

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2542



การออกแบบบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์โดยอาศัยพื้นฐานของวงจรขยายคลาสอีอินเวอร์เตอร์

A DESIGN OF ELECTRONIC BALLAST BASED ON CLASS E INVERTER



อาจารย์ที่ปรึกษา

รศ.ดร.วิริยะ พิเชษฐจำริญ

ดร.วิจิตร กิณเรศ

อ.สุรินทร์ คำฝอย

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน..... 37009
วัน, เดือน, ปี..... ๓๐ ส.ค. 2543

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้


ปริญญาโทปีการศึกษา 2542

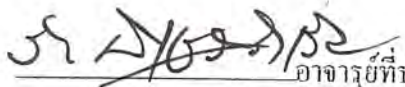
ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง


เรื่อง การออกแบบแบตเตอรี่อิเล็กทรอนิกส์โดยอาศัยพื้นฐานของวงจรขยายคลาสิอินเวอร์เตอร์

ผู้จัดทำ

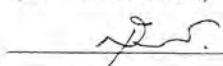
- 
1. นายกฤษณะ อยู่อาจันต์
 2. นายประพันธ์ ทางสกุล
 3. นายวัชรพงษ์ วิไลปะนะ


อาจารย์ที่ปรึกษา

(รศ.ดร.วิริยะ พิเชฐจำริญ)


อาจารย์ที่ปรึกษา

(ดร.วิจิตร กิณเรศ)


อาจารย์ที่ปรึกษา

(อ.สุรินทร์ คำฝอย)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การออกแบบบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์โดยอาศัยพื้นฐานของวงจรขยายคลาสอีอินเวอร์เตอร์

นายกฤษณะ อยู่อาจินต์

นายประพันธ์ ทางสกุล

นายวัชรพงษ์ วิเลปนະ

รศ.ดร.วิริยะ พิเชฐจำเริญ อาจารย์ที่ปรึกษา

ดร.วิจิตร ถินเรศ อาจารย์ที่ปรึกษา

อ.สุรินทร์ คำฝอย อาจารย์ที่ปรึกษา

ปีการศึกษา 2542

บทคัดย่อ

ปฏิญานิพนธ์ฉบับนี้เป็นการนำเสนอวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์(ballast electronic) ที่นำ วงจรขยายคลาสอีเรโซแนนท์อินเวอร์เตอร์(class e resonant inverter) มาประยุกต์ใช้กับหลอดฟลูออเรสเซนต์(fluorescent) ชนิดประหยัดพลังงานทีแอลดี(TL'D) ขนาด 18 วัตต์(watt) และขนาด 36 วัตต์ ด้วยแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงแรงดันต่ำขนาด 24 โวลท์ เช่น แบตเตอรี่(battery) และโซลาร์เซลล์(solar cell) หลักการที่สำคัญของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์คือ สามารถให้แรงดันตกคร่อมหลอดสูงมากพอขณะที่หลอดในสภาวะเริ่มต้นและสามารถควบคุมกระแสให้พอเหมาะในช่วงที่หลอดทำงานในสภาวะปกติ วงจรคลาสอีเรโซแนนท์ อินเวอร์เตอร์ที่เลือกใช้เป็นแบบ Parallel Loaded Resonant Inverter สามารถทำการจุดหลอด และจ่ายกระแสตรงที่ได้ นอกจากนั้นยังมีคุณสมบัติต่างๆ คือ ทำงานในช่วงความถี่สูง 200 kHz , ใช้อุปกรณ์สวิทช์กำลังเพียงตัวเดียว และให้ประสิทธิภาพที่สูงเนื่องมาจากการสวิทช์จะเกิดในขณะที่แรงดันตกคร่อมเป็นศูนย์(zero voltage switching) ในการออกแบบได้ใช้การแมทซิ่ง(matching) ที่เหมาะสมผ่านหม้อแปลงความถี่สูง และรูปคลื่นแรงดันคร่อมหลอด กระแสที่ไหลผ่านหลอดมีรูปคลื่นเป็นสัญญาณไซน์(Sinusoidal) รวมทั้งยังแสดงการเปรียบเทียบรูปคลื่นสัญญาณจากผลการทดลองจริงกับผลจาก โปรแกรมพีเอสไปส์ด้วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

A DESIGN OF ELECTRONIC BALLAST BASED ON CLASS E INVERTER

Kritsana Yuarjin

Praphan Thangsakun

Vachirapong Vilepana

Assoc.Prof.Dr.Viriya Pichetchumrocn Advisor

Dr.Vijit Kinnares Advisor

Mr.Surin Khomfoi Advisor

1999

ABSTRACT

The purpose of this thesis is to present the electronic ballast based on class E resonant inverter, which the energy-saving fluorescent lamp TL'D 18 W and 36 W is supplied by the low DC 24 V source such as battery and solar cell. The principle of electronic ballast should be provides enough open circuit limiting while the lamp is running. The parallel-loaded resonant inverter was selected because its can ignition lamp and supply the current limit. The characteristic presents many advantages such as: operates at high frequency 200 kHz, uses switching power component only one and a very high efficiency because the switch turns on at zero voltage. The design of optimum matching coupling via high frequency transformer and provides sinusoidal lamp current and voltage drop. The compare to real signal experimental with Pspice results was shown.

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อ(ภาษาไทย).....	I
บทคัดย่อ(ภาษาอังกฤษ).....	II
สารบัญ.....	III
สารบัญภาพ.....	VII
สารบัญตาราง.....	XII
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 วัตถุประสงค์ในการทำปริญญานิพนธ์.....	2
1.2 คุณสมบัติของหลอดฟลูออโรสเซ็นต์โดยสังเขป.....	2
1.3 การเลือกความถี่ในการทำงานของหลอดก๊าซลึทเธียม.....	2
1.4 พื้นฐานบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์.....	4
1.5 ตระกูลของวงจรเรโซแนนซ์อินเวอร์เตอร์.....	8
1.6 เปรียบเทียบคุณสมบัติระหว่างบัลลาสต์แมกเนติกแกนเหล็กกับ บัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์.....	11
1.6.1 เปรียบเทียบค่าบัลลาสต์แมกเนติกทั่วไป.....	11
1.6.2 เปรียบเทียบกับอิเล็กทรอนิกส์ชนิดอื่นๆ.....	12
บทที่ 2 พื้นฐานวงจรขยายคลาสิเอ็รเรโซแนนซ์อินเวอร์เตอร์.....	13
2.1 พื้นฐานวงจรขยายคลาสิเอ็รเรโซแนนซ์อินเวอร์เตอร์.....	13
2.2 หลักการทำงานของวงจรขยายคลาสิเอ็ร.....	15
2.2.1 วงจรขยายคลาสิเอ็รที่ปราศจากไดโอด.....	15
2.2.2 วงจรขยายคลาสิเอ็รที่มีไดโอดต่อขนาน (Antiparallel) กับสวิตช์.....	17
2.2.3 วงจรขยายคลาสิเอ็รที่มีไดโอดต่ออนุกรมกับสวิตช์.....	18
2.3 การวิเคราะห์วงจรพื้นฐานวงจรขยายคลาสิเอ็รเรโซแนนซ์อินเวอร์เตอร์.....	19
2.3.1 สมมุติฐานการวิเคราะห์.....	19
2.3.2 การวิเคราะห์การทำงาน.....	19

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
2.3.3 การวิเคราะห์สัญญาณของกระแสและแรงดัน.....	22
2.3.4 ความทนกระแส และแรงดันที่มีผลต่ออุปกรณ์.....	28
2.3.5 อินพุทอิมพีแดนซ์(Input Impedance) ของวงจรเรโซแนนท์.....	31
2.3.6 ค่าตัวแปรต่างๆที่ $D = 0.5$	34
2.4 เรโซแนนท์อินเวอร์เตอร์สำหรับอิเล็กทรอนิกส์กำลัง.....	36
2.5 การสะท้อนของค่าอิมพีแดนซ์(Reflected Impedance).....	41
2.6 การออกแบบวงจรกำลังอิเล็กทรอนิกส์ที่ประยุกต์ใช้วงจรขยายคลาสอี.....	48
บทที่ 3 การออกแบบหม้อแปลง และตัวเหนี่ยวนำ.....	67
3.1 พื้นฐานของวงจรแม่เหล็ก.....	67
3.2 ชนิดของสารแม่เหล็ก.....	69
3.3 การสูญเสียภายในแกนสารแม่เหล็ก.....	69
3.3.1 core loss.....	69
3.3.2 ความสูญเสียในขดลวด.....	70
3.4 ลักษณะทางกายภาพของแกนเฟอร์ไรท์.....	70
3.5 วิธีการออกแบบตัวเหนี่ยวนำ และหม้อแปลงความถี่สูง.....	71
3.5.1 Area Product Ap Approach.....	71
3.5.2 Core geometry Kg Approach.....	71
3.6 การออกแบบตัวเหนี่ยวนำความถี่สูง (Lc).....	72
3.6.1 การเลือกอุปกรณ์.....	72
3.6.2 ข้อกำหนด.....	72
3.6.3 ชีตจำกัด.....	72
3.6.4 สมการการออกแบบโดยวิธีการคำนวณแบบ Core Geometry Kg Approach	74
3.6.5 ขั้นตอนในการออกแบบ.....	76
3.7 การออกแบบหม้อแปลงความถี่สูงที่พิจารณาค่าความเหนี่ยวนำ (La,Lb).....	88

