีการสะสมพลังงาน ดังนั้นกำลังงานไฟฟ้า (P) ที่ใช้ไปในหนึ่งคาบเวลา $T = 1/f_{sw}$ จึงมีค่าเท่ากับ

$$P_o = \frac{L_2 I_{L2,max}^2}{2T} \quad (4.8)$$

ในระหว่างเวลา SW1 นำกระแสไฟฟ้า มีสักคาไฟฟ้าตกคร่อม N_{pri} และมีกระแสไฟฟ้าลักษณะแบบ Ramp ที่ L_2 เพิ่มขึ้นอย่างต่อเนื่องที่อัตรา $di_{L2}/dt = (V_i - V_{SW1,on})/L_2$ ซึ่งกระแสไฟฟ้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นี้จะมีค่าเพิ่มขึ้นตามเวลา และมีค่าสูงสุดเมื่อ SW1 เริ่มหยุดนำกระแสไฟฟ้าที่เวลา $t = t_{on} = \alpha T$ ดังนั้นกระแสไฟฟ้าสูงสุดจะมีค่าเท่ากับ

$$I_{L2,max} = \frac{(V_1 - V_{SW1,on})t_{on}}{L_2} \quad (4.9)$$

$V_{SW1,on}$: คือศักดาไฟฟ้าตกคร่อม SW1 ขณะ ON

จากสมการ 4.8, 4.9 และ $V_{SW1,on} \ll V_{1,max}$

$$P = \frac{L_2 t_{on}^2}{2T} \left(\frac{V_1 - V_{SW1,on}}{L_2} \right)^2 \approx \frac{(V_1 t_{on})^2}{2TL_2} \quad (4.10)$$

พิจารณาเงื่อนไขที่วิกฤตที่สุด เกิดขึ้นเมื่อ โหลดของวงจรคอนเวอร์เตอร์มีค่าต่ำที่สุด ($I_o = I_{o,min}$ ซึ่งเกิดขึ้นเมื่อ $R_o \Rightarrow R_{o,max}$) นั่นคือกำลังงานไฟฟ้าที่ทางออกต่ำที่สุด $P_o \Rightarrow P_{o,min}$, จากสมการ 4.10

$$P_2 = P_o \Rightarrow P_{o,min}$$

$$P_{o,min} = V_o I_{o,min} = \frac{(V_{1,max} \alpha_{min})^2}{2f_{sw} L_2} \quad (4.11)$$

Inductance ทางด้านไพรมารีของทรานส์ฟอร์เมอร์

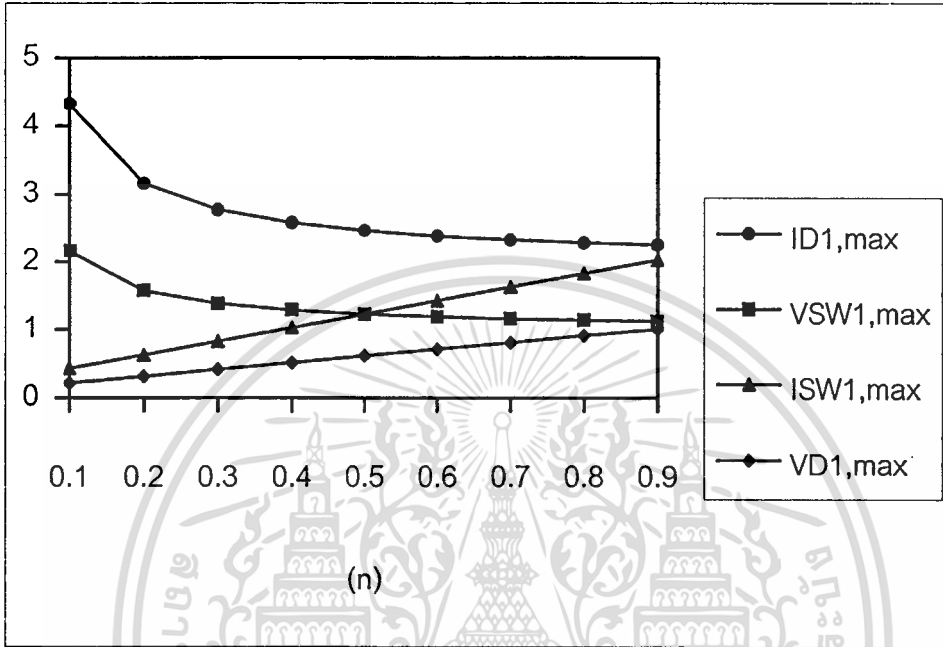
$$L_2 \geq \frac{(V_{1,max} \alpha_{min})^2}{2f_{sw} V_o I_{o,min}} \quad (4.12)$$

กำหนดให้ $I_{o,min} = 35\%$ ของ $I_{o,max}$

$$I_{o,min} = 0.35 I_{o,max} = 0.35 \times 8.5 = 3 \text{ A} \quad (4.13)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 4.4 แสดงค่า Normalize ของศักดาไฟฟ้าสูงสุดที่ตกคร่อม และกระแสไฟฟ้าสูงสุดที่ไหลผ่านของ SW1 และ D_1



การเลือกอัตราส่วนจำนวนรอบของทรานส์ฟอร์มเมอร์นี้ มีผลต่อการกำหนดขนาดของ SW1 และ D_1 ที่เหมาะสม การเลือก n กระทำโดยแสดงค่า Normalize ของศักดาไฟฟ้าสูงสุดที่ตกคร่อม และกระแสไฟฟ้าสูงสุดที่ไหลผ่านของ SW1 ($V_{SW1,max}$, $I_{SW1,max}$) และ D_1 ($V_{D1,max}$, $I_{D1,max}$) เป็นฟังก์ชันของ n ต่างๆ ที่ $\omega t = \pi/2$ (เพราะที่ $\omega t = \pi/2$ ศักดาไฟฟ้า และกระแสไฟฟ้าที่ทางเข้ามีค่าสูงสุด) ตามรูปที่ 4.2 การ Normalize ของศักดาไฟฟ้าที่ตกคร่อม SW1, D_1 ใช้ศักดาไฟฟ้าสูงสุดที่ทางเข้าเป็นฐานในการคำนวณ และการ Normalize ของกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่าน SW1, D_1 ใช้กระแสไฟฟ้าที่ทางออกขณะโหลดเต็มพิกัดเป็นฐานในการคำนวณ ถ้าผลการวิเคราะห์จะสรุปได้ว่า ค่าเหมาะสมเกิดขึ้น เมื่ออัตราส่วนจำนวนรอบ n ต้องไม่ต่ำกว่า 0.5

เลือกขนาดของอัตราส่วนจำนวนรอบ ของเซคันดารีและไพรมารี N_{sec}/N_{pri} ของทรานส์ฟอร์มเมอร์ T

$$n = n_{opt} = 0.5 \quad [7] \quad (4.14)$$

จากสมการ 3.28

$$\alpha_{min} = \frac{M}{M+n} = \frac{0.12}{0.12+0.5} = 0.2 \quad (4.15)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการ 4.12 จะได้

$$L_2 = \frac{(310 \times 0.2)^2}{2 \times 70 \times 10^3 \times 36 \times 3} = 255 \mu\text{H}$$

คำนวณค่ากระแสไฟฟ้าเฟลคที่ฟที่ L_2 ของทรานสฟอร์มเมอร์ ขณะโหลดเต็มพิกัด คือ

$$\bar{I}_{L_2} = nI_o \sqrt{\frac{3}{2}} = 0.5 \times 8.5 \times 1.2 = 5.2 \text{ A} \quad (4.16)$$

เลือกขนาดของขดลวดตามมาตรฐาน 400 cma/A ใช้ขดลวด AWG 27 จำนวน 10 เส้นขนานกัน ซึ่งมีเส้นผ่าศูนย์กลางสมมูลรวม $\Phi = 0.0488$ นิ้ว สาเหตุที่ใช้ลวดหลายเส้นขนานกัน เพราะต้องการลดผลของ Skin Effect จึงต้องเพิ่มพื้นที่ผิวโดยขนานตัวนำหลายเส้น ค่ากระแสไฟฟ้าเฉลี่ยที่ไพรมารีของทรานสฟอร์มเมอร์

$$I_{L_2} = nI_2 = 0.5 \times 8.5 = 4.25 \text{ A} \quad (4.17)$$

คำนวณขนาดแกนเฟอร์ไรต์ของทรานสฟอร์มเมอร์ ($A_c A_c$) [8]

$$A_c A_c (\text{cm}^4) = \frac{25.32 L_2 I_{L_2} \Phi^2 (\text{inch}^2) 10^8}{B_{\text{max}} (\text{gauss})} = 3.23 \text{ cm}^4 \quad (4.18)$$

- A_c : พื้นที่หน้าตัดของแกนเฟอร์ไรต์, cm^2
- A_c : พื้นที่ช่องว่างสำหรับพันขดลวดของ Bobbin, cm^2
- B_{max} : ค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุด, gauss
- Φ : เส้นผ่าศูนย์กลางของขดลวด, Inch

การเลือกขนาดของแกน T ซึ่งมี $A_c A_c$ มากกว่า $A_c A_c$ ตามสมการ 4.18 ได้แกนเฟอร์ไรต์ EE55/55A ซึ่งมี $A_c = 3.4 \text{ cm}^2$, $A_c = 3 \text{ cm}^2$, $l_i = 12.3 \text{ cm}$

การคำนวณความยาวของ Air-Gap (l_g) ของแกนที่เลือก โดยใช้หลักการที่ว่าที่ Air-Gap เป็น Magnetic Reluctance ส่วนใหญ่ของแกน และพลังงานที่สะสมทั้งหมดในทรานสฟอร์มเมอร์ อยู่ที่ Air-Gap

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พลังงานสะสมในแกน $W = \int i d\lambda = \int H l d\phi = \int H l A dB$ (4.19)

$$\frac{1}{2} L_2 I_{L2,max}^2 = \frac{1}{2} H_{max} B_{max} A_e (\text{cm}^2) l_g (\text{cm}) \times 10^{-10} \quad (4.20)$$

$$\frac{1}{2} L_2 I_{L2,max}^2 = \frac{1}{2} \frac{B_{max}^2 (\text{gauss})}{0.4\pi} A_e (\text{cm}^2) l_g (\text{cm}) \times 10^{-8} \quad (4.21)$$

$$l_g (\text{cm}) = \frac{0.4\pi L_2 I_{L2,max}^2 10^8}{B_{max}^2 (\text{gauss}) A_e (\text{cm}^2)} \quad (4.22)$$

สมการ 4.22 ใช้กับกระแสไฟฟ้า Ramp ที่เพิ่มขึ้นจากศูนย์ไปยังที่กระแสไฟฟ้าสูงสุด ระหว่างเวลาที่ SW1 นำกระแส

$$P_1 = \frac{1}{2} L_2 I_{L2,max}^2 f_{sw} \quad (4.23)$$

จากสมการ 4.22 และ 4.23

$$l_g (\text{cm}) = \frac{0.8\pi P_1 10^8}{f_{sw} B_{max}^2 (\text{gauss}^2) A_e (\text{cm}^2)} \quad (4.24)$$

$$l_g (\text{cm}) = \frac{0.8 \times \pi \times 375 \times 10^8}{70 \times 10^3 \times 2000^2 \times 3.4} = 0.1 \text{ cm}$$

การคำนวณจำนวนรอบขดไพรมารี (N_{pri}) โดยกำหนดให้ค่า Magnetizing Inductance (L_m) มีค่าเท่ากับค่าของ L_2 , จากสมการของ Faraday

$$V_1 = \frac{L_m dI_m}{dt} = \frac{N_{pri} A_e (\text{cm}^2) dB(\text{gauss}) 10^{-8}}{dt} \quad (4.25)$$

จากสมการ 4.25

$$L_m = \frac{N_{pri} A_e (\text{cm}^2) dB(\text{gauss}) 10^{-8}}{dI_m} \quad (4.26)$$

ปริมาณ Magnetomotive force (mmf) จากสมการของ Ampere

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$NI_m = H_i l_i + H_g l_g \quad (4.27)$$

$$NI_m = \frac{B(\text{gauss})}{\mu_o} \left(\frac{l_i(\text{cm})}{\mu_r} + l_g(\text{cm}) \right) 10^{-6} \quad (4.28)$$

$$\frac{dB(\text{gauss})}{dI_m} = \frac{0.4\pi N}{\left(\frac{l_i(\text{cm})}{\mu_r} + l_g(\text{cm}) \right)} \quad (4.29)$$

จากสมการ 4.26 และ 4.29

$$L_m = \frac{0.4\pi N_{pri}^2 A_e(\text{cm}^2) 10^{-8}}{\frac{l_i(\text{cm})}{\mu_r} + l_g(\text{cm})} \quad (4.30)$$

จาก $L_2 \cong L_m$

$$N_{pri} = \sqrt{\frac{L_2 \left(\frac{l_i(\text{cm})}{\mu_r} + l_g(\text{cm}) \right) 10^8}{1.26 A_e(\text{cm}^2)}} \quad (4.31)$$

$$N_{pri} = \sqrt{\frac{255 \times 10^{-6} \times 0.1 \times 10^8}{1.26 \times 3.4}} = 24 \text{ รอบ}$$

คำนวณจำนวนรอบขดเซคคันดารี (N_{sec})

$$N_{sec} = nN_{pri} = 0.5 \times 24 = 12 \text{ รอบ} \quad (4.32)$$

4.2.2.2 คาปาซิเตอร์ถ่ายโอนพลังงาน (C_1)

การเลือก C_1 เพื่อควบคุม Ripple ของศักดาไฟฟ้าตกคร่อม C_1 ที่เกิดขึ้น (ΔV_{C1}) ΔV_{C1} จะมีความถี่ $f = f_{sw} = 70 \text{ KHz}$ พิจารณาจากรูปที่ 4.1
ขณะที่ SW1 อยู่ในสภาวะ ON ($0 < t < \alpha T$)

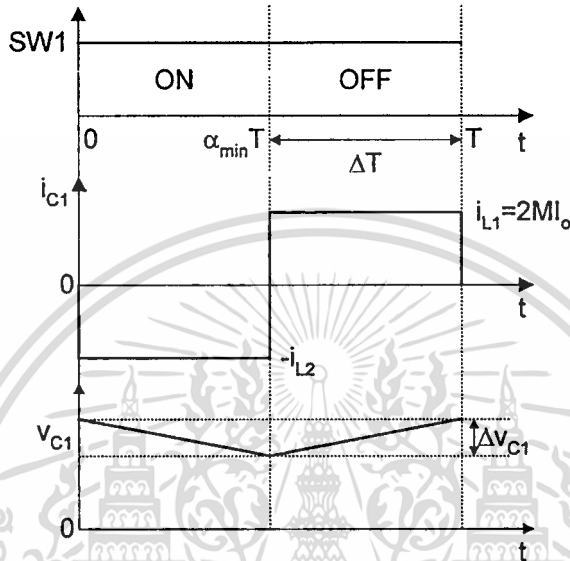
$$i_{C1} = -i_{L2} \quad (4.33)$$

ขณะที่ SW1 อยู่ในสภาวะ OFF ($\alpha T < t < T$)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$i_{C1} = i_{L1} \quad (4.34)$$

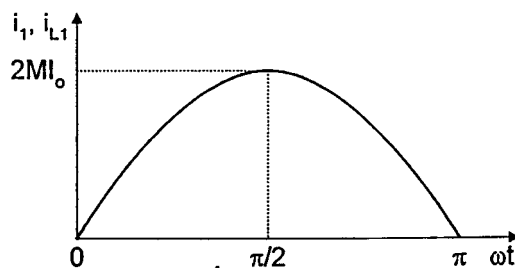
รูปที่ 4.5 แสดงรูปสัญญาณของกระแสไฟฟ้าและศักย์ไฟฟ้าของ C_1



เงื่อนไขที่เกิด Δv_{C1} มากที่สุด จะเกิดขึ้นเมื่อ $i_1 = i_{L1} = I_{1,max}$ เมื่อแสดงกับความสัมพันธ์ของ i_1, i_{L1} กับ ωt ตามสมการ 3.32 ดังรูปที่ 4.6 จะสังเกตได้ว่าที่ $\omega t = \pi/2$, $i_1 = i_{L1} = I_{1,max}$ และเกิดขึ้นเมื่อ $\alpha = \alpha_{min}$ (ตามสมการ 4.15) ขณะ SW1 อยู่ในสภาวะ OFF

$$i_{C1} = I_{L1,max} = 2MI_o \quad (4.35)$$

รูปที่ 4.6 แสดงรูปสัญญาณของกระแสไฟฟ้าของ L_1 ที่ตำแหน่ง ωt ใดๆ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 4.5

$$\Delta t = \frac{(1 - \alpha_{\min})}{f_{sw}} = \frac{n}{f_{sw}(M + n)} \quad (4.36)$$

สมการคำนวณค่าของ C_1 คือ $C_1 = \frac{\Delta Q_{C1}}{\Delta V_{C1}}$

จาก $\Delta Q_{C1} = i_{C1} \Delta t$ (4.37)

จากสมการ 4.35 , 4.36 และ 4.37 กำหนด Δv_{C1} เป็น 10% ของ $V_{1,max}$

$$\Delta v_{C1} = 0.1 \times V_{1,max} = 0.1 \times 310 = 31 \text{ V} \quad (4.38)$$

$$C_1 = \frac{2MI_o n}{f_{sw}(M + n)\Delta V_{C1}} = \frac{2 \times 0.12 \times 8.5 \times 0.5}{70 \times 10^3 \times (0.12 + 0.5) \times 31} = 0.75 \mu\text{F} \quad (4.39)$$

เลือกใช้ $C_1 = 0.68 \mu\text{F}$ 600 V $v_{C1,max} \geq V_{1,max} \Rightarrow 310 \text{ V}$

4.2.2.3 คาปาซิเตอร์กรองสัญญาณที่ทางออก (C_2)

การเลือก C_2 เพื่อควบคุม Ripple ของคักคาไฟฟ้าที่ทางออก (ΔV_o)

พิจารณาที่ตำแหน่ง (B) ของรูปที่ 4.1

$$i_{D1} = i_{C2} + i_2 \quad (4.40)$$

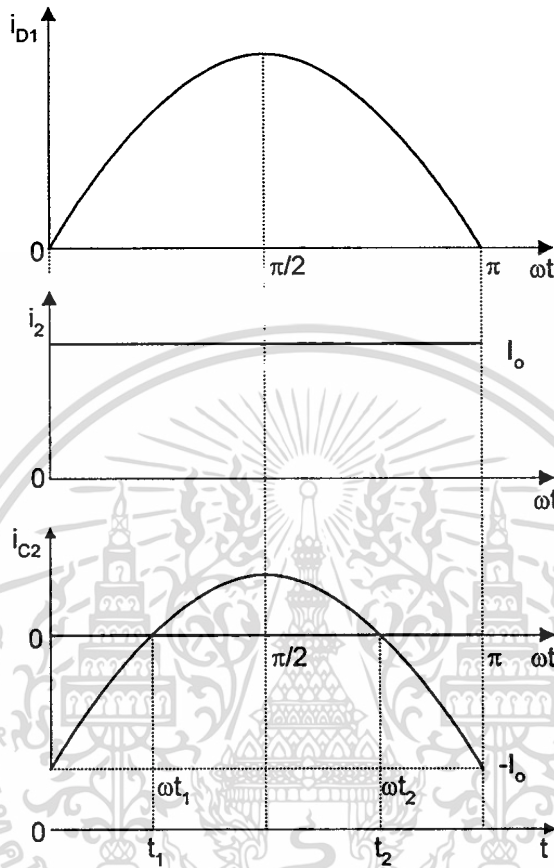
จากสมการ 4.3 สามารถเขียนรูปสมการใหม่ โดยแทน $\frac{V_{1,max} I_{1,max}}{2} = V_o I_o$

$$I_{D1}(\omega t) = 2I_o \sin^2 \omega t \quad (4.41)$$

รูปที่ 4.7 แสดงรูปสัญญาณของ i_{D1} (สมการ 4.41) , $i_2 = I_o$ และ $i_{C2} = i_{D1} - i_2$

$$i_{C2} = i_{D1} - I_o = 2I_o \sin^2 \omega t - I_o \quad (4.42)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 4.7 แสดงรูปสัญญาณของกระแสไฟฟ้าของ D_1 , C_2 และ ที่ทางออก

ที่ $\omega t = \omega t_1$, $i_{C2} = 0$ จากสมการ 4.42

$$\omega t_1 = \sin^{-1} \sqrt{\frac{1}{2}} = 45^\circ \quad (4.43)$$

$$t_1 = 45/\omega = 45/2 \times 180 \times 50 = 2.5 \text{ ms} \quad (4.44)$$

$$t_2 = \pi/\omega - t_1 = 180/2 \times 180 \times 50 - 2.5 \times 10^{-3} = 7.5 \text{ ms} \quad (4.45)$$

สมการการกำหนดค่า C_2 คือ $C_2 = \frac{\Delta Q_{C2}}{\Delta V_{C2}}$, $\Delta V_{C2} = \Delta V_o$ (4.46)

จากรูปที่ 4.7 ค่า ΔQ_{C2} ในช่วงเวลา $t_1 < t < t_2$ การศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\Delta Q_{C_2} = \int_{t_1}^{t_2} i_{C_2} dt \quad (4.47)$$

$$\Delta Q_{C_2} = \int_{t_1}^{t_2} (2I_o \sin^2 \omega t - I_o) dt \quad (4.48)$$

$$\Delta Q_{C_2} = I_o \left(t \Big|_{t_1}^{t_2} - \frac{1}{2\omega} \sin 2\omega t \Big|_{t_1}^{t_2} \right) - I_o t \Big|_{t_1}^{t_2} \quad (4.49)$$

$$\Delta Q_{C_2} = 8.5 \left(5 \times 10^{-3} + \frac{2}{628.3} \right) - 8.5 \times 5 \times 10^{-3} = 0.027$$

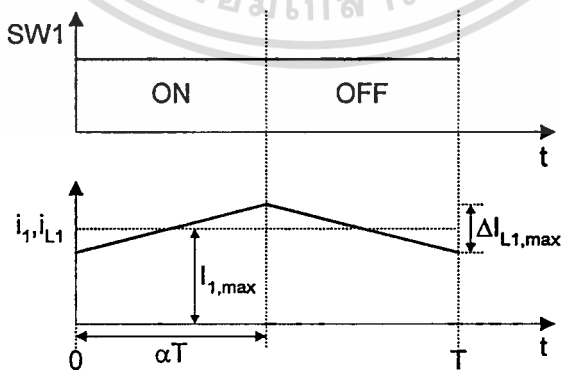
จากสมการ 4.46

$$C_2 = \frac{\Delta Q_{C_2}}{\Delta V_o} = \frac{0.027}{1.44} = 18,750 \mu\text{F}$$

เลือก $C_2 = 20,000 \mu\text{F}$ $V_{C_2, \max} \geq V_o \Rightarrow 50 \text{ V}$

4.2.2.4 ตัวเหนี่ยวนำ L_1

รูปที่ 4.8 แสดงรูปสัญญาณของกระแสไฟฟ้าของ L_1 ที่ตำแหน่ง $\omega t = \pi/2$, $\alpha = \alpha_{\min}$



สมการคำนวณค่าของ L_1 ที่ทำให้คอนเวอร์เตอร์ SEPIC ทำงานแบบ CCM

$$L_1 > \frac{V_{1,\max} \alpha_{\min} T}{\Delta I_{1,\max}} \quad (4.50)$$

กำหนด $\Delta I_{L1,\max} = 25\%$ ของ $I_{1,\max}$ และ $I_{1,\max} = \frac{2V_o I_o}{\eta V_{1,\max}} = \frac{2P_o}{\eta V_{1,\max}}$

$$\Delta I_{L1,\max} = 0.25 I_{1,\max} = 0.25 \times \frac{2V_o I_o}{\eta V_{1,\max}} \quad (4.51)$$

$$\Delta I_{L1,\max} = \frac{0.25 \times 2 \times 36 \times 8.5}{0.8 \times 310} = 0.62 \text{ A}$$

จากสมการ 4.50 ได้

$$L_1 = \frac{310 \times 0.2}{0.62 \times 70 \times 10^3} = 1.44 \text{ mH}$$

กระแสไฟฟ้าเฉลี่ยที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_1

$$I_1 = \frac{2I_{1,\max}}{\pi} = \frac{2 \times 2 \times 300}{\pi \times 0.8 \times 311} = 1.53 \text{ A} \quad (4.52)$$

กระแสไฟฟ้าแอมเพิลที่ฟที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_1

$$\bar{I}_{L1} = \frac{I_{1,\max}}{\sqrt{2}} = 1.7 \text{ A} \quad (4.53)$$

เลือกขนาดของขดลวดตามมาตรฐาน 400 cma/A ใช้ขดลวด AWG 27 จำนวน 3 เส้นขนานกัน ซึ่งมีเส้นผ่าศูนย์กลางสมมูลรวม $\phi_w = 0.0281$ นิ้ว จำนวนแกนเฟอร์ไรท์ของตัวเหนี่ยวนำ L_1 [8]

$$A_c A_c (\text{cm}^4) = \frac{6.33 L_1 I_1 \Phi^2 (\text{inch}^2) 10^8}{B_{\max} (\text{gauss})} \quad (4.54)$$

o

$$A_c A_c = \frac{6.33 \times 1.44 \times 10^{-3} \times 1.53 \times (0.0281)^2 \times 10^8}{2000} = 0.92 \text{ cm}^4$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การเลือกขนาดของแกน L_1 ซึ่งมี $A_e A_c$ มากกว่า $A_e A_c$ ตามสมการ 4.54 ได้แกนเฟอร์ไรท์ EE42x15 ซึ่งมี $A_e = 1.8 \text{ cm}^2$, $A_c = 1.82 \text{ cm}^2$, $l_i = 9.7 \text{ cm}$
 คำนวณความยาวของ Air-Gap (l_g) ของแกนที่เลือกโดย

จากสมการ 4.22

$$l_g (\text{cm}) = \frac{0.4\pi L_1 I_{1,\text{max}}^2 10^8}{B_{\text{max}}^2 (\text{gauss}^2) A_c (\text{cm}^2)}$$

$$l_g (\text{cm}) = \frac{0.4 \times \pi \times 1.44 \times 10^{-3} \times (1.53)^2 \times 10^8}{1.8 \times (2000)^2} = 0.06 \text{ cm}$$

คำนวณจำนวนรอบของตัวเหนี่ยวนำ L_1 (N_{L1}) จากสมการของ Ampere

$$N_{L1} I_1 \approx H_g l_g = \frac{B_g}{\mu_0} l_g \quad (4.55)$$

$$N_{L1} = \frac{B_{\text{max}} (\text{gauss}) l_g (\text{cm})}{0.4\pi I_1} = 62 \text{ รอบ} \quad (4.56)$$

4.2.2.5 เพาเวอร์มอสเฟต (SW1)

ในคอนเวอร์เตอร์ SEPIC เลือกใช้ Power Switch SW1 ชนิดเพาเวอร์มอสเฟต เพราะสามารถทำงานในย่านความถี่สูงได้ดีกว่าเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์
 ศักไฟฟ้าสูงสุดที่ตกคร่อมเพาเวอร์มอสเฟต (SW1) ขณะที่คอนเวอร์เตอร์ทำงาน คือ

$$V_{\text{SW1,max}} = V_{1,\text{max,peak}} + \frac{V_2}{n} + V_{\text{spike}} = 358 + \frac{36}{0.5} + 50 = 480 \text{ V} \quad (4.57)$$

กำหนด $V_{\text{spike}} = 50 \text{ V}$

สมการกระแสไฟฟ้าไหลผ่าน SW1 ขณะ ON ซึ่งจะมีค่าสูงสุดขณะ $\omega t = \pi/2$

$$I_{\text{SW1,max}} = I_{L1,\text{max}} + I_{L2,\text{max}} \quad (4.58)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการ 4.3, 4.41 และ $I_{L2} = nI_{D1}(\omega t) \Rightarrow I_{L2} = 2nI_o \sin^2 \omega t, I_{L2,max} = 2nI_o$
 จาก $I_{L1} = 2MI_o |\sin \omega t|, I_{L1,max} = 2MI_o$

$$I_{SW1,max} = 2MI_o + 2nI_o \tag{4.59}$$

$$i_{SW1,max} = 2I_o(M + n) = 2 \times 8.5 \times (0.12 + 0.5) = 10.54 \text{ A} \tag{4.60}$$

สมการกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่าน SW1 เฉลี่ยในคาบเวลา T ($T = 1/f_{sw}$) ที่ตำแหน่ง $\omega t = \pi/2$

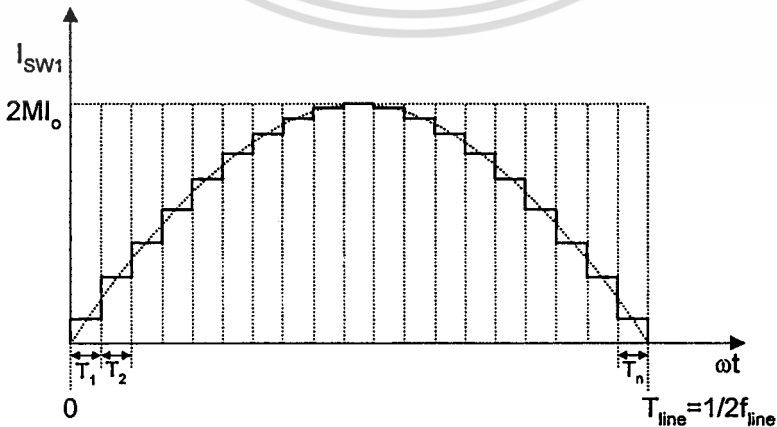
$$I_{SW1} = I_{SW1,max} \cdot \alpha(\omega t = \pi/2) \tag{4.61}$$

$$I_{SW1} = 2I_o(M + n) \cdot \frac{M}{(M + n)} \tag{4.62}$$

$$I_{SW1} = 2MI_o \tag{4.63}$$

$$I_{SW1}(T_{line}) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} 2MI_o \sin \omega t \, d\omega t = \frac{2}{\pi} \times 2MI_o = \frac{2 \times 2 \times 0.12 \times 8.5}{\pi} = 1.3 \text{ A} \tag{4.64}$$

รูปที่ 4.9 แสดงกระแสไฟฟ้าเฉลี่ยไหลผ่าน SW1 ในครึ่งลูกคลื่นของ $f = f_{line}$



วงจรมีให้เลือกใช้เพาเวอร์มอสเฟตเบอร์ IREF 450 $I_D = 14A, V_{DS} = 500 \text{ V}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2.2.6 ไดโอดที่ทางออก (D_1)

ค่าศักดาไฟฟ้าสูงสุดที่ตกคร่อมไดโอดที่ทางออก ขณะที่คอนเวอร์เตอร์ทำงาน คือ

$$V_{D1,max} = nV_{1,max,peak} + V_2 = 215 \text{ V} \quad (4.65)$$

กระแสไฟฟ้าเฉลี่ยที่ไหลผ่านไดโอดที่ทางออก ขณะที่คอนเวอร์เตอร์ทำงาน คือ

$$I_{D1} = I_o = 8.5 \text{ A} \quad (4.66)$$

กระแสไฟฟ้าสูงสุดที่ไหลผ่าน D_1 (สมการ 4.41) คือ

$$I_{D1,max} = 2I_o = 2 \times 8.5 = 17 \text{ A} \quad (4.67)$$

ในวงจรนี้เลือกใช้ไดโอดที่ทางออกเบอร์ MUR1560 $I_{D1} = 15 \text{ A}$, $V_D = 600 \text{ V}$

4.3 การวิเคราะห์ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรควบคุมกระแสไฟฟ้า i_1

การที่จะสามารถทำให้ การควบคุมกระแสไฟฟ้า i_1 ทำงานได้สมบูรณ์ จำเป็นต้องได้ ฟังก์ชันถ่ายโอนของคอนเวอร์เตอร์ SEPIC ในรูปควบคุมกระแสไฟฟ้า ฟังก์ชันถ่ายโอนของรูป ควบคุมกระแสไฟฟ้า เมื่ออยู่ในสภาวะรูปเปิดไม่รวมส่วนควบคุมของวงจรในรูปที่ 4.10 คือ [7][13]

$$G_{id}(s) = \frac{\hat{i}_{1,M}}{\hat{\alpha}} = \alpha V_D \frac{L'}{L_2 L_1} \frac{1 + \frac{I_c}{V_D} \frac{\alpha'}{\alpha} L_2 s + \frac{L_2 C_1}{\alpha} s^2}{s(1 + L' C_1 s^2)} \quad (4.68)$$

$\hat{i}_{1,M}$: small signal ของ $i_{1,M}$

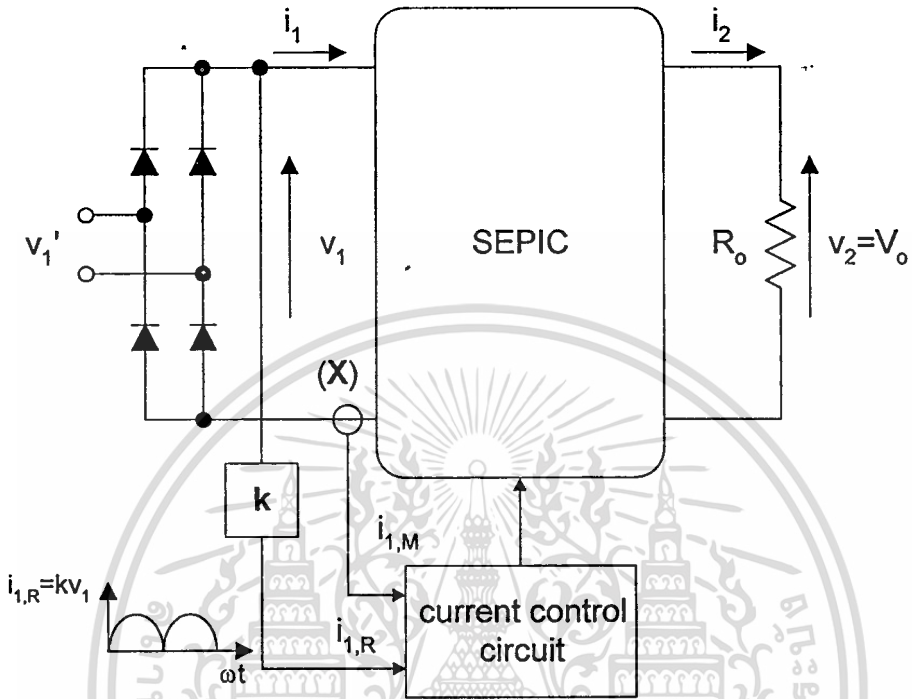
$\hat{\alpha}$: small signal ของ α

V_D , L' , L_1 , L_2 , α : เป็นพารามิเตอร์ ที่จุดทำงานที่ ωt ใดๆ

$$V_D = V_{1,max} |\sin \omega t| + V_o/n \quad (4.69)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 4.10 แสดงวงจรควบคุมกระแสไฟฟ้า i_1



$$I_C = I_{L1} + I_{L2} \tag{4.70}$$

$$L' = \frac{L_1 L_2}{\alpha^2 L_1 + \alpha'^2 L_2} \tag{4.71}$$

$$\alpha' = 1 - \alpha \tag{4.72}$$

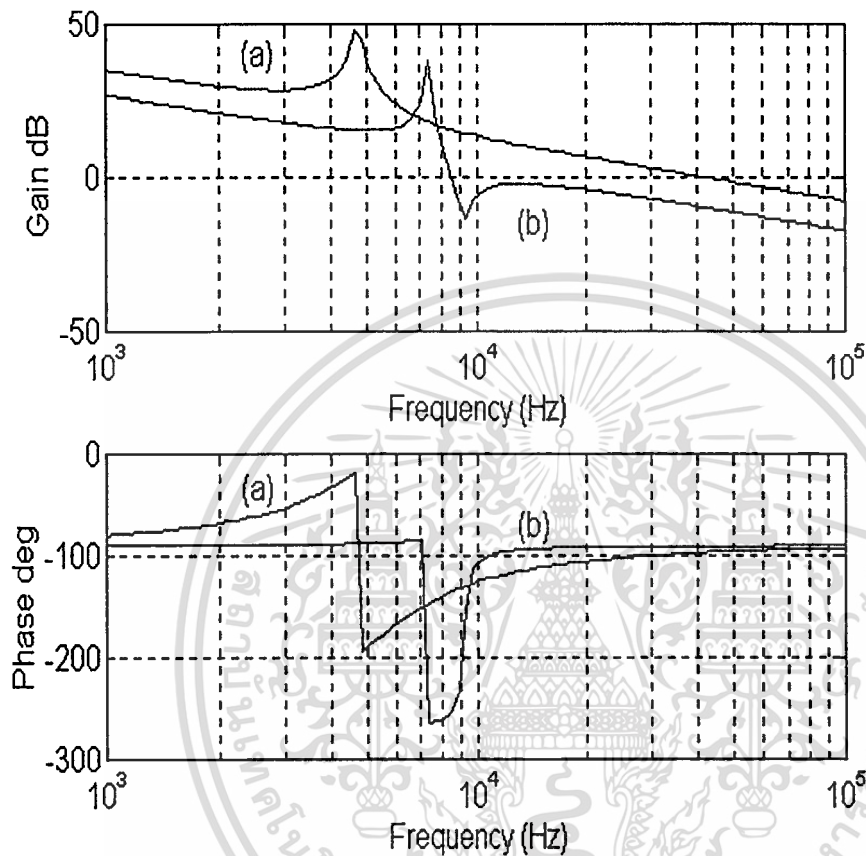
(การวิเคราะห์สมการ 4.68 แสดงในภาคผนวก ค.)