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
3.7.1 การพิสูจน์หาค่า K_g เพื่อนำมาเป็นส่วนหนึ่งในการหาขนาด แกนเหล็กที่เหมาะสม.....	88
3.7.2 ขั้นตอนในการออกแบบหม้อแปลงความถี่สูงที่พิจารณา ความเหนี่ยวนำ.....	93
3.8 การออกแบบตัวเหนี่ยวนำสำหรับการกรองค่ากระแส (L _p).....	107
Gapped Inductor Design using The Core Geometry K_g Approach	
3.8.1 ข้อกำหนด.....	107
บทที่ 4 ผลการทดลอง.....	126
4.1 เครื่องมือ อุปกรณ์ที่ใช้ในการทดลอง และวัสดุ.....	126
4.2 ค่าของอุปกรณ์ที่ได้จากการคำนวณ และจากการทดลองจริง.....	126
4.3 การจำลองโดยใช้โปรแกรมฟีสไปส์.....	128
4.4 ผลการทดลอง.....	131
4.4.1 ผลการทดลองเมื่อเทียบกับผลของการจำลองการทำงาน โดยใช้โปรแกรมฟีสไปส์ กรณี 18 วัตต์.....	132
4.4.2 ผลการทดลองเมื่อเทียบกับผลของการจำลองการทำงาน โดยใช้โปรแกรมฟีสไปส์ กรณี 36 วัตต์.....	142
4.5 ผลการทดลองในขณะถอดหลอด(Open Circuit Test).....	152
4.5.1 ผลการทดลองในขณะถอดหลอด 18 วัตต์.....	152
4.5.2 ผลการทดลองในขณะถอดหลอด 36 วัตต์.....	154
4.6 ผลการทดลองในขณะช็อตหลอด(Short Circuit test).....	126
4.6.1 ผลการทดลองในขณะช็อตหลอด 18 วัตต์.....	156
4.6.2 ผลการทดลองในขณะช็อตหลอด 36 วัตต์.....	158
4.7 ประสิทธิภาพของบัลลาสต์.....	161

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
บทที่ 7	
สรุปผลและวิจารณ์.....	168
บรรณานุกรม	
ประสพการณ์ในการทำปริยฐานิพนธ์	
ภาคผนวก ก สูตรสำเร็จในการออกแบบวงจรขยายคลาสอี	
ภาคผนวก ข รายละเอียดขนาด และคุณสมบัติของขดลวด	
กิตติกรรมประกาศ	
เอกสารอ้างอิง รายละเอียดคุณสมบัติของแกนเฟอร์ไรท์ ไอซี และอุปกรณ์สวิทชิง	



สารบัญภาพ

ภาพที่	หน้า
1.1 การเพิ่มประสิทธิภาพผลการส่องสว่างของหลอดฟลูออเรสเซนต์ ที่ทำงานที่ความถี่ต่างๆ).....	3
1.2 พื้นฐานวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์.....	5
1.3 วงจรพื้นฐานอินเวอร์เตอร์ชนิดบล็อกกิ่งออสซิลเลเตอร์.....	5
1.4 วงจรพื้นฐานอินเวอร์เตอร์ชนิดพุก-พุก.....	6
1.5 วงจรพื้นฐานอินเวอร์เตอร์ชนิดครึ่งบริดจ์.....	7
1.6 วงจรพื้นฐานอินเวอร์เตอร์ชนิดเต็มบริดจ์.....	7
1.7 วงจรพื้นฐานอินเวอร์เตอร์คลาส-ซีและรูปคลื่นสัญญาณ.....	8
1.8 วงจรพื้นฐานอินเวอร์เตอร์คลาส-บีและรูปคลื่นสัญญาณ.....	9
1.9 วงจรพื้นฐานอินเวอร์เตอร์คลาส-แอลและรูปคลื่นสัญญาณ.....	9
1.10 วงจรพื้นฐานอินเวอร์เตอร์คลาส-เอ็มและรูปคลื่นสัญญาณ.....	10
2.1 แสดงวงจรพื้นฐานคลาสอีเรโซแนนซ์อินเวอร์เตอร์.....	14
2.2 แสดงรูปคลื่นกระแส i_r และแรงดัน v_r	14
2.3 วงจรขยายคลาสอี (a) วงจรพื้นฐาน (b) ไดโอดคู่ Antiparallel กับ สวิตช์ (c) ไดโอดคู่อนุกรมกับสวิตช์.....	16
2.4 แสดงรูปคลื่นกระแส i_s และแรงดัน v_s (a) เมื่ออยู่ที่สภาวะเหมาะสม (b) เมื่อขนานกับได โอด (c) เมื่ออนุกรมกับไดโอด.....	17
2.5 วงจรพื้นฐานของคลาสอี ZVS.....	20
2.6 วงจรสมมูลที่ทำงานเหนือจุดเรโซแนนซ์ (Resonance).....	21
2.7 ความสัมพันธ์ระหว่าง I_m/I_1 กับ D.....	23
2.8 แสดงความสัมพันธ์ระหว่าง m กับ D.....	25
2.9 แสดงความสัมพันธ์ระหว่าง $\omega C_1 R_{DC}$ กับ D.....	27
2.10 แสดงความสัมพันธ์ระหว่าง $\omega t_{im}, \omega t_{vm}$ กับ D.....	29

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญภาพ (ต่อ)

ภาพที่	หน้า
2.11 แสดงความสัมพันธ์ระหว่าง I_{SM}/I_P , V_{SM}/V_I กับ D	30
2.12 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าพาวเวอร์เอ๊าท์พุทคาปาซิเตอร์ C_p เทียบกับ D	30
2.13 แสดงวงจรสมมูลของซีรี ที่ทำงานเหนือ f_{01}	31
2.14 แสดงความสัมพันธ์ระหว่าง V_{Rim}/V_P , V_{Lim}/V_I กับ D	32
2.15 แสดงความสัมพันธ์ระหว่าง $P_{Ri} \cdot R_i/V_I^2$ กับ D	32
2.16 แสดงความสัมพันธ์ระหว่าง $\omega \cdot C1 \cdot R_i$ กับ D	33
2.17 แสดงความสัมพันธ์ระหว่าง $\omega \cdot L_o/R_i$ กับ D	33
2.18 แสดงความสัมพันธ์ระหว่าง $\omega \cdot L_o/R_i$ กับ D	34
2.19 วงจรพื้นฐานเรโซแนนท์ (a) แบบอนุกรม:SLR, (b) แบบขนาน:PLR, (c) แบบ อนุกรม-ขนาน:SPLR.....	39
2.20 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างอัตราขยายกับความถี่เรโซแนนท์ (a) แบบอนุกรม, (b) แบบขนาน, (c) แบบอนุกรม-ขนาน.....	40
2.21 แสดงวงจรสมมูลของหม้อแปลง.....	41
2.22 วงจรสมมูลของภาระ เมื่อมองจากด้านเข้าของหม้อแปลง.....	43
2.23 เมื่อภาระมีตัวเก็บประจุต่อขนานอยู่ด้านออกของหม้อแปลง.....	44
2.24 แสดงวงจรสมมูลเมื่อมีตัวเก็บประจุต่อขนานกับภาระ เมื่อมองมาจากทางด้านเข้า.....	46
2.25 แสดงวงจรที่ประยุกต์ใช้วงจรขยายคลาสซี กับบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์.....	46
2.26 แสดงวงจรสมมูลของวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ในรูปที่ 2.25.....	47
2.27 แสดงวงจรสมมูลของวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ในรูปที่ 2.25.....	47
3.1 สนามแม่เหล็กกรอบขดลวด.....	67
3.2 แสดงกระแสที่มีผลต่อทิศทางสนามแม่เหล็ก.....	67
3.3 ตัวอย่างตัวเหนี่ยวนำช่องอากาศ.....	67
3.4 แสดงความสัมพันธ์ระหว่าง B H	68

สารบัญภาพ (ต่อ)

ภาพ	หน้า
3.5 แสดงพื้นฐานอย่างง่ายในการเกิดหม้อแปลง.....	68
3.6 แสดงถึงคออสต(core loss) กับการเพิ่มขึ้นของความถี่ใช้งาน.....	69
3.7 แสดงการเกิดค่าความสูญเสียอันเกิดจากเอ็ดดี้เคอเรนท์(eddy current)	70
3.8 อีไอ ลามิเนชัน(EI Lamination)	70
4.1 วงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ของหลอด 18 วัตต์ ที่นำ วงจรขยายคลาสอี มาประยุกต์ใช้.....	127
4.2 วงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ของหลอด 36 วัตต์ ที่นำ วงจรขยายคลาสอี มาประยุกต์ใช้.....	128
4.3 แสดงรูปคลื่นสัญญาณควบคุม(control)(18 วัตต์).....	132
4.4 แสดงรูปคลื่น V_{ds} จากการทดลอง(18 วัตต์).....	133
4.5 ที่แสดงจากรูปคลื่น V_{ds} จาก Pspice(18 วัตต์)	133
4.6 แสดงรูปคลื่น I_{ds} จากการทดลอง(วัตต์รวม ค่าความต้านทาน 0.2 โอห์ม)(18 วัตต์).....	134
4.7 แสดงจากรูปคลื่น I_{ds} จาก Pspice(18 วัตต์)	134
4.8 แสดงรูปคลื่น IC_1 จากการทดลอง(วัตต์รวม ค่าความต้านทาน 0.2 โอห์ม)(18 วัตต์).....	135
4.9 แสดงรูปคลื่น IC_1 จาก Pspice(18 วัตต์).....	135
4.10 แสดงรูปคลื่น V_{Lc} จากการทดลอง(18 วัตต์).....	136
4.11 แสดงรูปคลื่น V_{Lc} จาก Pspice(18 วัตต์).....	136
4.12 แสดงรูปคลื่น V_{Ca} จากการทดลอง(18 วัตต์).....	137
4.13 แสดงรูปคลื่น V_{Ca} จาก Pspice(18 วัตต์).....	137
4.14 แสดงรูปคลื่น $V_{I.a}$ จากการทดลอง(18 วัตต์)	138
4.15 แสดงรูปคลื่น $V_{L.a}$ จาก Pspice(18 วัตต์).....	138
4.16 แสดงรูปคลื่น $I_{L.a}$ จากการทดลอง(วัตต์รวม ค่าความต้านทาน 0.2 โอห์ม)(18 วัตต์).....	139

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญภาพ (ต่อ)

ภาพที่	หน้า
4.17 แสดงรูป ILa คลื่นจาก Pspice(18 วัดต์)	139
4.18 แสดงรูปคลื่น VLb จากการทดลอง(18 วัดต์)	140
4.19 แสดงรูปคลื่น VLb จาก Pspice(18 วัดต์).....	140
4.20 แสดงรูปคลื่น ILb จากการทดลอง(วัดพร้อม ค่าความต้านทาน 0.2 โอห์ม)(18 วัดต์)	141
4.21 แสดงรูปคลื่น ILb จาก Pspice(18 วัดต์)	141
4.22 แสดงรูปคลื่นสัญญาณควบคุม(control)(36 วัดต์).....	142
4.23 แสดงรูปคลื่น Vds จากการทดลอง(36 วัดต์).....	143
4.24 ที่แสดงจากรูปคลื่น Vds จาก Pspice(36 วัดต์)	143
4.25 แสดงรูปคลื่น Ids จากการทดลอง(วัดพร้อม ค่าความต้านทาน 0.2 โอห์ม)(36 วัดต์).....	144
4.26 แสดงจากรูปคลื่น Ids จาก Pspice(36 วัดต์)	144
4.27 แสดงรูปคลื่น IC1 จากการทดลอง(วัดพร้อม ค่าความต้านทาน 0.2 โอห์ม)(36 วัดต์).....	145
4.28 แสดงรูปคลื่น IC1 จาก Pspice(36 วัดต์).....	145
4.29 แสดงรูปคลื่น VLc จากการทดลอง(36 วัดต์).....	146
4.30 แสดงรูปคลื่น VLc จาก Pspice(36 วัดต์).....	146
4.31 แสดงรูปคลื่น VCa จากการทดลอง(36 วัดต์).....	147
4.32 แสดงรูปคลื่น VCa จาก Pspice(36 วัดต์).....	147
4.33 แสดงรูปคลื่น VLa จากการทดลอง(36 วัดต์)	148
4.34 แสดงรูปคลื่น VLa จาก Pspice(36 วัดต์).....	148
4.35 แสดงรูปคลื่น ILa จากการทดลอง(วัดพร้อม ค่าความต้านทาน 0.2 โอห์ม)(36 วัดต์).....	149
4.36 แสดงรูป ILa คลื่นจาก Pspice(36 วัดต์)	149
4.37 แสดงรูปคลื่น VLb จากการทดลอง(36 วัดต์)	150

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญภาพ (ต่อ)

ภาพที่	หน้า
4.38 แสดงรูปคลื่น VLb จาก Pspice(36 วัตต์).....	150
4.39 แสดงรูปคลื่น ILb จากการทดลอง(วัดคร่อม ค่าความต้านทาน 0.2 โอห์ม)(36 วัตต์)	151
4.40 แสดงรูปคลื่น ILb จาก Pspice(36 วัตต์).	151
4.41 วงจรที่ใช้ในการทดลองบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ ของหลอด 18 วัตต์ขณะหลอดหลอด.....	152
4.42 แสดงรูปคลื่น Vds(18 วัตต์)	153
4.43 แสดงรูปคลื่น Ids(วัดคร่อมค่าความต้านทาน 0.2 โอห์ม)(18 วัตต์)	153
4.44 แสดงรูปคลื่น VLa (18 วัตต์)	154
4.45 แสดงรูปคลื่น VLb (18 วัตต์)	154
4.46 วงจรที่ใช้ในการทดลองบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ ของหลอด 36 วัตต์ขณะหลอดหลอด.....	155
4.47 แสดงรูปคลื่น Vds(36 วัตต์)	155
4.48 แสดงรูปคลื่น Ids(วัดคร่อมค่าความต้านทาน 0.2 โอห์ม)(36 วัตต์)	156
4.49 แสดงรูปคลื่น VLa (36 วัตต์)	156
4.50 แสดงรูปคลื่น VLb (36 วัตต์)	157
4.51 วงจรที่ใช้ในการทดลองบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ ของหลอด 18 วัตต์ขณะหลอดหลอด.....	157
4.52 แสดงรูปคลื่น Vds(18 วัตต์)	158
4.53 แสดงรูปคลื่น Ids(วัดคร่อมค่าความต้านทาน 0.2 โอห์ม)(18 วัตต์)	158
4.54 แสดงรูปคลื่น VLa (18 วัตต์)	159
4.55 วงจรที่ใช้ในการทดลองบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ ของหลอด 36 วัตต์ขณะหลอดหลอด.....	159
4.56 แสดงรูปคลื่น Vds(36 วัตต์)	160
4.57 แสดงรูปคลื่น Ids(วัดคร่อมค่าความต้านทาน 0.2 โอห์ม)(36 วัตต์)	160

สารบัญภาพ (ต่อ)

ภาพที่	หน้า
4.58 แสดงรูปคลื่น VLa (18 วัตต์)	161
4.59 แสดงวงจรที่ใช้ในการทดลองวัดค่ากำลังไฟฟ้า(18 วัตต์)	161
4.60 แสดงรูปคลื่น VLamp ที่เทียบกับ ILamp (18 วัตต์)	162
4.61 แสดงสเปกตรัม(spcctrum)ของ Ilamp(I1) และ Vlamp(V1)(18 วัตต์)	163
4.62 แสดงสเปกตรัมของกำลังไฟฟ้าทางด้านเข้าพุท(18 วัตต์).....	164
4.63 แสดงวงจรที่ใช้ในการทดลองวัดค่ากำลังไฟฟ้า(36 วัตต์)	165
4.64 แสดงรูปคลื่น VLamp ที่เทียบกับ ILamp (36 วัตต์)	165
4.65 แสดงสเปกตรัม(spectrum)ของ Ilamp(I1) และ Vlamp(V1)(36 วัตต์)	166
4.66 แสดงสเปกตรัมของกำลังไฟฟ้าทางด้านเข้าพุท(36 วัตต์).....	167

สารบัญตาราง

ตารางที่

หน้า

3.1 แสดงให้เห็นค่าความหนาแน่นของสนามแม่เหล็กสูงสุดของแต่ละชนิดสารแม่เหล็ก...108



บทที่ 1

บทนำ

ปัจจุบันหลอดฟลูออเรสเซนต์เป็นที่นิยมอย่างแพร่หลาย เนื่องจากประสิทธิภาพ การส่องสว่าง(Luminous efficiency) ที่ดีกว่าและอายุการใช้งานที่ยาวนานกว่าหลอดไส้(Incandescent Lamp) บัลลาสต์แมกเนติก(magnetic) และสตาร์ทเตอร์(starter) เป็นอุปกรณ์ร่วมที่สำคัญที่ใช้ร่วมกับหลอดฟลูออเรสเซนต์ โดยทำหน้าที่ในการจุดหลอด, ปรับกระแสและแรงดันให้เหมาะสมกับหลอดในขนาดที่ใช้งานนั้นๆ อย่างไรก็ตาม ข้อเสียที่ไม่อาจมองข้ามของการใช้บัลลาสต์แมกเนติกและสตาร์ทเตอร์ คือการเกิดการกระพริบของหลอด ทำให้สารที่เคลือบขั้วหลอดที่ทำหน้าที่จ่ายอิเล็กตรอน(electron) หลุดหายไปมากขึ้นไป(ขึ้นอยู่กับจำนวนครั้งของการกระพริบ) ซึ่งส่งผลให้อายุการใช้งานของหลอดสั้นลง ข้อเสียอื่น ๆ ที่เห็นได้ชัดพอที่จะสรุปได้ดังนี้

1. ประสิทธิภาพต่ำ เนื่องจากมีการสูญเสียที่เกิดขึ้นในตัวบัลลาสต์แมกเนติกค่อนข้างสูง
2. ค่าตัวประกอบกำลัง(power factor)ต่ำ เป็นผลให้ค่ากระแสที่ใช้สูงเกินความต้องการที่แท้จริงของหลอด
3. เกิดเสียงฮัม(Hum)รบกวน ในกรณีที่ตัวบัลลาสต์แมกเนติกแกนเหล็กเริ่มเสื่อมสภาพ
4. เกิดผลสโตรโบสโคปิก(stroboscopic) ทำให้เห็นภาพวัตถุเคลื่อนที่เบลอ และทำให้สายคาล่าได้อย่างรวดเร็ว เนื่องมาจากการทำงานที่ความถี่ต่ำ

ปัญหาและที่มาของการทำงาน จากคุณสมบัติและข้อดีต่างๆของวงจรอินเวอร์เตอร์คลาส-อี เราได้นำมาประยุกต์ใช้เป็นบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ เพื่อใช้ในการจุดหลอด และให้กระแสเลี้ยงหลอดฟลูออเรสเซนต์ โดยเน้นเฉพาะในการใช้กับแหล่งจ่ายไฟแรงดันต่ำ เช่น แบตเตอรี่ โซล่าเซลล์ ฯ ซึ่งสามารถนำมาใช้งานได้โดยตรงในรถขนส่งมวลชนที่ในปัจจุบันส่วนใหญ่มักยังคงใช้หลอดไส้อยู่ แต่ก็มีบางคันที่ใช้เป็นหลอดฟลูออเรสเซนต์ซึ่งใช้วงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดบล็อกกิ้งออสซิลเลเตอร์(blocking oscillator) จากที่ทราบอยู่แล้วเนื่องจากการจ่ายกระแสที่ไม่สมมาตรทำให้อายุการใช้งานหลอดสั้นมาก ซึ่งสังเกตได้ว่าขั้วหลอดจะดำอย่างรวดเร็ว รวมไปถึงตู้โทรศัพท์สาธารณะที่มีแสงไฟสว่างในยามค่ำคืน เนื่องจากข้อกำหนดขององค์การโทรศัพท์แห่งประเทศไทยที่ห้ามใช้แหล่งจ่ายไฟสลับ 220 โวลต์(volt) โดยตรงกับตู้โทรศัพท์ ทั้งนี้หากต้องการใช้พลังงานไฟฟ้าจึงจำเป็นต้องปรับแรงดันไฟฟ้าให้เป็นแรงดันต่ำก่อนโดยการผ่านหม้อแปลงไฟฟ้า เพื่อป้องกันปัญหาไฟรั่วที่อาจอันตรายกับผู้ใช้งานโทรศัพท์ แต่เดิมตู้โทรศัพท์ใช้หลอดไส้ที่ให้แสงสว่างน้อยกว่าหลอดฟลูออเรสเซนต์ และใช้พลังงานมากกว่า ดังนั้นบัลลาสต์ชนิดนี้จึงเหมาะกับงานดังที่ได้กล่าวไป และยังสามารถนำไปประยุกต์ใช้กับงานอื่นๆอีกมากมาย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.1 วัตถุประสงค์ในการทำปฏิกิริยานิวเคลียร์