เนื่องจากเมื่อ SEPIC ทำงาน $\alpha(\omega t)$ จะเปลี่ยนแปลงไปตลอดเวลาตามจุดทำงานที่ ωt ใดๆ (ตามสมการ 3.28) ดังนั้นเมื่อนำ G_{id} มาเขียนกราฟของ Bode ที่ $\alpha(\omega t)$ ต่างกัน ($\omega t = \pi/2$ และ $\omega t = \pi/18$) ดังแสดงในรูปที่ 4.11 สังเกตได้ว่าเมื่อ $\omega t = \pi/18$ Phase-Lag ของ G_{id} มากกว่า -180° ซึ่งทำให้ยากต่อการชดเชย ในการออกแบบวงจรควบคุม

เพื่อแก้ปัญหาดังกล่าว ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ได้เสนอการเพิ่ม Damping - Network

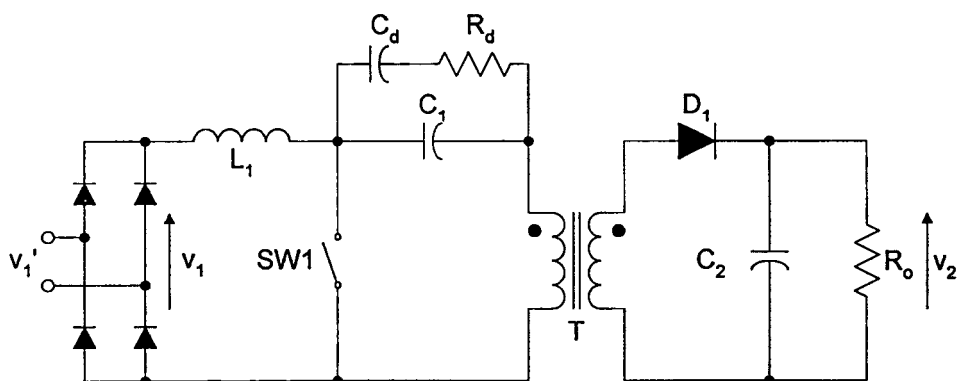
$R_d - C_d$ ครอบ C_1 ดังแสดงในรูปที่ 4.12 จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนใหม่คือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการศึกษาเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 4.11 แสดงกราฟของ Bode ของ G_{id} 

a) $\Rightarrow \omega t = \pi/2$, b) $\Rightarrow \omega t = \pi/18$

(แสดงการแทนค่าพารามิเตอร์ของฟังก์ชันถ่ายโอนที่ภาคผนวก ค.)

รูปที่ 4.12 แสดงการเพิ่ม Damping-Network $R_d - C_d$ คร่อม C_1 

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$G_{id}(s) = \alpha V_D \frac{L'}{L_1 L_2}$$

$$1 + \left(\frac{I_C}{V_D} \frac{\alpha'}{\alpha} L_2 + \tau_d \right) s + \left(\frac{L_2(C_1 + C_d)}{\alpha} + \frac{I_C L_2}{V_D} \frac{\alpha'}{\alpha} \tau_d \right) s^2 + \frac{L_2 C_1}{\alpha} \tau_d s^3 \tag{4.73}$$

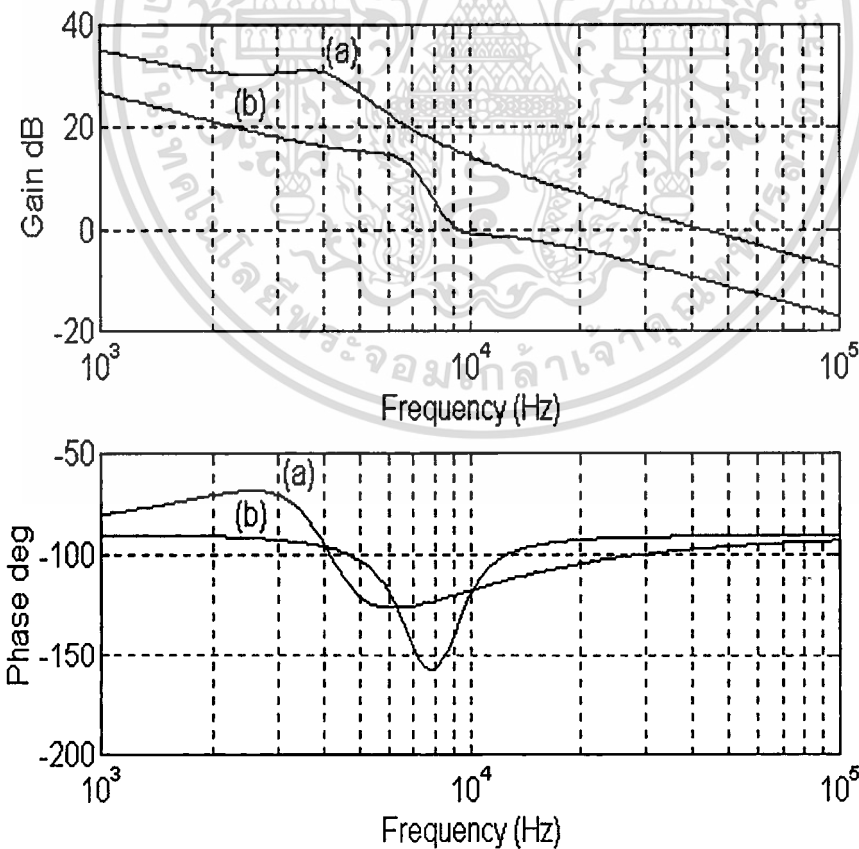
$$\frac{}{s(1 + \tau_d s + L'(C_1 + C_d)s^2 + L'C_1\tau_d s^3)}$$

$$\tau_d = R_d C_d \tag{4.74}$$

(การวิเคราะห์สมการ 4.73 แสดงในภาคผนวก ก.)

เมื่อนำ มาเขียนกราฟของ Bode ดังแสดงในรูปที่ 4.13 สังเกตได้ชัดเจนว่าเมื่อ Phase-Margin ได้เพิ่มมากขึ้นเป็น ซึ่งออกแบบวงจรควบคุมนี้ได้ง่ายขึ้น

รูปที่ 4.13 แสดงกราฟของ Bode ของ ใหม่



(แสดงการแทนค่าพารามิเตอร์ของฟังก์ชันถ่ายโอนที่ภาคผนวก ก.)

สัญญาณของกระแสไฟฟ้าที่ถูกควบคุม ได้จากกระแสไฟฟ้าของตัวเหนี่ยวนำ (i_{L1}) ที่ไหลผ่าน Sense Resistor (R_s) โดยค่าของ R_s ที่ใช้จะมีค่าต่ำ เพื่อลดค่ากำลังงานไฟฟ้าสูญเสียที่ R_s

คำนวณค่า R_s จากสมการ
$$R_s I_{1,max} = R'_i I_{mult,max} \quad (4.75)$$

กำหนดให้
$$R'_i = 2 \text{ K}\Omega \quad (4.76)$$

กระแสไฟฟ้าที่ทางออกของวงจร Multiplier (I_{mult}) ไหลผ่าน R'_i เพื่อกำหนดเป็นศักดาไฟฟ้าอ้างอิงให้กับวงจร Current Amplifier โดยขาอีกข้างหนึ่งของ R'_i ต่อเข้ากับด้านศักดาไฟฟ้าลบของ Sense Resistor (R_s) เพื่อที่เปรียบเทียบสัญญาณ $I_1 \cdot R_s$ กับ $I_{mult} R'_i$ ซึ่งผลการเปรียบเทียบคือ ศักดาไฟฟ้าของสัญญาณแตกต่างที่ขา Non-Inverting ของวงจร Current Amplifier C/A, คำนวณค่า $I_{mult,max}$

$$I_{mult,max} = \frac{I_{IAC,max} (V_{va-out} - 1.28)}{V_{RMS}^2} \quad (4.77)$$

V_{va-out} : ศักดาไฟฟ้าที่ทางออกของวงจร Error Amplifier มีค่าเท่ากับ 5.1 V

คำนวณค่า V_{RMS}
$$V_{RMS} = \left(\frac{\bar{V}_1}{R_A + R_B + R_C} \right) R_C \quad (4.78)$$

$$V_{RMS} = \left(\frac{220}{(1.2 \times 10^6 + 360 \times 10^3 + 33 \times 10^3)} \right) 33 \times 10^3 = 4.557 \text{ V}$$

กระแสไฟฟ้าจากวงจร Rectifier (i_{IAC}) ไหลผ่าน R_{ac} ไปที่ขาสัญญาณ I_{AC} เพื่อที่จะขับวงจร Multiplier ด้วยกระแสไฟฟ้า i_{IAC} ซึ่งเป็นสัดส่วนกับศักดาไฟฟ้าชั่วขณะที่ทางเข้า

คำนวณค่า $I_{IAC,max}$
$$I_{IAC,max} = \frac{V_{1,max}}{R_{ac}} = \frac{310}{10^6} = 310 \times 10^{-6} \text{ A} \quad (4.79)$$

จากสมการ 4.77
$$I_{mult,max} = \frac{310 \times 10^{-6} (5.1 - 1.28)}{(4.557)^2} = 57 \times 10^{-6} \text{ A}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการ 4.75

$$R_s = \frac{R_i I_{\text{mult,max}}'}{I_{1,\text{max}}} = \frac{2 \times 10^3 \times 57 \times 10^{-6}}{2.41} = 0.05 \Omega$$

เลือก $R_s = 0.05 \Omega$, 0.5 W

เพื่อควบคุมไม่ให้วงจรนี้เกิดการออสซิลเลชัน Slope ตอนขาตงของ i_{L1} ($i_1 = i_{L1}$) ที่ทางออกของ Current Amplifier (C/A) จะต้องน้อยกว่า Slope ของ Ramp Oscillator[15] ดังแสดงในรูปที่ 4.15 คือ

$$\frac{V_o R_s G_i}{nL_1} \leq V_{\text{srp}} f_{\text{sw}}$$

$$G_i \leq \frac{V_{\text{srp}} f_{\text{sw}} nL_1}{V_o R_s} \quad (4.80)$$

อัตราขยายที่ความถี่สูงของ Current Amplifier C/A $G_i \Rightarrow 1 + R_f/R_i$ และจากสมการ 4.80

$$\frac{R_f}{R_i} \leq \frac{V_{\text{srp}} f_{\text{sw}} L_1 n}{V_o R_s} - 1 \quad (4.81)$$

$$\frac{R_f}{R_i} \leq \frac{5 \times 70 \times 10^3 \times 1.44 \times 10^{-3} \times 0.5}{36 \times 0.05} - 1$$

$$R_f \leq 139 \times 2 \times 10^3 = 278 \text{ k}\Omega$$

เลือก $R_f = 220 \text{ k}\Omega$

พิจารณา Gain ของตัววงจรกำลัง G_{ave} ตามรูปที่ 4.14

$$G_{\text{ave}} = \frac{V_{R_s}}{V_{\text{ca,max}}} = \frac{R_s V_o}{sL_1 n V_{\text{srp}}} \quad (4.82)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ

$$V_{Rs} = \frac{R_o V_o}{sL_1 n} \quad (4.83)$$

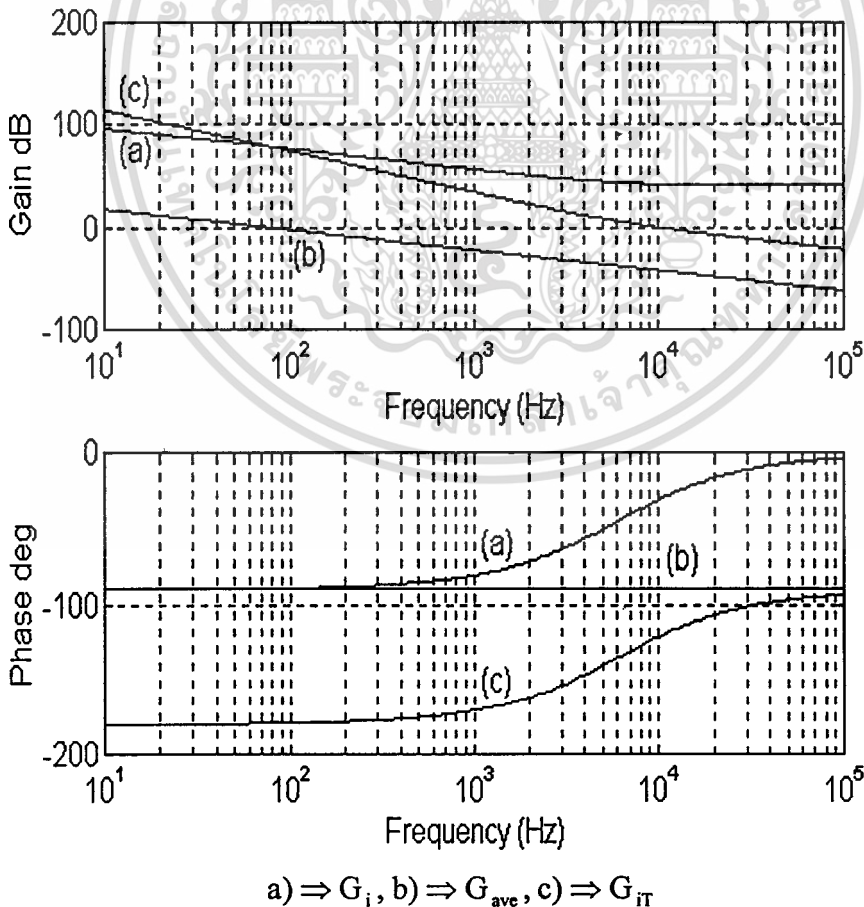
$$V_{ca,max} = V_{srp} = 5 \text{ V} \quad (4.84)$$

คำนวณหาตำแหน่งของ Crossover Frequency (f_{ci}) ของรูปควบคุมกระแสไฟฟ้ารวมทั้งหมด ($G_{IT} = G_i G_{ave}$) ทำได้โดยคำนวณหา $f = f_{ci}$ เมื่อ $G_i G_{ave} = 1$

ดังนั้น

$$f_{ci} = \frac{f_{sw}}{2\pi} \quad (4.85)$$

รูปที่ 4.16 แสดงกราฟของ Bode ทั้งขนาดและเฟสของ G_i , G_{ave} และ G_{IT}



กำหนด Zero Frequency (f_z) = $f_{ci}/2$ เพื่อให้ได้ Phase-Margin $> +45^\circ$ ให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$f_z = \frac{f_{sw}}{4\pi} = \frac{1}{2\pi C_f R_f} \quad (4.86)$$

$$C_f = \frac{2}{R_f f_{sw}} = \frac{2}{220 \times 10^3 \times 70 \times 10^3} = 130 \text{ pF} \quad (4.87)$$

เลือก $C_f = 120 \text{ pF}$

การคำนวณค่าของอุปกรณ์ในวงจรควบคุม G_i ได้โดยใช้สมการ 4.81 และ 4.87 รูปที่ 4.16 แสดงกราฟของ Bode ทั้งขนาดและเฟสของ G_i , G_{ave} และ G_{iT}

4.4.2 วงจรควบคุมศักดาไฟฟ้า V_2

4.4.2.1 การวิเคราะห์ห้วงจรควบคุมศักดาไฟฟ้า V_2

เมื่อพิจารณา P_1 และ P_2 ในระดับ $f = f_{line} = 50 \text{ Hz}$

$$P_1(\omega t) = V_{1,max} I_{1,max} \sin^2 \omega t \quad (4.88)$$

$$P_2 = P_o(\omega t) = I_D(\omega t) V_o \quad (4.89)$$

ถ้า $P_1 = P_o$

$$I_D(\omega t) = \frac{V_{1,max} I_{1,max}}{V_o} \sin^2 \omega t \quad (4.90)$$

นั่นคือรูปสัญญาณของกระแสไฟฟ้าที่ไหลไปยังคาปาซิเตอร์ที่ทางออก (C_2) มีความถี่เป็น $2f_{line} = 100 \text{ Hz}$ ดังนั้นวงจรควบคุมศักดาไฟฟ้า v_2 จะต้องลดขนาดของ Ripple ที่ความถี่นี้ โดยต้องมี Bandwidth ต่ำกว่า $2f_{line}$

4.4.2.2 การออกแบบวงจรควบคุมศักดาไฟฟ้า v_2

รูปที่ 4.17 แสดงส่วนวงจรควบคุมศักดาไฟฟ้า v_2 ใน L4981A พิจารณาเริ่มแรกจากอัตราขยายของวงจรควบคุมศักดาไฟฟ้า v_2 (G_v) (ไม่พิจารณาผลจาก R_f)

$$G_v = \frac{v_{ea}}{v_{C2}} = \frac{1}{sR_1C_r} \quad (4.91)$$

หรือ

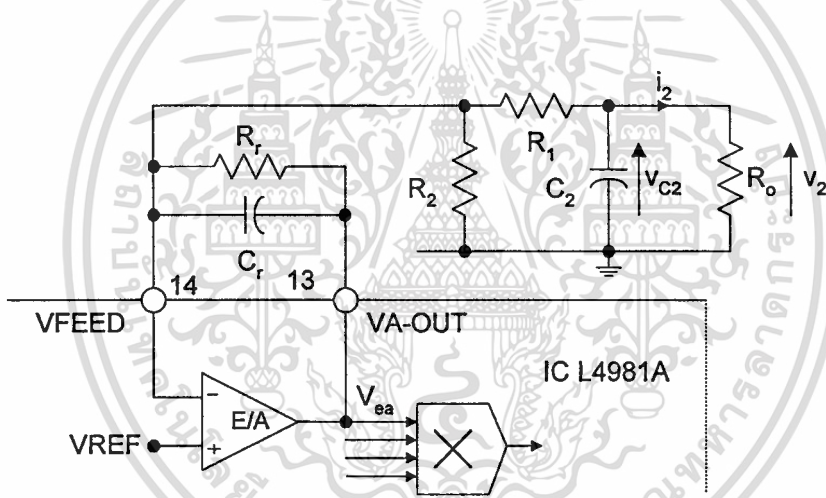
$$G_v = \frac{\Delta V_{ea}}{\Delta V_{C2}}$$

$\Delta V_{C2} = \Delta V_o$: เป็นค่า Ripple ของศักดาไฟฟ้าที่ V_{C2}

ΔV_{ea} : เป็นค่า Ripple ของศักดาไฟฟ้าที่ทางออกของ E/A, $\Delta V_{ea} \approx 2.5\%$ ของ $\Delta V_{ea,max}$

$$\Delta V_{ea} = 0.025 \times 3.82 = 0.095 \quad (\Delta V_{ea,max} = 3.82 \text{ V [14]})$$

รูปที่ 4.17 แสดงส่วนวงจรควบคุมศักดาไฟฟ้า v_2



$$G_v = \frac{\Delta v_{ea}}{\Delta V_{C2}} = \frac{0.095}{\Delta V_{C2}} \quad (4.92)$$

จากสมการ 4.91 และ 4.92 กำหนดค่า C_r ที่สามารถลดทอนสัญญาณ ΔV_{C2} ที่ความถี่ $f = 2f_{line}$ โดยที่ R_1 และ R_2 ทำหน้าที่แบ่งสัญญาณจากศักดาไฟฟ้าที่ทางออก v_2 ก่อนเข้าวงจร E/A โดยที่กำหนด $R_1 = 60 \text{ K}\Omega$, $R_2 = 10 \text{ K}\Omega$

$$C_r = \frac{1}{2\pi(2f_{line})R_1G_v} = \frac{\Delta V_2}{60R_1} = \frac{1}{60} \times \frac{1.44}{60000} = 0.4 \mu\text{F} \quad (4.93)$$

เลือก $C_r = 0.47 \mu\text{F}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พิจารณา Gain ของวงจรถูกกำลัง (G_{pw}) ตามรูปที่ 4.17 ซึ่งพิจารณาจากการที่ เมื่อเกิดมีการเปลี่ยนแปลงของ i_2 วงจรควบคุมสามารถใช้พิสัย $\Delta V_{ea,max}$ เพื่อควบคุมไม่ให้ v_2 มีการเปลี่ยนแปลงมากกว่า ΔV_o ที่ต้องการ ถ้าที่ทางออกมีการเปลี่ยนแปลงของกระแสไฟฟ้าคือ $\Delta I_2 = I_o$ $\Delta V_o \approx I_o X_{C2}$ Gain ของวงจรถูกกำลังคือ

$$G_{pw} = \frac{\Delta V_o}{\Delta V_{ea,max}} = \frac{I_o X_{C2}}{\Delta V_{ea,max}} = \frac{P_o X_{C2}}{V_o \Delta V_{ea,max}} = \frac{P_o}{V_o \Delta V_{ea,max}} \frac{1}{sC_2} \quad (4.94)$$

พิจารณาสมการ 4.91 และ 4.94 อัตราขยายของรูปของระบบจะประกอบด้วย Pole ที่จุดเริ่มต้นสองตัว ทำให้ Phase-Lag = -180° ซึ่งอาจจะเกิดปัญหาไม่เสถียรได้ เพื่อแก้ปัญหาดังกล่าวได้เพิ่ม R_r ตามรูปที่ 4.17 เพื่อเลื่อนตำแหน่ง Pole ของ G_v ไปที่ $1/(R_r C_r)$ ค่าขนาดค่าของ Crossover Frequency (f_{cv}) ของรูปควบคุมศักดาไฟฟารวมทั้งหมด ($G_{vT} = G_v G_{pw}$) ทำได้โดยคำนวณหา $f = f_{cv}$ เมื่อ $G_v \cdot G_{pw} = 1$

$$f_{cv} = \sqrt{\frac{P_o}{V_o \Delta V_{ea,max}} \frac{1}{2\pi C_2} \frac{1}{2\pi R_r C_r}} \quad (4.95)$$

$$f_{cv} = \sqrt{\frac{300}{(36 \times 3.82 \times 2\pi \times 20000 \times 10^{-6})(2\pi \times 60 \times 10^3 \times 0.47 \times 10^{-6})}} = 10 \text{ Hz}$$

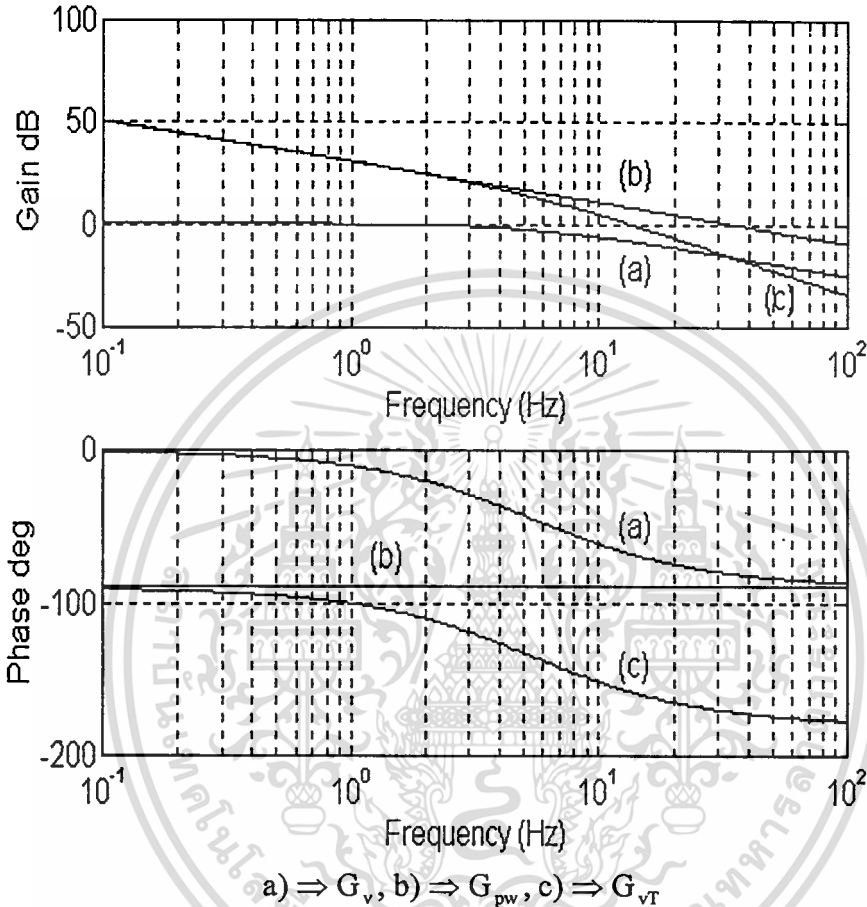
R_r สามารถคำนวณได้โดยกำหนดว่า ถ้าต้องการ Phase-Margin $> 22^\circ$

$$R_r \leq \frac{2.75}{2\pi f_{cv} C_r} \leq \frac{2.75}{2 \times \pi \times 10 \times 0.47 \times 10^{-6}} = 93 \text{ k}\Omega \quad (4.96)$$

เลือก $R_r = 91 \text{ K}\Omega$

การคำนวณค่าของอุปกรณ์ในวงจรควบคุม G_v ได้โดยใช้สมการ 4.93 และ 4.96 รูปที่ 4.18 แสดงกราฟของ Bode ทั้งขนาดและเฟสของ G_v , G_{pw} และ G_{vT}

รูปที่ 4.18 แสดงกราฟของ Bode ทั้งขนาดและเฟสของ G_v , G_{pw} และ G_{vT}



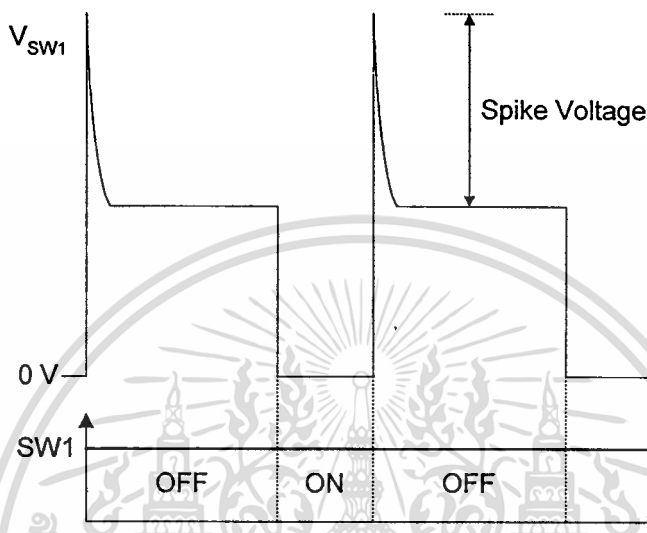
4.5 ปัญหาที่เกิดจากวงจรสับเบอร์

4.5.1 วงจรสับเบอร์

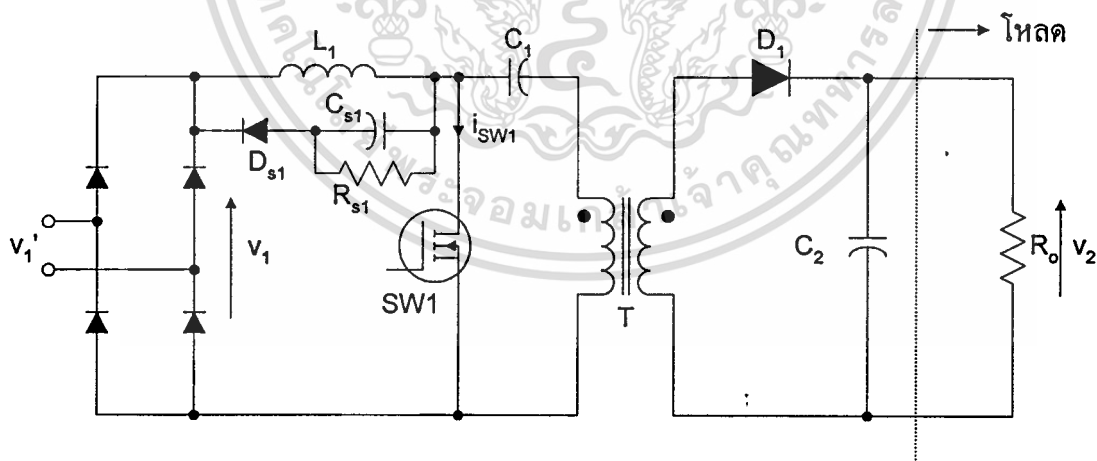
วงจรสับเบอร์เป็นส่วนที่เพิ่มเติมเข้ามาในคอนเวอร์เตอร์ SEPIC เพื่อป้องกันสัปดาห์ไฟฟ้างิน (Spike Voltage) ที่เกิดขึ้นกับเพาเวอร์มอสเฟต (SW1) ในขณะที่ SW1 จะหยุดทำงาน เมื่อ SW1 เริ่มหยุดนำกระแสไฟฟ้า จะทำให้เกิดสัปดาห์ไฟฟ้างินเนื่องจากผลของ Leakage Inductance ดังแสดงในรูปที่ 4.19 ซึ่งเป็นสัดส่วนกับความชันของกระแสไฟฟ้า (di_{sw1}/dt) ที่กำลังลดลง จะทำให้สัปดาห์ไฟฟ้าตกคร่อม SW1 (V_{sw1}) มีค่าสูงเกินค่าสัปดาห์ไฟฟ้าสูงสุดที่จะทนได้ และเกิดการเสียหาย

4.5.1.1 วงจร snubber เบอร์ชนิด RCD

รูปที่ 4.19 แสดงศักดาไฟฟ้าเกินเนื่องจากผลของ Leakage Inductance



รูปที่ 4.20 แสดงวงจร snubber เบอร์ชนิด RCD

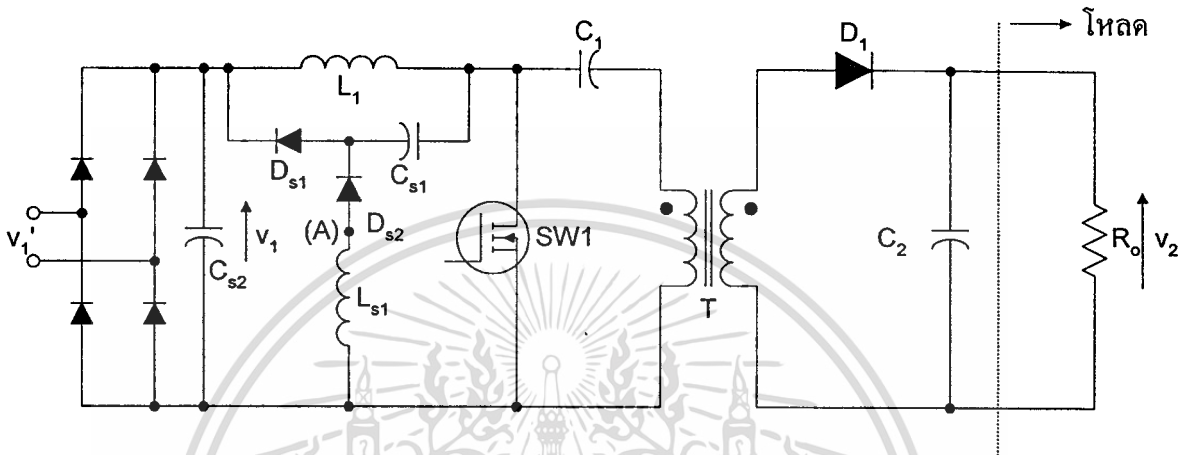


โดยทั่วไปจะแก้ปัญหาโดยใช้วงจร snubber เบอร์ชนิด RCD ตามรูปที่ 4.20 (R_{s1} , C_{s1} , D_{s1}) แต่วงจร RCD นี้ มีข้อจำกัดการทำงานที่ความถี่สูง ทั้งนี้เพราะกำลังสูญเสียที่เกิดขึ้นจะแปรผันตรงกับความถี่ f_{sw} ดังนั้นที่ f_{sw} สูงมากๆ ทำให้ประสิทธิภาพของคอนเวอร์เตอร์ SEPIC ลดลงอย่างมาก จึงไม่สามารถนำมาใช้กับวิทยานิพนธ์นี้ได้ โดยต้องพัฒนางจร snubber เบอร์ชนิดไม่มีกำลังงานไฟฟ้าสูญเสีย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.5.1.2 วงจรสับเบอร์ดชนิดไม่มีกำลังงานไฟฟ้าสูญเสีย

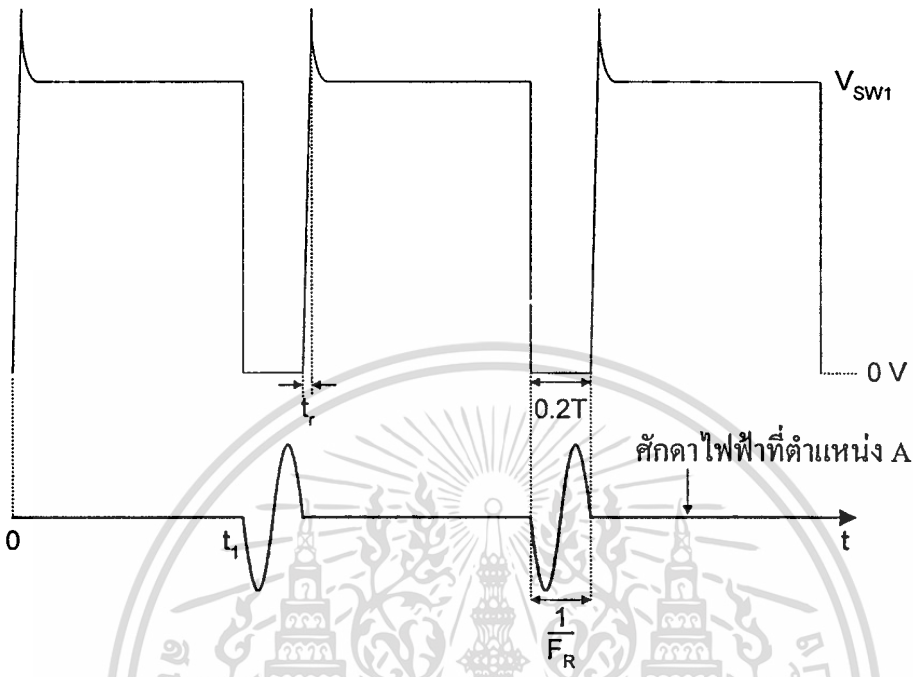
รูปที่ 4.21 แสดงวงจรสับเบอร์ดชนิดไม่มีกำลังงานไฟฟ้าสูญเสีย



วงจรสับเบอร์ดที่ใช้ในวิทยานิพนธ์นี้ เป็นชนิดไม่มีกำลังงานไฟฟ้าสูญเสียตามรูปที่ 4.21 ($C_{s1}, C_{s2}, D_{s1}, D_{s2}, L_{s1}$) ซึ่งเป็นวิธีการแก้ไขที่ดีกับปัญหาข้างต้น แต่วงจรมีความสลับซับซ้อนมากขึ้น ขณะที่ SW1 เริ่มหยุดนำกระแสไฟฟ้า วงจรสับเบอร์ดมีการทำงานเริ่มต้นเช่นเดียวกับวงจรชนิด RCD ซึ่งใช้ C_{s1} เพื่อลดศักดาไฟฟ้าเกิน ในเวลาต่อมาเมื่อ SW1 นำกระแสไฟฟ้า วงจรสับเบอร์ดจะถ่ายพลังงานไฟฟ้าที่สะสมใน C_{s1} ไปเป็นพลังงานแม่เหล็กที่สะสมในตัวเหนี่ยวนำ L_{s1} แล้วส่งผ่านพลังงานดังกล่าวจาก L_{s1} ในรูปกระแสไฟฟ้า เพื่อที่จะปล่อยพลังงานนี้กลับไปยัง C_{s2} ที่ทางเข้า ด้วยเหตุผลดังกล่าวจึงไม่มีพลังงานถูกทำให้สูญเสียไป

รายละเอียดการทำงานแสดงในรูปที่ 4.22 เมื่อช่วงเวลา $t = 0$ ศักดาไฟฟ้า V_{SW1} เพิ่มขึ้น D_{s1} นำกระแสไฟฟ้าและเกิดการเก็บพลังงานจากศักดาไฟฟ้าเกินเข้าเก็บใน C_{s1} เมื่อเวลา $t = t_1$ SW1 \Rightarrow ON จะต่อวงจรให้ศักดาไฟฟ้าของ C_{s1} ต่ออนุกรมกันกับ L_{s1} และ D_{s2} ทำให้เกิดการออสซิลเลชันเป็นรูปสัญญาณชนิด Sinusoidal ที่ความถี่ $f_R = 1/2\pi\sqrt{L_{s1}C_{s1}}$ ที่ครึ่งลูกคลื่นแรกของสัญญาณออสซิลเลชัน พลังงานไฟฟ้าในรูปแบบของประจุไฟฟ้าของ C_{s1} ได้ถูกเปลี่ยนไปเป็นพลังงานแม่เหล็กสะสมใน L_{s1} ระหว่างครึ่งคาบเวลาหลังของสัญญาณนี้ ศักดาไฟฟ้าของ L_{s1} ที่ตำแหน่ง A (v_A) จะมีศักดาไฟฟ้าบวกสูงพอที่จะทำให้ D_{s1}, D_{s2} นำกระแสไฟฟ้า และกระแสไฟฟ้าใน L_{s1} ไหลผ่านกลับไป C_{s2} เพื่อเก็บพลังงานไว้ใช้ขณะ SW1 ON ต่อไป

รูปที่ 4.22 แสดงการออสซิลเลชันของวงจรสับเบอร์ชนิดไม่มีกำลังงานไฟฟ้าสูญเสีย



กำหนดขนาดของความถี่ออสซิลเลชัน ซึ่งมีคาบเวลาทำงาน

$$T_R = \frac{1}{F_R} = t_{on,min} \quad (4.97)$$

$t_{on,min}$: เวลา Turn-on ต่ำสุดของคอนเวอร์เตอร์ SEPIC

$$t_{on,min} = \alpha_{min} T = 0.2 \times 1/70 \times 10^3 = 2.86 \mu S \quad (4.98)$$

$$F_R = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{sl}C_{sl}}} = \frac{1}{T_R} = \frac{1}{2.86 \times 10^{-6}} = 350 \text{ KHz} \quad (4.99)$$

เลือกคาปาซิเตอร์ C_{sl} ที่มีค่าสูงพอ เพื่อลดสัปดาห์ไฟฟ้า Spike ได้ที่ต้องการ

กำหนด

$$C_{sl} = 20 \text{ nF}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการ 4.99
$$L_{s1} = \frac{1}{C_{s1}} \left(\frac{1}{2\pi F_R} \right)^2 = \frac{1}{20 \times 10^{-9}} \left(\frac{1}{2\pi \times 350 \times 10^3} \right)^2 = 10 \mu\text{H} \quad (4.100)$$

เลือกแกนเฟอร์ไรท์ T106-26 ซึ่งมีค่า $A_L = 93.0 \text{ nH/N}^2$

สมการที่ใช้คำนวณจำนวนรอบของ L_{s1} คือ

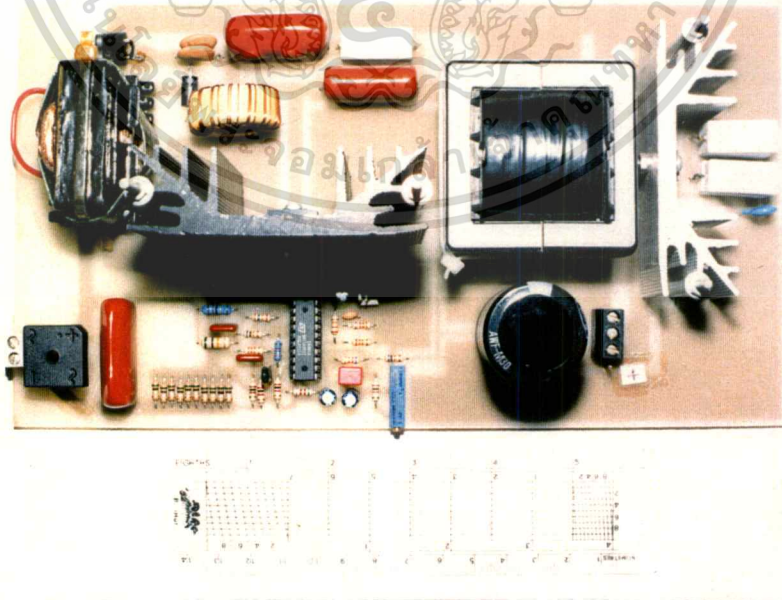
$$N_{Ls1} = \sqrt{\frac{L(\text{nH})}{A_L(\text{nH/N}^2)}} = \sqrt{\frac{10 \times 10^3}{93}} = 10.36 \Rightarrow 10 \quad (4.101)$$

จำนวนรอบ $N = 10$ รอบ

D_{s1} และ D_{s2} ใช้ไดโอดเบอร์ MUR4100E ($V_{D,\text{max}} = 1000 \text{ V}$ $I_{D,\text{max}} = 4 \text{ A}$)

4.6 วงจร PFP

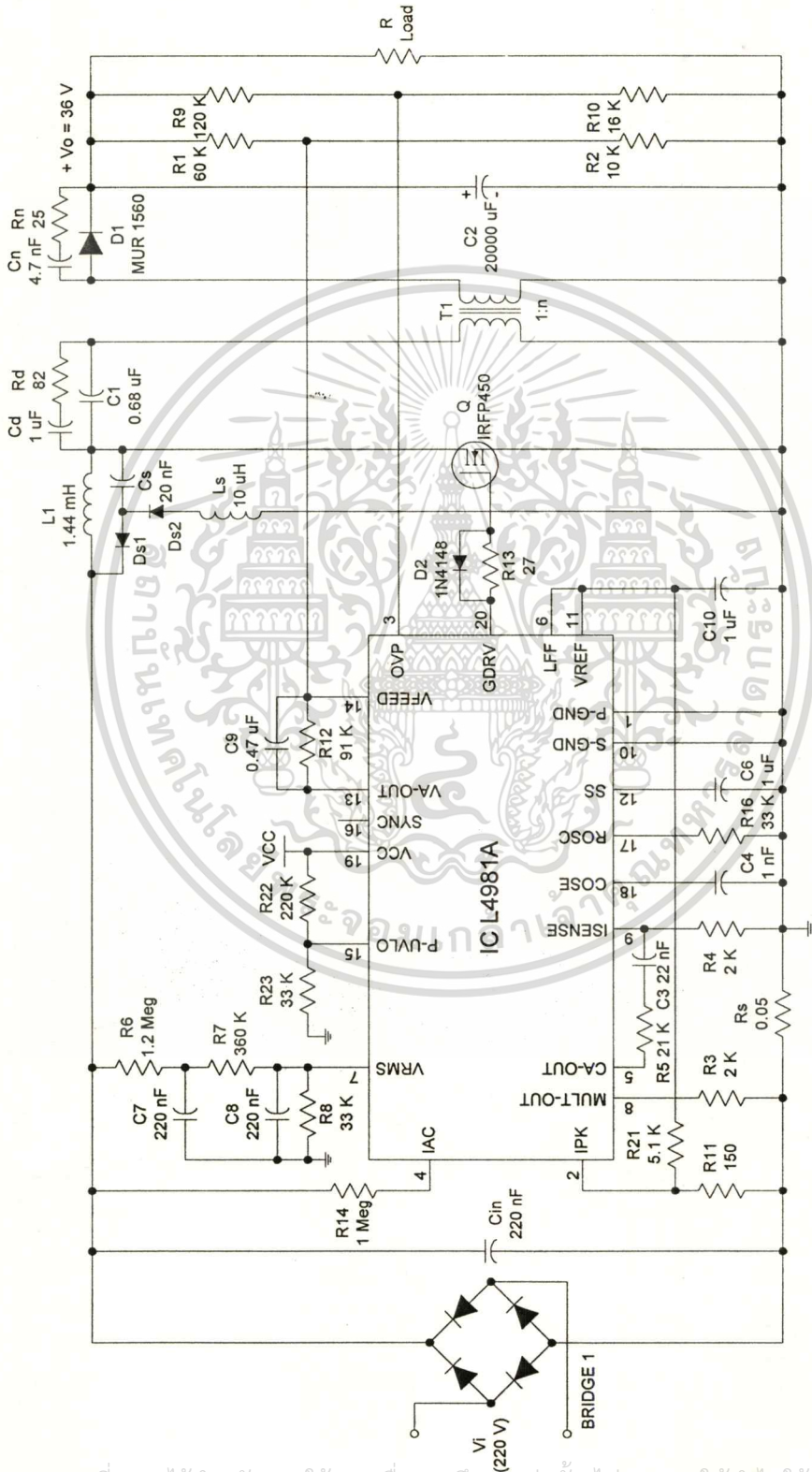
รูปที่ 4.23 แสดงรูปถ่ายวงจร PFP ที่สร้างขึ้น



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรสมบูรณ์ของ PFP

รูปที่ 4.24 แสดงวงจรสมบูรณ์ของ PFP



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.7 บทสรุป

ในบทนี้ได้แสดงถึงการออกแบบและคำนวณโดยละเอียด ของวงจร PFP ที่สร้างขึ้น ซึ่งเมื่อได้ทดลองในช่วงแรกพบว่ามีปัญหาเกี่ยวกับฟังก์ชันถ่ายโอน ที่เปลี่ยนไปตามตำแหน่งของ ωt ดังนั้นในงานวิจัยนี้ได้นำเสนอทางแก้ไข นอกจากนั้นยังมีปัญหาเกี่ยวกับวงจรสับเบอ์ เพราะถ้าใช้วงจรสับเบอ์แบบ RCD จะมีปริมาณการสูญเสียเกินสูงมาก จึงได้พัฒนาวงจรสับเบอ์แบบไม่มีกำลังสูญเสีย ในบทต่อไปจะแสดงผลการทดลองทั้งหมด



บทที่ 5

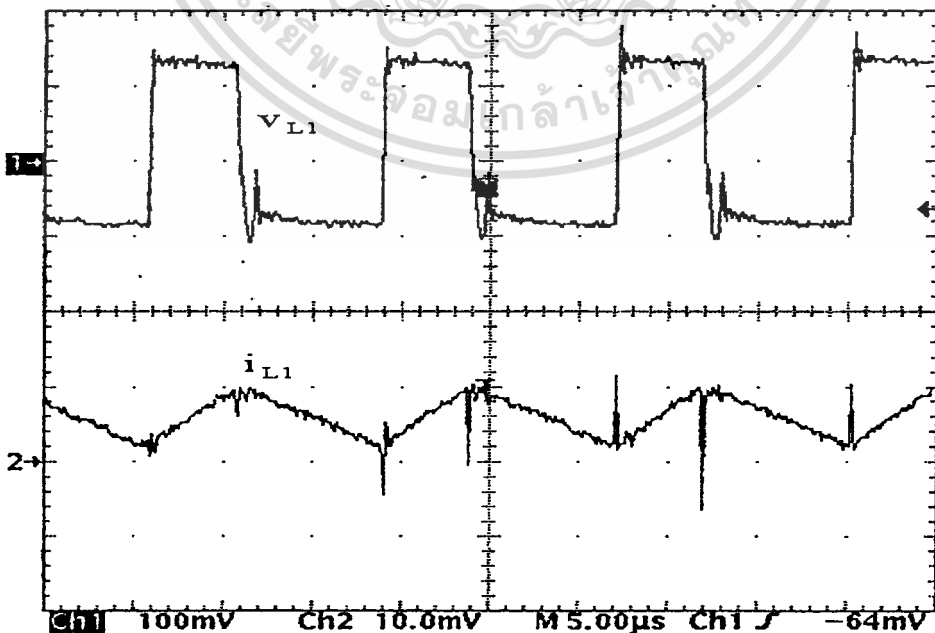
การทดลอง, ผลการทดลอง และวิจารณ์ผลการทดลอง

5.1 บทนำ

บทนี้แสดงถึงผลการทำงานของวงจร โดยแบ่งเป็นสองกรณี คือผลการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ SEPIC เพื่อให้ได้ $PF \approx 1$ และต่อมาแสดงถึงการทดสอบโดยรวมของวงจร PFP เมื่อเปรียบเทียบกับ SMPS วงจรที่ไม่ได้มีการแก้ไขเพาเวอร์แฟกเตอร์ หลังจากนั้นแสดง Test-Set ของการทดลองเพื่อทดสอบวงจร PFP ที่สร้างขึ้น และแสดงถึงรายการของเครื่องมือที่ใช้ในการทดลอง

5.2 การทดลองการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ SEPIC

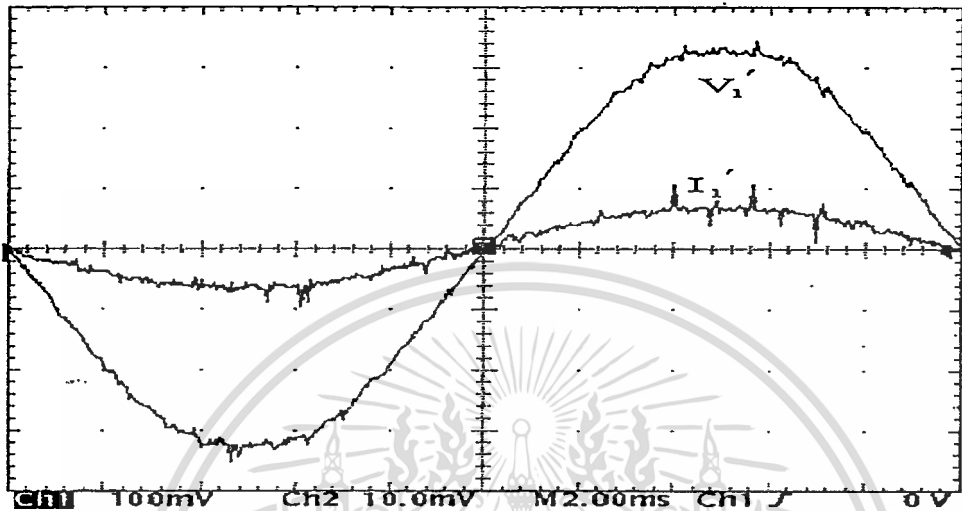
รูปที่ 5.1 แสดงรูปสัญญาณของตักคาไฟฟ้า v_{L1} และรูปสัญญาณของกระแสไฟฟ้า i_{L1} ที่ความถี่ใช้งานของคอนเวอร์เตอร์ SEPIC ($f_{sw} = 70 \text{ KHz}$)



$v_{L1} : 100 \text{ V/div}$, $i_{L1} : 0.5 \text{ A/div}$, Time : $5 \mu\text{s/div}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

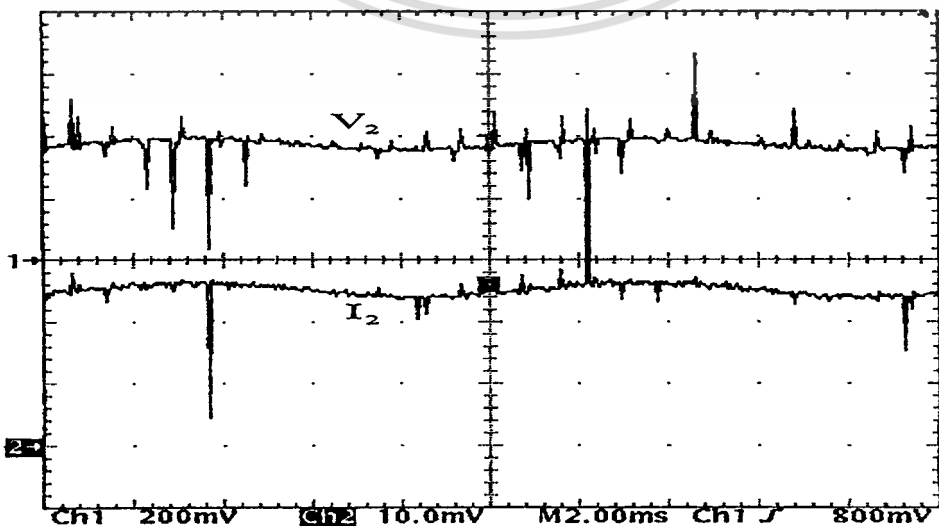
รูปที่ 5.2 แสดงรูปสัญญาณของศักดาไฟฟ้า V_1' และรูปสัญญาณของกระแสไฟฟ้า I_1' ที่ทางเข้าของวงจร PFP



$V_1' : 100 \text{ V/div}$, $I_1' : 5\text{A/div}$, Time : 2 ms/div

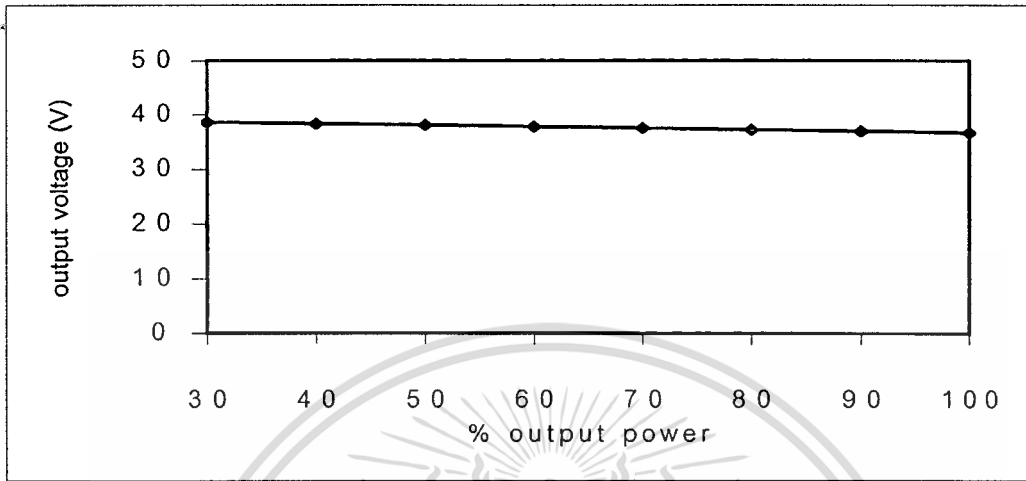
รูปที่ 5.2 แสดงรูปสัญญาณของศักดาไฟฟ้า V_1' และรูปสัญญาณของกระแสไฟฟ้า I_1' ที่ทางเข้า ซึ่งจะมีลักษณะเป็นแบบ Sinusoidal และ In-Phase กัน ขณะโหลด 100 %

รูปที่ 5.3 แสดงรูปสัญญาณของศักดาไฟฟ้า V_2 และรูปสัญญาณของกระแสไฟฟ้า I_2 ที่ทางออกของวงจร PFP

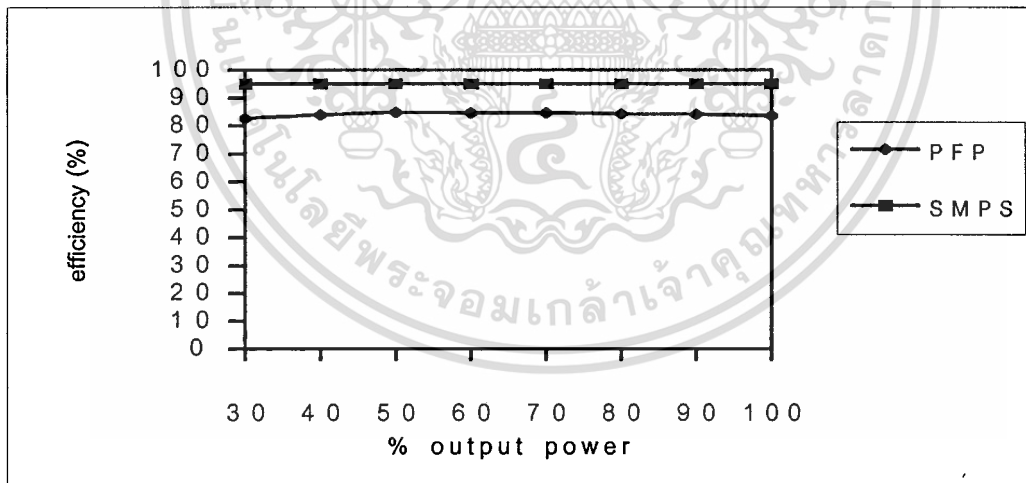


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวน $V_2 : 20 \text{ V/div}$; $I_2 : 5\text{A/div}$; Time : 2 ms/div ญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 5.4 แสดงศักดาไฟฟ้าที่ทางออก เมื่อโหลดเปลี่ยนแปลง



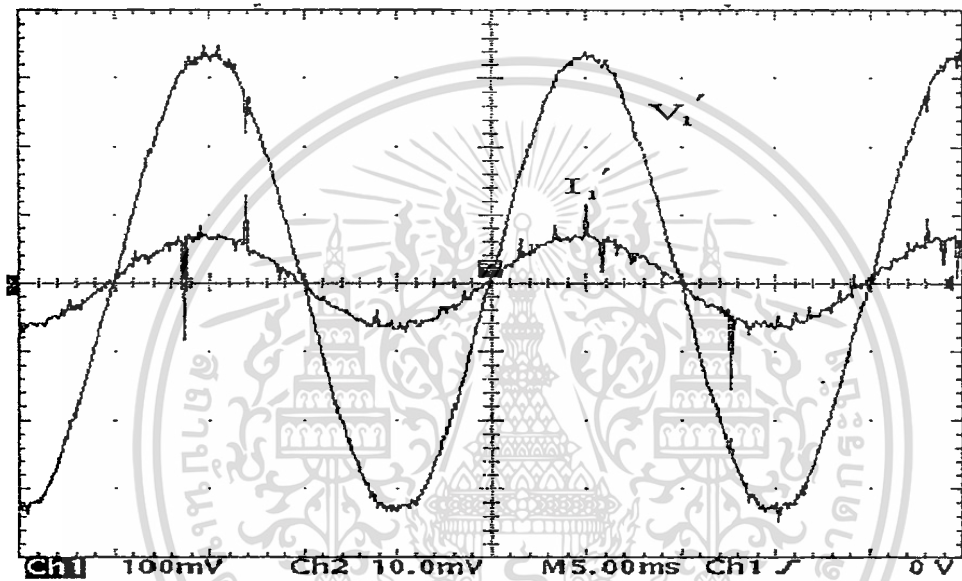
รูปที่ 5.5 แสดงประสิทธิภาพของวงจร PFP และวงจร SMPS แบบเดิม เมื่อโหลดเปลี่ยนแปลง



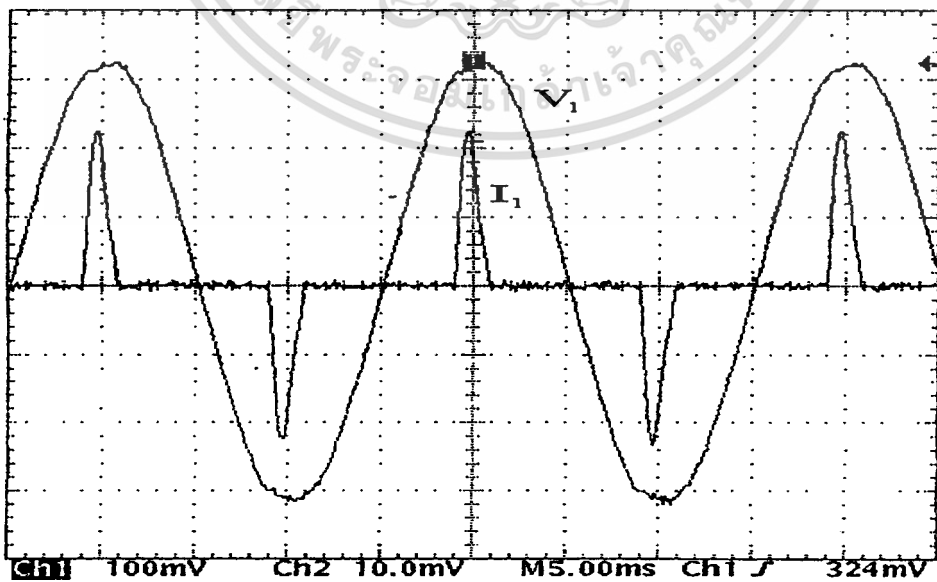
5.3 การทดลองและผลการทำนงานเปรียบเทียบ ระหว่างวงจร PFP กับวงจร SMPS แบบเดิม

ขั้นตอนนี้แสดงการทดลองเปรียบเทียบ ระหว่างวงจร PFP ที่สร้างขึ้นกับวงจร SMPS แบบเดิม ซึ่งทำงานที่กำลังเท่ากัน ($\approx 300 \text{ W}$)

รูปที่ 5.6 แสดงการเปรียบเทียบระหว่างกระแสไฟฟ้า และศักดาไฟฟ้าที่ทางเข้าของวงจร PFP (ก) กับวงจร SMPS แบบเดิม (ข) ที่โหลด 100 %



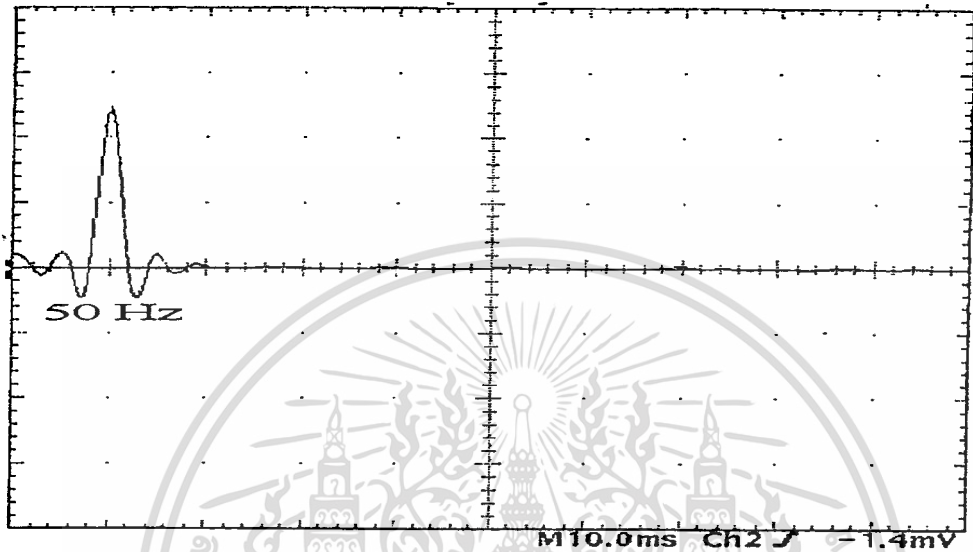
(ก)



(ข)

เอกสารนี้เป็นเอกสาร V_1' และ V_1 : 100 V/div, I_1' และ I_1 : 5 A/div, Time : 5 ms/div ใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 5.7 แสดงการเปรียบเทียบของ Harmonic ของกระแสไฟฟ้าที่ทางเข้าของวงจร PFP (ก) กับ วงจร SMPS แบบเดิม (ข) ที่โหลด 100% ($\bar{V}_1 = 220 \text{ V}$)

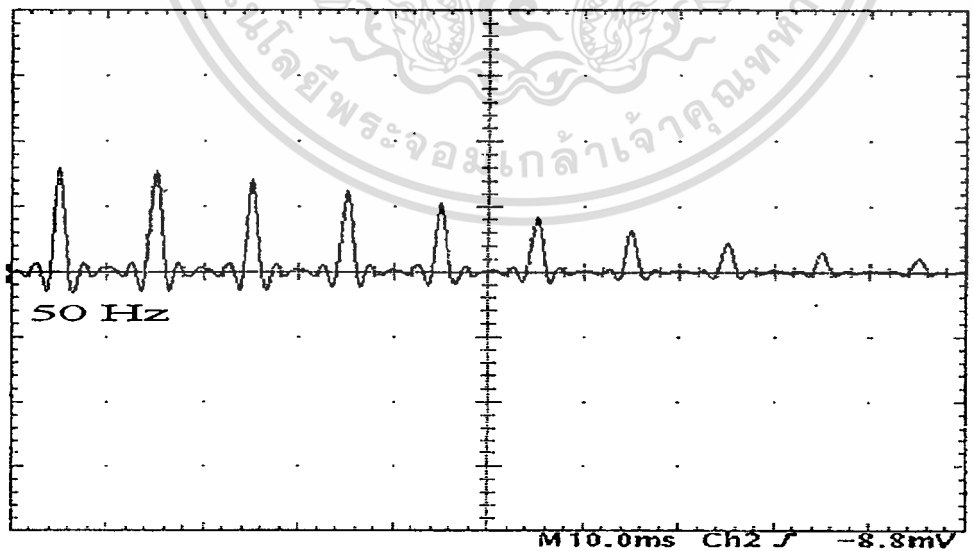


Math 1

2.00mV 50.0 Hz

ความถี่ : 50 Hz/div , ขนาด : 1 A/div

(ก)



Math 1

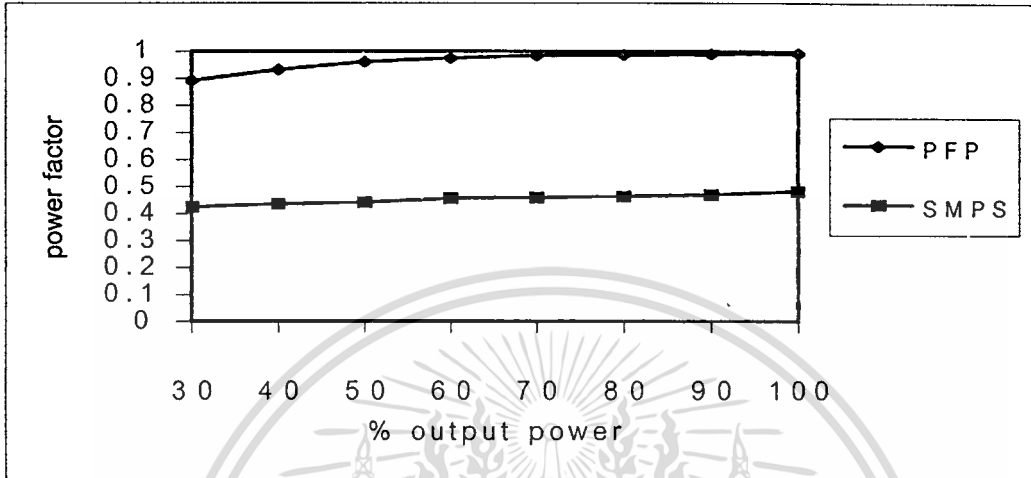
2.00mV 100 Hz

ความถี่ : 100 Hz/div , ขนาด : 1 A/div

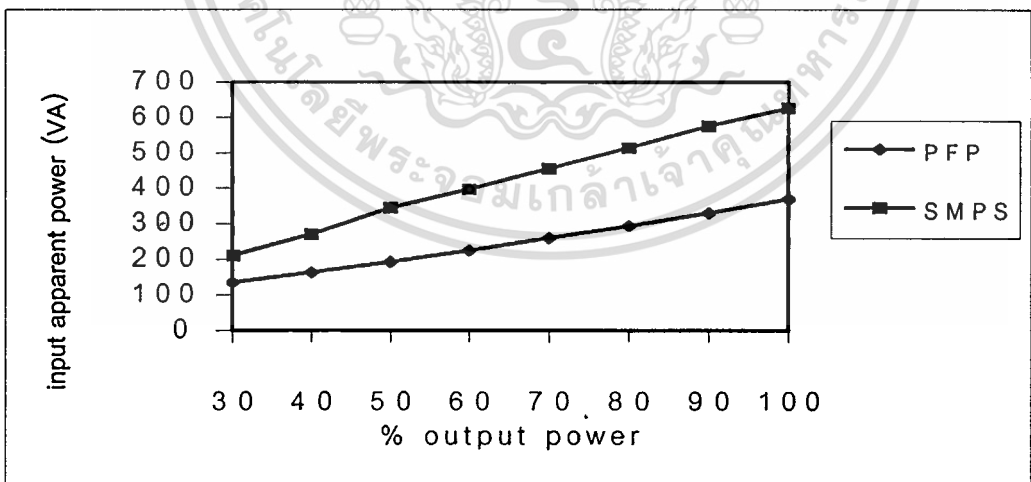
(ข)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 5.8 แสดงการเปรียบเทียบของเพาเวอร์แฟคเตอร์ เมื่อโหลดเปลี่ยนแปลง ของวงจร PFP กับวงจร SMPS แบบเดิม

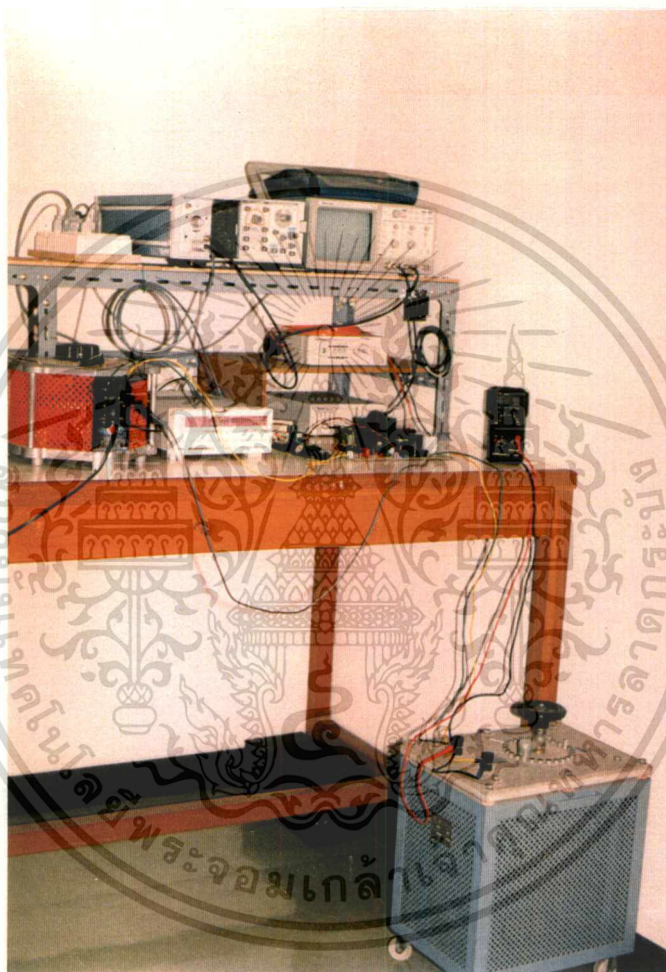


รูปที่ 5.9 แสดงการเปรียบเทียบของกำลังงานไฟฟ้าปรากฏ (Input Apparent Power) ของวงจร PFP กับวงจร SMPS แบบเดิมที่ทางเข้า เมื่อโหลดเปลี่ยนแปลง



5.4 Test-Set และเครื่องมือที่ใช้

รูปที่ 5.10 แสดงรูปถ่ายของ Test-Set ที่ใช้ในการทดลอง



รายละเอียดของอุปกรณ์ ที่ใช้ในการทดลองมีดังนี้คือ

- เครื่องมือวัดรูปสัญญาณ : Four Channel Digitizing Oscilloscope, **Tektronix TDS 420**
- เครื่องมือวัดรูปสัญญาณกระแสไฟฟ้า : Current Probe Amplifier, **Tektronix AM 503**
- อุปกรณ์แยกระบบกราวด์ในการวัดสัญญาณ : Isolation Systems , **Tektronix A6950S**
- เครื่องมือวัดกำลังและเพาเวอร์แฟกเตอร์ชนิด True RMS : Digital Power Meter, **Yokogawa 2534**
- เครื่องมือวัดพารามิเตอร์ : LCR Meter, **KDK KOKUYO KC-530**

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้เฉพาะในวงจำกัดเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.5 สรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง

ผลการทดลองของวงจร PFP ที่สร้างขึ้น สังเกตได้ว่ากระแสไฟฟ้าที่ทางเข้ามีลักษณะเป็นแบบ Sinusoidal และ In-Phase กับศักดาไฟฟ้าที่ทางเข้า (รูปที่ 5.2) ดังนั้นเพาเวอร์แฟกเตอร์ของวงจรจึงมีค่าสูงมาก ≈ 1 แต่ถ้าพิจารณาถึงศักดาไฟฟ้าที่ทางออก เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงของโหลด (รูปที่ 5.4) V_2 จะลดลง $\approx 2\text{ V}$ ที่โหลด 100% ทั้งนี้เพราะการปรับค่า $i_{1,R}$ ของ IC L4981A มีพารามิเตอร์เกี่ยวข้องหลายค่า การปรับค่า $i_{1,R}$ ให้เหมาะสมทำได้ลำบาก สามารถแก้ไขได้โดยจำเป็นต้องพัฒนาหาเทคนิคการปรับค่า $i_{1,R}$ แบบที่เหมาะสม (Optimization) ซึ่งกำลังพัฒนาอยู่ในงานวิจัยอีกหัวข้อหนึ่ง ประสิทธิภาพของวงจรได้ $\approx 80\%$ ที่โหลด 100% (รูปที่ 5.5) สาเหตุที่มีประสิทธิภาพได้ไม่สูงนัก ทั้งนี้เพราะวงจรมีถูกออกแบบให้ทำงานในย่านความถี่สูง $\approx 70\text{ KHz}$ เพื่อต้องการลดขนาดของอุปกรณ์ Passive ในวงจร แต่การทำงานในย่านความถี่ดังกล่าวจะมีกำลังงานไฟฟ้าสูญเสียมาก เนื่องจากการสวิตช์ ในวิทยานิพนธ์นี้ได้แก้ไขไปบางส่วนด้วยวงจร Snubber ชนิดไม่มีกำลังงานไฟฟ้าสูญเสีย $Ds1, Ds2, Ls, Cs$ (รูปที่ 4.24) แต่อย่างไรก็ตามยังมีกำลังงานไฟฟ้าสูญเสียที่สำคัญอีกส่วนเกิดขึ้นที่วงจร Snubber Cn, Rn (รูปที่ 4.24) ซึ่งทำหน้าที่ลดขนาดศักดาไฟฟ้า Spike ที่ D1 เมื่อเปรียบเทียบการทำงานของวงจร PFP กับวงจร SMPS แบบเดิม ซึ่งทำงานที่กำลังงานไฟฟ้าเท่ากันสังเกตได้ว่ากระแสไฟฟ้าที่ทางเข้าของวงจร PFP เป็นชนิดรูปสัญญาณ Sinusoidal ไม่มี Harmonic เมื่อเปรียบเทียบกับ SMPS แบบเดิม (รูปที่ 5.6 ก. ข. รูปที่ 5.7 ก. ข.) ผลของเพาเวอร์แฟกเตอร์ และกำลังงานไฟฟ้าปรากฏที่ทางเข้าที่วัดได้ (รูปที่ 5.8) และ (รูปที่ 5.9) จะสังเกตได้ชัดเจนว่าวงจร PFP ที่สร้างขึ้น สามารถทำงานได้ประสิทธิภาพการใช้กำลังงานไฟฟ้าได้ดีกว่า

บทที่ 6

สรุปและวิจารณ์

จากผลการทดลองที่ได้ สามารถสรุปได้ชัดเจนว่า วงจร PFP ที่สร้างขึ้น สามารถควบคุมให้กระแสไฟฟ้าที่ทางเข้า In-Phase กับศักดาไฟฟ้าที่ตำแหน่งนั้น ทำให้ได้ $PF \approx 1$ มีผลให้กำลังงานไฟฟ้าของระบบมีประสิทธิภาพสูงขึ้น

ปัญหาของ PFP ชนิด SEPIC ที่สรุปได้ชัดเจนคือ วงจร SEPIC เป็น Topology ชนิด Indirect ต้องการอุปกรณ์สะสมพลังงาน ดังนั้นถ้าต้องการลดขนาดของอุปกรณ์สะสมพลังงาน จะต้องเพิ่มความถี่การทำงาน และ/หรือ ต้องกำหนดพิสัยการทำงานของวงจรที่ชัดเจน การเพิ่มความถี่ในการทำงาน จะมีปัญหาเกี่ยวกับเทคนิคการทำงานในย่านความถี่สูง ปัญหาต้องกำหนดพิสัยในการทำงาน ก็จะทำให้การใช้งานของ PFP ชนิด SEPIC ถูกจำกัด (เช่น ใช้ได้เฉพาะกับโหลด ที่ไม่มีการเปลี่ยนแปลงมาก) อีกปัญหาหนึ่งคือการออกแบบวงจรควบคุม ซึ่งมีจำนวนพารามิเตอร์ที่ต้องปรับหลายตัว จึงจำเป็นต้องพัฒนาเทคนิคการควบคุม โดยใช้เทคนิคขั้นสูงต่อไป เช่น Multivariable Control Technique

บรรณานุกรม

- [1] L. Wuidart, “ Understanding Power factor ”, SGS-THOMSON Microelectronics Application Note, AN824/0795, 1995.
- [2] R. Redl , P. Tenti and J.D. Van Wyk, “ Power Electronics Polluting Effects ”, IEEE SPECTRUM, May 1997, pp. 33-39.
- [3] N. Mohan, T.M. Undeland and W.P. Robbins, “ Power Electronics, *Converters Applications and design* ”, second edition, John Wiley and Sons, 1995.
- [4] R. E. Tarter, “ Solid-State Power Conversion Hand-book ”, John Wiley and Sons, 1993.
- [5] M. Brown, “ Power Supply Cookbook ”, Motorola Series in Solid-State Electronics, Butterworth-Heine-mann, 1994.
- [6] J.B. Williams, “ Design of Feedback Loop in Unity Power Factor AC to DC Converter ”, PESC, 1989, pp. 959-967.
- [7] G. Spiazzi, P. Mattavelli , “ Design Criteria for Power Factor Preregulators Based on SEPIC and CUK Converters in Continuous Conduction Mode ”, IEEE, IAS Conference Record, 1994, pp. 1084-1089.
- [8] G. Chryssis, “ High-Frequency Switching Power Supplies, *Theory and Design* ”, second edition McGraw-Hill , 1989.
- [9] W. Tang , F. C. Lee, R. B. Ridley , “ Small-Signal Modeling of Average Current -Mode Control ”, IEEE Transaction on Power Electronics, Vol. 8, No. 2, April 1993, pp. 112-119.
- [10] L. Dixon, “ Average Current Mode Control of Switching Power Supplies”, Unitrode Application Note, U-140, Product and Application Handbook, 1995-96, pp. 10/398-10/411.
- [11] P.C. Todd, “ UC3854 Controlled Power Factor Correction Circuit Design ”, Unitrode Application Note, U-134, Product and Application Handbook, 1995-96, pp. 10/303-10/322.
- [12] J. Sebastian, J. Uceda, J.A. Cobos and J.Arau, “ Using SEPIC Topology for Improving Power Factor in Distributed Power Supply Systems ”, EPE Journal, Vol. 3, No. 2, June 1993, pp. 107-115.
- [13] V. Vorperian, “ Simplified Analysis of PWM Converters Using Model of PWM Switch Part I : *Continuous Conduction Mode* ”, IEEE Transaction on Aerospace and Electronic Systems, Vol. 26, No. 3, May 1990, pp. 490-496.