1. ศึกษาทฤษฎีพื้นฐานของจรรยาบรรณคลาสิกอินเวอร์เตอร์
2. ศึกษากลไกการทำงานของหลอดฟลูออเรสเซนต์
3. ศึกษากลไกการทำงานของบัลลาสต์
4. ศึกษาการออกแบบคลาสิกโดยใช้วงจรเรโซแนนซ์แบบต่างๆ
5. ศึกษาเพื่อนำไปประยุกต์ใช้งานกับแหล่งจ่ายกระแสตรงแรงดันต่ำๆ(24V)
6. ศึกษาเพื่อนำไปใช้งานที่ความถี่สูงทำให้ขนาดอุปกรณ์เล็กลง

1.2 คุณสมบัติของหลอดฟลูออเรสเซนต์โดยสังเขป

หลอดฟลูออเรสเซนต์ที่นิยมใช้มักเป็นชนิดขั้วร้อน(heat-electrode) โดยมีคุณสมบัติเป็นค่าความต้านทานลบ(negative-impedance) กล่าวคือ เมื่อเพิ่มกระแสให้กับหลอดแรงดันที่ตกคร่อมระหว่างขั้วหลอดจะลดลง เนื่องจากคุณสมบัติที่ไม่เสถียรภาพของหลอด บัลลาสต์ที่ใช้กับหลอดควรเป็นแหล่งจ่ายกระแส(current source) หรืออย่างน้อยควรเป็นแหล่งจ่ายแรงดัน(voltage source) ที่อิมพีแดนซ์สูงเพียงพอ ในการจุดหลอดแต่ละครั้งจะทำให้ขั้วหลอดเสื่อมลงทีละน้อย เนื่องจากสารเคลือบขั้วหลอดที่ทำหน้าที่จ่ายอิเล็กตรอนจะหลุดหายไปทุกครั้งที่มีการสตาร์ท(start) หรือการจุดหลอด โดยเฉพาะหากมีการจุดหลอดขณะที่ไส้หลอดยังมีอุณหภูมิสูงไม่เพียงพอ จะต้องใช้แรงดันที่ตกคร่อมหลอดสูงมากขึ้นในการจุดหลอด ซึ่งจะมีผลโดยตรงกับอายุการใช้งานหลอดให้ลดลง นอกจากนี้อายุการใช้งานของหลอดยังขึ้นอยู่กับความสมมาตรของรูปคลื่นกระแสสลับที่ไหลผ่านหลอด รวมถึงการจุดหลอดควรให้ค่าเอนตามขั้นตอนดังนี้ให้ครบถ้วน

1.2.1 ไส้หลอดให้อุณหภูมิสูงเพียงพอ(Preheat Stage)

1.2.2 การจุดหลอด(Ignition Stage) ขึ้นอยู่กับกระแสอุ่นไส้หลอดที่ต้องสอดคล้องกัน

1.2.3 การทำงานที่สถานะปกติ(Burning Stage)

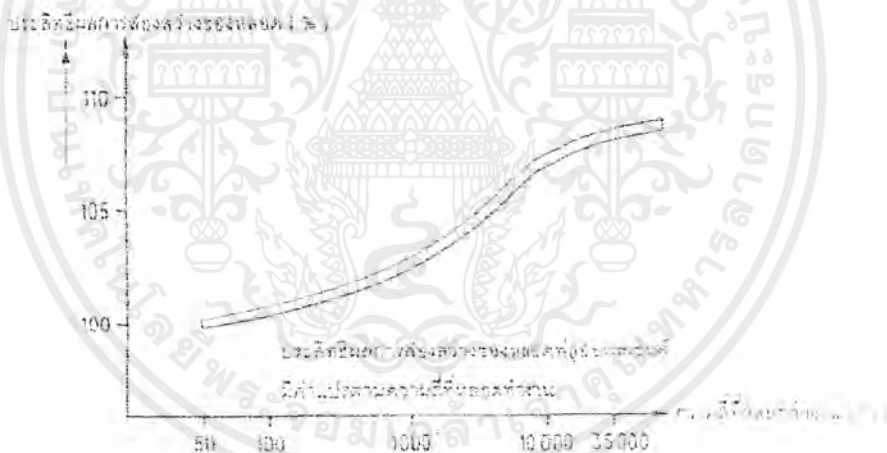
1.3 การเลือกความถี่ในการทำงานของหลอดก๊าซดิสชาร์จ

หากหลอดก๊าซดิสชาร์จทำงานที่ความถี่สูงจะได้ประโยชน์จากการเปลี่ยนแกนของบัลลาสต์ จากแกนเหล็กมาเป็นแกนเฟอร์ไรต์(ferrite)ที่มีขนาดเล็กและน้ำหนักเบาทำ ทำให้ใช้ choke ที่มีขนาดเล็กลง แต่ก็ต้องเพิ่มวงจรแปลงแรงดันกระแสสลับความถี่ต่ำให้เป็นแรงดันกระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สลับความถี่สูง การเลือกใช้ความถี่ในการทำงานของวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์แบบความถี่สูงจำเป็นต้องคำนึงถึงปัจจัยหลายด้าน เช่น การป้องกันการรบกวน การชิลด์(shield) และคำนึงถึงความถี่ในการทำงานของอุปกรณ์อื่นอีกด้วย เพราะบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ก็เป็นสินค้าอุปโภคชนิดหนึ่งเช่นกัน การเลือกความถี่ในการทำงานสำหรับหลอดฟลูออเรสเซนต์ มีเกณฑ์ดังนี้

1. หากเลือกใช้ความถี่ยิ่งต่ำก็จะมีผลดี ทำให้การรบกวนเนื่องจากผลของฮาร์โมนิก (harmonic)จะมีผลน้อยลง แต่ขนาดของอุปกรณ์จะมีขนาดใหญ่กว่าการใช้ความถี่สูง
2. ความถี่ควรสูงกว่า 10 kHz เพราะหลอดจะมีประสิทธิภาพการส่องสว่างเพิ่มสูงขึ้นประมาณ 7-10 % ที่ความถี่สูงกว่า 10 kHz ดังแสดงในรูปที่ 1.1
3. ความถี่ควรสูงกว่า 18 kHz เพราะหากความถี่ต่ำกว่านี้ หุคนจะสามารถได้ยินอาจสร้าง ความรำคาญได้ (โดยทั่วไป หุคนโดยเฉลี่ยจะสามารถได้ยินเสียงความถี่สูงสุดได้ประมาณ 15 kHz แต่ในเด็กเล็กอาจสามารถได้ยินความถี่สูงขึ้นไปถึง 18 kHz) ซึ่งโดยทั่วไปจะถือเกณฑ์ความถี่ขั้นต่ำที่ 20 kHz เพื่อหลีกเลี่ยงการได้ยินของคน



รูปที่ 1.1 การเพิ่มประสิทธิภาพการส่องสว่างของหลอดฟลูออเรสเซนต์ที่ทำงานที่ความถี่ต่างๆ

4. หากเลือกความถี่สูงมากขึ้น ความถี่ควรสูงมากกว่า 50 kHz เพราะอากาศจะสามารถดูดกลืนคลื่นเสียงได้เพิ่มมากขึ้น จึงเป็นผลดีที่ทำให้การรบกวนอาเอฟไอ(RFI) ลดลงอย่างรวดเร็ว
5. การที่สวิทช์ต้องทำงานที่ความถี่สูงมากขึ้นก็ส่งผลให้เกิดการสูญเสียพลังงานในช่วงการสวิทช์มากขึ้น แต่ในกรณีที่วงจรมีคุณสมบัติไม่มีการสูญเสียขณะสวิทช์ซึ่ง (zero voltage

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

switching :ZVS) ณ.ความถี่ใดๆ เช่น ตัวอย่างวงจรคลาสอี ที่ได้นำมาประยุกต์ใช้งานในการทำปรีญญาณิพนธ์นี้

6. การเลือกใช้ความถี่สูงสุดได้เท่าไรนั้น ขึ้นกับขีดจำกัดด้านความเร็วของอุปกรณ์ เช่น แกนเฟอร์ไรซ์ หรือ ทรานซิสเตอร์(transistor)ที่สามารถทำงานที่ความถี่สูงได้ ในที่นี้เลือกใช้ mosfet) เพราะสามารถใช้งานได้เป็นเมกะเฮิรซ์(MHz)

7. การทำให้หลอดฟลูออเรสเซนต์ทำงานที่ความถี่สูงมากขึ้นนั้น ก็ไม่ได้ทำให้หลอดฟลูออเรสเซนต์ (ที่ใช้หลักการกระแสน้ำไหล) มีค่าประสิทธิภาพการส่องสว่างเพิ่มไปมากกว่า 10 %

8. ยิ่งความถี่สูงมากขึ้นเท่าไร ก็จะเกิดผลของฮาร์โมนิกที่ 2, 3,... ฯลฯ ยิ่งสูงมากขึ้น จึงเป็นผลเสียที่จะไปเพิ่มการรบกวนอุปกรณ์ไฟฟ้าอื่นๆที่ทำงานที่ความถี่สูงในย่านเดียวกัน