[14] “L4981A/B Power Factor Corrector”, SGS-THOMSON Microelectronic Advance Data, March 1995.

[15] G. Comandatore and U. Moriconi, “Designing a High Power Factor Switching Preregulator with the L4981 Continuous Mode”, SGS-THOMSON Microelectronics Application note, AN628/0397,1997.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**บทความที่ได้รับการตอบรับการตีพิมพ์ในวารสารวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ขณะมีสภาพเป็นนักศึกษาสามัญ**



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



วันที่ 4 มีนาคม 2541

อ้างอิง LEJ 096

เรื่อง ตอรับการตีพิมพ์บทความในวิศวกรรมลาดกระบัง

เรียน คุณบุญเลิศ มัดศิริ คร.นนทวัฒน์ จุลเดชะ

บทความเรื่อง

หลักการออกแบบคอนเวอร์เตอร์ SEPIC เพื่อแก้ไขเพาเวอร์แฟคเตอร์ในโหมดการนำ

กระแสไฟฟ้าแบบต่อเนื่อง

(Design Criteria of SEPIC Converters for Power factor Preregulators in Continuous Conduction Mode)

ตามที่ท่านได้ส่งบทความดังกล่าว ได้ผ่านการพิจารณาจากกรรมการผู้ทรงคุณวุฒิแล้ว ขณะนี้ทางกองบรรณาธิการวิศวกรรมลาดกระบังกำลังเตรียมการเพื่อตีพิมพ์ในวิศวกรรมลาดกระบังโดยเร็วที่สุด จึงเรียนมาเพื่อทราบและขอขอบคุณในการส่งบทความมายังวิศวกรรมลาดกระบัง

ขอแสดงความนับถือ

(ผศ.ดร. สมศักดิ์ ชุมช่วย)

บรรณาธิการวิศวกรรมลาดกระบัง



ตอบรับตีพิมพ์



ขอให้ทบทวน



ขอรายละเอียดเพิ่มเติม/แก้ไขโดยส่งคืนภายในวันที่.....เดือน.....พ.ศ.....

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาค้นคว้า ไม่นับผูกพันเห็นาเบไซบระยะขนดานการคำ

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หลักการออกแบบคอนเวอร์เตอร์ SEPIC เพื่อแก้ไขเพาเวอร์ แฟคเตอร์ในโหมดการนำกระแสไฟฟ้าแบบต่อเนื่อง

Design Criteria of SEPIC Converters for Power factor Preregulators in Continuous Conduction Mode

บุญเลิศ มัคศิริ

นนทวัฒน์ จุลเดชะ

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

บทคัดย่อ

ในบทความนี้ ได้เสนอหลักการทำงาน การออกแบบและสร้าง Single Ended Primary Inductance Converter (SEPIC) ที่ทำงานในโหมดการนำกระแสไฟฟ้าแบบต่อเนื่อง (Continuous Conduction Mode, CCM) เพื่อที่จะนำไปประยุกต์ใช้ในวงจรแก้ไขเพาเวอร์แฟคเตอร์ (Power Factor Preregulator, PFP) การควบคุมการทำงานของวงจร SEPIC ได้ใช้โหมดการควบคุมกระแสไฟฟ้าแบบต่อเนื่องชนิดควบคุมค่าเฉลี่ย (Average Continuous Conduction Mode, ACCM) ซึ่งสามารถควบคุมให้กระแสไฟฟ้าที่ทางเข้า มีรูปสัญญาณใกล้เคียงสัญญาณชนิด sinusoidal และ in-phase กับศักดาไฟฟ้าที่ทางเข้า การทดลองสร้างวงจร PFP ที่ประกอบด้วยคอนเวอร์เตอร์ SEPIC ขนาด 300 W ($\approx 36 \text{ V} \times 8.5 \text{ A}$) ให้ค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์ ≈ 0.99 ที่โหลด 100 %

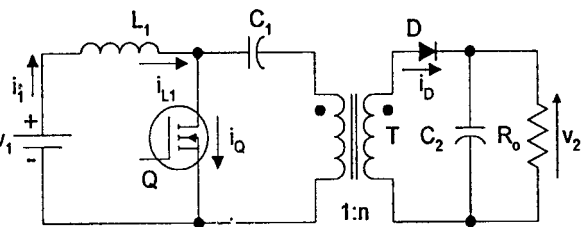
Abstract

In this paper, the principle, design, and construction of Single Ended Primary Inductance Converter (SEPIC) which operated in Continuous Conduction Mode (CCM) are proposed. It is applied for the Power Factor Preregulators (PFP). The operations of SEPIC circuit are controlled by the techniques in the Average Continuous Conduction Mode (ACCM), this method can control the SEPIC circuit to draw the input current in an approximately sinusoidal wave form and to be in-phase with the input voltage. Using SEPIC to construct the Power Factor Preregulator in experiment at rate 300 W, yields the power factor ≈ 0.99 at load 100%.

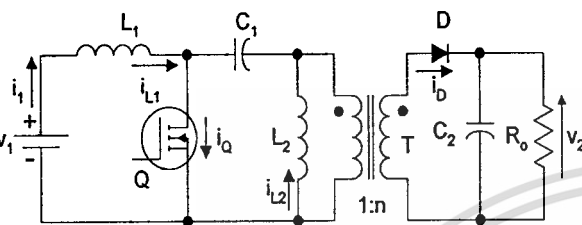
1. บทนำ

การพัฒนาประสิทธิภาพการใช้กำลังงานไฟฟ้าของวงจรไฟฟ้า ด้วยวิธีแก้ไขเพาเวอร์แฟคเตอร์ ให้มีค่าสูงสุด (≈ 1) โดยควบคุมให้กระแสไฟฟ้าที่ทางเข้ามี

ค่า/ปริมาณ ของ harmonic ต่ำที่สุด[1][2] ได้รับความสนใจอย่างมากในสภาวะปัจจุบัน ที่ต้องการการประหยัดกำลังงานไฟฟ้า แหล่งจ่ายกำลังชนิดสวิตซิ่ง (Switching Mode Power Supplies, SMPS) ก็เป็นตัวอย่างของวงจร



รูปที่ 1.ก



รูปที่ 1.ข

ชนิดหนึ่ง ที่มีความต้องการการพัฒนา ดังกล่าวเช่นกัน เพราะว่าโดยทั่วไป วงจร rectifier ทางด้านทางเข้าของ SMPS ประกอบด้วยวงจรไดโอด และวงจรกรองสัญญาณ ซึ่งมีตัวเก็บประจุขนาดใหญ่ วงจรนี้มีข้อดีคือเป็นวงจรไม่ซับซ้อน และราคาถูก แต่มีข้อจำกัดคือเพาเวอร์แฟคเตอร์ของวงจรมีค่าต่ำ (≤ 0.6) เพราะสัญญาณของกระแสไฟฟ้าที่ทางเข้า มีค่า/ปริมาณ ของ harmonic จำนวนมาก จึงได้มีการพยายามพัฒนางจร เพื่อแก้ปัญหา ดังกล่าว เช่น วงจร PFP

วงจร PFP ที่ใช้งานในปัจจุบัน มีพื้นฐานมาจาก วงจรคอนเวอร์เตอร์ชนิด Boost [3][4][5][6] เพราะเป็น วงจรที่ไม่ซับซ้อนทั้งส่วนวงจรถูกกำลังและส่วนวงจรควบคุม แต่มีข้อจำกัดที่สำคัญหลายประการคือ ประการที่หนึ่ง จะใช้ได้เฉพาะกับระบบที่ต้องการตัดคาไฟฟ้า ที่ทางออกสูงกว่าตัดคาไฟฟ้าสูงสุดที่ทางเข้าเท่านั้น (เช่น ระบบจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง 48 V จากไฟฟ้ากระแสสลับ 220 V ทำไม่ได้) ประการที่สอง ไม่สามารถแยกระบบ กรวาคระหว่างทางเข้าและทางออก ประการสุดท้าย การเชื่อมต่อระหว่างทางเข้า และทางออกไม่ผ่านอุปกรณ์ สวิตช์ ดังนั้นการควบคุมกระแสไฟฟ้าในช่วงเวลาวิกฤต (ตอนเริ่มต้น, ตอนเกิด overload) จะสามารถทำได้ก็ต้อง ใช้วงจรอื่นมาเสริม ข้อจำกัดทั้งหมดนี้สามารถกำจัดได้

โดยวงจร PFP ชนิด SEPIC นอกจากนั้นวงจร SEPIC ยังคงมี inductor ที่ตำแหน่งทางเข้าของวงจร ซึ่งมีส่วน เพิ่มความสามารถในการทำงานเป็น line filter เพื่อควบคุม line noise และ ปัญหา EMI

PFP ที่สร้างขึ้นเป็นวงจรที่มีพื้นฐานมาจากคอนเวอร์เตอร์ SEPIC ขนาด 300 W ($36\text{ V} \times 8.5\text{ A}$, $f_{sw} = 70\text{ KHz}$) ที่ทำงานแบบ CCM เพราะการทำงานแบบนี้ เหมาะสมกับ PFP ชนิดที่มีกำลังสูง[7] การควบคุมใช้เทคนิคแบบ ACCM ซึ่งมีข้อดีหลายประการคือ ให้รูปสัญญาณของกระแสไฟฟ้าที่ทางเข้า ใกล้เคียงสัญญาณ sinusoidal มากที่สุด, สามารถหลีกเลี่ยงปัญหาที่ค่อนข้าง ค่า slope ของสัญญาณ ที่ได้จากการวัดกระแสไฟฟ้า เมื่อ duty-cycle ของการทำงานมากกว่า 50 % และเทคนิคนี้สามารถป้องกันการรบกวนจากสัญญาณรบกวนได้ ดีกว่า[8][9][10]

2. โครงสร้าง และการวิเคราะห์การทำงาน

วงจร PFP ที่สร้างขึ้น สามารถแยกการวิเคราะห์ ออกเป็นสองส่วน แบ่งตามระดับของความถี่การทำงาน ระดับแรกเป็นย่านความถี่สูง $f = f_{sw}$ เป็นการวิเคราะห์ การทำงานของ SEPIC สัญลักษณ์ที่ใช้ในการวิเคราะห์ ที่ระดับความถี่นี้ใช้อักษรตัวเล็ก ระดับที่สองเป็นความถี่ $f = f_{line}$ ($f_{sw} \gg f_{line}$) เป็นการวิเคราะห์การควบคุม SEPIC ให้ทำงานเป็น PFP สัญลักษณ์ที่ใช้ในการ วิเคราะห์ที่ความถี่นี้เป็นอักษรตัวใหญ่

2.1 คอนเวอร์เตอร์ SEPIC

(พิจารณาในระดับ $f = f_{sw}$) [11]

SEPIC เป็นคอนเวอร์เตอร์ชนิด DC/DC ซึ่งมี วงจรตามรูปที่ 1.ก รูปที่ 1.ข แสดงวงจร SEPIC เมื่อ แยกแสดง L_2 (L_2 : Magnetizing inductance ของ T) เพื่อสะดวกต่อการวิเคราะห์สมมุติว่าอุปกรณ์ทั้งหมดตาม รูปนี้เป็นชนิดอุดมคติ การทำงานของ SEPIC เลือกการ ทำงานในโหมด ซึ่งกระแสไฟฟ้าไหลผ่าน L_1 (i_{L1}) ไหลแบบต่อเนื่อง (CCM) เงื่อนไขเริ่มต้น ($t = 0$) ของ การวิเคราะห์คือ

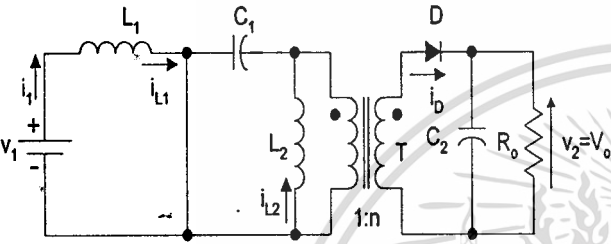
- Q อยู่ในสภาวะ OFF
- $v_2 = V_o$ (คงที่)
- $i_{L1}(0) = i_{L1,min}$, $i_{L2}(0) = i_{L2,min}$ และ $i_D = (i_{L1}(0) + i_{L2}(0))/n$

$0 < t < \alpha T$: Q \Rightarrow ON รูปที่ 2.ก แสดงวงจรสมมูลย์

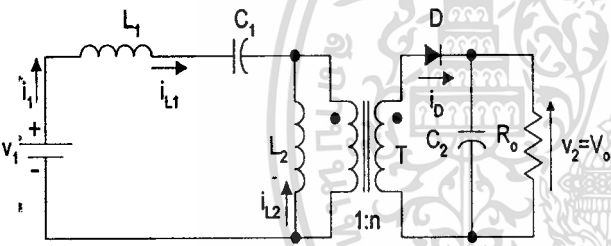
SEPIC ขณะ Q \Rightarrow ON

$\alpha T < t < T$: Q \Rightarrow OFF รูปที่ 2.ข แสดงวงจรสมมูลย์

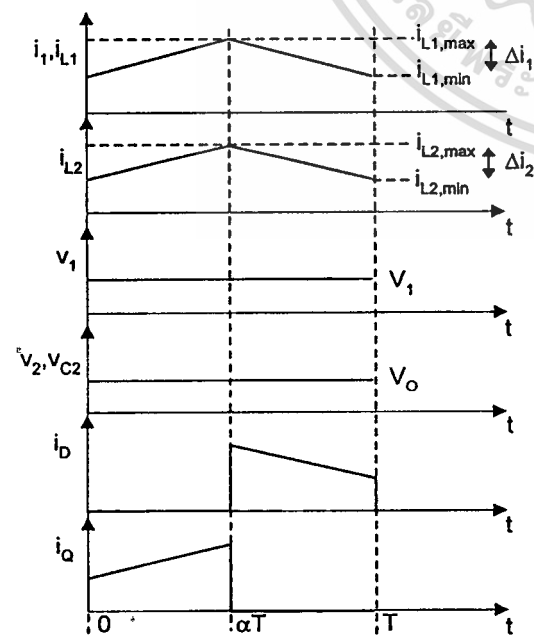
SEPIC ขณะ Q \Rightarrow OFF



รูปที่ 2.ก



รูปที่ 2.ข



รูปที่ 3

รูปที่ 3 แสดงรูปสัญญาณ การทำงานของวงจร SEPIC ในคาบเวลา T ($T = 1/f_{sw}$) เมื่อ i_{L1} ไหลแบบต่อเนื่อง อัตราส่วนของสัคคาไฟฟ้าที่ทางออกต่อสัคคาไฟฟ้าที่ทางเข้า (m) ในกรณีนี้ SEPIC ทำงานในโหมด CCM คือ

$$m = \frac{v_2}{v_1} = \frac{n\alpha}{1-\alpha} \quad (1)$$

เมื่อ α : เป็น duty-cycle ตามรูปที่ 3

และเงื่อนไข ซึ่งกำหนดให้ SEPIC ทำแบบ CCM คือ

$$k > k_{crit} \quad (2)$$

$$\text{เมื่อ } k = \frac{2L_1L_2}{R_oT(L_1 + L_2)} \quad (3)$$

$$k_{crit} = \frac{(1-\alpha)^2}{n^2} \quad (4)$$

2.2 การควบคุมการทำงานของ PFP

(พิจารณาในระดัย $f = f_{line}$) [7][11]

วงจร PFP ที่สร้างขึ้นทางด้านเข้าเป็นวงจร rectifier แบบวงจรโคโอดตามรูปที่ 4 โดยไม่มีตัวเก็บประจุเพื่อกรองสัญญาณ ดังนั้นสมการสัคคาไฟฟ้าที่ทางเข้า (V_1) ในแต่ละครั้งถูกคลื่น f_{line} ของ SEPIC คือ

$$V_1 = V_{1,max} |\sin \omega t| \quad (5)$$

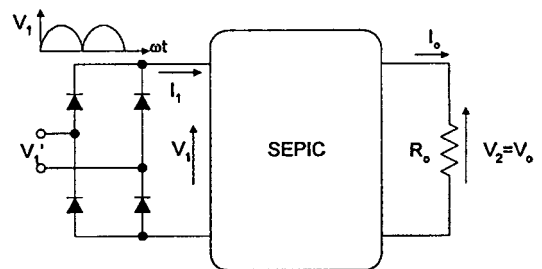
สัคคาไฟฟ้าที่ทางออก

$$V_2 = V_o \quad (6)$$

อัตราส่วนของสัคคาไฟฟ้าที่ทางออกต่อสัคคาไฟฟ้าที่ทางเข้า

$$m(\omega t) = \frac{V_2}{V_1} = \frac{V_o}{V_{1,max} |\sin \omega t|} = \frac{M}{|\sin \omega t|} \quad (7)$$

$$M = \frac{V_o}{V_{1,max}}$$



รูปที่ 4

จากสมการ(1) และ (7)

$$\alpha(\omega t) = \frac{M}{M + n|\sin \omega t|} \quad (8)$$

วงจร PFP ทำงานได้สมบูรณ์ คือมี power factor ≈ 1 เมื่อ I_1 มีรูปสัญญาณแบบเดียวกับ V_1 ดังนั้นสมการของ I_1 ในแต่ละครึ่งถูกคลื่น f_{line} คือ

$$I_1 = I_{1,max} |\sin \omega t| \quad (9)$$

เมื่อพิจารณาสมมุติว่า วงจร PFP ไม่มี loss ดังนั้น

กำลังไฟฟ้าที่ทางเข้า \approx กำลังไฟฟ้าที่ทางออก

$$P_i = P_o, \quad \frac{V_{1,max}}{\sqrt{2}} \frac{I_{1,max}}{\sqrt{2}} = V_2 I_o \quad (10)$$

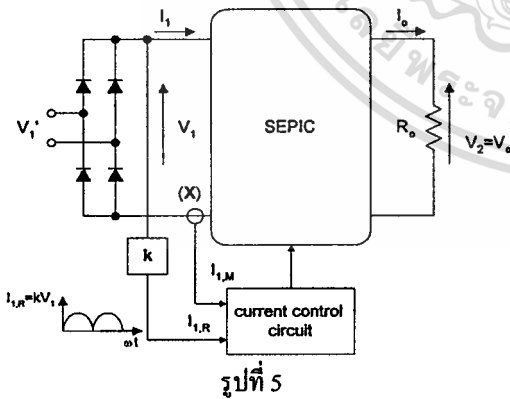
$$I_{1,max} = \frac{2V_2 I_o}{V_{1,max}} = 2MI_o \quad (11)$$

แทนค่าสมการ(11) ในสมการ (9)

$$I_1 = 2MI_o |\sin \omega t| \quad (12)$$

จากผลการวิเคราะห์ดังกล่าว สามารถสรุปได้ว่าถ้าวงจร PFP ที่มี V_1 เป็นแบบ sinusoidal ตามสมการ (5) และวงจร PFP นี้ถูกควบคุมให้มี I_1 in-phase กับ V_1 ตามสมการ (12) ด้วยการปรับ duty-cycle ตามสมการ (8) ผลของ V_2 จะเป็นสัปดาห์ไฟฟ้าชนิดกระแสไฟฟ้าตรง ซึ่งสามารถควบคุมได้ตามต้องการ ($V_2 \approx V_o$)

2.2.1 การควบคุม I_1 in-phase กับ V_1



รูปที่ 5

รูปที่ 5 แสดงการควบคุม I_1 แบบ ACCM ให้ได้รูปสัญญาณเป็น sinusoidal โดยวิธีการควบคุม I_1 ให้มีค่าเป็นสัดส่วน k เท่าของรูปสัญญาณ V_1 วงจรควบคุมใช้สัญญาณอ้างอิง $I_{1,R} = kV_1$ จาก V_1 และใช้สัญญาณที่ถูกควบคุม $I_{1,M}$ โดยการวัดจากกระแสไฟฟ้าที่ทาง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

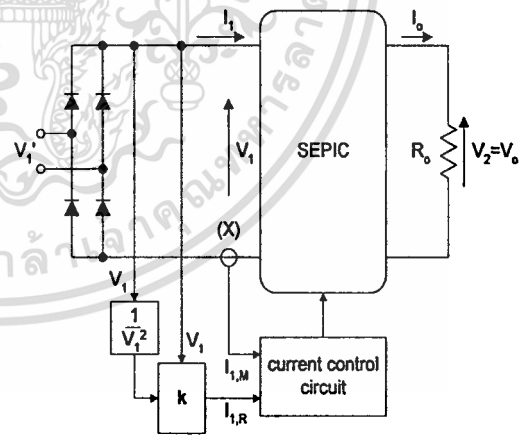
ออกที่ตำแหน่ง X การวัดที่จุดนี้เพราะเป็นตำแหน่งของกระแสไฟฟ้าเฉลี่ยที่เป็นผลจากการควบคุม

2.2.2 การควบคุมสัปดาห์ไฟฟ้าที่ทางออก (V_2)

ถึงแม้ว่าสามารถควบคุมให้ I_1 มีรูปสัญญาณเป็น sinusoidal และ in-phase กับ V_1 แล้วก็ตาม V_2 อาจจะไม่เท่ากับ V_o ตามต้องการ เนื่องจากการเปลี่ยนแปลงของ I_o และ/หรือ V_1 ดังนั้นจำเป็นต้องมีระบบควบคุมเพิ่มเติม เพื่อรักษาให้ $V_2 = V_o$ โดยการปรับค่า $I_{1,R}$ เมื่อ I_o และ/หรือ V_1 เปลี่ยนแปลงด้วยวิธีการปรับค่า k ซึ่งสามารถแยกการปรับค่า k ได้เป็นสองระบบคือ

2.2.2.1 การควบคุมให้ $V_2 = V_o$ เมื่อ V_1 เปลี่ยนแปลง (line regulation) [10]

ถ้า V_1 มีการเปลี่ยนแปลง การที่จะทำให้ V_2 คงที่ สามารถทำได้โดยปรับขนาดค่า k รูปที่ 6 เป็นการแก้ปัญหาด้วยเทคนิค feed forward ซึ่งเป็นการปรับค่า k ตามสัดส่วนของ $1/(V_1)^2$

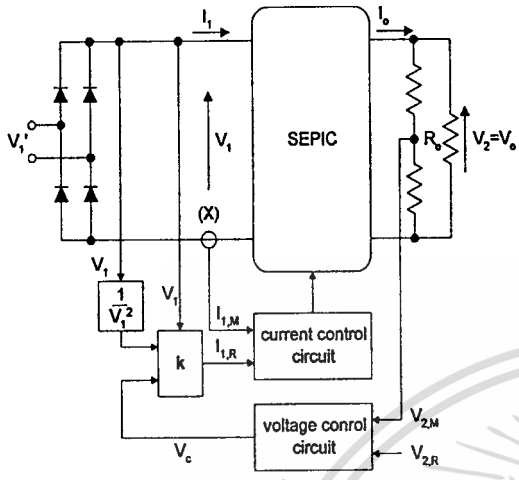


รูปที่ 6

2.2.2.2 การควบคุมให้ $V_2 = V_o$ เมื่อ I_o เปลี่ยนแปลง (load regulation)

การเปลี่ยนแปลงของ I_o สามารถทำให้ V_2 เปลี่ยนแปลงไปได้ ดังนั้นจึงจำเป็นต้องมีระบบควบคุม เพื่อควบคุมให้ $V_2 = V_o$ ด้วย voltage control circuit ซึ่งทำหน้าที่ควบคุมโดยส่งสัญญาณการปรับค่า k

รูปที่ 7 แสดงระบบควบคุมทั้งหมดของวงจร PFP ซึ่งประกอบด้วยวงจรควบคุม I_1 และวงจรควบคุม V_2



รูปที่ 7

3. การออกแบบ PFP

3.1 วงจรกำลัง

3.1.1 การวิเคราะห์ห้วงจรกำลัง

SEPIC จะทำงานในโหมด CCM ก็ต่อเมื่อเงื่อนไขตามสมการ (2)(3)(4) เป็นจริง แต่เนื่องจากค่าของ duty-cycle $\alpha(\omega t)$ เปลี่ยนแปลงตลอดเวลา เงื่อนไขดังกล่าวข้างต้นอาจจะเป็นไปไม่ได้ ถ้าค่าของ R_o มากเกินไป และ ทำให้ SEPIC ทำงานในโหมดการนำกระแสไฟที่แบบไม่ต่อเนื่อง (Discontinuous Conduction Mode, DCM) ดังนั้นในวงจรกำลังนี้ต้องทราบ $R_o \Rightarrow R_{o,max}$ ก่อน เพื่อกำหนดขอบเขตการทำงานระหว่าง DCM กับ CCM จากสมการ (1)(2)(3)(4) และ (5) SEPIC จะทำงานแบบ CCM เมื่อ

$$k > \frac{1}{2(M + n|\sin \omega t|)^2} \tag{13}$$

ตำแหน่งของ ωt_{crit} (ขอบเขตระหว่าง DCM กับ CCM) เมื่อทราบค่า $R_{o,max}$ คือ

$$\omega t_{crit} = \sin^{-1} \left[\frac{1}{n} \left(\sqrt{\frac{R_{o,max} T}{4L_{eq}}} - M \right) \right] \tag{14}$$

$$L_{eq} = \frac{L_1 L_2}{L_1 + L_2} \tag{15}$$

ดังนั้นช่วงการทำงานของ SEPIC ในครึ่งลูกคลื่น f_{line} คือ

$$0 < \omega t < \omega t_{crit} \text{ และ } \pi - \omega t_{crit} < \omega t < \pi :$$

เป็นแบบ DCM

$$\omega t_{crit} < \omega t < \pi - \omega t_{crit} :$$

เป็นแบบ CCM

เมื่อ SEPIC ที่ออกแบบต้องการให้ทำงานในโหมด CCM ดังนั้นในการออกแบบส่วนกำลัง จะต้องเลือกให้การทำงานในครึ่งลูกคลื่น f_{line} ทำงานในแบบ DCM น้อยที่สุด ซึ่งสามารถกำหนดได้โดยการเลือก L_{eq} คือการเลือกให้ค่า L_1 และ L_2 มากที่สุด แต่ต้องเปรียบเทียบกับราคาของ L_1 และ L_2 ที่จะต้องเพิ่มขึ้นตามไปด้วย

3.1.2 การออกแบบวงจรกำลัง

ข้อมูลที่ทางเข้าและที่ทางออก คือ

$$V_{1,max} = \sqrt{2} \times 220V + 15\% = 357.8 V$$

$$P_o = 300 W \quad (V_o = 36 V, I_o \approx 8.5 A)$$

$$\eta = 0.80 \text{ (Efficiency)}$$

$$f_{sw} = 70 KHz; f_{line} = 50 Hz$$

$$P_i = \frac{P_o}{\eta} = 375 W; I_{1,max} = \frac{\sqrt{2} P_i}{V_{1,rms}} = 2.41 A$$

การคำนวณและกำหนดขนาดของอุปกรณ์ที่สำคัญ

3.1.2.1 ทรานส์ฟอร์เมอร์ T

ตัวเหนี่ยวนำทางด้านไพรมารีของทรานส์ฟอร์เมอร์

$$L_2 \geq \frac{(V_{1,max} \alpha_{min})^2}{2f_{sw} V_o I_{o,min}} \tag{16}$$

เลือกขนาดของ $n = n_{opt} = 0.5 [7]$

$$\text{ที่ } \alpha_{min} = \frac{M}{M + n} = 0.19$$

$$L_2 = 255 \mu H$$

$$I_{pri,rms} = n I_o \sqrt{\frac{3}{2}} = 0.5 \times 8.5 \times 1.2 = 5.2 A \tag{17}$$

เลือกขนาดของขดลวดตามมาตรฐาน 400 cma/A ใช้ขดลวด AWG 27 จำนวน 10 เส้นขนานกัน ซึ่งมีเส้นผ่านศูนย์กลางสมมูลรวม $\Phi = 0.0488$ นิ้ว

$$I_{pri,ave} = n I_2 = 0.5 \times 8.5 = 4.25 A \tag{18}$$

$$A_c A_c = \frac{25.32 L_2 I_{pri,ave} \Phi^2 (\text{inch}^2) 10^8}{B_{max} (\text{gauss})} \quad (19)$$

$$= 3.23 \text{ cm}^4$$

การเลือกขนาดของแกน T ซึ่งมี $A_c A_c$ มากกว่า $A_c A_c$ ตามสมการ (19) ได้แกนเฟอร์ไรท์ EE55/55A ซึ่งมี $A_c = 3.4 \text{ cm}^2$, $A_c = 3 \text{ cm}^2$, $l_i = 12.3 \text{ cm}$

คำนวณขนาดของ air-gap ของแกนที่เลือก

$$l_g = \frac{0.8 \pi P_i 10^8}{f_{sw} B_{max}^2 (\text{gauss}^2) A_c} = 0.1 \text{ cm} \quad (20)$$

$$N_{pri} = \sqrt{\frac{L_2 \left(\frac{l_i (\text{cm})}{\mu_r} + l_g (\text{cm}) \right) 10^8}{1.26 A_c}} = 24 \text{ รอบ} \quad (21)$$

$$N_{sec} = n N_{pri} = 0.5 \times 24 = 12 \text{ รอบ} \quad (22)$$

3.1.2.2 คาปาซิเตอร์ถ่ายโอนพลังงาน (C_1)

C_1 ถูกเลือกเพื่อเหมาะกับ ripple ของสัปดาห์ไฟฟ้าที่ ต้องการ (ΔV_{C1})

$$C_1 = \frac{2 M I_o n}{f_{sw} (M + n) \Delta V_{C1}} = 0.68 \mu\text{F} \quad (23)$$

3.1.2.3 คาปาซิเตอร์กรองสัญญาณที่ทางออก (C_2)

C_2 ถูกกำหนดโดย ripple ของสัปดาห์ไฟฟ้าที่ทางออก (V_2) และความถี่ของ ripple คือ $2 f_{line}$ ถ้ากำหนดให้ ripple (ΔV_2) $\approx 5\%$ ของ V_o

$$C_2 = \frac{I_o}{2\pi(2f_{line})\Delta V_2} = 10,000 \mu\text{F} \quad (24)$$

3.1.2.4 ตัวเหนี่ยวนำ L_1

$$L_1 > \frac{V_{1,max} \alpha_{min} T}{\Delta I_{1,ave}} = 1.44 \text{ mH} \quad (25)$$

$$I_{1,rms} = \frac{I_{1,max}}{\sqrt{2}} = 1.7 \text{ A} \quad (26)$$

$$I_{1,ave} = \frac{2 I_{1,max}}{\pi} = 1.53 \text{ A} \quad (27)$$

เลือกขนาดของขดลวดตามมาตรฐาน 400 cma/A ใช้ขดลวด AWG 27 จำนวน 3 เส้นขนานกัน ซึ่งมีเส้นผ่าศูนย์กลางสมมูลรวม $\Phi = 0.0281$ นิ้ว

$$A_c A_c = \frac{6.33 L_1 I_{1,ave} \Phi^2 (\text{inch}^2) 10^8}{B_{max} (\text{gauss})} = 0.92 \text{ cm}^4 \quad (28)$$

การเลือกขนาดของแกน L_1 ซึ่งมี $A_c A_c$ มากกว่า $A_c A_c$ ตามสมการ (28) ได้แกนเฟอร์ไรท์ EE42x15 ซึ่งมี $A_c = 1.8 \text{ cm}^2$, $A_c = 1.82 \text{ cm}^2$, $l_i = 9.7 \text{ cm}$

คำนวณขนาดของ air-gap ของแกนที่เลือกโดย

$$l_g = \frac{0.4 \pi L_1 I_{1,ave}^2 10^8}{A_c B_{max}^2 (\text{gauss}^2)} = 0.06 \text{ cm} \quad (29)$$

$$N_{L1} = \frac{B_{max} (\text{gauss}) l_g (\text{cm})}{0.4 \pi I_{1,ave}} = 62 \text{ รอบ} \quad (30)$$

3.1.2.5 มอสเฟตกำลัง (Q)

สัปดาห์ไฟฟ้าสูงสุดคกรวม มอสเฟตกำลัง ที่เวลา

t_{off} คือ

$$V_{Q,pk} = V_{1,max} + \frac{V_2}{n} = 429.8 \text{ V} \quad (31)$$

กระแสไฟฟ้าเฉลี่ยที่ไหลผ่านมอสเฟตกำลัง คือ

$$I_{Q,ave} = \frac{2 I_{1,max}}{\pi} = 1.53 \text{ A} \quad (32)$$

3.1.2.6 ไดโอดที่ทางออก (D)

ค่าสัปดาห์ไฟฟ้าสูงสุดที่คกรวมไดโอดที่ทางออก ที่เวลา

t_{off} คือ

$$V_{D,pk} = n V_{1,max} + V_2 = 215 \text{ V} \quad (33)$$

กระแสไฟฟ้าเฉลี่ยที่ไหลผ่าน D คือ

$$I_{D,ave} = I_o = 8.5 \text{ A} \quad (34)$$

3.2 วงจรควบคุม

3.2.1 วงจรควบคุมกระแสไฟฟ้า I_1

3.2.1.1 การวิเคราะห์วงจรควบคุมกระแสไฟฟ้า I_1

ฟังก์ชันถ่ายโอนของรูปควบคุมกระแสไฟฟ้า I_1 เมื่ออยู่ในสภาวะเปิด ไม่รวมส่วนควบคุมของวงจรในรูปที่ 5 คือ [7][12]

$$G_{id}(s) = \frac{\hat{i}_{1,M}}{\hat{\alpha}}$$

$$= \alpha V_D \frac{L'}{L_2 L_1} \frac{1 + \frac{I_c}{V_D} \frac{\alpha'}{\alpha} L_2 s + \frac{L_2 C_1}{\alpha} s^2}{s(1 + L' C_1 s^2)} \quad (35)$$

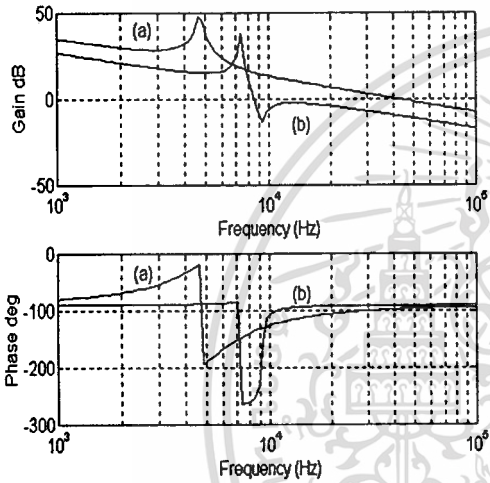
$\hat{i}_{1,M}$: small signal ของ $I_{1,M}$

$\hat{\alpha}$: small signal ของ α

$$V_D = V_1 + V_o/n, \quad I_c = I_{L1} + I_{L2}$$

$$L' = \frac{L_1 L_2}{\alpha^2 L_1 + \alpha'^2 L_2}, \quad \alpha' = 1 - \alpha$$

เนื่องจากเมื่อ SEPIC ทำงาน $\alpha(\omega t)$ จะเปลี่ยนแปลงไปตลอดเวลาตาม ωt (8) ดังนั้นเมื่อนำ G_{id} มาเขียนกราฟของ Bode ที่ $\alpha(\omega t)$ ต่างกัน ดังแสดงในรูปที่ 8 สังเกตได้ว่าเมื่อ $\omega t = \pi/18$ phase-lag ของ G_{id} มากกว่า -180° ซึ่งทำให้ยากต่อการชดเชย



a) $\Rightarrow \omega t = \pi/2$, b) $\Rightarrow \omega t = \pi/18$

รูปที่ 8

เพื่อแก้ปัญหาดังกล่าวได้เสนอการเพิ่ม damping-network $R_d - C_d$ คร่อม C_1 ในรูปที่ 1 จะได้ ฟังก์ชันถ่ายโอนใหม่ คือ

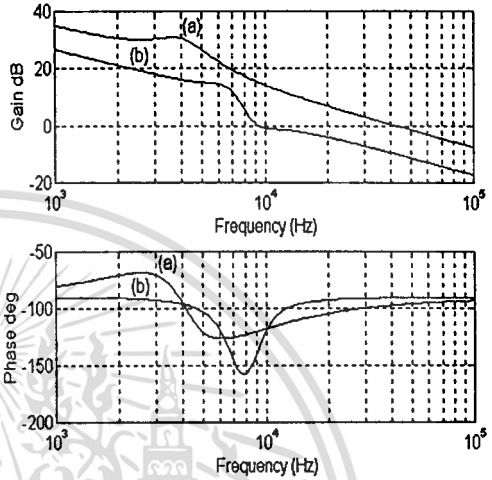
$$G_{id}(s) = \alpha V_D \frac{L'}{L_1 L_2}$$

$$\left\{ 1 + \left(\frac{I_c}{V_D} \frac{\alpha'}{\alpha} L_2 + \tau_d \right) s + \left[\frac{L_2 (C_1 + C_d)}{\alpha} + \frac{I_c L_2}{V_D} \frac{\alpha'}{\alpha} \tau_d \right] s^2 + \frac{L_2 C_1}{\alpha} \tau_d s^3 \right\} \quad (36)$$

$$\frac{1}{s(1 + \tau_d s + L'(C_1 + C_d)s^2 + L'C_1 \tau_d s^3)}$$

$$\tau_d = R_d C_d$$

เมื่อนำ $G_{id}(s)$ มาเขียนกราฟของ Bode ดังแสดงในรูปที่ 9 สังเกตเห็นชัดเจนว่าเมื่อ $\omega t = \pi/18$ phase-margin ได้เพิ่มมากขึ้นเป็น $\approx +45^\circ$ ซึ่งสามารถออกแบบวงจรควบคุมนี้ได้ง่ายขึ้น

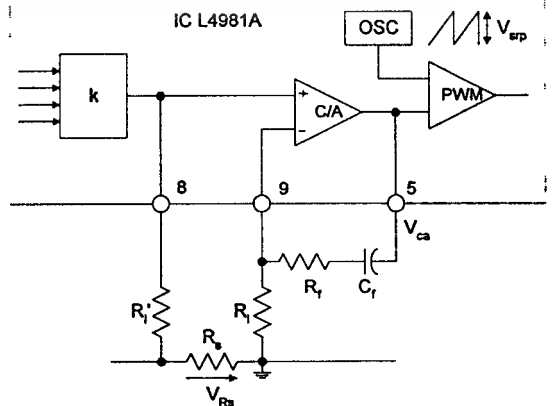


a) $\Rightarrow \omega t = \pi/2$, b) $\Rightarrow \omega t = \pi/18$

รูปที่ 9

3.2.1.2 การออกแบบวงจรควบคุมกระแสไฟฟ้า (G_i)

วงจรควบคุมกระแสไฟฟ้า ซึ่งมีคุณสมบัติทำให้ได้ I_1 in-phase กับ V_1 และมีรูปสัญญาณใกล้เคียง sinusoidal มากที่สุด ต้องเป็นวงจรควบคุมที่มี bandwidth กว้าง[7] ในการออกแบบได้เลือกใช้ IC L4981A[13] ทำหน้าที่เป็นวงจรควบคุมหลัก รูปที่ 10 แสดงส่วนวงจรควบคุมกระแสไฟฟ้าใน L4981A



รูปที่ 10

เพื่อควบคุมไม่ให้วงจรนี้เกิดการออสซิลเลชัน slope ของขาลงของ i_{L1} ที่ปรากฏบน R_s (current sense resistor) จะต้องน้อยกว่า slope ของ ramp oscillator [14] คือ

$$\frac{V_o R_s G_i}{n L_1} \leq V_{srp} f_{sw} \quad (37)$$

$$G_i \leq \frac{V_{srp} f_{sw} n L_1}{V_o R_s} \quad (38)$$

อัตราขยายที่ความถี่สูงของ $G_i \Rightarrow 1 + R_f/R_i$ และ

จากสมการ (38)

$$\frac{R_f}{R_i} \leq \frac{V_{srp} f_{sw} L_1 n}{V_o R_s} - 1 \quad (39)$$

พิจารณา gain ของส่วนกำลัง G_{ave} ตามรูปที่ 10

$$G_{ave} = \frac{V_{Rs}}{V_{ca,max}} = \frac{R_s V_o}{s L_1 n V_{srp}} \quad (40)$$

เมื่อ $V_{Rs} = \frac{R_o V_o}{s L_1 n}$, $V_{ca,max} = V_{srp}$

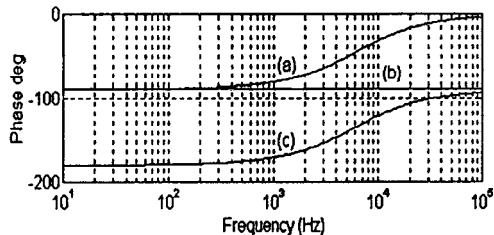
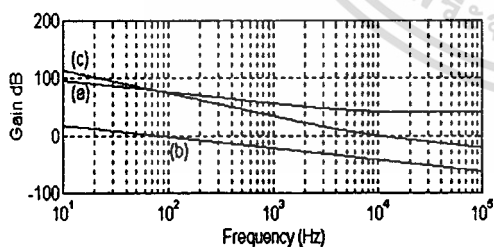
คำนวณหาตำแหน่งของ crossover frequency (f_{ci}) ของ ลูปควบคุมกระแสไฟฟ้ารวมทั้งหมด ($G_{IT} = G_i G_{ave}$)

ทำได้โดยคำนวณหา $f = f_{ci}$ เมื่อ $G_i G_{ave} = 1$

$$\text{ดังนั้น } f_{ci} = \frac{f_{sw}}{2\pi} \quad (41)$$

กำหนด zero frequency (f_z) = $f_{ci}/2$ เพื่อให้ได้ phase-margin $> +45^\circ$

$$f_z = \frac{f_{sw}}{4\pi} = \frac{1}{2\pi C_f R_f} \Rightarrow C_f = \frac{2}{R_f f_{sw}} \quad (42)$$



a) $\Rightarrow G_i$, b) $\Rightarrow G_{ave}$, c) $\Rightarrow G_{IT}$

รูปที่ 11

การคำนวณค่าของอุปกรณในวงจรควบคุม G_i ได้โดย ใช้สมการ (39) และ (42) รูปที่ 11 แสดงกราฟของ Bode ทั้งขนาดและเฟสของ G_i , G_{ave} และ G_{IT}

3.2.2 วงจรควบคุมศักดาไฟฟ้า V_2

3.2.2.1 การวิเคราะห์ห้วงจรควบคุมศักดาไฟฟ้า V_2

เมื่อพิจารณา P_i และ P_o ในระดับ $f = f_{line}$

$$P_i = V_{1,max} I_{1,max} \sin^2 \omega t \quad (43)$$

$$P_o = I_o V_2 \quad (44)$$

ถ้า $P_i = P_o$

$$i_o(\omega t) = \frac{V_{1,max} I_{1,max}}{V_2} \sin^2 \omega t \quad (45)$$

นั่นคือรูปสัญญาณของกระแสไฟฟ้าที่ทางออก มีความถี่ เป็น $2f_{line}$ ดังนั้นวงจรควบคุมศักดาไฟฟ้า V_2 จะต้อง ลดขนาดของ ripple ที่ความถี่นี้ โดยมี bandwidth ต่ำ กว่า $2f_{line}$

3.2.2.2 การออกแบบวงจรควบคุมศักดาไฟฟ้า V_2

รูปที่ 12 แสดงส่วนวงจรควบคุมศักดาไฟฟ้า V_2

ใน L4981A พิจารณาเริ่มแรกจากอัตราขยายของวงจร ควบคุมศักดาไฟฟ้า V_2 (G_v) (ไม่พิจารณาผลจาก R_r)

$$G_v = \frac{v_{ca}}{\Delta V_2} = \frac{1}{s R_1 C_r} \quad (46)$$

v_{ca} : พิสัยการเปลี่ยนแปลงของศักดาไฟฟ้าที่ทางออก ของ G_v ($\Delta v_{ca,max} = 5.1V - 1.28V \Rightarrow 3.82V$) [13]

กำหนดให้มีการเปลี่ยนแปลงไม่เกิน 2.5% ของ $\Delta v_{ca,max}$

$$\Delta v_{ca} = 0.095V$$

$$G_v = \frac{\Delta v_{ca}}{\Delta V_2} = \frac{0.095}{\Delta V_2} \quad (47)$$

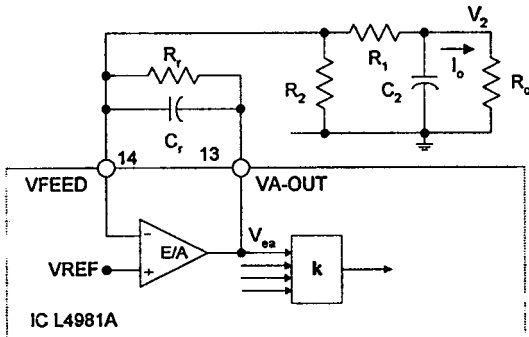
จากสมการ (46) และ (47) คำนวณค่า C_r ที่สามารถลดทอนสัญญาณที่มีความถี่ $f = 2f_{line}$

$$C_r = \frac{1}{2\pi(2f_{line})R_1 G_v} = \frac{\Delta V_2}{60R_1} \quad (48)$$

พิจารณา gain ของวงจรถักดา (G_{pw}) ตามรูปที่ 12 ซึ่ง พิจารณาจากการที่ เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงของ I_o วงจร ควบคุมสามารถใช้พิสัย Δv_{ca} เพื่อควบคุมไม่ให้ V_2 มีการเปลี่ยนแปลงมากกว่า ΔV_2 ถ้าที่ทางออกมีการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 12

เปลี่ยนแปลงของกระแสไฟฟ้าคือ $\Delta I_o = I_o$ ได้ gain ของวงจรกำลัง คือ

$$G_{pw} = \frac{I_o X_{c2}}{\Delta v_{ca}} = \frac{P_o X_{c2}}{V_2 \Delta v_{ca}} = \frac{P_o}{V_2 \Delta v_{ca}} \frac{1}{s C_2} \quad (49)$$

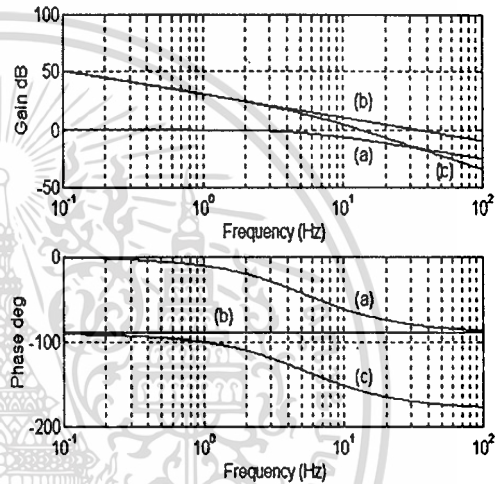
พิจารณาสมการ (46) และ (49) อัตรายขยายของรูปของระบบจะประกอบด้วย pole ที่จุดเริ่มต้นสองตัว ทำให้ phase-lag = -180° ซึ่งอาจจะเกิดปัญหาไม่เสถียรได้ เพื่อแก้ปัญหาดังกล่าว ได้เพิ่ม R_r ตามรูปที่ 12 เพื่อเลื่อนตำแหน่ง pole ของ G_v ไปที่ $1/(R_r C_r)$ ค่าของ crossover frequency (f_{cv}) ของรูปควบคุมทิศทางไฟฟ้า รวมทั้งหมด ($G_{VT} = G_v G_{pw}$) ทำได้โดยคำนวณหา $f = f_{cv}$ เมื่อ $G_v \cdot G_{pw} = 1$

$$f_{cv} = \sqrt{\frac{P_o}{V_2 \Delta v_{ca}} \frac{1}{2\pi C_2 2\pi R_1 C_r}} \quad (50)$$

R_r สามารถคำนวณได้โดยกำหนดว่า ถ้าต้องการ phase-margin $> 22^\circ$

$$R_r \leq \frac{2.75}{2\pi f_{cv} C_r} \quad (51)$$

การคำนวณค่าของอุปกรณ์ในวงจรควบคุม G_v ได้โดยใช้สมการ (48) และ (51) รูปที่ 13 แสดงกราฟของ Bode ทั้งขนาดและเฟสของ G_v , G_{pw} และ G_{VT}

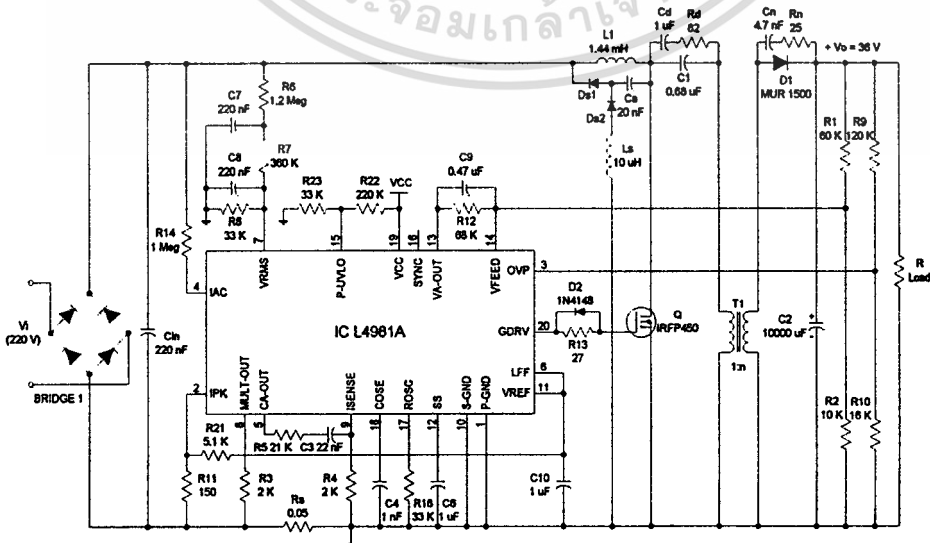


a) $\Rightarrow G_v$, b) $\Rightarrow G_{pw}$, c) $\Rightarrow G_{VT}$

รูปที่ 13

4. วงจร PFP

รูปที่ 14 แสดงวงจรสมบูร์ณ์ของ PFP



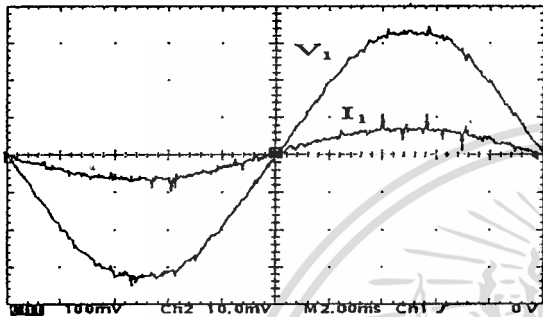
รูปที่ 14

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5. การทดลองและผลการทดลอง

การทดลอง และผลการทดลอง วงจร PFP ได้แสดงเป็นสองขั้นตอน โดยทดสอบกับโหลด R ตั้งแต่ 16.5 Ω ถึง 4.5 Ω คือ

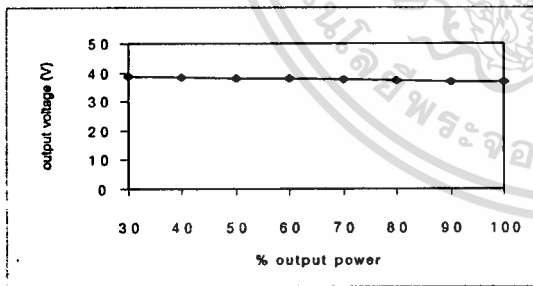
5.1 การทดลองและผลการทำงานของวงจร PFP



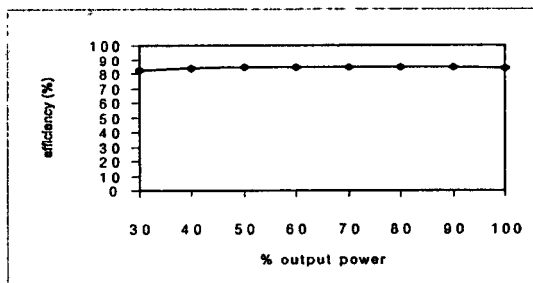
V_1 : 100 V/div , I_1 : 5A/div , Time : 2 mS/div

รูปที่ 15

รูปที่ 15 แสดงรูปสัญญาณของศักดาไฟฟ้า V_1 และรูปสัญญาณของกระแสไฟฟ้า I_1 ที่ทางเข้า ซึ่งจะมีลักษณะเป็นแบบ sinusoidal และ in-phase กัน ขณะโหลด 100 %



รูปที่ 16



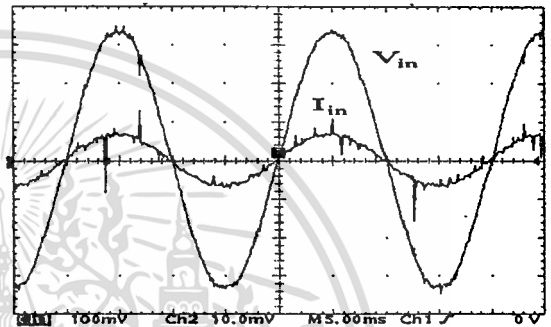
รูปที่ 17

รูปที่ 16 แสดงศักดาไฟฟ้าที่ทางออก เมื่อโหลดเปลี่ยนแปลง

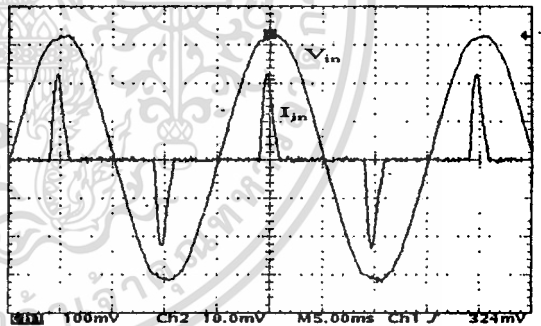
รูปที่ 17 แสดงประสิทธิภาพเมื่อโหลดเปลี่ยนแปลง

5.2 การทดลองและผลการทำางานเปรียบเทียบ ระหว่าง วงจร PFP กับวงจร SMPS แบบเดิม

ขั้นตอนนี้แสดงการทดลองเปรียบเทียบ ระหว่าง วงจร PFP ที่สร้างขึ้นกับวงจร SMPS แบบเดิม ซึ่งทำงานที่กำลังเท่ากัน (≈ 300 W)



(ก)



(ข)

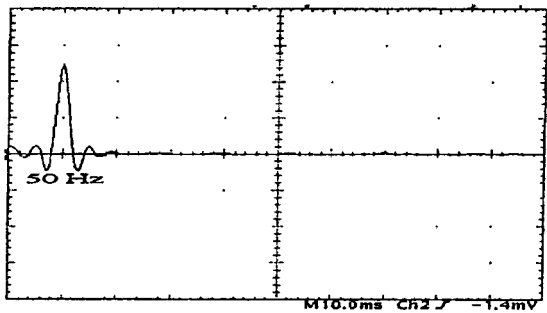
V_{in} : 100 V/div , I_{in} : 5 A/div , Time : 5 mS/div

รูปที่ 18

รูปที่ 18 แสดงการเปรียบเทียบระหว่างกระแสไฟฟ้าและศักดาไฟฟ้าที่ทางเข้าของวงจร PFP (ก) กับวงจร SMPS แบบเดิม (ข) ที่โหลด 100 %

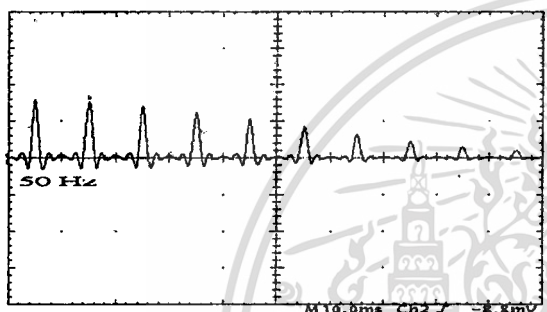
รูปที่ 19 แสดงการเปรียบเทียบของ harmonic ของกระแสไฟฟ้าที่ทางเข้าของวงจร PFP (ก) กับวงจร SMPS แบบเดิม (ข) ที่โหลด 100 %

รูปที่ 20 แสดงการเปรียบเทียบของเพาเวอร์แฟคเตอร์ เมื่อโหลดเปลี่ยนแปลงของวงจร PFP กับวงจร



ความถี่ : 50 Hz/div , ขนาด : 1 A/div

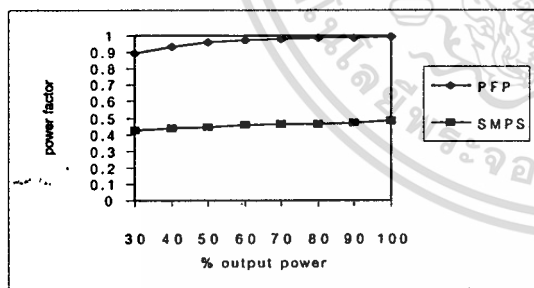
(ก)



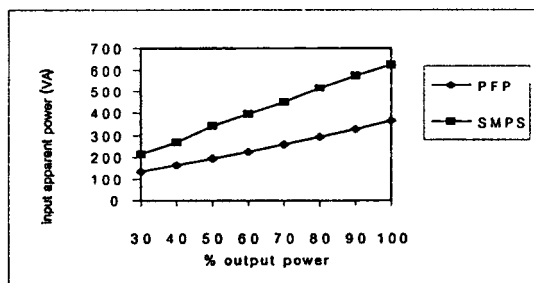
ความถี่ : 100 Hz/div , ขนาด : 1 A/div

(ข)

รูปที่ 19



รูปที่ 20



รูปที่ 21

SMPS แบบเดิม โดยในการทดลองใช้เครื่องมือวัดเพาเวอร์แฟคเตอร์ที่สามารถวัดสัญญาณชนิด true RMS ได้

รูปที่ 21 แสดงการเปรียบเทียบของกำลังงานไฟฟ้าปรากฏ (input apparent power) ของวงจร PFP กับวงจร SMPS แบบเดิมที่ทางเข้า เมื่อโหลดเปลี่ยนแปลง ผลการทดลองของวงจร PFP ที่สร้างขึ้น สังเกต

ได้ว่ากระแสไฟฟ้าที่ทางเข้ามีลักษณะเป็นแบบ sinusoidal และ in-phase กับศักดาไฟฟ้าที่ทางเข้า (รูปที่ 15) ดังนั้นเพาเวอร์แฟคเตอร์ของวงจรจึงมีค่าสูงมาก ≈ 1 แต่ถ้าวัดถึงศักดาไฟฟ้าที่ทางออก เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงของโหลด (รูปที่ 16) V_2 จะลดลง ≈ 2 V ที่โหลด 100 % ทั้งนี้เพราะการปรับค่า k ของ IC L4981 A มีพารามิเตอร์เกี่ยวข้องกับหลายค่า การปรับค่า k ให้เหมาะสมทำได้ลำบาก สามารถแก้ไขได้โดยจำเป็นต้องพัฒนาหาเทคนิคการปรับค่า k แบบที่เหมาะสม (optimization) ซึ่งกำลังพัฒนาอยู่ในงานวิจัยอีกหัวข้อหนึ่ง ประสิทธิภาพของวงจรได้ ≈ 80 % ที่โหลด 100 % (รูปที่ 17) สาเหตุที่มีประสิทธิภาพได้ไม่สูงนัก ทั้งนี้เพราะวงจรนี้ถูกออกแบบให้ทำงานในย่านความถี่สูง ≈ 70 KHz เพื่อต้องการลดขนาดของอุปกรณ์ passive ในวงจร แต่การทำงานในย่านความถี่ดังกล่าวจะมีกำลังงานไฟฟ้าสูญเสียมาก เนื่องจากการสวิตช์ ในบทความนี้ได้แก้ไขไปบางส่วนด้วยวงจร snubber ชนิดไม่มีกำลังงานไฟฟ้าสูญเสีย $Ds1, Ds2, Ls, Cs$ (รูปที่ 14) แต่อย่างไรก็ตามยังมีกำลังงานไฟฟ้าสูญเสียที่สำคัญอีกส่วนเกิดขึ้นที่วงจร snubber Cn, Rn (รูปที่ 14) ซึ่งทำหน้าที่ลดขนาดศักดาไฟฟ้า spike ที่ $D1$ เมื่อเปรียบเทียบการทำงานของวงจร PFP กับวงจร SMPS แบบเดิม ซึ่งทำงานที่กำลังงานไฟฟ้าเท่ากัน สังเกตได้ว่ากระแสไฟฟ้าที่ทางเข้าของวงจร PFP เป็นชนิดรูปสัญญาณ sinusoidal ไม่มี harmonic เมื่อเปรียบเทียบกับ SMPS แบบเดิม (รูปที่ 18 ก. ข. รูปที่ 19 ก. ข.) ผลของเพาเวอร์แฟคเตอร์ และกำลังงานไฟฟ้าปรากฏที่ทางเข้าที่วัดได้ (รูปที่ 20) และ (รูปที่ 21) จะสังเกตเห็นชัดเจนว่าวงจร PFP ที่สร้างขึ้น สามารถทำงานได้ประสิทธิภาพการใช้กำลังงานไฟฟ้าได้ดีกว่า

6. สรุปและวิจารณ์

จากผลการทดลองที่ได้ สามารถสรุปได้ชัดเจนว่า วงจร PFP ที่สร้างขึ้น สามารถควบคุมให้กระแสไฟฟ้าที่ทางเข้า in-phase กับศักดิไฟฟ้าที่ทางเข้า ทำให้ได้ $PF \approx 1$ มีผลทำให้การให้กำลังงานไฟฟ้าของระบบมีประสิทธิภาพสูงขึ้น

ปัญหาของ PFP ชนิด SEPIC ที่สรุปได้ชัดเจนคือ วงจร SEPIC เป็น Topology ชนิด indirect ต้องการอุปกรณ์สะสมพลังงาน ดังนั้นถ้าต้องการลดขนาดของอุปกรณ์สะสมพลังงาน จะต้องเพิ่มความถี่การทำงาน และ/หรือ ต้องกำหนดพิสัยการทำงานของวงจรที่ชัดเจน การเพิ่มความถี่ในการทำงาน จะมีปัญหาเกี่ยวกับเทคนิคการทำงานในย่านความถี่สูง ปัญหาต้องกำหนดพิสัยในการทำงาน ก็จะทำให้การใช้งานของ PFP ชนิด SEPIC ถูกจำกัด (เช่นใช้ได้เฉพาะกับโหลด ที่ไม่มีการเปลี่ยนแปลงมาก) อีกปัญหาหนึ่งคือการออกแบบวงจรควบคุม ซึ่งมีจำนวนพารามิเตอร์ที่ต้องปรับหลายตัว จึงจำเป็นต้องพัฒนาเทคนิคการควบคุม โดยใช้เทคนิคขั้นสูงต่อไป เช่น Multivariable control technique

เอกสารอ้างอิง

- [1] L. Wuidart, "Understanding Power factor", SGS-THOMSON Microelectronics Application Note, AN824/0795, 1995.
- [2] R. Redl, P. Tenti and J.D. Van Wyk, "Power Electronics Polluting Effects", IEEE SPECTRUM, May 1997, pp. 33-39.
- [3] N. Mohan, T.M. Undeland and W.P. Robbins, "Power Electronics, Converters Applications and design", second edition, John Wiley and Sons, 1995.
- [4] R. E. Tarter, "Solid-State Power Conversion Handbook", John Wiley and Sons, 1993.
- [5] M. Brown, "Power Supply Cookbook", Motorola Series in Solid-State Electronics, Butterworth-Heinemann, 1994.

- [6] J.B. Williams, "Design of Feedback Loop in Unity Power Factor AC to DC Converter", PESC, 1989, pp. 959-967.
- [7] G. Spiazzi, P. Mattavelli, "Design Criteria for Power Factor Preregulators Based on SEPIC and CUK Converters in Continuous Conduction Mode", IEEE, IAS Conference Record, 1994, pp. 1084-1089.
- [8] W. Tang, F. C. Lee, R. B. Ridley, "Small-Signal Modeling of Average Current-Mode Control", IEEE Transaction on Power Electronics, Vol. 8, No. 2, April 1993, pp. 112-119.
- [9] L. Dixon, "Average Current Mode Control of Switching Power Supplies", Unitrode Application Note, U-140, Product and Application Handbook, 1995-96, pp. 10/398-10/411.
- [10] P.C. Todd, "UC3854 Controlled Power Factor Correction Circuit Design", Unitrode Application Note, U-134, Product and Application Handbook, 1995-96, pp. 10/303-10/322.
- [11] J. Sebastian, J.Uceda, J.A. Cobos and J.Arau, "Using SEPIC Topology for Improving Power Factor in Distributed Power Supply Systems", EPE Journal, Vol. 3, No. 2, June 1993, pp. 107-115.
- [12] V. Vorperian, "Simplified Analysis of PWM Converters Using Model of PWM Switch Part I: Continuous Conduction Mode", IEEE Transaction on Aerospace and Electronic Systems, Vol. 26, No. 3, May 1990, pp. 490-496.
- [13] "L4981A/B Power Factor Corrector", SGS-THOMSON Microelectronic Advance Data, March 1995.
- [14] G. Comandatore and U. Moriconi, "Designing a High Power Factor Switching Preregulator with the L4981 Continuous Mode", SGS-THOMSON Microelectronics Application note, AN628/0397, 1997.

**บทความที่ได้รับการตีพิมพ์ในวารสารคอมพิวเตอร์ของสมาคมคอมพิวเตอร์แห่งประเทศไทย
ในพระบรมราชูปถัมภ์ เพื่อใช้ในปรับสภาพเป็นนักศึกษาสามัญ**



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ปีที่ 21 ฉบับที่ 115 ธันวาคม - มกราคม 2538

คอมพิวเตอร์

JOURNAL OF COMPUTER ASSOCIATION OF THAILAND UNDER THE ROYAL PATRONAGE OF HIS MAJESTY THE KING

การพัฒนา ดาวเทียมไทย



- การออกแบบ Network
- สดอรรถออสซิลเลชันและสถาปัตยกรรมไอซี
- การออกแบบเครื่องจ่ายกำลังแบบสวิตชิงด้วย PSpice



ไปใช้... การค้า... MEDI... MEDI... ใช้

บทความวิชาการ

บุญเลิศ มัคศิริ และนนทวัฒน์ จุลเดชะ*

การออกแบบแหล่งจ่ายกำลัง

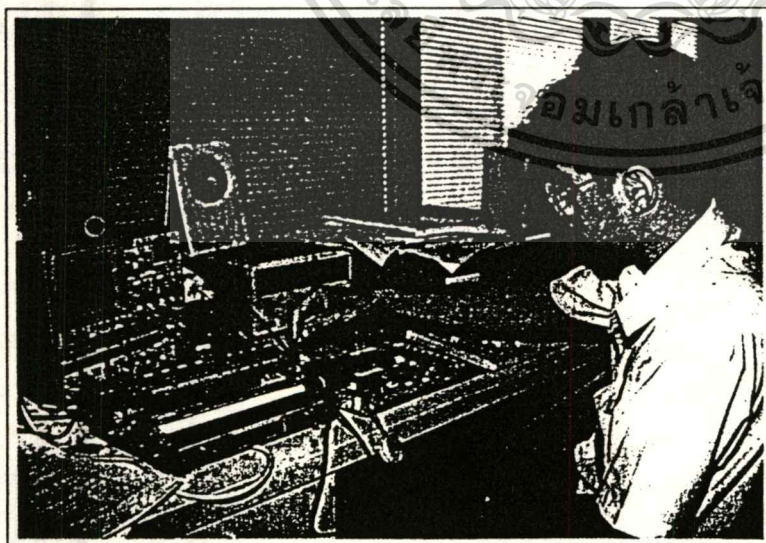
แบบสวิตซิงด้วย PSPICE

SWITCHING POWER SUPPLY DESIGNED BY PSPICE



บทคัดย่อ

บทความนี้นำเสนอการออกแบบและสร้างแหล่งจ่ายกำลังแบบสวิตซิงขนาด 15 W. โดยใช้วงจรแปลงผัน ไฟตรง-ไฟตรง PWM แบบฟอร์เวิร์ด (Forward DC/DC converter) ซึ่งทำงานที่ความถี่ 25 KHz. โดยที่จุดประสงค์หลักของงานวิจัยนี้คือ การใช้โปรแกรมคอมพิวเตอร์ PSPICE ช่วยในการศึกษาและออกแบบวงจร การศึกษานี้จะประกอบด้วยจำลองวงจรแปลงผัน PWM, วงจรปรับ duty cycle, วงจรกรองสัญญาณที่ทางออกและการออกแบบวงจรควบคุม หลังจากนั้นนำระบบที่ได้จากการจำลองไปสร้างวงจรจริงเพื่อทดสอบเปรียบเทียบวงจรทั้งสองโดยการ step-load ซึ่งผลการทดลองเปรียบเทียบได้ใกล้เคียงกันดังแสดงในท้ายบทความนี้



Abstract

The design and construction of a 15W. switching power supply using a Forward DC/DC converter, operated at the frequency of 25 KHz, is presented in this article. The main objective of this work is to use the PSPICE program in circuit investigation and designing. Investigations consist of the modelling of PWM converter circuit, duty cycle

*คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหาร ลาดกระบัง

กันยายน - ตุลาคม 2538 การที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไป **เผยแพร่** 77 การค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

controlling circuit, output filter and controller circuit design. The simulated circuit is implemented and tested by the step-load technique, the experimental results are very closed to the simulation ones as shown at the end of this article.