9. ความถี่ที่ควรหลีกเลี่ยงในช่วง 30-60 kHz เพราะคลื่นพาหะของรีโมทคอนโทรล(remote control) ส่วนมากใช้ความถี่ในช่วงย่านนี้ ได้แก่ 23, 25, 33, 35, 40, 55 kHz โดยความถี่ที่มีการใช้งานมากที่สุดคือ 40 kHz เพราะมีความยาวคลื่นสั้น การเลี้ยวเบนของคลื่นน้อยมาก การดูดกลืนคลื่นในอากาศพอประมาณ ถ้าคลื่นเป็นลำแคบมีทิศทางที่แน่นอน

10. ได้มีการศึกษาถึงผลของความถี่และคลื่นต่อชีววิทยาของมนุษย์และสิ่งแวดล้อม กล่าวถึง ความถี่ที่บดสาสต์อเล็กทรอนิกส์ที่ตีควรวถี่หลีกเลี่ยง อีกช่วงก็คือ 20-25 kHz เพราะหูของสุนัขจะได้ยินเสียงความถี่สูง และมีความไวมากต่อความถี่สูงในช่วง 20-25 kHz จึงสร้างความรำคาญให้แก่สุนัขได้

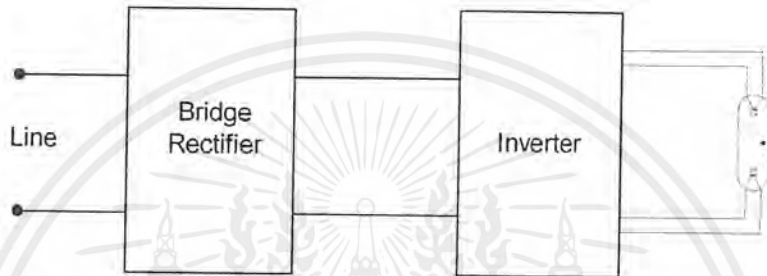
ดังนั้นความถี่ที่เหมาะสมสำหรับการทำงานของหลอดฟลูออเรสเซนต์ในปัจจุบันจึงมีช่วงความถี่ที่เหมาะสมอยู่ในหลัก 10 kHz โดยทั่วไปความถี่ที่มีการใช้ในวงจรบัลลาสต์อเล็กทรอนิกส์อยู่ในช่วง 20-500 kHz แต่ที่นิยมใช้กันมากคือ ความถี่ในช่วง 20-70 kHz

1.4 พื้นฐานบัลลาสต์อเล็กทรอนิกส์

บัลลาสต์อเล็กทรอนิกส์ได้รับการพัฒนาขึ้นมาเพื่อแก้ไขข้อบกพร่องดังกล่าวมาแล้ว โดยทั่วไปแล้วบัลลาสต์อเล็กทรอนิกส์จะประกอบด้วยวงจรย่อยหลัก 2 วงจร ตามรูปที่ 1.2 วงจรส่วนแรกเป็นวงจรแปลงไฟฟ้ากระแสสลับเป็นไฟฟ้ากระแสตรง(ac-dc converter) หรือที่เรียกว่า วงจรเรกติไฟเออร์(rectifier) และวงจรส่วนหลังเป็นวงจรแปลงไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสสลับ(dc-ac converter) หรือที่เรียกว่า วงจรอินเวอร์เตอร์(inverter) ซึ่งวงจรนี้ทำหน้าที่สร้างไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูง เพื่อขจัดเสียงฮัม(hum) และขจัดผลของสโตรโบสโคปิกส์ อุปกรณ์ที่จำเป็นของวงจร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นี่คือ อุปกรณ์สวิตช์กำลัง (power switching device) เช่น ทรานซิสเตอร์กำลัง, มอสเฟตกำลัง เป็นต้น ตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุ โดยที่ตัวเหนี่ยวนำ และตัวเก็บประจุจะขึ้นอยู่กับความถี่ที่ใช้งาน ทั้งนี้หากใช้ความถี่สูงขึ้นขนาดอุปกรณ์จะเล็กลง ในปริณญาณิพนธ์เล่มนี้จะกล่าวถึงส่วนที่เป็น วงจรอินเวอร์เตอร์(Inverter) เท่านั้น เนื่องจากส่วนที่เป็นวงจรเรกติไฟเออร์(Rectifier) จะนำแหล่งจ่ายกระแสตรงที่ได้มาจากแบตเตอรี่(battery), โซลาร์เซลล์(solar cell) ฯลฯ มาประยุกต์ใช้แทน(จะไม่กล่าวถึงส่วนที่เป็นแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง)

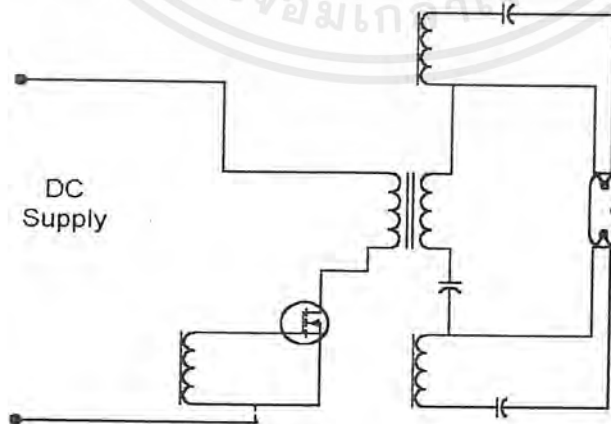


รูปที่ 1.2 พื้นฐานวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์

วงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดต่างๆ ที่นำมาใช้เป็นวงจรพื้นฐานของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์มีดังนี้

1.4.1 วงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดบล็อกกิ้งออสซิลเลเตอร์(blocking oscillator) ดังแสดงในรูป

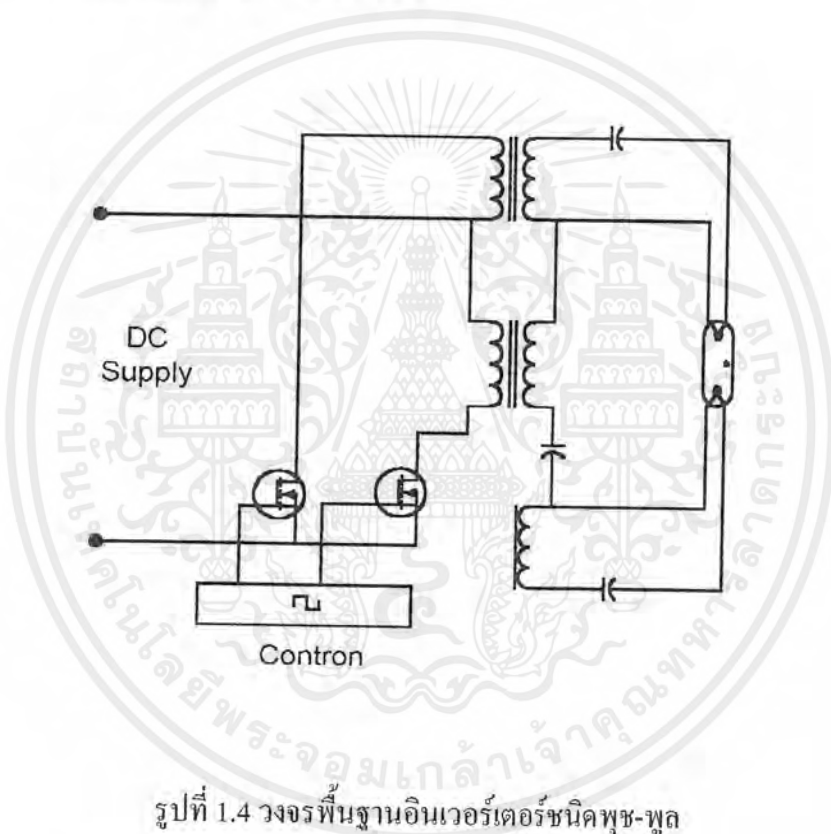
ที่ 1.3 วงจรนี้ใช้อุปกรณ์สวิตช์กำลังเพียงตัวเดียว และแรงดันตกคร่อมอุปกรณ์สวิตช์กำลังค่อนข้างสูง(ไม่ต่ำกว่า 2 เท่าของแรงดันไฟตรงที่จ่ายให้กับวงจร) จึงเหมาะสมสำหรับแหล่งจ่ายไฟเข้าแรงดันต่ำ แต่วงจรนี้ให้สัญญาณรูปคลื่นกระแสสลับในการขับหลอดไม่สมมาตร และบ่อยครั้งที่ขั้นตอนการจุดหลอด(Ignition) จะเกิดในทิศทางเดียว มีผลให้อายุการใช้งานสั้นลง



รูปที่ 1.3 วงจรพื้นฐานอินเวอร์เตอร์ชนิดบล็อกกิ้งออสซิลเลเตอร์

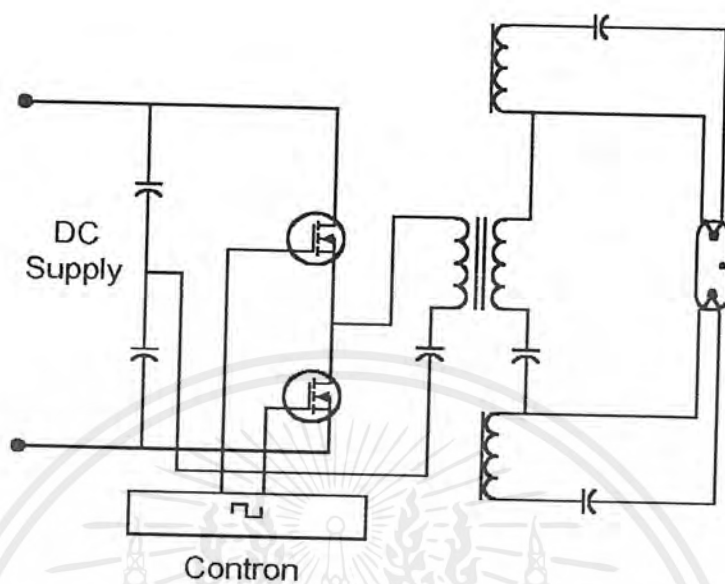
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.4.2 วงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดpush-pull(รูปที่ 1.4) เพื่อให้อายุการใช้งานของหลอดยาวนานขึ้น จึงมีการนำเอาวงจรชนิดนี้มาใช้ โดยวงจรนี้ให้รูปคลื่นกระแสสลับแก่หลอดในลักษณะสมมาตรทั้งซีกบวกและซีกลบ และยังให้แรงดันตกคร่อมตัวสวิทซ์กึ่งกำลังแต่ละตัวประมาณ 2 เท่าของแรงดันไฟตรงที่จ่ายให้วงจร จึงเหมาะสมกับการใช้งานที่แหล่งจ่ายไฟต่ำเช่นกัน อย่างไรก็ตามข้อเสียของอินเวอร์เตอร์ชนิดนี้คือ มีอายุการใช้งานค่อนข้างสั้น เนื่องจากการสูญเสียขณะสวิทซ์(switching loss) สูง และการทำงานขึ้นอยู่กับตัวสวิทซ์กึ่งกำลังทั้ง 2 ตัว หากตัวใดตัวหนึ่งผิดปกติ ก็อาจทำให้ตัวบัสลาสต์เสียหายทันที