สัญลักษณ์ในบทความ

- A_o คือ พื้นที่หน้าตัดของแกนหม้อแปลง
- A_b คือ พื้นที่พื้นชดลวดของแกนหม้อแปลง
- B_{max} คือ สนามแม่เหล็กสูงสุด (1,500 Gauss)
- D คือ ค่า duty cycle
- D_{cma} คือ Circular mils (450 mils/rms A.)
- I_1 คือ กระแสไฟฟ้าทางเข้าของหม้อแปลง
- I_2 คือ กระแสไฟฟ้าทางออกของหม้อแปลง
- N คือ อัตราส่วนจำนวนรอบของหม้อแปลง
- P_o คือ กำลังที่ทางออก
- V_s คือ ศักดาไฟฟ้าสูงสุดของ sawtooth
- V_c คือ ศักดาไฟฟ้าควบคุม
- η คือ ประสิทธิภาพ (80%)
- R_o คือ ความต้านทานทางออกของหม้อแปลง
- T คือ คาบเวลา
- T_o คือ dead-time
- t_{on} คือ on-time ของทรานซิสเตอร์
- t_s คือ storage-time ของทรานซิสเตอร์
- V_1 คือ ศักดาไฟฟ้าทางเข้าของหม้อแปลง
- V_2 คือ ศักดาไฟฟ้าทางออกของหม้อแปลง
- V_o คือ ศักดาไฟฟ้าต่ำสุดของ sawtooth
- V_{RD} คือ ศักดาไฟฟ้าสมมูลย์ duty cycle

1. บทนำ

แหล่งจ่ายกำลังแบบสวิตชิ่งทำงานที่ความถี่สูงทำให้ขนาดของหม้อแปลง ตัวเหนี่ยวนำ และตัวเก็บประจุที่ใช้ในวงจรจะมีขนาดเล็กและน้ำหนักเบา ศักดาไฟฟ้าออกของวงจรจะขึ้นกับ duty cycle ของสวิตช์ เราจึงสามารถควบคุมศักดาไฟฟ้าออกของแหล่งจ่ายไฟตรงได้สะดวก และมีการตอบสนองที่รวดเร็วกว่า มีการสูญเสียพลังงานน้อยแต่ก็ยังมีข้อเสีย

ในแง่ความยุ่งยากของวงจร และปัญหาของการกำเนิดสัญญาณรบกวน ดังนั้นในปัจจุบันมีการศึกษาจำนวนมากเกี่ยวกับการออกแบบแหล่งจ่ายกำลังไฟตรงแบบสวิตชิ่ง [1] [2] [3]

ปัญหาหนึ่งที่สำคัญในการศึกษาและออกแบบแหล่งจ่ายไฟฟ้าแบบสวิตชิ่ง คือ การออกแบบวงจรกำลังและวงจรควบคุมให้เหมาะสมและถูกต้อง โดยเฉพาะอย่างยิ่งวงจรควบคุมต้องมีการลองผิดลองถูก [1] [4] ซึ่งอาจจะทำให้เสียเวลามาก ดังนั้นบทความนี้จึงนำเสนอการใช้โปรแกรมคอมพิวเตอร์ ช่วยในการศึกษาและออกแบบให้สะดวกขึ้นโดยพยายามใช้โปรแกรมศึกษางจร ทำให้เวลาในการออกแบบลดลง เพราะการเปลี่ยนแปลงอุปกรณ์ในทาง software จะง่ายและสะดวกกว่าทาง hardware

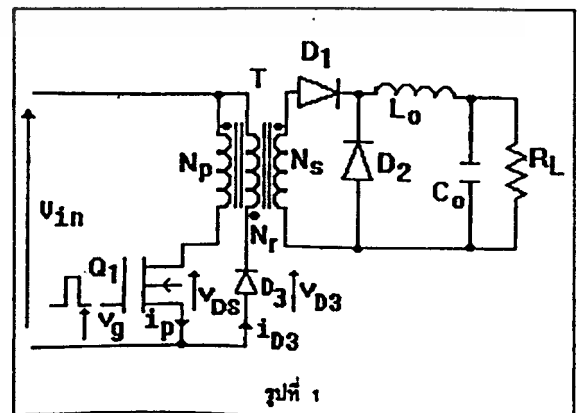
บทความนี้เสนอการศึกษาและออกแบบแหล่งจ่ายกำลังแบบสวิตชิ่ง โดยมีคุณสมบัติของวงจรที่จะศึกษาคือ

- ศักดาไฟฟ้าที่ทางเข้า 30 โวลต์ (V_{in})
- ศักดาไฟฟ้าที่ทางออก 5 โวลต์ (V_{out})
- กระแสไฟฟ้าที่ทางออกสูงสุด 3 แอมแปร์ (I_o)
- ความถี่การทำงาน 25 KHz (f_{sw})
- ค่าการกระเพื่อมของศักดาไฟฟ้าที่ทางออก 0.1V.

(V_{pp})

2. วงจรแปลงผัน PWM ไฟตรง-ไฟตรง ชนิด FORWARD

วงจรนี้สามารถทำงานได้เป็น 2 โหมดคือ โหมดกระแสไฟฟ้าไหลใน L_o โหมดแบบต่อเนื่อง และโหมดกระแสไฟฟ้าใน L_o ไหลแบบไม่ต่อเนื่อง ในโหมดชนิดแรกมีคุณสมบัติให้กระแส



รูปที่ 1

ไฟฟ้าใน L_o มีการกระเพื่อมต่ำทำให้ตัวเก็บประจุทางออกมีขนาดเล็ก แต่มีข้อจำกัดที่กระแสไฟฟ้าไหลต่ำสุดจะต้องมีปริมาณไม่น้อยต่ำกว่าปริมาณที่ทำให้กระแสไฟฟ้าของ L_o ยังคงไหลแบบต่อเนื่องอยู่ ส่วนโหมดชนิดหลังจะเหมาะสมเฉพาะวงจรแปลงผันชนิดกำลังต่ำ ในงานวิจัยนี้จะศึกษาถึงวงจรแปลงผัน PWM ชนิด FORWARD ซึ่งกระแสไฟฟ้าของ L_o ไหลแบบต่อเนื่อง

3. การออกแบบและคำนวณ

3.1 วงจรแปลงผัน PWM

3.1.1 ทางออก

$$f_{sw} = 25 \text{ KHz}, T = 1/f_{sw} = 40 \mu\text{s}$$

ขอบเขตกระแสไฟฟ้าต่ำสุดในโหมดกระแสไฟฟ้าต่อเนื่องคือ $I_{Lmin} \approx 10\%$ ของ I_{Lmax}

$$\therefore I_{Lmin} = 0.3A, \Delta I_L = 2I_{Lmin} = 0.6A.$$

$$t_{on,max} = D_{max} T = 16 \mu\text{s} (D_{max} = 0.4)$$

$$t_{off,min} = (1 - D_{max}) T = 24 \mu\text{s}$$

$$\text{คำนวณ } L_o (1), L_o = \frac{V_{out} t_{off,min}}{\Delta I_L} \quad (1)$$

$$L_o = \frac{5 \times 24 \times 10^{-6}}{0.6} = 200 \mu\text{H}$$

ESR max ของ $C_o(R_c)$ ที่ $V_{pp} = 0.1V$. และ $\Delta I_L = 0.6$

$$R_c \leq \frac{V_{pp(ripple)}}{\Delta I_L} = 0.166 \text{ โอห์ม} \quad (2a)$$

จากคุณสมบัติของตัวเก็บประจุโดยประมาณ [1]

$$C_o R_c \approx 80 \times 10^{-6} \quad (2b)$$

$$\therefore C_o \approx \frac{80 \times 10^{-6}}{0.166} \approx 482 \mu\text{F} \text{ เลือก } C_o = 470 \mu\text{F}$$

3.1.2 หม้อแปลงความถี่สูง

คำนวณขนาดต่ำสุดของแกนหม้อแปลงความถี่สูง

(ข้อกำหนด $A_p > A_{pc}$ เมื่อ $A_p = A_o A_b$)

$$A_{pc} = \frac{(P_o/\eta) D_{cma}}{0.00058 \frac{f_{max}}{f_{sw}}} \quad (3)$$

$$A_{pc} = \frac{(15/0.8)450}{0.0005 \times 1,500 \times 25 \times 10^3} = 0.45 \text{ cm}^4$$

เลือกแกน EI-50 ซึ่งมี $A_o = 1.32 \text{ cm}^2, A_b = 0.85 \text{ cm}^2$

$$\therefore A_p = A_o A_b = 1.045 \text{ cm}^4$$

ซึ่งจะได้ขนาดของ $A_p > A_{pc}$ ตามต้องการ

ก. กำหนดอัตราส่วนจำนวนรอบ N_s/N_p และจำนวนรอบ N_s และ N_p ขณะ Q_1 ทำงาน

$$V_{out} = \left[(V_{in} - V_{DS}) \frac{N_s}{N_p} - V_{D1} - V_{L0} \right] \frac{t_{on,max}}{T}$$

$$V_{out} = 5 = \left[(30-1)N_s/N_p - 1 - 1 \right] 0.4 \quad (4a)$$

$$N = N_s/N_p = 0.5 \quad (4b)$$

คำนวณจำนวนรอบของ N_s จาก

$$N_s = \frac{V_{in} N D_{max}}{A_b B f_{max,sw}}$$

$$N_s = \frac{30 \times 0.5 \times 0.4 \times 10^3}{1.32 \times 1,500 \times 25 \times 10^3} = 12 \text{ รอบ} \quad (5)$$

คำนวณจำนวนรอบของ N_p

$$N_p = N_s/N = 12/0.5 = 24 \text{ รอบ}$$

ข. คำนวณขนาดของขดลวด N_p และ N_s

กระแสไฟฟ้าสูงสุดของ N_p

$$I_p = \frac{P_o/\eta}{V_{in} D_{max}} = \frac{15/0.8}{30 \times 0.4} = 1.5 \text{ A.} \quad (6a)$$

กระแสไฟฟ้า rms ของ N_p

$$I_p = I_p \sqrt{D_{max}} = 1.5 \sqrt{0.4} = 950 \text{ mA.} \quad (6b)$$

กระแสไฟฟ้า rms ของ N_s

$$I_s = I_{p,max} \sqrt{D_{max}} = 3 \sqrt{0.4} = 1.9 \text{ A.} \quad (6c)$$

N_p จะพันด้วยลวด AWG 27 จำนวน 3 เส้นขนานกันและ N_s จะพันด้วยลวด AWG 27 จำนวน 4 เส้นขนานกัน

เพราะว่าที่ความถี่สูงจะเกิดปรากฏการณ์ skin-effect จึงต้อง

เพิ่มพื้นที่ผิวของขดลวดด้วยวิธีการรวมขดลวดที่มีขนาด

พื้นที่หน้าตัดเล็กหลายเส้นรวมกัน

3.1.3 สวิตช์กำลัง

ศักดาไฟฟ้าคคร่อม Q_1 สูงสุดที่เวลา t_{off} คือ

$$V_{Q1} \geq 2V_{in} = 2 \times 30 = 60V. \quad (7a)$$

กระแสไฟฟ้าสูงสุดที่ไหลผ่าน Q_1 ที่เวลา t_{on} คือ

$$I_{Q1} = I_p = 1.5 \text{ A.} \quad (7b)$$

3.2 ภาคควบคุม

ร. Transfer functions ของ $G_s(s)$ (Measurement circuit)

$$G_s(s) = 20 \log \left[\frac{R_2}{R_1 + R_2} \right] \quad (11)$$

$G_s(s) = -6 \text{ dB}$ เมื่อ $R_1 = R_2$

3.2.4 ข้อกำหนดขั้นต้นในการออกแบบวงจรควบคุม

หลักในการออกแบบวงจรควบคุม โดยใช้ไคอะแกรมของ Bode คือ

ก. กำหนด f_c ซึ่งอัตราขยายของลูเปิดมีขนาด = 0 dB.

$$f_c = \frac{f_{sw}}{4} = \frac{25 \text{ KHz}}{4} = 6.25 \text{ KHz} \quad (12)$$

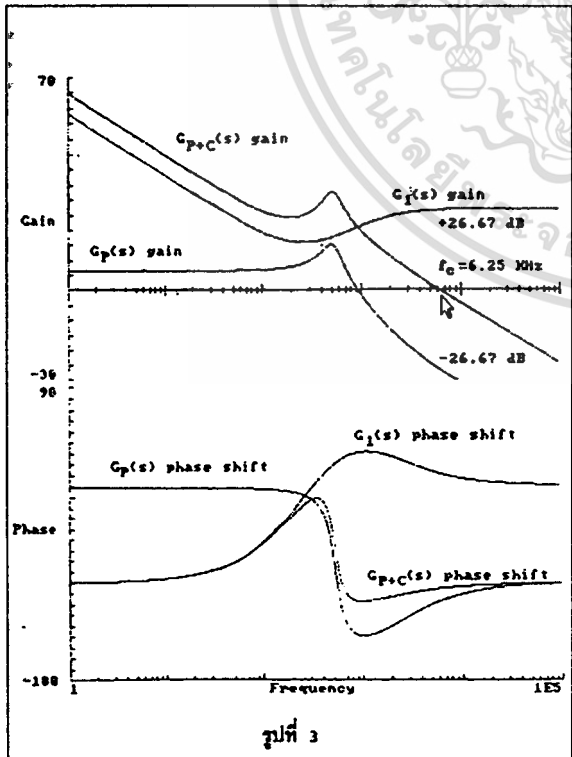
ข. สร้างไคอะแกรมของ Bode ของลูเปิด $G_p(s)$ แสดงในรูปที่ 3

ค. กำหนดไคอะแกรมของ Bode ของลูเปิด $G_{p,c}(s)$ โดยกำหนดให้เป็นไปตามเงื่อนไข (3.2.2) แสดงในรูปที่ 3

ง. ออกแบบวงจรควบคุมโดยใช้ข้อกำหนดตามข้อ ก.

ข. ค.

$$G_1(s) = G_{p,c}(s) - G_p(s)$$



3.2.5 การออกแบบวงจรรวม (รูปที่ 4)

ก. พิจารณาอัตราขยายของ $G_p(s)$

ที่ความถี่ $f_c = 6.25 \text{ KHz}$, $G_p(s) = -26.67 \text{ dB}$.

∴ ถ้าต้องการให้อัตราขยายของ $G_{p,c}(s)$ ที่ f_c เท่ากับ 0 dB, อัตราขยายของ $G_1(s)$ ต้อง = +26.27 dB.

ข. พิจารณา pole และ zero ของ $H_e(s)$

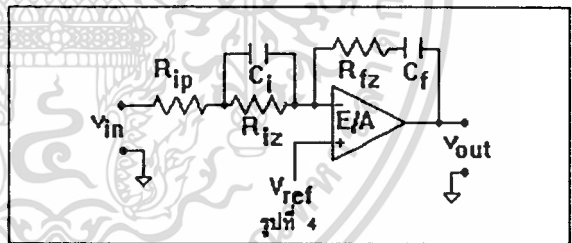
Transfer function ของ $H_e(s)$ มี pole เกิดขึ้นสอง pole ที่ $f_o = 519 \text{ Hz}$ และ zero เนื่องจาก ESR ที่ $f_z = 2,040 \text{ Hz}$ ดังนั้นวงจรรวมต้องชดเชย pole ที่ f_o นี้ด้วยสอง zero ซึ่งมี $f_{z1} = f_{z2} = f_o/2 = 519/2 = 259.5 \text{ Hz}$ และชดเชย zero ที่ f_z ด้วย pole ซึ่งมี $f_p = 2,040 \text{ Hz}$ ด้วยอัตราขยาย 26.67 dB. ดังนั้นวงจรรวมต้องการอัตราขยายที่

$$f_{z1}, f_{z2} = 26.67 - 20 \log \left(\frac{2,040}{259.5} \right) = 8.76 \text{ dB}.$$

ค. พิจารณาวงจรรวม $G_1(s)$ รูปที่ 4

Transfer function ของ $G_1(s)$ คือ

$$\frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} = \frac{(R_{iz} C_1 s + 1)(R_{iz} C_1 s + 1)}{R_{ip} C_1 s (R_{ip} C_1 s + 1)} \quad (13)$$



กำหนดค่า $R_{iz} = 50 \text{ K}\Omega$

f_{z2} ที่ความถี่ 259.5 Hz :

$$C_1 = 1/\omega_{z2} R_{iz} = 1/2\pi \cdot 259.5 \times 50 \times 10^3 \quad (13b)$$

$$C_1 = 0.0123 \text{ }\mu\text{F}$$

f_p ที่ความถี่ 2,040 Hz :

$$R_{ip} = R_{iz} / (R_{iz} \omega_p C_1 - 1) \quad (13c)$$

$$R_{ip} = \frac{50 \times 10^3}{50 \times 10^3 \times 2\pi \cdot 2,040 \times 0.0123 \times 10^{-6} - 1}$$

$$R_{ip} = 7,264.4 \text{ }\Omega$$

ต้องการอัตราขยาย 8.76 dB. (2.7416) ที่ความถี่ 259.5 Hz :

$$R_{iz} = 2.7416(R_{ip} + R_{iz}) \quad (13d)$$

$R_{Lz} = 2.7416(7.264.4+50 \times 10^3) = 157 \text{ K}\Omega$
 f_{z1} ที่ความถี่ 259.5 Hz :
 $C_1 = 1/(\omega_{z1} R_{Lz}) = 1/2\pi \cdot 259.5 \times 157 \times 10^3$
 $C_1 = 3.906 \text{ nF}$

(13e)

∴ Transfer function ของวงจรควบคุม

$G_1(s) = \frac{(613.2 \times 10^{-6} s + 1)(615 \times 10^{-6} s + 1)}{195.3 \times 10^{-6} s(89.35 \times 10^{-6} s + 1)}$

4. วิเคราะห์ด้วย PSPICE[5]

4.1 ภาควงจรแปลงผัน PWM

รูปที่ 5 เป็นการจำลองวงจรแปลงผัน PWM (หม้อแปลงหลักและสวิตช์) ด้วยหม้อแปลงอุดมคติ ชนิด DC/DC ซึ่งมีอัตราส่วนรอบ คือ duty cycle ของตัวควบคุม (D) คุณอัตราส่วนรอบจริงของหม้อแปลงหลัก D จะเป็นตัวแปรควบคุมที่ node 5 ซึ่งได้มาจากวงจรควบคุม

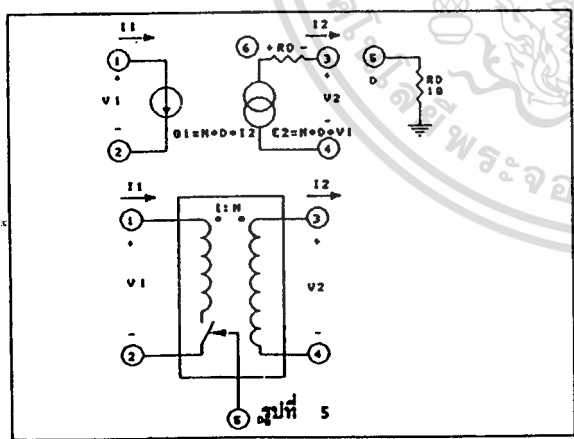
สมการศักดาไฟฟ้าทางออก V_2 กระแสไฟฟ้าทางเข้า I_1 และ E_2 สามารถแสดงได้จากรูปที่ 5 คือ

$V_2 = NDV_1 - R_o I_2$ (14)

$I_1 = ND I_2 = NV_{RO} (V_{RO}/R_o)$ (15)

$E_2 = NV_1 D$ (16)

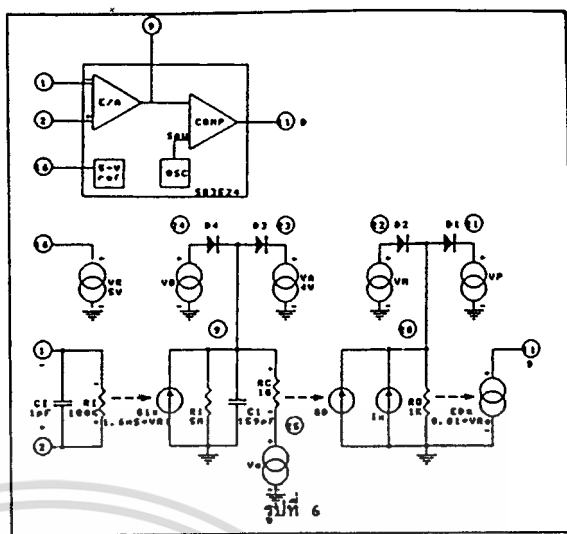
เมื่อ $N = 0.5$ และ $R_o = 0.1 \Omega$



4.2 IC ควบคุม

IC SG3524 เป็น IC ที่ใช้ในการควบคุมการทำงาน ของระบบนี้ ซึ่งเมื่อพิจารณาส่วนหลักจะประกอบด้วย

- วงจร ERROR AMPLIFIER
- วงจรสร้างสัญญาณ PWM



4.2.1 ERROR AMPLIFIER

ศักดาไฟฟ้าทางเข้า (V_{1-2}) ของวงจรในรูปที่ 6 ถูกขยายโดยอัตราขยายลูปเปิด A_{OL} เพื่อที่จะได้ศักดาไฟฟ้าควบคุม V_c ที่โหนด 9 A_{OL} ถูกกำหนดโดย R_1 และ G_1 คือ

$A_{OL} = G_1 R_1 = 16 \times 10^{-9} \times 5 \times 10^6 = 8,000$ (17)

นอกจากนี้ R_1 และ C_1 จะกำหนดแบนวิทซ์ของวงจรคือ

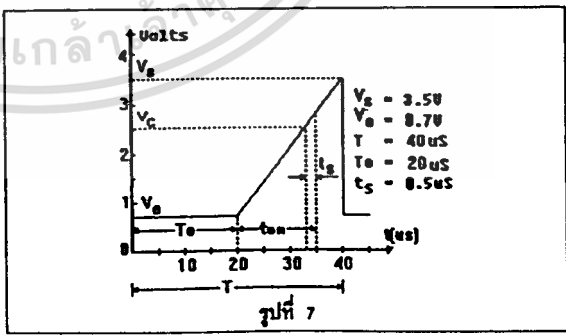
$Bw = (2\pi R_1 C_1)^{-1}$ (18)

$Bw = (2\pi \cdot 5 \times 10^6 \times 159 \times 10^{-12})^{-1} = 200 \text{ Hz}$

อิมพีแดนซ์ทางเข้าของวงจรจะถูกกำหนดโดย C_1 และ R_1

4.2.2 ส่วนสร้างสัญญาณ PWM

รูปที่ 7 แสดงรูปสัญญาณโดยละเอียดของสัญญาณฟันเลื่อย (saw) ซึ่งสร้างจากวงจรในรูปที่ 6



สมการของ Duty cycle คือ

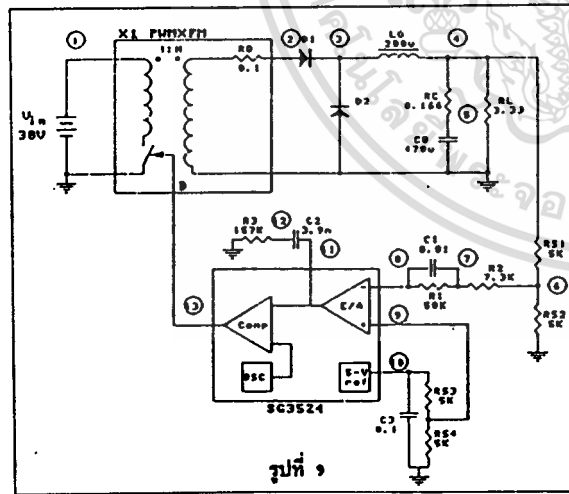
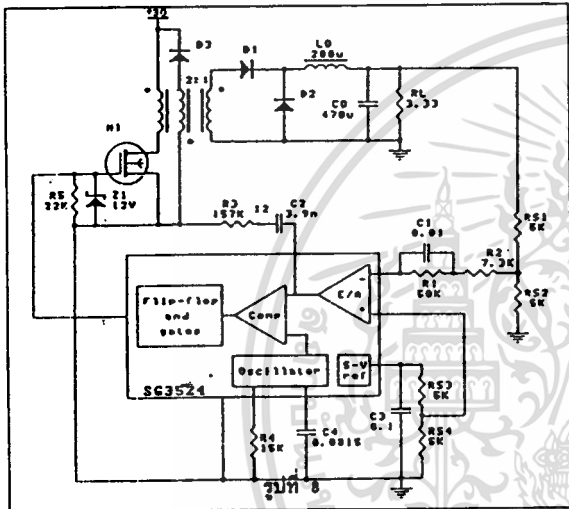
$$D = \frac{t_{on}}{T} = \frac{t_r}{T} + \frac{V_c - V_o}{V_p - V_o} \left(\frac{T - T_o}{T} \right)$$
 (19)

แหล่งกำเนิด $G_p I_x$ และ V_o จำลองจากสมการ (19) และให้ค่า

Duty cycle เป็นเปอร์เซ็นต์ที่โหนด 20 แต่ให้ค่าเป็น perunit E_o ที่โหนด 11 V_o และ V_M จำกัดค่าเปอร์เซ็นต์ Duty cycle สูงสุดและต่ำสุดในสมการ(19) V_A และ V_B จำกัดศักดาไฟฟ้าที่ขา 9 ของวงจรร error amplifier ซึ่งข้อมูลของ T, T_o, V_s, V_o และ t_s ของทรานซิสเตอร์สามารถดูได้จากแผ่นข้อมูล

4.3 วงจรแหล่งจ่ายกำลังแบบสวิตชิง

15 W. (15V.x3A) ที่สร้างขึ้น (รูปที่ 8) และวงจรจำลองเพื่อใช้การจำลองด้วย PSPICE (รูปที่ 9)

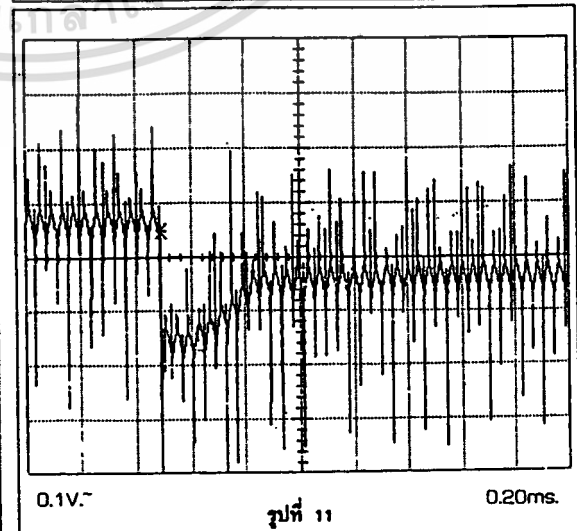
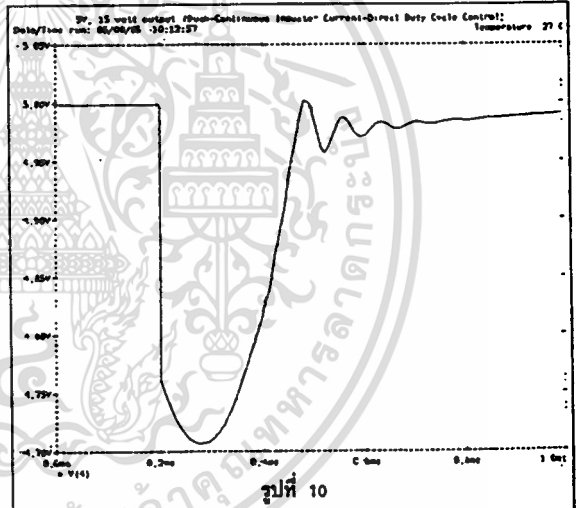


5. ผลการทดลอง

การทดลองเสถียรภาพการทำงานของวงจรควบคุมได้ทดลองโดยการสังเกต V_{out} และ step-load โดยรูปที่ 10 แสดงการตอบสนองต่อการ step-load ของวงจรจำลองแปลงผัน ไฟตรง-ไฟตรง สำหรับ 50% โหลดถึง 100% โหลด

และรูปที่ 11 แสดงผลการทดสอบวงจรถจริง โดยกำหนด step-load ขนาดเดียวกัน

ผลการทดลองวงจรถจริง (รูปที่ 11) มีผลการทดลองสังเกตได้ชัดเจนว่า ระบบจำลองและระบบจริงมีการตอบสนองต่อการ step-load ใกล้เคียงกันมาก ทั้งปริมาณศักดาไฟฟ้าที่แกว่งไป (0.3V) และเวลาซึ่งใช้ในการกลับเข้าสู่สภาวะปกติ (0.3ms) แต่สิ่งที่แตกต่างกันคือ ผลการทดลองวงจรถจริง (รูปที่ 11) มีค่าความผิดพลาดในสภาวะปกติ (steady state error) เป็น 0.1V. เนื่องจาก PSPICE เป็นผลที่ได้จากการคำนวณทางคณิตศาสตร์ ซึ่งต่างจากวงจรถจริง โดยเฉพาะปัญหาเรื่อง loss error นี้เกิดขึ้นเพราะว่าวงจรถจริงมีขีดจำกัดสูงสุดของ Duty cycle แต่อย่างไรก็ตามค่าความผิดพลาดนี้ก็ยังคงอยู่ในข้อกำหนดซึ่งได้กำหนด ($V_{pp} = 0.1 V$)



6. สรุป

การศึกษาที่ได้จากบทความนี้ คือ การออกแบบและวิเคราะห์การทำงานของวงจรแปลงผัน ไฟตรง-ไฟตรง ด้วยโปรแกรม PSPICE ซึ่งผลประโยชน์ที่จะได้รับคือ สามารถศึกษาออกแบบ และทดสอบวงจรด้วย software ก่อน เมื่อได้ผลการศึกษาเป็นที่พอใจแล้วจึงจะนำไปสร้างวงจรจริง จะทำให้สามารถประหยัดเวลาในการทำงานเพื่อความปลอดภัยในการทำงานมากขึ้น

เอกสารอ้างอิง

- [1] PRESSMAN, A.I. Switching Power supply design McGraw-Hill, INC. 1991.
- [2] KILGENSTEIN, O. Switched-mode power supplies in practice John wily and Sons 1989.
- [3] สุวัฒน์ ตัน, "เทคนิคและการออกแบบสวิตซิงเพาเวอร์ซัพพลาย," เอนเทลไทย, 2537.
- [4] UNITRODE (Ed.) Power supply design seminar. NO. SEM-400 Merrimack: Unitrode 1985.
- [5] ELECTRONIC DESIGN, Computer program adds SPICE to switching-regulator analysis, March5, 1981.

ภาคผนวก

โปรแกรมย่อย SUBCIRCUIT ของวงจรแปลงผัน PWM .SUBCKT PWMXFM
1 2 3 4 5
RD 5 0 1MEG
RO 6 3 .1

*RO IS THE OUTPUT RESISTANCE
G1 1 2 POLY(2) 6 3 5 0 0 0 0 0 5
*G1 GAIN - N/RO
E2 6 4 POLY(2) 1 2 5 0 0 0 0 0 0.5
*E2 GAIN - N, THE TRANSFORMER TURNS RATIO .ENDS PWMXFM

โปรแกรมย่อย SUBCIRCUIT ของ IC SG3524

.SUBCKT SG3524 1 2 9 11 16

RI 2 1 100K

R1 9 0 SMEG

RD 20 0 1K

RC 9 25 1G

VO 25 0 DC 0.7

*VO, THE MINIMUM SAW VOLTAGE

VA 23 0 DC 4

VB 24 0 DC 0.6

*VB - VO-0.1

CI 2 1 1P

C1 9 0 159P

G1 0 9 2 1 1.6M

EO 11 0 20 0 0.01

VR 16 0 DC 5

GD 0 20 9 25 17.86M

GD - 0.1(T-TO)/((VS-VO)*T)

IX 0 20 DC 1.25M

*IX - 0.1 *TS/T

VS 21 0 DC 50

VS - 100(T+TS-TO)/T, MAX VS = 100 PERCENT DUTY CYCLE

VM 22 0 DC 1.25

VM - 100 TS/T

*D1 20 21 DSWIT

D2 22 20 DSWIT

D3 9 23 DSWIT

D4 24 9 DSWIT

.MODEL DSWIT D(RS = 0.1)

.ENDS SG1524

โปรแกรมของวงจรจำลอง

SV. 15 watt output (Buck-Continuous Inductor Current-Direct Duty Cycle Control)

IL 4 0 PWL(0 0 100U 0 101U 1.5)

VIN .1 0 DC 30V.

X1 1 0 2 0 13 PWMXFM

X2 8 9 11 13 10 SG1524

D1 2 3 DSWIT

D2 0 3 DSWIT

R1 7 8 50K

R2 6 7 7270

R3 11 12 157K

RS1 4 6 6.8K

RS2 6 0 6.8K

RS3 10 9 5.6K

RS4 9 0 5.6K

RC 5 0 0.166

RLOAD 4 0 3.333

C1 7 8 0.01U

C2 12 0 3.9N

C3 10 0 0.1U

CO 4 5 470U

LO 3 4 200U

.MODEL DSWIT D(RS = .01)

.OPTIONS RELTOL = 1M ABSTOL = 1U VNTOL = 1U ITL1 = 50

ITL2 = 20 ITL5 = 1,000

.TRAN 10U 1.0M 0 10U

.END

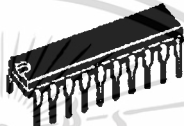


POWER FACTOR CORRECTOR

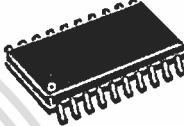
ADVANCE DATA

- CONTROL BOOST PWM UP TO 0.99P.F.
- LIMIT LINE CURRENT DISTORTION TO < 5%
- UNIVERSAL INPUT MAINS
- FEED FORWARD LINE AND LOAD REGULATION
- AVERAGE CURRENT MODE PWM FOR MINIMUM NOISE SENSITIVITY
- HIGH CURRENT BIPOLAR AND DMOS TO-TEM POLE OUTPUT
- LOW START-UP CURRENT (0.3mA TYP.)
- UNDER VOLTAGE LOCKOUT WITH HYSTERESIS AND PROGRAMMABLE TURN ON THRESHOLD
- OVERVOLTAGE, OVERCURRENT PROTECTION
- PRECISE 2% ON CHIP REFERENCE EXTERNALLY AVAILABLE
- SOFT START

MULTIPOWER BCD TECHNOLOGY



DIP 20



SO 20

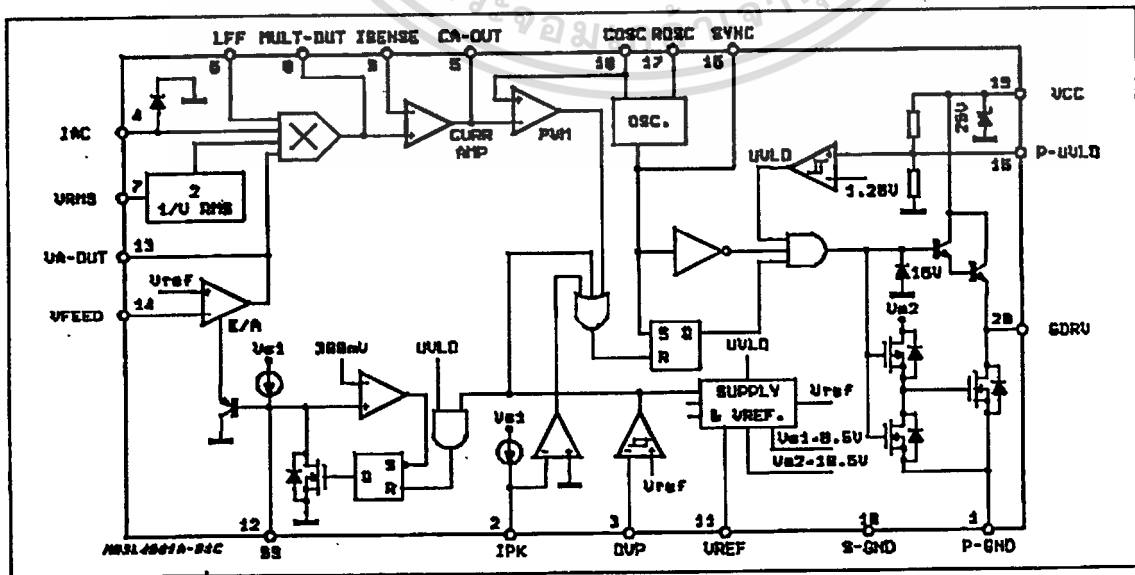
ORDERING NUMBERS: L4981X (DIP 20)
L4981XD (SO 20)

DESCRIPTION

The L4981 I.C. provides the necessary features to achieve a very high power factor up to 0.99. Realized in BCD 60II technology this power factor corrector (PFC) pre-regulator contains all the con-

trol functions for designing a high efficiency-mode power supply with sinusoidal line current consumption. The L4981 can be easily used in systems with mains voltages between 85V to 265V without any line switch. This new PFC offers the possibility to work at fixed frequency (L4981A) or modulated frequency (L4981B) optimizing the size of the in-

BLOCK DIAGRAM



L4981A - L4981B

put filter; both the operating frequency modes working with an average current mode PWM controller, maintaining sinusoidal line current without slope compensation.