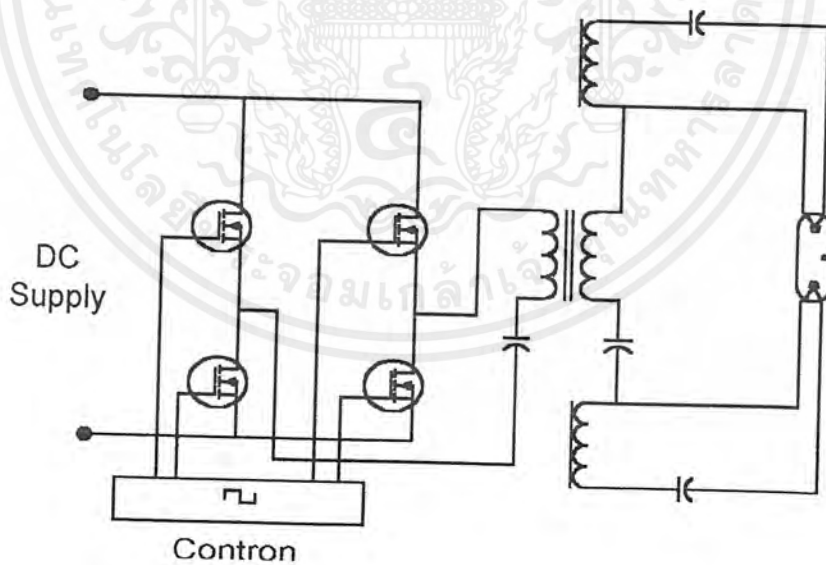


รูปที่ 1.4 วงจรพื้นฐานอินเวอร์เตอร์ชนิดpush-pull

1.4.3 วงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดกึ่งบริดจ์(half-bridge) ดังรูปที่ 1.5 และอินเวอร์เตอร์ชนิดเต็มบริดจ์ (full-bridge) แสดงตามรูปที่ 1.6 วงจรทั้งสองเป็นวงจรอินเวอร์เตอร์ที่นิยมใช้สำหรับแหล่งจ่ายไฟแรงดันเข้าสูง แต่มีปัญหาเรื่องอายุการใช้งานใกล้เคียงกับวงจรpush-pull



รูปที่ 1.5 วงจรพื้นฐานอินเวอร์เตอร์ชนิดกึ่งบริดจ์



รูปที่ 1.6 วงจรพื้นฐานอินเวอร์เตอร์ชนิดเต็มบริดจ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

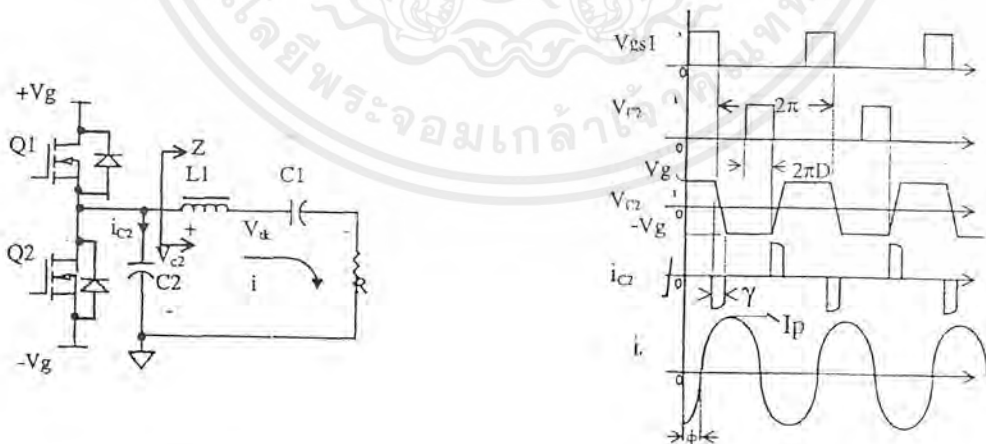
1.5 ตระกูลของวงจรเรโซแนนซ์อินเวอร์เตอร์

ตระกูลของวงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดนี้ประกอบด้วยวงจรเรโซแนนซ์คลาส-ดี(Class-D) และคลาส-อี(Class-E)[5] ซึ่งเป็นวงจรอินเวอร์เตอร์แบบ “Zero-Voltage-Switching” (ZVS) และวงจรเรโซแนนซ์คลาส-แอล(Class-L) และคลาส-เอ็ม(Class-M) เป็นวงจรอินเวอร์เตอร์แบบ “Zero-Current-Switching” (ZCS) วงจรเหล่านี้ได้ใช้กันอย่างกว้างขวาง เช่น คอนเวอร์เตอร์ความถี่สูง ดีซี-ดีซี(DC to DC), บัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ความถี่สูง, เครื่องเชื่อม และเครื่องส่งวิทยุ

หลักการทํางาน

วงจรพื้นฐานและรูปคลื่นของอินเวอร์เตอร์คลาส-ดี, คลาส-อี, คลาส-แอล และคลาส-เอ็ม ได้แสดงตามรูปที่ 1.7-1.10 และสมมุติว่าดีวตีไซเคิล(Duty Cycle) สำหรับสวิตช์ทั้งคลาส-อี และคลาส-แอล เป็น 50%, คลาส-ดีเป็น 25% และคลาส-เอ็มเป็น 75%

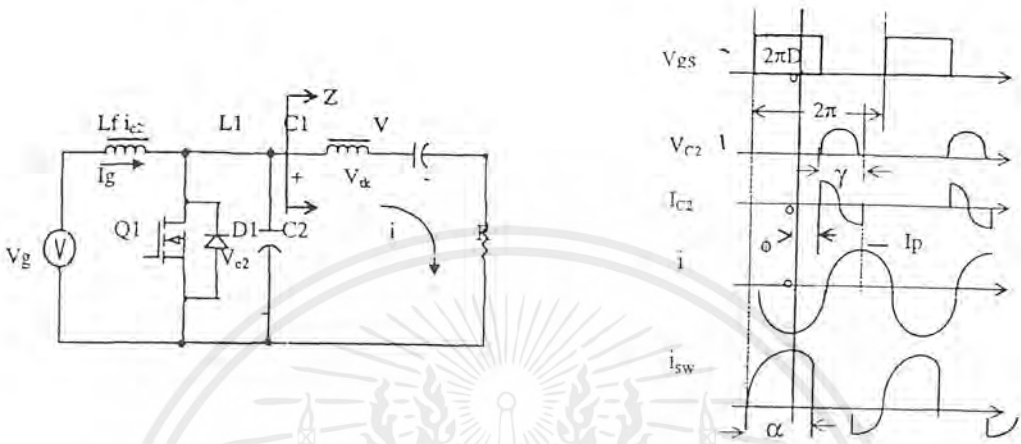
■ กรณีอินเวอร์เตอร์คลาส-ดี(Class-D inverter) สวิตช์ Q1 จะ “ON” เมื่อแรงดันตกคร่อมสวิตช์ Q1 เป็นศูนย์ แรงดันยังคงเป็นศูนย์ตลอดระยะเวลาที่สวิตช์ Q1 ยัง “ON” อยู่ เมื่อสวิตช์ Q1 “OFF” กระแสจะไหลผ่านวงจรเรโซแนนซ์ L1-C1 และได้ชาร์จ C2 จนถึงค่าหนึ่งจนกระทั่งแรงดันตกคร่อม C2 ต้องต่ำกว่าแหล่งจ่าย ก่อนที่สวิตช์ Q2 จะ “ON” ในทำนองเดียวกันสวิตช์ Q2 ก็จะมีการทํางาน “ON” และ “OFF” เหมือนกัน โดยปกติแล้วไดโอด D1 และ D2(anti-parallel diode) จะนำกระแสก่อนที่สวิตช์ Q1 และ Q2 จะ “ON” เพื่อจะได้การทํางานแบบ ZVS



รูปที่ 1.7 วงจรพื้นฐานอินเวอร์เตอร์คลาส-ดีและรูปคลื่นสัญญาณ

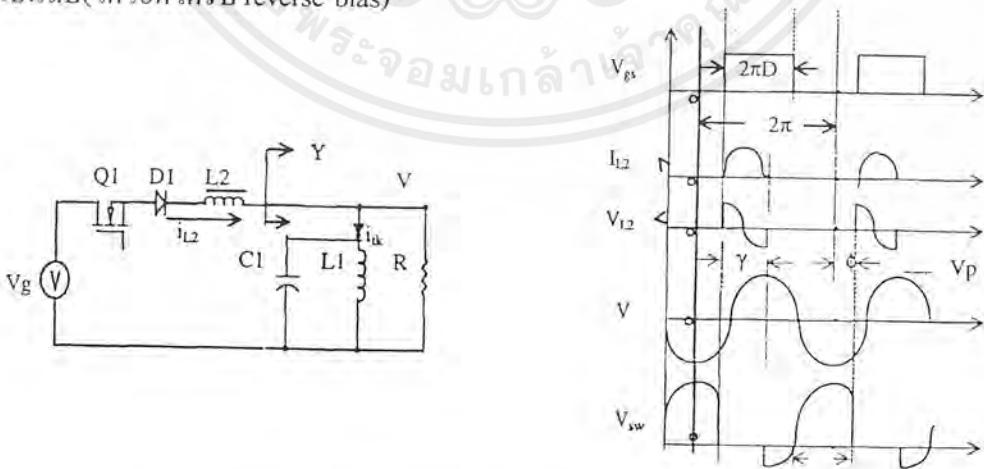
■ กรณีอินเวอร์เตอร์คลาส-อี(Class-E inverter) เงื่อนไขอย่างแรกในอุดมคติคือ การทํางานของสวิตช์ที่ปราศจากการสูญเสีย คือ แรงดันที่ตกคร่อมค่า C2 เป็นศูนย์ขณะที่สวิตช์ Q1 “ON” เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น มิอนุญาตให้นำไปเผยแพร่หรือแจกจ่ายโดยไม่ผ่านการคัดค้านจากผู้จัดทำเอกสารนี้ หากมีการนำเอกสารนี้ไปใช้โดยไม่ผ่านการคัดค้านจากผู้จัดทำเอกสารนี้

เงื่อนไขนี้จะพบขณะที่ชาร์จ(charge) ประจุ C2 และคายชาร์จ(discharge) ประจุ C2 ซึ่งเป็นการสมดุลระหว่างคาบเวลาตอนที่สวิตช์ “OFF” และเงื่อนไขอื่นๆคือ ไดโอด D1 จะนำกระแสก่อนชั่วขณะแล้วสวิตช์ถึงจะ “ON”



รูปที่ 1.8 วงจรพื้นฐานอินเวอร์เตอร์คลาส-ดีและรูปคลื่นสัญญาณ

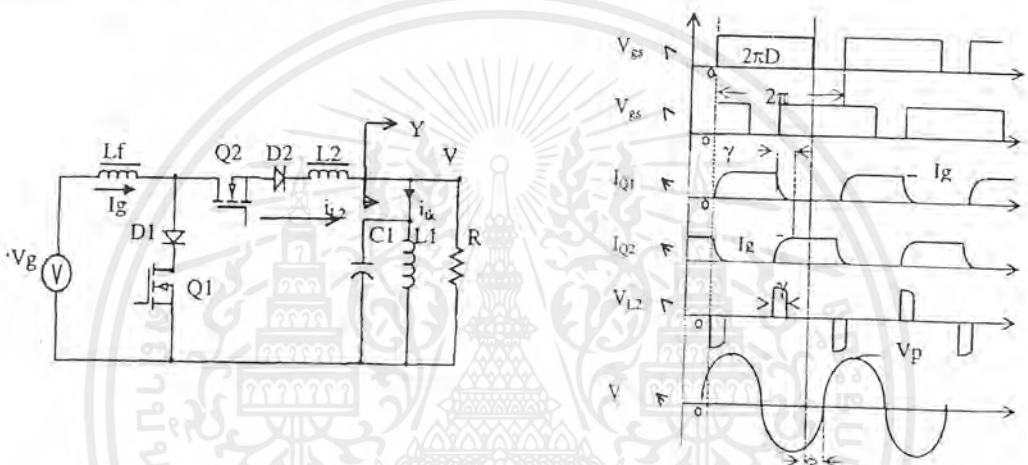
■ กรณีอินเวอร์เตอร์คลาส-แอล(Class-L inverter) จะได้การทำงานแบบ ZCS คือ กระแสจะไหลผ่านสวิตช์ Q1 เพิ่มขึ้นจากศูนย์หลังจากที่สวิตช์ “ON” และลดลงเป็นศูนย์ก่อนที่สวิตช์ “OFF” เงื่อนไขนี้จะเกิดขึ้นเมื่อฟลักซ์(flux)ที่เกิดบน L2 สมดุลย์ระหว่างช่วงเวลาที่สวิตช์ “ON” เงื่อนไขอื่นๆสำหรับ ZCS คือ สวิตช์ Q1 ได้ “OFF” จนกระทั่งแรงดันตกคร่อมสวิตช์และไดโอด D1 เป็นลบ(ไดโอดได้รับ reverse-bias)



รูปที่ 1.9 วงจรพื้นฐานอินเวอร์เตอร์คลาส-แอลและรูปคลื่นสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

▪ กรณีนินเวอร์เตอร์คลาส-เอ็ม(Class-M inverter) จะมีสวิตช์สองตัวคือ Q1 และ Q2 โดยถูกขับด้วยสัญญาณ 2 สัญญาณที่ซ้อนกัน กระแสที่ไหลผ่านทั้งสองสวิตช์จะเพิ่มขึ้นจากศูนย์ไปสู่ขนาดของกระแสจากแหล่งจ่าย และลดลงเป็นศูนย์ในทิศทางที่ตรงกันข้าม เมื่อสวิตช์ทั้งสองได้ถูก “ON” เงื่อนไขที่พบคือ จำเป็นที่จะรักษาแรงดันลบหรือศูนย์ หลังจากทีสวิตช์ Q1 ถูก “OFF” และเป็นบวกหรือศูนย์หลังจากทีสวิตช์ Q2 ถูก “OFF”



รูปที่ 1.10 วงจรพื้นฐานอินเวอร์เตอร์คลาส-เอ็มและรูปคลื่นสัญญาณ

วงจรอินเวอร์เตอร์ชนิด Class-E ตามรูปที่ 1.8 เดิมถูกออกแบบขึ้นมาเพื่อใช้งานเป็นตัวขยายกำลังที่ความถี่วิทยุ(RF Power Amplifier) หลักการพื้นฐานการทำงานคือ การจัดรูปคลื่นของแรงดันตกคร่อม และกระแสที่ไหลผ่านอุปกรณ์สวิตซ์กำลังให้แยกออกจากกันโดยเด็ดขาด(Zero-Voltage-Switching) กล่าวคือ ขณะอุปกรณ์สวิตซ์กำลังกำลังหยุดนำกระแส(turn off) แรงดันตกคร่อมจะไม่เพิ่มขึ้นจนกระทั่งกระแสตกลงเป็นศูนย์ และขณะที่อุปกรณ์สวิตซ์กำลังกำลังนำกระแส(Turn on) แรงดันตกคร่อมอุปกรณ์สวิตซ์กำลังจะตกเป็นศูนย์ก่อนที่กระแสจะค่อยๆเพิ่มขึ้น บัลลาสต์คืออิเล็กทรอนิกส์ชนิดที่ใช้พื้นฐานวงจรอินเวอร์เตอร์คลาส-อี มีส่วนประกอบที่สำคัญ 3 ส่วนดังนี้

1. วงจรแปลงกระแสสลับเป็นกระแสตรง (ac-dc converter)
2. วงจรแปลงกระแสตรงเป็นกระแสสลับ (dc-ac converter)
3. วงจรแมทซิงเรโซแนนซ์ที่เหมาะสม(matching resonant circuits)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นอกจากนี้คุณสมบัติของวงจรมีได้นำตัวเก็บประจุแผ่นที่ตัวมอสเฟตมาใช้ประโยชน์เป็นอุปกรณ์ส่วนหนึ่งของวงจร ซึ่งโดยปกติจะเป็นตัวที่เกิดความสูญเสียขณะสวิตซ์ซึ่ง รวมถึงจะจ่ายกระแสที่เป็นชาयी (กรณีเลือกค่า $Q > 7$) และสมมาตร ให้กับตัวภาระ สำหรับแรงดันยอดสูงสุดขณะหยุดนำกระแส(maximum voltage stress) มีค่าสูงประมาณ 3.5-6 เท่าของแหล่งจ่ายแรงดันไฟตรง คั้งนั้นจึงเหมาะสมที่จะนำมาประยุกต์ใช้งานที่แหล่งจ่ายไฟตรงแรงดันต่ำมาก ซึ่งสามารถสรุปคุณสมบัติเด่นของวงจรอินเวอร์เตอร์คลาส-อี เทียบกับวงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดอื่นได้ดังนี้

1. ประสิทธิภาพที่สูงกว่า เนื่องจากอุปกรณ์สวิตซ์ปิดวงจรในขณะที่แรงดันตกคร่อมตัวมันเป็นศูนย์
2. จำนวนอุปกรณ์ที่เป็นส่วนประกอบวงจรมีน้อย
3. ใช้อุปกรณ์สวิตซ์กำลังเพียงตัวเดียว ทำให้สามารถควบคุมได้ง่ายกว่า และน่าเชื่อถือมากกว่า
4. เนื่องจากการเลือกใช้งานที่ความถี่ที่สูง เป็นผลให้ขนาดของอุปกรณ์เล็กลง (สามารถทำงานที่ความถี่เป็น 5-10 เท่าของอินเวอร์เตอร์ชนิดอื่นได้)
5. ความไวต่อความคลาดเคลื่อนของอุปกรณ์ต่ำ ผลคือ ยอมให้อุปกรณ์หลักมีค่าความคลาดเคลื่อนได้เล็กน้อย โดยไม่ทำให้คุณสมบัติของวงจรเปลี่ยนแปลงไป
6. เป็นวงจรชนิดจ่ายกระแสโดยธรรมชาติ แม้มีการสวิตซ์วงจรที่ตัวภาระ หรือเปิดวงจรที่ด้านออก เช่น ในกรณีขณะทำการเปลี่ยนโหลดก็จะไม่ทำให้วงจรเสียหาย

1.6 เปรียบเทียบคุณสมบัติระหว่างบัลลาสต์แมกเนติกแกนเหล็กกับบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์

ทั้งนี้สามารถเปรียบเทียบการทำงานของวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ชนิดวงจรอินเวอร์เตอร์คลาส-อี เทียบกับบัลลาสต์แมกเนติก และบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์แบบอื่นๆ ได้ดังนี้

1.6.1 เทียบกับบัลลาสต์แมกเนติกทั่วไป

1. ประสิทธิภาพที่สูงกว่า
2. ค่าตัวประกอบกำลังสูงกว่า(>0.95)
3. ไม่เกิดเสียงฮัม(Hum)
4. ไม่เกิดผลของสโตรโบสโคปิกส์ นั่นคือไม่ทำให้สายด้ายเร็ว และให้แสงสว่างที่นิ่มนวลกว่า
5. ทำให้หลอดมีอายุการใช้งานนานกว่า
6. ให้แสงสว่างมากกว่า เมื่อเทียบกับกำลังไฟเข้าที่เท่ากัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.6.2 เทียบกับบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ชนิดอื่นๆ

1. ประสิทธิภาพที่สูงกว่าเนื่องจากการไม่มีการสูญเสียขณะสวิตชิง (ZVS)
2. จำนวนอุปกรณ์ที่ประกอบเป็นวงจรน้อย
3. ใช้อุปกรณ์สวิตชิงกำลังเพียงตัวเดียว ทำให้สามารถควบคุมได้ง่าย และน่าเชื่อถือมากกว่า
4. เนื่องจากการเลือกใช้งานที่ความถี่ที่สูง เป็นผลให้ขนาดของอุปกรณ์เล็กลง (สามารถทำงานที่ความถี่ใน 5-10 เท่าของอินเวอร์เตอร์ชนิดอื่นได้)
5. เมื่อนำมาเชื่อมต่อกับวงจรแมทชิงที่เหมาะสม (Matching Circuits) จะทำให้สามารถต่อกับตัวภาระได้ช่วงค่าความต้านทานที่กว้างมาก โดยไม่ทำให้คุณสมบัติของวงจรเปลี่ยนแปลงไป
6. กระแสสลับที่จ่ายให้กับโหลดจะเป็นไซน์และสมมาตร (Sinusoidal)
7. การจุดหลอดที่ครบทั้ง 3 ขั้นตอน เนื่องจากมีวงจรเรโซแนนซ์ช่วยในการจุดหลอด
8. การผลิตที่ง่าย เนื่องจากวงจรใช้อุปกรณ์น้อย และวงจรควบคุมใช้เพียงความถี่เดียว รวมถึงความกว้างของรูปคลื่นสัญญาณ (Duty Cycle) เท่ากับ 0.5

บทที่ 2

พื้นฐานวงจรขยายคลาสอีเรโซแนนท์อินเวอร์เตอร์

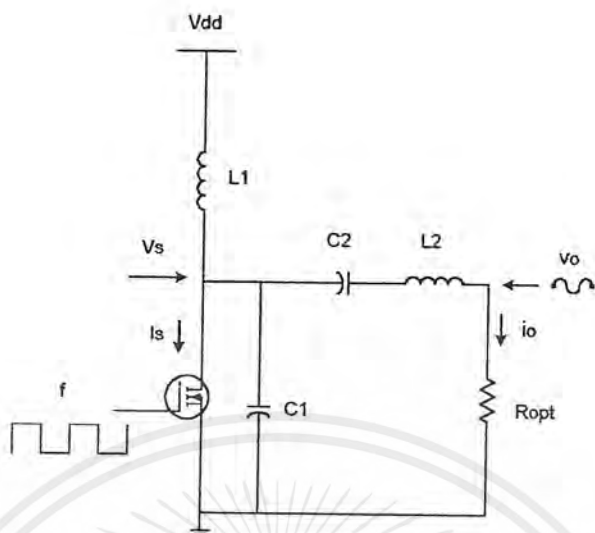
บทนี้จะแยกกล่าวถึงพื้นฐานวงจรขยายคลาสอีเรโซแนนท์อินเวอร์เตอร์(Class E Resonant Inverter) ที่นำมาประยุกต์เป็นบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์, วงจรพื้นฐานเรโซแนนท์ที่เหมาะสมนำมาประยุกต์มาใช้จุดหลอด และการออกแบบหาค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ในวงจร

2.1 พื้นฐานวงจรขยาย Class E Resonant Inverter

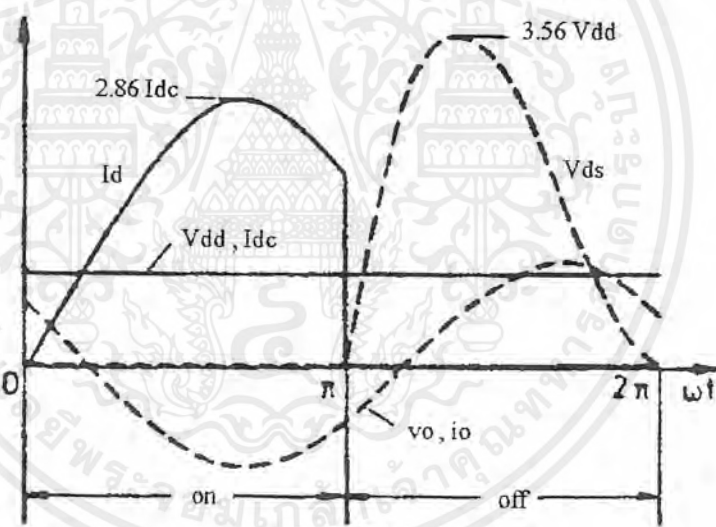
สำหรับวงจรพื้นฐาน Class E ได้มีการแนะนำโดย Sakal โดยเป็นวงจรสวิตช์โหมดแอมพลิไฟเออร์(Switching-mode Amplifier) อย่างหนึ่ง โดยวงจรจะประกอบไปด้วยอุปกรณ์ที่ทำหน้าที่ปิด-เปิด วงจร (Switching เช่น ทรานซิสเตอร์, มอสเฟต) และวงจรภาระ (Load Network) ที่มีหลักการสำคัญว่าแรงดัน และความชันของแรงดันที่ตกคร่อมอุปกรณ์สวิตช์ในขณะที่อุปกรณ์สวิตช์นำกระแส (ปิดวงจร) จะต้องเป็นศูนย์ ซึ่งจะทำให้วงจรพื้นฐานนี้จะมีค่าความสูญเสียเนื่องจากสวิตช์ซึ่งน้อยมาก เพราะไม่มีการตัดกันระหว่างรูปคลื่นแรงดัน และกระแส ยังผลให้วงจรโดยรวมมีประสิทธิภาพที่ค่อนข้างสูง นอกจากนี้หลักการที่สำคัญของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์คือ ต้องสามารถให้แรงดันตกคร่อมที่สูงมากพอในขณะที่จุดหลอดในสภาวะเริ่มต้น และต้องควบคุมกระแสให้พอเหมาะในช่วงที่หลอดทำงานในสภาวะปกติ เนื่องจากคุณสมบัติของหลอดฟลูออเรสเซนต์ที่ความต้านทานลบ ซึ่งวงจรคลาสอีเรโซแนนท์อินเวอร์เตอร์ มีคุณสมบัติดังกล่าวครบถ้วน

วงจรพื้นฐานของ Class E นั้นจะประกอบไปด้วยอุปกรณ์ตามรูปที่ 2.1

1. อุปกรณ์สวิตช์ที่ต่อขนานกับ C_1 ซึ่งโดยปกติค่าตัวเก็บประจุ C_1 ที่แฝงอยู่ในอุปกรณ์สวิตช์นี้ ในวงจรอื่นจะเป็นตัวที่ทำให้เกิดการสูญเสียในการทำงานของอุปกรณ์สวิตช์
2. วงจรภาระ (Load Network) ที่ประกอบไปด้วยซีรีสเรโซแนนท์แอลซี(Series Resonant LC) และ โหลด(Load) R_l
3. L_f ทำหน้าที่เป็น ไซค์(choke) ซึ่งจะจ่ายกระแสคงที่ หรือมีริปเปิ้ล (Ripple) น้อยมากจนกระทั่งสามารถตัดทิ้งได้ โดยมีเงื่อนไขว่าค่า L_f ต้องมีค่ามากเพียงพอ [1] นอกจากนี้ หากได้รับการออกแบบที่ดีสามารถลดทอนสัญญาณอาเอฟไอ(RFI) ได้ [2]



รูปที่ 2.1 แสดงวงจรพื้นฐานคลาสอีเรโซแนนซ์อินเวอร์เตอร์



รูปที่ 2.2 แสดงรูปคลื่นกระแส i_s และแรงดัน v_s

จุดสำคัญในการทำงานของวงจรขยาย Class E นั้น ในความหมายของโซกัล(Sokal)[3] สามารถกำหนดได้ว่าวงจรนี้จะประกอบไปด้วย อุปกรณ์ที่ใช้ในการสวิตช์ซึ่งเพียง 1 ตัว และจะมีวงจรภาระ (Load Network) รวมไปถึงต้องมีการทำงานของวงจรที่สำคัญ 3 ประการ

1. การเพิ่มขึ้นของค่าแรงดันที่ตกคร่อมตัวอุปกรณ์สวิตช์ ในขณะที่อุปกรณ์กำลังเปิดวงจรต้องมีการหน่วงเวลา แล้วค่อยเพิ่มขึ้นในภายหลัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2. ค่าแรงดันที่ตกคร่อมตัวอุปกรณ์สวิทช์ซึ่งควรจะตกลงเป็นศูนย์ ในขณะที่อุปกรณ์สวิทช์กำลังจะปิดวงจร
3. ค่าความชันของแรงดันที่ตกคร่อมตัวอุปกรณ์สวิทช์ซึ่ง (dv_s/dt) จะต้องเป็นศูนย์ ในขณะที่อุปกรณ์สวิทช์กำลังจะปิดวงจร

ทั้งนี้หากวงจรขยายอินเวอร์เตอร์ (Class E Inverter) มีคุณสมบัติครบถ้วนทั้ง 3 ประการข้างต้นสามารถกล่าวได้ว่า วงจรขยายนั้นอยู่ในสภาวะการทำงานที่เหมาะสม (Optimum Class E) และถ้าวงจรขยายใดที่มีคุณสมบัติไม่