Besides power MOSFET gate driver, precise voltage reference (externally available), error amplifier, undervoltage lockout, current sense and the

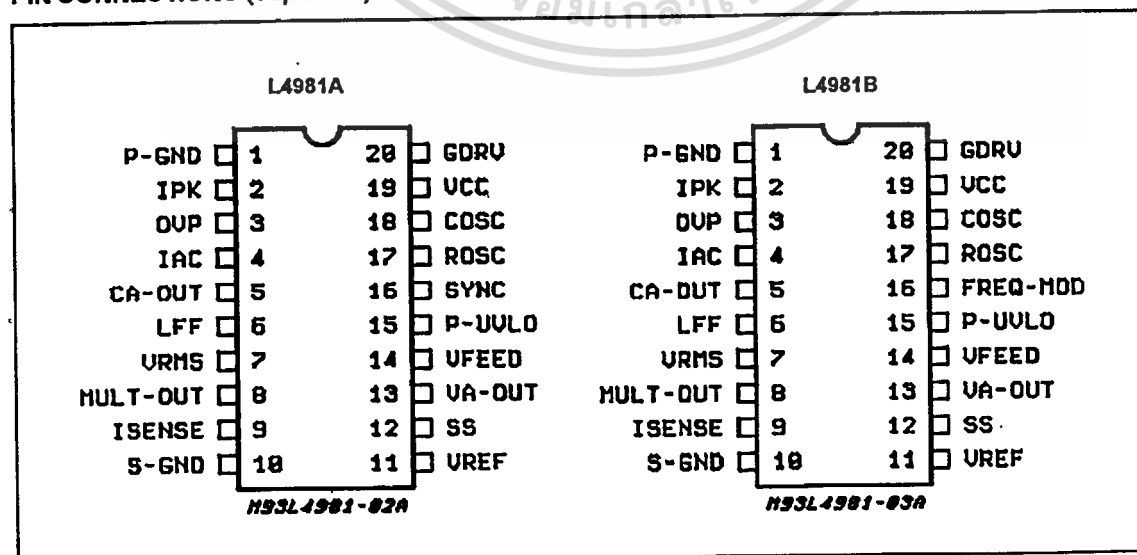
soft start are included. To limit the number of the external components, the device integrates protections as overvoltage and overcurrent. The overcurrent level can be programmed using a simple resistor for L4981A. For a better precision and for L4981B an external divider must be used.

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

| Symbol | Pin | Parameter | Value | Unit | |
|-----------------------|--------|---|-------------|------|---|
| V _{CC} | 19 | Supply Voltage (I _{CC} ≤ 50mA) (*) | selflimit | V | |
| I _{GDRV} | 20 | Gate driv. output peak current (t = 1μs) | SINK | 2 | A |
| | | | SOURCE | 1.5 | A |
| V _{GDRV} | | Gate driv. output voltage t = 0.1μs | -1 | V | |
| | | Voltages at pins 3, 14, 7, 6, 12, 15 | -0.3 to 9 | V | |
| V _{VA-OUT} | 13 | Error Amplifier Voltage | -0.3 to 8.5 | V | |
| I _{AC} | 4 | AC Input Current | 5 | mA | |
| | | Voltages at pin 8, 9 | -0.5 to 7 | V | |
| V _{CA-OUT} | 5 | Current Amplifier Volt. (I _{source} = -20mA; I _{sink} = 20mA) | -0.3 to 8.5 | V | |
| V _{ROSC} | 17 | Voltage at pin 17 | -0.3 to 3 | V | |
| | 11, 18 | Voltage at pin 11, 18 | -0.3 to 7 | V | |
| I _{COSC} | 18 | Input Sink Current | 15 | mA | |
| I _{FREQ-MOD} | 16 | Frequency Modulation Sink Current (L4981B) | 5 | mA | |
| V _{SYNC} | 16 | Sync. Voltage (L4981A) | -0.3 to 7 | V | |
| V _{IPK} | 2 | Voltage at pin 2 | -0.3 to 5.5 | V | |
| | | Voltage at Pin 2 t = 1μs | -2 | V | |
| P _{tot} | | Power Dissipation at T _{amb} = 70°C (DIP20) | 1 | W | |
| | | Power Dissipation at T _{amb} = 70°C (SO20) | 0.6 | W | |
| T _{stg.} | | Storage Temperature | -55 to 150 | °C | |

(*) Maximum package power dissipation limits must be observed.

PIN CONNECTIONS (Top views)



L4981A - L4981B

THERMAL DATA

| Symbol | Parameter | DIP 20 | SO 20 | Unit |
|-----------------------|-------------------------------------|--------|-------|------|
| R _{th j-amb} | Thermal Resistance Junction-ambient | 80 | 120 | °C/W |

PIN FUNCTIONS

| N. | Name | Description |
|----|--------------------|---|
| 1 | P-GND | Power ground. |
| 2 | IPK | L4981A peak current limiting. A current limitation is obtained using a single resistor connected between Pin 2 and the sense resistor. To have a better precision another resistor between Pin 2 and a reference voltage (Pin 11) must be added. L4981B peak current limiting. A precise current limitation is obtained using two external resistor only. These resistors must be connected between the sense resistor, Pin 2 and the reference voltage. |
| 3 | OVP | Overvoltage protection. At this input are compared an internal precise 5.1V (typ) voltage reference with a sample of the boost output voltage obtained via a resistive voltage divider in order to limit the maximum output peak voltage. |
| 4 | IAC | Input for the AC current. An input current proportional to the rectified mains voltage generates, via a multiplier, the current reference for the current amplifier. |
| 5 | CA-OUT | Current amplifier output. An external RC network determinates the loop gain. |
| 6 | LFF | Load feedforward; this voltage input pin allows to modify the multiplier output current proportionally to the load, in order to give a faster response versus load transient. The best control is obtained working between 1.5V and 5.3V. If this function is not used, connect this pin to the voltage reference (pin = 11). |
| 7 | VRMS | Input for proportional RMS line voltage. the VRMS input compesates the line voltage changes. Connecting a low pass filter between the rectified line and the pin 7, a DC voltage proportional to the input line RMS voltage is obtained. The best control is reached using input voltage between 1.5V and 6.5V. If this function is not used connect this pin to the voltage reference (pin = 11). |
| 8 | MULT-OUT | Multiplier output. This pin common to the multiplier output and the current amplifier N.I. input is an high impedance input like I _{SENSE} . The MULT-OUT pin must be taken not below -0.5V. |
| 9 | I _{SENSE} | Current amplifier inverting input. Care must be taken to avoid this pin goes down -0.5V. |
| 10 | S-GND | Signal ground. |
| 11 | V _{REF} | Output reference voltage (typ = 5.1V). Voltage refence at ± 2% of accuracy externally available, it's internally current limited and can deliver an output current up to 10mA. |
| 12 | SS | A capacitor connected to ground defines the soft start time. An internal current generator delivering 100µA (typ) charges the external capacitor defining the soft start time constant. An internal MOS discharge, the external soft start capacitor both in overvoltage and UVLO conditions. |
| 13 | VA-OUT | Error amplifier output, an RC network fixes the voltage loop gain characteristics. |
| 14 | V _{FEED} | Voltage error amplifier inverting input. This feedback input is connected via a voltage divider to the boost output voltage. |
| 15 | P-UVLO | Programmable under voltage lock out threshold input. A voltage divider between supply voltage and GND can be connected in order to program the turn on threshold. |
| 16 | SYNC (L4981A) | This synchronization input/output pin is CMOS logic compatible. Operating as SYNC in, a rectangular wave must be applied at this pin. Operating as SYNC out, a rectangular clock pulse train is available to synchronize other devices. |
| | FREQ-MOD (L4981B) | Frequency modulation current input. An external resistor must be connected between pin 16 and the rectified line voltage in order to modulate the oscillator frequency. Connecting pin 16 to ground a fixed frequency imposed by R _{osc} and C _{osc} is obtained. |
| 17 | R _{osc} | An external resistor connected to ground fixes the constant charging current of C _{osc} . |
| 18 | C _{osc} | An external capacitor connected to GND fixes the switching frequency. |
| 19 | V _{cc} | Supply input voltage. |
| 20 | GDRV | Output gate driver. Bipolar and DMOS transistors totem pole output stage can deliver peak current in excess 1A useful to drive MOSFET or IGBT power stages. |

L4981A - L4981B

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Unless otherwise specified $V_{CC} = 18V$, $C_{OSC} = 1nF$, $R_{OSC} = 24K\Omega$, $C_{SS} = 1\mu F$, $V_{CA-OUT} = 3.5V$, $V_{ISENSE} = 0V$, $V_{LFF} = V_{REF}$, $I_{AC} = 100\mu A$, $V_{RMS} = 1V$, $V_{FEED} = GND$, $V_{IPK} = 1V$, $V_{OVP} = 1V$, $T_J = 25^\circ C$)

| Symbol | Parameter | Test Condition | Min. | Typ. | Max. | Unit |
|--|---|--|------|------|---------|---------|
| ERROR AMPLIFIER SECTION | | | | | | |
| V_{IO} | Input Offset Voltage | $-25^\circ C < T_J < 85^\circ C$ | | | ± 8 | mV |
| I_{IB} | Input Bias Current | $V_{FEED} = 0V$ | -500 | -50 | 500 | nA |
| | Open Loop Gain | | 70 | 100 | | dB |
| V_{13H} | Output High voltage | $V_{FEED} = 4.7V$ $I_{VA-OUT} = -0.5mA$ | 5.5 | 6.5 | 7.5 | V |
| V_{13L} | Output Low Voltage | $V_{FEED} = 5.5V$ $I_{VA-OUT} = 0.5mA$ | | 0.4 | 1 | V |
| $-I_{13}$ | Output Source Current | $V_{FEED} = 4.7V$; $V_{VA-OUT} = 3.5V$ | 2 | 10 | | mA |
| I_{13} | Output Sink Current | $V_{FEED} = 5.5V$; $V_{VA-OUT} = 3.5V$ | 4 | 20 | | mA |
| REFERENCE SECTION | | | | | | |
| V_{ref} | Reference Output Voltage | $-25^\circ C < T_J < 85^\circ C$ | 4.97 | 5.1 | 5.23 | V |
| | | $T_J = 25^\circ C$ $I_{ref} = 0$ | 5.01 | 5.1 | 5.19 | V |
| ΔV_{ref} | Load Regulation | $1mA \leq I_{ref} \leq 10mA$ $-25^\circ C < T_J < 85^\circ C$ | | 3 | 15 | mV |
| ΔV_{ref} | Line Regulation | $12V \leq V_{CC} \leq 19V$ $-25^\circ C < T_J < 85^\circ C$ | | 3 | 10 | mV |
| $I_{ref\ sc}$ | Short Circuit Current | $V_{ref} = 0V$ | 20 | 30 | 50 | mA |
| OSCILLATOR SECTION | | | | | | |
| f_{osc} | Initial Accuracy | $T_J = 25^\circ C$ | 85 | 100 | 115 | KHz |
| | Frequency Stability | $12V \leq V_{CC} \leq 19V$ $-25^\circ C < T_J < 85^\circ C$ | 80 | 100 | 120 | KHz |
| V_{syp} | Ramp Valley to Peak | | 4.7 | 5 | 5.3 | V |
| I_{18C} | Charge Current | $V_{COSC} = 3.5V$ | 0.45 | 0.55 | 0.65 | mA |
| I_{18D} | Discharge Current | $V_{COSC} = 3.5V$ | | 11.5 | | mA |
| V_{18} | Ramp Valley Voltage | | 0.9 | 1.15 | 1.4 | V |
| SYNC SECTION (Only for L4981A) | | | | | | |
| t_W | Output Pulse Width | 50% Amplitude | 0.3 | 0.8 | | μs |
| I_{16} | Sink Current with Low Output Voltage | $V_{SYNC} = 0.4V$ $V_{COSC} = 0V$ | 0.4 | 0.8 | | mA |
| $-I_{16}$ | Source Current with High Output Voltage | $V_{SYNC} = 4.5V$ $V_{COSC} = 6.7V$ | 1 | 6 | | mA |
| V_{16L} | Low Input Voltage | | | | 0.9 | V |
| V_{16H} | High Input Voltage | | 3.5 | | | V |
| t_d | Pulse for Synchronization | | 800 | | | ns |
| FREQUENCY MODULATION FUNCTION (Only for L4981B) | | | | | | |
| f_{18max} | Maximum Oscillation Frequency | $V_{FREQ-MOD} = 0V$ (Pin 16) $I_{freq} = 0$ | 85 | 100 | 115 | KHz |
| f_{18min} | Minimum Oscillator Frequency | $I_{FREQ-MOD} = 360\mu A$ (Pin 16) $V_{RMS} = 4V$ (Pin 7) | | 74 | | KHz |
| | | $I_{FREQ-MOD} = 180\mu A$ (Pin 16) $V_{RMS} = 2V$ (Pin 7) | | 76 | | KHz |
| SOFT START SECTION | | | | | | |
| I_{SS} | Soft Start Source Current | $V_{SS} = 3V$ | 60 | 100 | 140 | μA |
| V_{12sat} | Output Saturation Voltage | $V_3 = 6V$, $I_{SS} = 2mA$ | | 0.1 | 0.25 | V |

L4981A - L4981B

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

| Symbol | Parameter | Test Condition | Min. | Typ. | Max. | Unit |
|---|--------------------------------|--|------------------|------|------------------|---------|
| SUPPLY VOLTAGE | | | | | | |
| V_{CC} | Operating Supply Voltage | | | | 19.5 | V |
| OVER VOLTAGE PROTECTION COMPARATOR | | | | | | |
| V_{thr} | Rising Threshold Voltage | | $V_{ref} - 20mV$ | 5.1 | $V_{ref} + 20mV$ | V |
| V_{3hys} | Hysteresis | | 180 | 250 | 320 | mV |
| I_b | Input Bias Current | | | 0.05 | 1 | μA |
| t_d | Propagation delay to output | $V_{OVP} = V_{thr} + 100mV$ | | 1 | 2 | μs |
| OVER CURRENT PROTECTION COMPARATOR | | | | | | |
| V_{th} | Threshold Voltage | | | | ± 30 | mV |
| t_d | Propagation delay to Output | $V_{OCP} = V_{thr} - 0.2V$ | | 0.4 | 0.9 | μs |
| I_{ipk} | Current Source Generator | $V_{IPK} = -0.1V$ only for L4981A | 65 | 85 | 105 | μA |
| I_L | Leakage Current | $V_{IPK} = -0.1V$ only for L4981B | | | 5 | μA |
| CURRENT AMPLIFIER SECTION | | | | | | |
| V_{offset} | Input Offset Voltage | $V_{MULT OUT} = V_{SENSE} = 3.5V$ | | | ± 2 | mV |
| I_{obias} | Input Bias Current | $V_{SENSE} = 0V$ | -500 | 50 | 500 | nA |
| | Open Loop Gain | $1.1V \leq V_{CA OUT} \leq 6V$ | 70 | 100 | | dB |
| SVR | Supply Voltage Rejection | $12V \leq V_{CC} \leq 19V$ $V_{MULT OUT} = 3.5V$ $V_{SENSE} = 3.5V$ | 68 | 90 | | dB |
| V_{SH} | Output High Voltage | $V_{MULT OUT} = 200mV$ $I_{CA OUT} = -0.5mA$, $V_{IAC} = 0V$ | 6.2 | | | V |
| V_{SL} | Output Low Voltage | $V_{MULT OUT} = -200mV$ $I_{CA OUT} = 0.5mA$, $V_{IAC} = 0V$ | | | 0.9 | V |
| $-I_s$ | Output Source Current | $V_{MULT OUT} = 200mV$, $V_{IAC} = 0V$, $V_{CA-OUT} = 3.5V$ | 2 | 10 | | mA |
| I_s | Output Sink Current | $V_{MULT OUT} = 200mV$, $V_{IAC} = 0V$, $V_{CA-OUT} = 3.5V$ | 2 | 10 | | mA |
| OUTPUT SECTION | | | | | | |
| V_{20L} | Output Voltage Low | $I_{SINK} = 250mA$ | | 0.5 | 0.8 | V |
| V_{20H} | Output Voltage High | $I_{SOURCE} = 250mA$ $V_{CC} = 15V$ | 11.5 | 12.5 | | V |
| t_r | Output Voltage Rise Time | $C_{OUT} = 1nF$ | | 50 | 150 | ns |
| t_f | Output Voltage Fall Time | $C_{OUT} = 1nF$ | | 30 | 100 | ns |
| V_{GDRV} | Voltage Clamp | $I_{SOURCE} = 0mA$ | 13 | 16 | 19 | V |
| TOTAL STANDBY CURRENT SECTION | | | | | | |
| $I_{19start}$ | Supply Current before start up | $V_{CC} = 14V$ | | 0.3 | 0.5 | mA |
| I_{19on} | Supply Current after turn on | $V_{IAC} = 0V$, $V_{COSC} = 0$, $Pin17 = Open$ | | 8 | 12 | mA |
| I_{19} | Operating Supply Current | $Pin20 = 1nF$ | | 12 | 16 | mA |
| V_{CC} | Zener Voltage | (*) | 20 | 25 | 30 | V |
| UNDER VOLTAGE LOCKOUT SECTION | | | | | | |
| $V_{th ON}$ | Turn on Threshold | | 14.5 | 15.5 | 16.5 | V |
| $V_{th OFF}$ | Turn off Threshold | | 9 | 10 | 11 | V |
| | Programmable Turn-on Threshold | $Pin 15$ to $V_{CC} = 220K$ $Pin15$ to $GND = 33K$ | 10.6 | 12 | 13.4 | V |
| LOAD FEED FORWARD | | | | | | |
| I_{LFF} | Bias Current | $V_6 = 1.6V$ | | 70 | 140 | μA |
| | | $V_6 = 5.3V$ | | 200 | 300 | μA |
| V_i | Input Voltage Range | | 1.6 | | 5.3 | V |

(*) Maximum package power dissipation limits must be observed.

L4981A - L4981B

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

| Symbol | Parameter | Test Condition | Min. | Typ. | Max. | Unit |
|---------------------------|---------------------------|---|------|------|------|------|
| MULTIPLIER SECTION | | | | | | |
| | Multiplier Output Current | V _{VA-OUT} = 4V, V _{RMS} = 2V, V _{MULTOUT} = 0, V _{LFF} = 5.1V I _{AC} = 50µA, C _{OSC} = 0V | 20 | 35 | 52 | µA |
| | | V _{VA-OUT} = 4V, V _{RMS} = 2V, V _{MULTOUT} = 0, V _{LFF} = 5.1V I _{AC} = 200µA, C _{OSC} = 0V | 100 | 135 | 170 | µA |
| | | V _{VA-OUT} = 2V, V _{RMS} = 2V, V _{MULTOUT} = 0, V _{LFF} = 5.1V I _{AC} = 100µA, C _{OSC} = 0V | 10 | 20 | 30 | µA |
| | | V _{VA-OUT} = 2V, V _{RMS} = 4V, V _{MULTOUT} = 0, V _{LFF} = 5.1V I _{AC} = 100µA, C _{OSC} = 0V | 2 | 5.5 | 11 | µA |
| | | V _{VA-OUT} = 4V, V _{RMS} = 4V, V _{MULTOUT} = 0, V _{LFF} = 5.1V I _{AC} = 100µA, C _{OSC} = 0V | 10 | 22 | 34 | µA |
| | | V _{VA-OUT} = 4V, V _{RMS} = 2V, V _{MULTOUT} = 0, V _{LFF} = 2.5V C _{OSC} = 0V, I _{AC} = 200µA | 20 | 37 | 54 | µA |
| | | V _{VA-OUT} = 4V, V _{RMS} = 4V, V _{MULTOUT} = 0, V _{LFF} = 5.1V I _{AC} = 200µA, C _{OSC} = 0V | 20 | 39 | 54 | µA |
| | | V _{VA-OUT} = 2V, V _{RMS} = 4V, V _{MULTOUT} = 0, V _{LFF} = 5.1V I _{AC} = 0, C _{OSC} = 0V | -2 | 0 | 2 | µA |
| K | Multiplier Gain | | | 0.37 | | |

$$I_{MULT\pm OUT} = K \cdot I_{AC} \frac{(V_{VA\pm OUT} \pm 1.28) \cdot (0.8 \cdot V_{LFF} \pm 1.28)}{(V_{RMS})^2}$$

if V_{LFF} = V_{REF}; $I_{MULT\pm OUT} = I_{AC} \frac{(V_{VA\pm OUT} \pm 1.28)}{(V_{RMS})^2} \cdot K1$

where: K1 = 1V

Figure 1: MULTI-OUT vs. I_{AC} (V_{RMS} = 1.7V; V_{LFFD} = 5.1V)

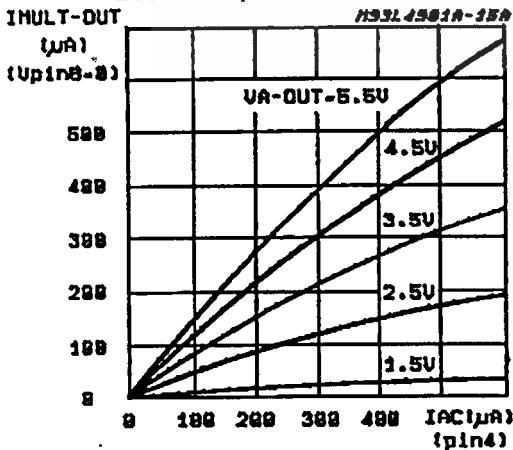


Figure 2: MULTI-OUT vs. I_{AC} (V_{RMS} = 2.2V; V_{LFFD} = 5.1V)

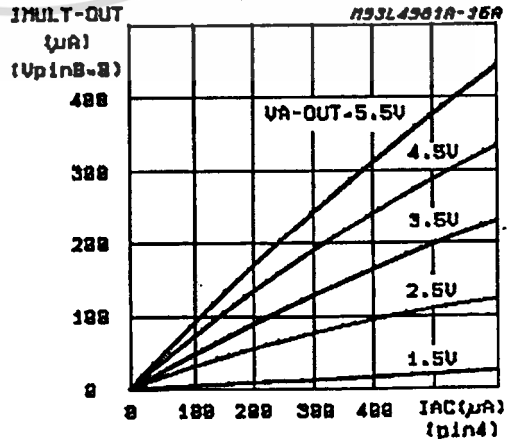


Figure 3: MULTI-OUT vs. I_{AC} (V_{RMS} = 4.4V; V_{LFFD} = 5.1V)

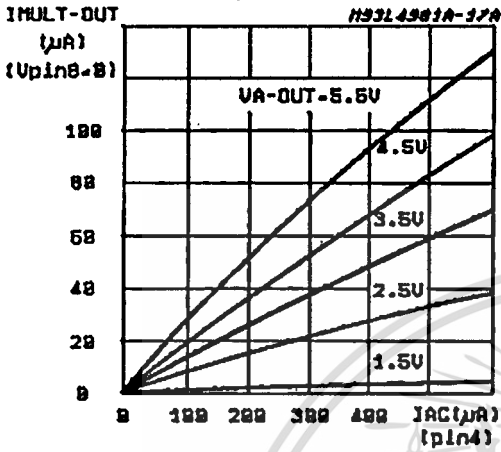


Figure 4: MULTI-OUT vs. I_{AC} (V_{RMS} = 5.3V; V_{LFFD} = 5.1V)

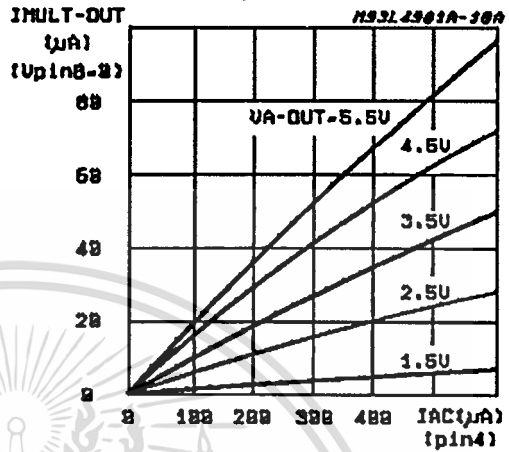


Figure 5: MULTI-OUT vs. I_{AC} (V_{RMS} = 1.7V; V_{LFFD} = 2.5V)

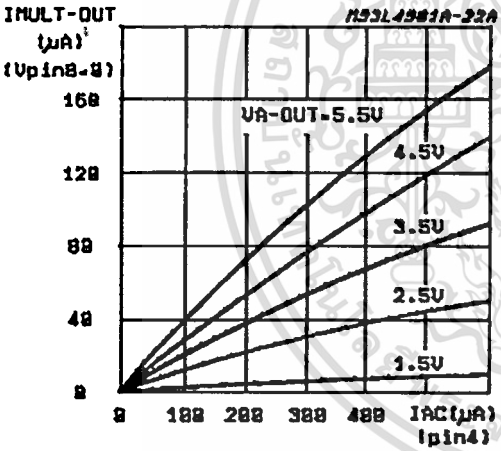


Figure 6: MULTI-OUT vs. I_{AC} (V_{RMS} = 2.2V; V_{LFFD} = 2.5V)

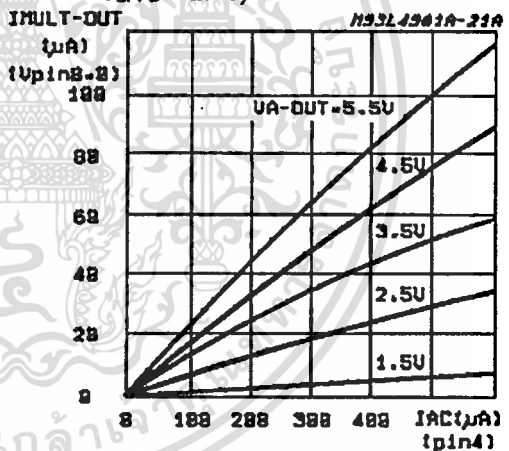


Figure 7: MULTI-OUT vs. I_{AC} (V_{RMS} = 4.4V; V_{LFFD} = 2.5V)

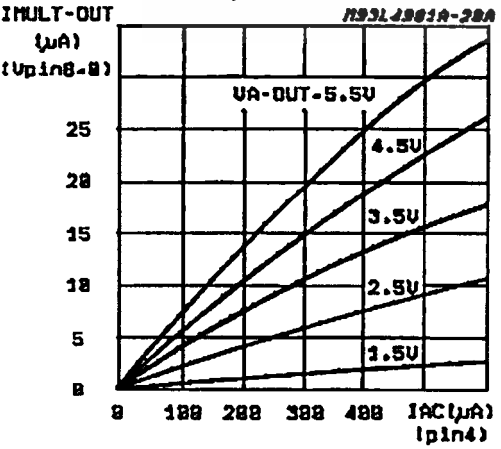
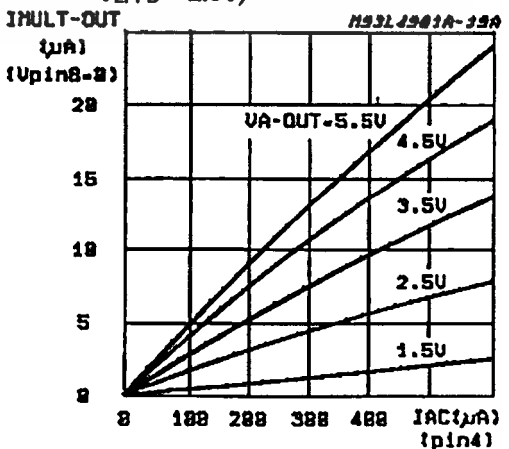
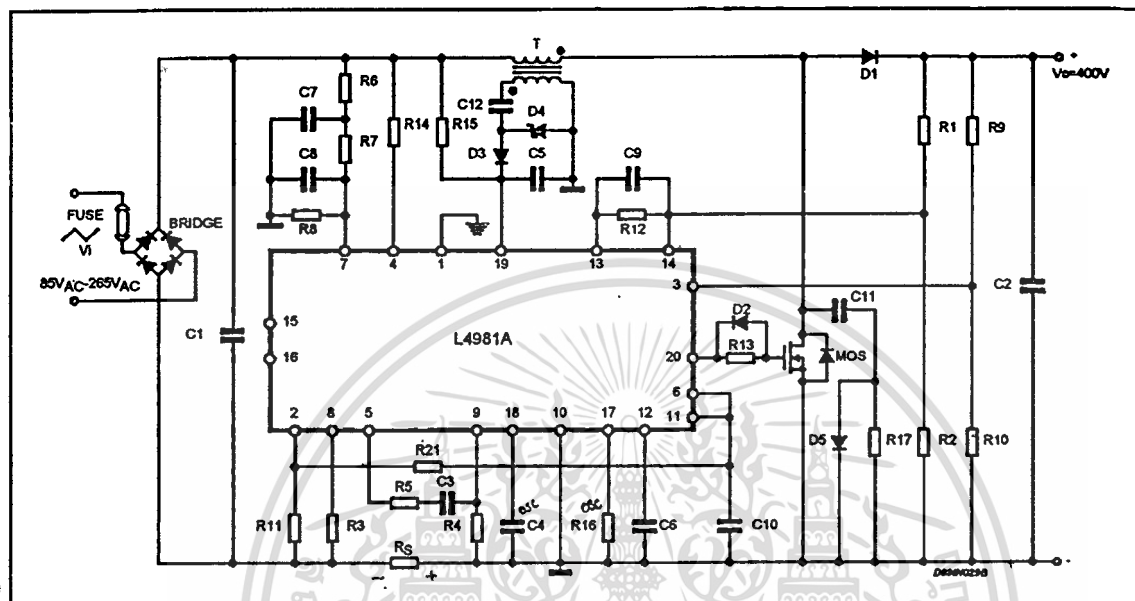


Figure 8: MULTI-OUT vs. I_{AC} (V_{RMS} = 5.3V; V_{LFFD} = 2.5V)



L4981A - L4981B

Figure 9A: L4981A Power Factor Corrector (200W)



PART LIST

| | | | |
|---------------------------|---------------|------|----|
| Rs | 0.07(3 x .22) | 1/2W | 5% |
| R1 | 820kΩ | 1/4W | 1% |
| R2 | 10kΩ | 1/4W | 1% |
| R3 | 1.8kΩ | 1/4W | 5% |
| R4 | 1.8kΩ | 1/4W | 5% |
| R5 | 18kΩ | 1/4W | 5% |
| R6 | 1.2MΩ | 1/4W | 5% |
| R7 | 360kΩ | 1/4W | 5% |
| R8 | 33kΩ | 1/4W | 5% |
| R9 | 1.8MΩ | 1/4W | 1% |
| R10 | 21kΩ | 1/4W | 1% |
| R11 | 402Ω | 1/4W | 1% |
| R12 | 120kΩ | 1/4W | 5% |
| R13 | 27Ω | 1/4W | 5% |
| R14 | 1MΩ | 1/4W | 1% |
| R15 | 120kΩ | 1/2W | 5% |
| R16 | 30kΩ | 1/4W | 5% |
| R17 | 1.8kΩ | 4W | 1% |
| R21 | 5.1kΩ | 1/4W | 1% |
| BRIDGE = 4 x P600M | | | |

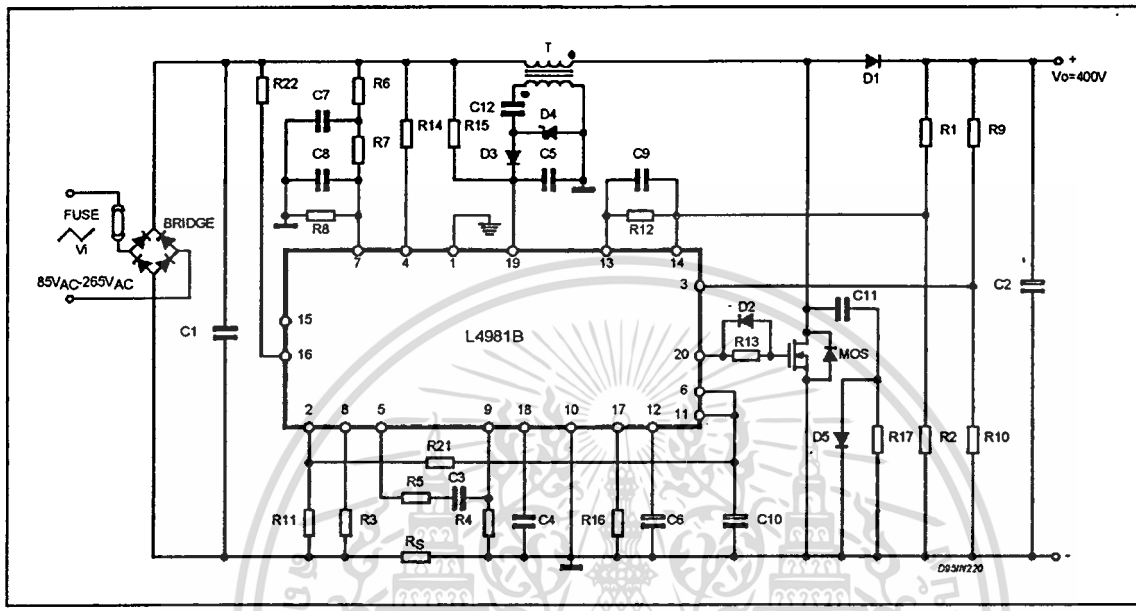
| | | |
|-----------------------|-----------|------|
| C1 | 470nF | 400V |
| C2 | 100μF | 450V |
| C3 | 2.2nF | |
| C4 | 1nF | |
| C5 | 100μF | 25V |
| C6 | 1μF | 16V |
| C7 | 220nF | 63V |
| C8 | 220nF | 63V |
| C9 | 330nF | |
| C10 | 1μF | 16V |
| C11 | 270pF | 400V |
| C12 | 8.2nF | 100V |
| D1 | STTA506D | |
| D2, D3 | 1N4148 | |
| D4 | 18V | 1/2W |
| D5 | BYT11-600 | |
| MOS | STH15NA50 | |
| FUSE = 4A/250V | | |

T= primary: 88 turns of 12 x 32 AWG (0.2mm)
 secondary: 9 turns of # 27AWG (0.15mm)
 core: B1ET3411A THOMSON - CSF
 gap: 1.6mm for a total primary inductance of 0.9mH

fsw = 80kHz Po = 200W
 VOUT = 400V Irms max = 2.53A
 VOV = 442V Ipk max = 6.2A

L4981A - L4981B

Figure 9B: L4981B Power Factor Corrector (200W)



PART LIST

| | | | |
|--------------------|---------------|------|----|
| R _s | 0.07(3 x .22) | 1/2W | 5% |
| R1 | 820kΩ | 1/4W | 1% |
| R2 | 10kΩ | 1/4W | 1% |
| R3 | 1.8kΩ | 1/4W | 5% |
| R4 | 1.8kΩ | 1/4W | 5% |
| R5 | 18kΩ | 1/4W | 5% |
| R6 | 1.2MΩ | 1/4W | 5% |
| R7 | 360kΩ | 1/4W | 5% |
| R8 | 33kΩ | 1/4W | 5% |
| R9 | 1.8MΩ | 1/4W | 1% |
| R10 | 21kΩ | 1/4W | 1% |
| R11 | 402Ω | 1/4W | 1% |
| R12 | 120kΩ | 1/4W | 5% |
| R13 | 27Ω | 1/4W | 5% |
| R14 | 1MΩ | 1/4W | 1% |
| R15 | 120kΩ | 1/2W | 5% |
| R16 | 24kΩ | 1/4W | 5% |
| R17 | 1.8kΩ | 4W | 1% |
| R21 | 5.1kΩ | 1/4W | 1% |
| R22 | 1.1MΩ | 1/4W | 1% |
| BRIDGE = 4 x P600M | | | |

| | | |
|----------------|-----------|------|
| C1 | 470nF | 400V |
| C2 | 100μF | 450V |
| C3 | 2.2nF | |
| C4 | 1.1nF | |
| C5 | 100μF | 25V |
| C6 | 1μF | 16V |
| C7 | 220nF | 63V |
| C8 | 220nF | 63V |
| C9 | 330nF | |
| C10 | 1μF | 16V |
| C11 | 270pF | 400V |
| C12 | 8.2nF | 100V |
| D1 | STTA506D | |
| D2, D3 | 1N4148 | |
| D4 | 18V | 1/2W |
| D5 | BYT11-600 | |
| MOS | STH15NA50 | |
| FUSE = 4A/250V | | |

T= primary: 88 turns of 12 x 32 AWG (0.2mm)
 secondary: 9 turns of # 27AWG (0.15mm)
 core: B1ET3411A THOMSON - CSF
 gap: 1,6mm for a total primary inductance of 0.9mH

f_{sw} = 80 to 92kHz P_o = 200W
 V_{OUT} = 400V I_{rms max} = 2.53A
 V_{OVp} = 442V I_{PK max} = 6.2A

L4981A - L4981B

Figure 10: Reference Voltage vs. Source Reference Current

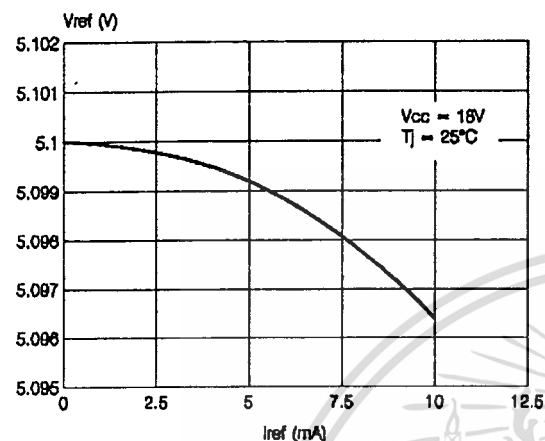


Figure 11: Reference Voltage vs. Supply Voltage

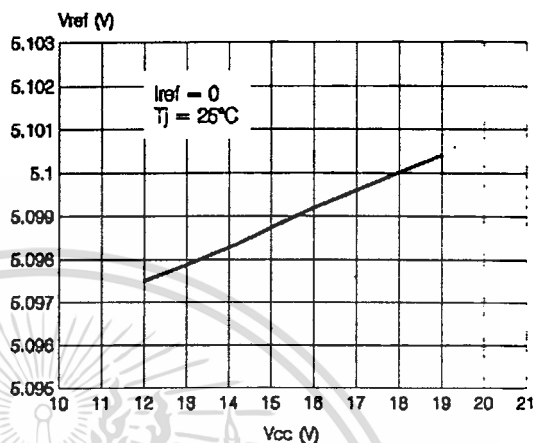


Figure 12: Reference Voltage vs. Junction Temperature

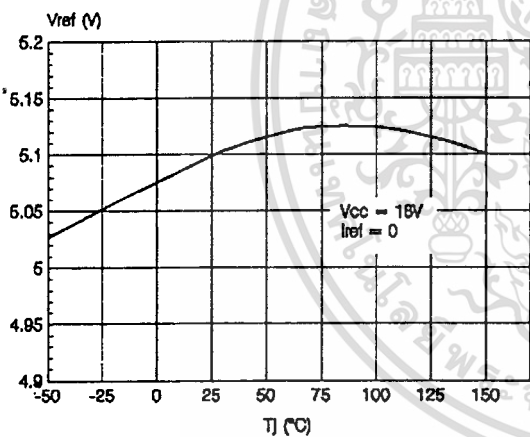


Figure 13: Switching Frequency vs. Junction Temperature

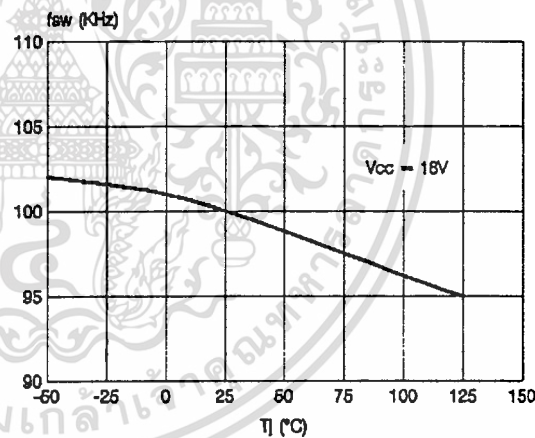


Figure 14: Gate Driver Rise and Fall Time

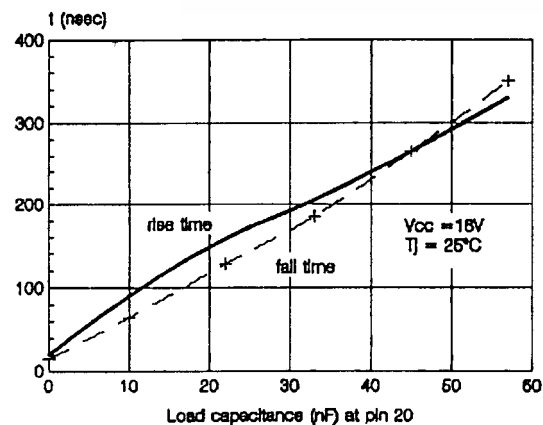


Figure 15: Operating Supply Current vs. Supply Voltage

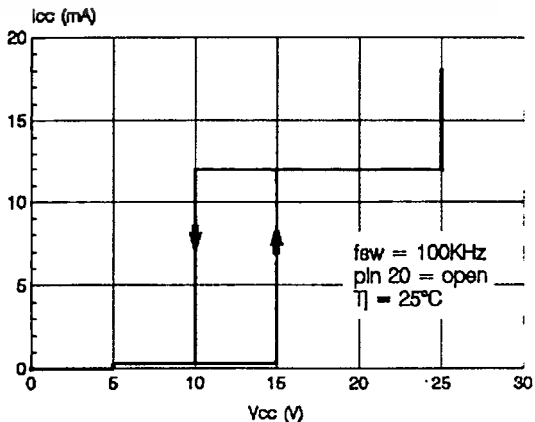


Figure 16: Programmable Under Voltage Lock-out Thresholds

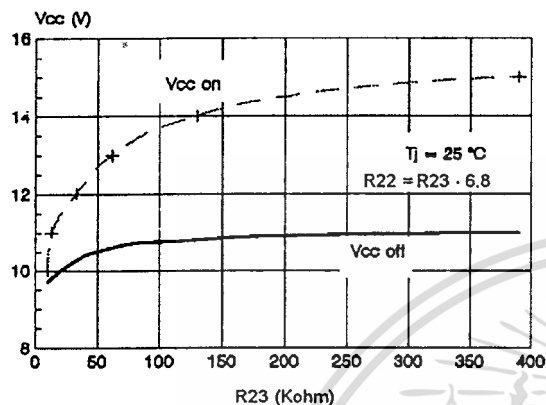


Figure 17: Modulation Frequency Normalized in an Half Cycle of the Mains Voltage

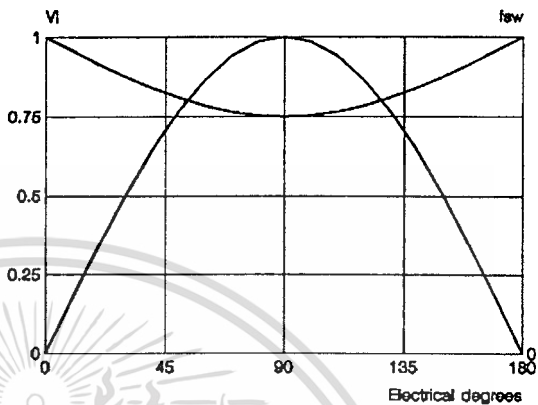
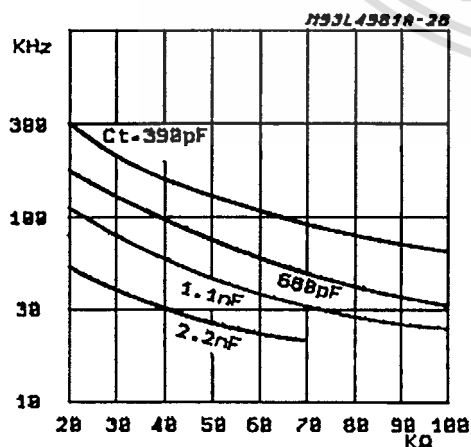


Table 1: Programmable Under Voltage Lockout Thresholds.

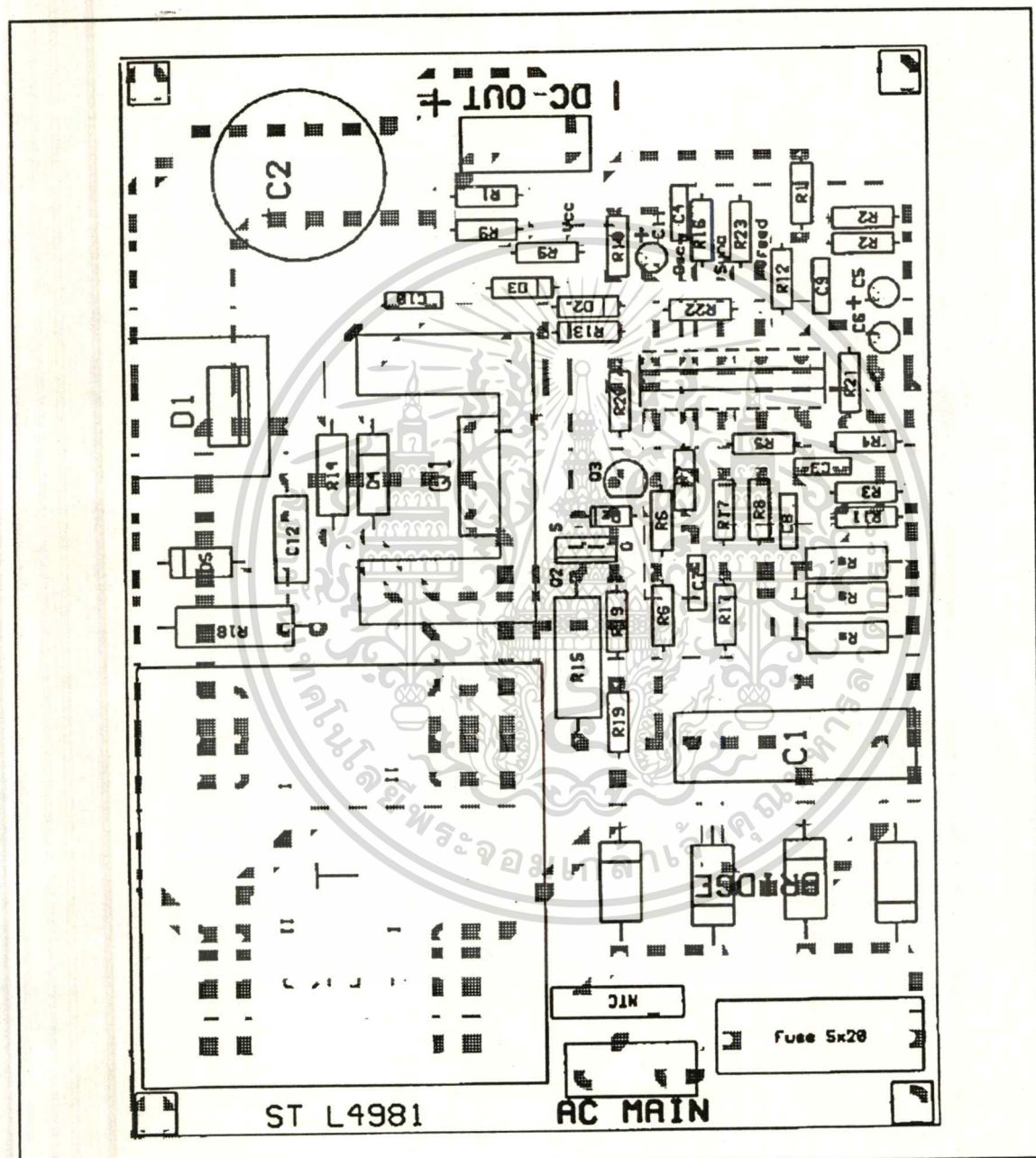
| V _{CC ON} | V _{CC OFF} | R ₂₂ | R ₂₃ |
|--------------------|---------------------|-----------------|-----------------|
| 11V | 10V | 82kΩ | 12kΩ |
| 12V | 10.1V | 220kΩ | 33kΩ |
| 13V | 10.5V | 430kΩ | 62kΩ |
| 14V | 10.8V | 909kΩ | 133kΩ |
| 14.5V | 10.9V | 1.36MΩ | 200kΩ |
| 15V | 11V | 2.7MΩ | 390kΩ |

Figure 18: Oscillator Diagram



L4981A - L4981B

Figure 20: P.C. Board and Component Layout of Evaluation Board Circuit (1:1 scale).



L4981A - L4981B

The evaluation board has been designed using: a faster not dissipative start-up circuit, a diode (D2) to speed-up the MOS start-off time and (even if a single resistor can be used) an external divider to improve the precision of the overcurrent threshold.

Further there is a possibility to change the input threshold voltage using an external divider (R23 and R22) and if an inrush current problem arises

a NTC resistor can be used.

The PFC demoboard performances has been evaluated testing the following parameters:

PF (power factor), A-THD (percentage of current total harmonic distortion), H3..H9 (percentage of current's nth harmonic amplitude), ΔV_o (output voltage ripple), V_o (output voltage), η (efficiency).

The test configuration, equipments and results are:



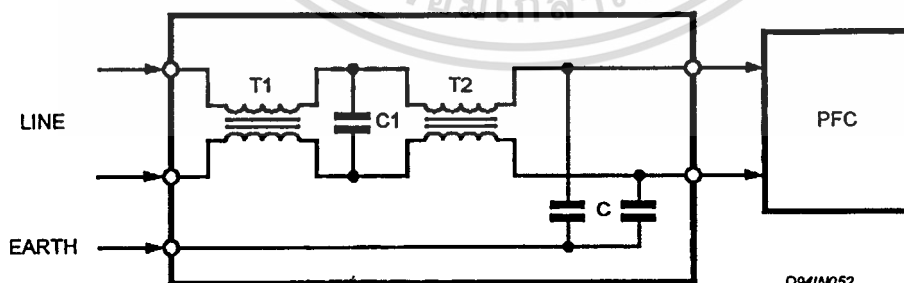
D94IN057

| V_i (V _{rms}) | f (Hz) | P_i (W) | PF | A-THD (%) | H3 (%) | H5 (%) | H7 (%) | H9 (%) | V_o (V) | ΔV_o (V) | PO (W) | η (%) |
|------------------------------|-------------|--------------|-------|--------------|-----------|-----------|-----------|-----------|--------------|---------------------|-----------|---------------|
| 88 | 60 | 222 | 0.999 | 2.94 | 1.98 | 0.61 | 0.55 | 0.70 | 390 | 8 | 200 | 90.2 |
| 110 | 60 | 220 | 0.999 | 1.79 | 1.40 | 0.40 | 0.31 | 0.28 | 392 | 8 | 201 | 91.6 |
| 132 | 60 | 218 | 0.999 | 1.71 | 1.16 | 0.40 | 0.35 | 0.31 | 394 | 8 | 202 | 92.8 |
| 180 | 50 | 217 | 0.999 | 1.88 | 1.52 | 0.65 | 0.40 | 0.34 | 396 | 8 | 203 | 93.8 |
| 220 | 50 | 217 | 0.997 | 2.25 | 1.68 | 0.83 | 0.57 | 0.48 | 398 | 8 | 204 | 94.2 |
| 260 | 50 | 216 | 0.995 | 3.30 | 1.84 | 1.30 | 0.39 | 0.73 | 400 | 8 | 205 | 95.2 |

EMI/RFI FILTER

The harmonic content measurement has been done using an EMI/RFI filter interposed between

the AC source and the demoboard under test, while the efficiency has been calculated without the filter contribution.



D94IN052

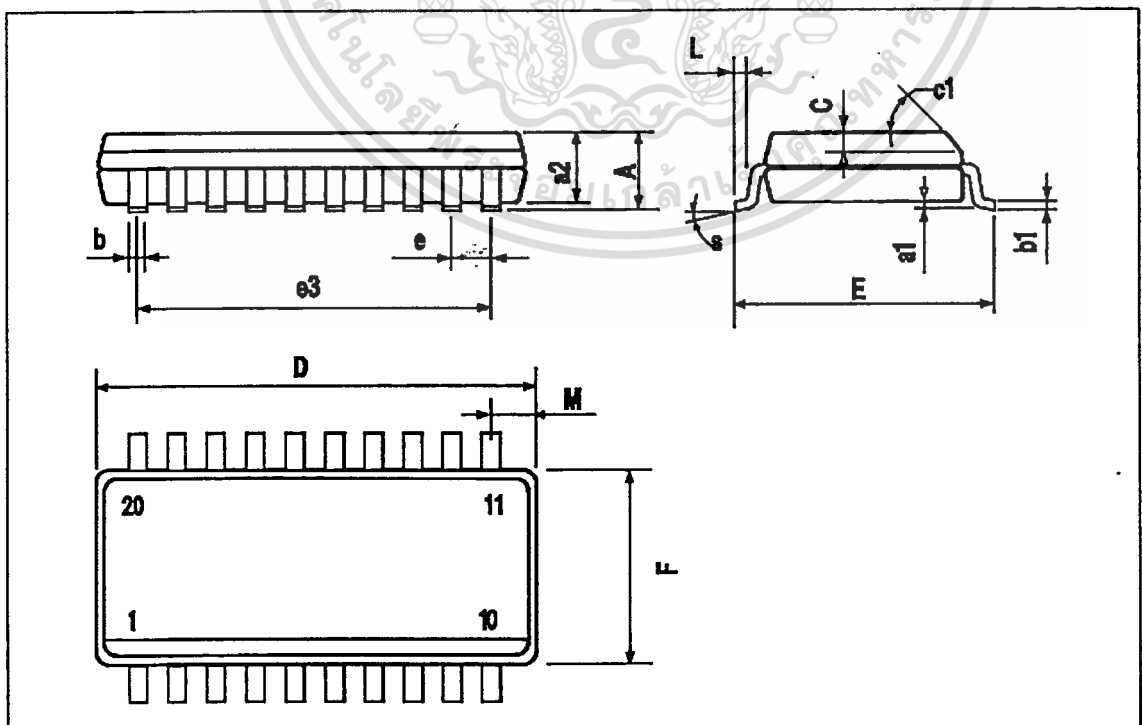
where:

- T1 = 1mH C1 = 0.33 μ F, 630V
- T2 = 27mH C2 = 2.2nF, 630V

L4981A - L4981B.

SO20 PACKAGE MECHANICAL DATA

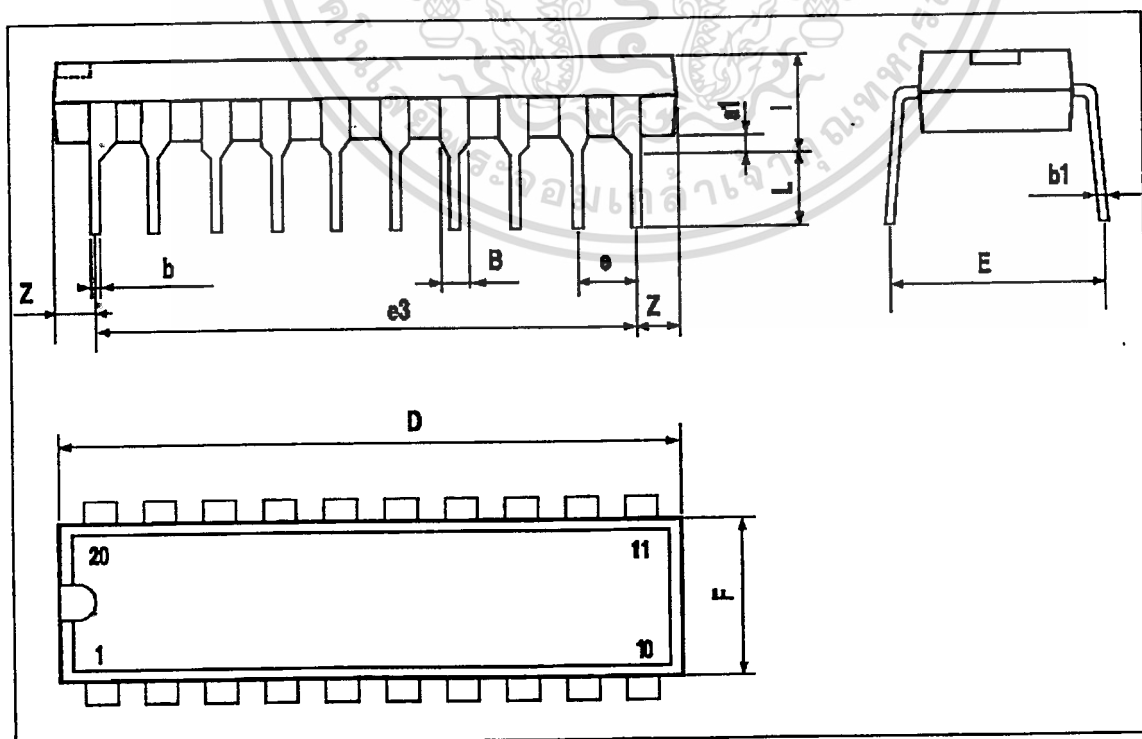
| DIM. | mm | | | Inch | | |
|------|------------|-------|-------|-------|-------|-------|
| | MIN. | TYP. | MAX. | MIN. | TYP. | MAX. |
| A | | | 2.65 | | | 0.104 |
| a1 | 0.1 | | 0.2 | 0.004 | | 0.008 |
| a2 | | | 2.45 | | | 0.096 |
| b | 0.35 | | 0.49 | 0.014 | | 0.019 |
| b1 | 0.23 | | 0.32 | 0.009 | | 0.013 |
| C | | 0.5 | | | 0.020 | |
| c1 | 45° (typ.) | | | | | |
| D | 12.6 | | 13.0 | 0.496 | | 0.510 |
| E | 10 | | 10.65 | 0.394 | | 0.419 |
| e | | 1.27 | | | 0.050 | |
| e3 | | 11.43 | | | 0.450 | |
| F | 7.4 | | 7.6 | 0.291 | | 0.300 |
| L | 0.5 | | 1.27 | 0.020 | | 0.050 |
| M | | | 0.75 | | | 0.030 |
| S | 8° (max.) | | | | | |



L4981A - L4981B

DIP20 PACKAGE MECHANICAL DATA

| DIM. | mm | | | inch | | |
|------|-------|-------|------|-------|-------|-------|
| | MIN. | TYP. | MAX. | MIN. | TYP. | MAX. |
| a1 | 0.254 | | | 0.010 | | |
| B | 1.39 | | 1.65 | 0.055 | | 0.065 |
| b | | 0.45 | | | 0.018 | |
| b1 | | 0.25 | | | 0.010 | |
| D | | | 25.4 | | | 1.000 |
| E | | 8.5 | | | 0.335 | |
| e | | 2.54 | | | 0.100 | |
| e3 | | 22.86 | | | 0.900 | |
| F | | | 7.1 | | | 0.280 |
| I | | | 3.93 | | | 0.155 |
| L | | 3.3 | | | 0.130 | |
| Z | | | 1.34 | | | 0.053 |





Information furnished is believed to be accurate and reliable. However, SGS-THOMSON Microelectronics assumes no responsibility for the consequences of use of such information nor for any infringement of patents or other rights of third parties which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of SGS-THOMSON Microelectronics. Specifications mentioned in this publication are subject to change without notice. This publication supersedes and replaces all information previously supplied. SGS-THOMSON Microelectronics products are not authorized for use as critical components in life support devices or systems without express written approval of SGS-THOMSON Microelectronics.

© 1995 SGS-THOMSON Microelectronics - All Rights Reserved

SGS-THOMSON Microelectronics GROUP OF COMPANIES

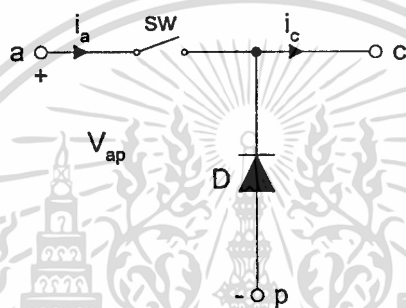
Australia - Brazil - France - Germany - Hong Kong - Italy - Japan - Korea - Malaysia - Malta - Morocco - The Netherlands - Singapore - Spain - Sweden - Switzerland - Taiwan - Thailand - United Kingdom - U.S.A.



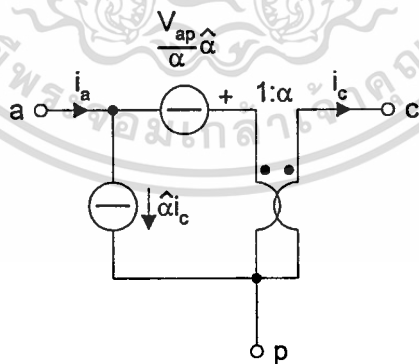
แสดงการวิเคราะห์ฟังก์ชันถ่ายโอน สมการ 4.68 และ 4.73

การวิเคราะห์ฟังก์ชันถ่ายโอน สมการ 4.68 และ 4.73 เริ่มต้นจากการใช้เทคนิค PWM-Switch [13] เพื่อเขียนแบบจำลอง Small Signal ของคอนเวอร์เตอร์ SEPIC โดยการเปลี่ยนส่วนที่เป็น PWM Switch รูปที่ ค.1 ก. ให้เป็นแบบจำลอง Small Signal รูปที่ ค.1 ข. หลังจากนั้นก็จะทำแบบจำลองนี้ไปใส่แทนในวงจร SEPIC

รูปที่ ค.1 ก. แสดง PWM Switch



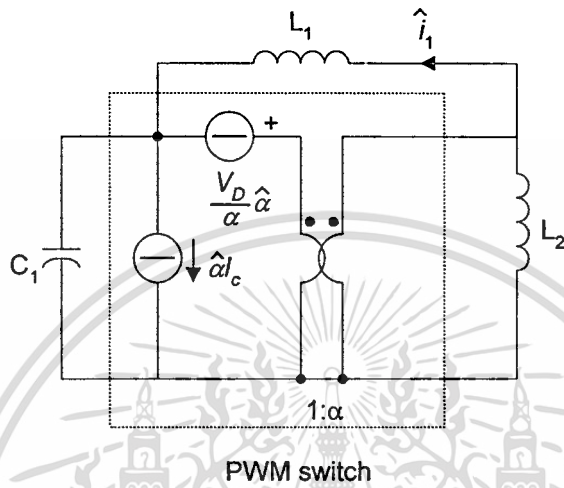
รูปที่ ค.1 ข. แสดงแบบจำลอง Small Signal ใน CCM



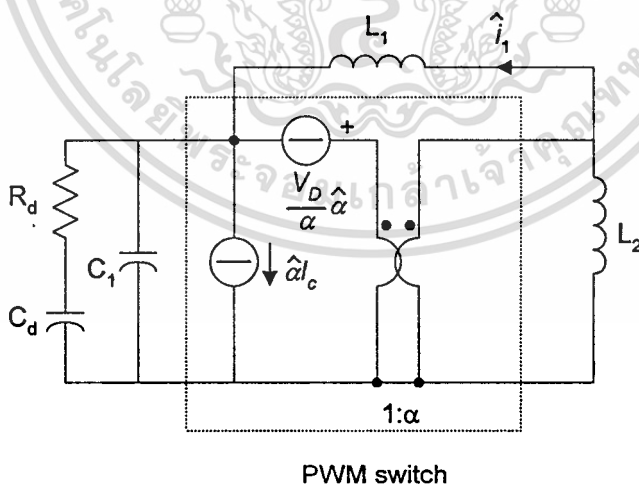
เมื่อพิจารณาวงจร SEPIC ซึ่งมีคาปาซิเตอร์ที่ทางออกมีขนาดค่าสะสมประจุไฟฟ้าสูงมาก จะได้เป็นวงจรสมบูรณตามรูปที่ ค.2 ก. เมื่อไม่มี Damping Network และรูปที่ ค.2 ข. เมื่อมี Damping Network หลังจากนั้นก็จะใช้ทฤษฎีของการวิเคราะห์วงจรไฟฟ้าทำให้ได้สมการ 4.68 และ 4.73 ตามลำดับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ ค.2 ก. แสดงแบบจำลอง Small Signal ของคอนเวอร์เตอร์ SEPIC ใน CCM เมื่อไม่มี Damping Network



รูปที่ ค.2 ข. แสดงแบบจำลอง Small Signal ของคอนเวอร์เตอร์ SEPIC ใน CCM เมื่อมี Damping Network



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แสดงการแทนค่าตัวแปรของฟังก์ชันถ่ายโอน สมการ 4.68 ที่ $\omega t = \pi/2$

$$G_{id}(s) = \frac{\hat{i}_{1,M}}{\hat{\alpha}} = \alpha V_D \frac{L'}{L_2 L_1} \frac{1 + \frac{I_C}{V_D} \frac{\alpha'}{\alpha} L_2 s + \frac{L_2 C_1}{\alpha} s^2}{s(1 + L' C_1 s^2)} \quad (4.68)$$

$\hat{i}_{1,M}$: small signal ของ $i_{1,M}$

$\hat{\alpha}$: small signal ของ α

$V_D, L', I_{L1}, I_{L2}, \alpha$: เป็นตัวแปร ที่จุดทำงานที่ ωt ใดๆ

$$M = \frac{V_o}{V_{1,max}} = \frac{36}{310} = 0.12 \quad (ค.1)$$

$$n = \frac{N_{sec}}{N_{pri}} = \frac{12}{24} = 0.5 \quad (ค.2)$$

$$\alpha = \frac{M}{M + n|\sin \omega t|} \quad (ค.3)$$

$$\alpha = \frac{0.12}{0.12 + 0.5} = 0.2$$

$$\alpha' = 1 - \alpha \quad (ค.4)$$

$$\alpha' = 1 - 0.2 = 0.8$$

$$V_D = V_{1,max} |\sin \omega t| + V_o/n \quad (ค.5)$$

$$V_D = 310 + 36/0.5 = 382 \text{ V}$$

$$L' = \frac{L_1 L_2}{\alpha^2 L_1 + \alpha'^2 L_2} \quad (ค.6)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$L' = \frac{1.44 \times 10^{-3} \times 0.255 \times 10^{-3}}{(0.2^2 \times 1.44 \times 10^{-3}) + (0.8^2 \times 0.255 \times 10^{-3})} = 1.66 \times 10^{-3}$$

$$I_{L1} = 2MI_0 |\sin \omega t| \quad (\text{ค.7})$$

$$I_{L1} = 2 \times 0.12 \times 8.33 \times \sin \frac{\pi}{2} = 2 \text{ A}$$

$$I_{L2} = 2nI_0 \sin^2 \omega t \quad (\text{ค.8})$$

$$I_{L2} = 2 \times 0.5 \times 8.33 \times \sin^2 \frac{\pi}{2} = 8.33 \text{ A}$$

$$I_C = I_{L1} + I_{L2}$$

$$I_C = 2 + 8.33 = 10.33 \text{ A}$$

(ค.9)

จากสมการ 4.68 ที่ $\omega t = \pi/2$

$$G_{id}(s) = \frac{\hat{i}_{1,M}}{\hat{\alpha}} = 346285 \left(\frac{1 + 27.5 \times 10^{-6} s + 867 \times 10^{-12} s^2}{s + 1.129 \times 10^{-9} s^3} \right)$$

แสดงการแทนค่าตัวแปรของฟังก์ชันถ่ายโอน สมการ 4.68 ที่ $\omega t = \pi/18$

จากสมการ ค.3

$$\alpha = \frac{0.12}{0.12 + (0.5 \times 0.174)} = 0.58$$

จากสมการ ค.4

$$\alpha' = 1 - 0.58 = 0.42$$

จากสมการ ค.5

$$V_D = 54 + 36/0.5 = 126 \text{ V}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการ ค.6

$$L' = \frac{1.44 \times 10^{-3} \times 0.255 \times 10^{-3}}{(0.58^2 \times 1.44 \times 10^{-3}) + (0.42^2 \times 0.255 \times 10^{-3})} = 6.94 \times 10^{-4}$$

จากสมการ ค.7

$$I_{L1} = 2 \times 0.12 \times 8.33 \times 0.174 = 0.348 \text{ A}$$

จากสมการ ค.8

$$I_{L2} = 2 \times 0.5 \times 8.33 \times 0.03 = 0.25 \text{ A}$$

จากสมการ ค.9

$$I_C = 0.348 + 0.25 = 0.6 \text{ A}$$

จากสมการ 4.68 ที่ $\omega t = \pi/18$

$$G_{id}(s) = \frac{\hat{i}_{i,M}}{\hat{\alpha}} = 138120 \left(\frac{1 + 0.88 \times 10^{-6} s + 299 \times 10^{-12} s^2}{s + 0.47 \times 10^{-9} s^3} \right)$$

แสดงการแทนค่าตัวแปรของฟังก์ชันถ่ายโอน สมการ 4.73 ที่ $\omega t = \pi/2$

$$G_{id}(s) = \alpha V_D \frac{L'}{L_1 L_2}$$

$$\frac{1 + \left(\frac{I_C}{V_D} \frac{\alpha'}{\alpha} L_2 + \tau_d \right) s + \left(\frac{L_2 (C_1 + C_d)}{\alpha} + \frac{I_C L_2}{V_D} \frac{\alpha'}{\alpha} \tau_d \right) s^2 + \frac{L_2 C_1}{\alpha} \tau_d s^3}{s(1 + \tau_d s + L'(C_1 + C_d) s^2 + L' C_1 \tau_d s^3)} \quad (4.73)$$

$$\tau_d = R_d C_d \quad (4.74)$$

$$\tau_d = 82 \times 1 \times 10^{-6} = 82 \times 10^{-6}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการ ค.3
$$\alpha = \frac{0.12}{0.12 + 0.5} = 0.2$$

จากสมการ ค.4
$$\alpha' = 1 - 0.2 = 0.8$$

จากสมการ ค.5
$$V_D = 310 + 36/0.5 = 382 \text{ V}$$

จากสมการ ค.6

$$L' = \frac{1.44 \times 10^{-3} \times 0.255 \times 10^{-3}}{(0.2^2 \times 1.44 \times 10^{-3}) + (0.8^2 \times 0.255 \times 10^{-3})} = 1.66 \times 10^{-3}$$

จากสมการ ค.7

$$I_{L1} = 2 \times 0.12 \times 8.33 \times \sin \frac{\pi}{2} = 2 \text{ A}$$

จากสมการ ค.8

$$I_{L2} = 2 \times 0.5 \times 8.33 \times \sin^2 \frac{\pi}{2} = 8.33 \text{ A}$$

จากสมการ ค.9

$$I_C = 2 + 8.33 = 10.33 \text{ A}$$

จากสมการ 4.73 ที่ $\omega t = \pi/2$

$$G_{id}(s) = \frac{\hat{i}_{1,M}}{\hat{\alpha}} = 346285 \left(\frac{1 + 0.11 \times 10^{-3} s + 4.398 \times 10^{-9} s^2 + 71.1 \times 10^{-15} s^3}{s + 82 \times 10^{-6} s^2 + 2.789 \times 10^{-9} s^3 + 92.6 \times 10^{-15} s^4} \right)$$

แสดงการแทนค่าตัวแปรของฟังก์ชันถ่ายโอน สมการ 4.73 ที่ $\omega t = \pi/18$

จากสมการ ค.3
$$\alpha = \frac{0.12}{0.12 + (0.5 \times 0.174)} = 0.58$$

จากสมการ ค.4
$$\alpha' = 1 - 0.58 = 0.42$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการ ค.5

$$V_D = 54 + 36/0.5 = 126 \text{ V}$$

จากสมการ ค.6

$$L' = \frac{1.44 \times 10^{-3} \times 0.255 \times 10^{-3}}{(0.58^2 \times 1.44 \times 10^{-3}) + (0.42^2 \times 0.255 \times 10^{-3})} = 6.94 \times 10^{-4}$$

จากสมการ ค.7

$$I_{L1} = 2 \times 0.12 \times 8.33 \times 0.174 = 0.348 \text{ A}$$

จากสมการ ค.8

$$I_{L2} = 2 \times 0.5 \times 8.33 \times 0.03 = 0.25 \text{ A}$$

จากสมการ ค.9

$$I_C = 0.348 + 0.25 = 0.6 \text{ A}$$

จากสมการ 4.73 ที่ $\omega t = \pi/18$

$$G_{id}(s) = \frac{\hat{i}_{1,M}}{\hat{\alpha}} = 138120 \left(\frac{1 + 82.88 \times 10^{-6} s + 0.81 \times 10^{-9} s^2 + 24.5 \times 10^{-15} s^3}{s + 82 \times 10^{-6} s^2 + 1.1659 \times 10^{-9} s^3 + 38.7 \times 10^{-15} s^4} \right)$$

ประวัติผู้เขียน

นาย บุญเลิศ มัดศิริ เกิดวันที่ 29 กุมภาพันธ์ 2511 ที่จังหวัดกรุงเทพฯ สำเร็จการศึกษา
 อุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต ภาควิชาเทคโนโลยีไฟฟ้าอุตสาหกรรม คณะวิศวกรรมศาสตร์ จาก
 สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ ปีการศึกษา 2534 และเข้าทำงานที่บริษัท ดาว
 คอมพิวเตอร์ จำกัด แผนกวิจัยและพัฒนา ตั้งแต่ปี พ.ศ. 2535 ถึงปี พ.ศ. 2537 และเป็นอาจารย์
 พิเศษที่มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีมหานครในขณะที่ศึกษาปริญญาโทมหาบัณฑิต

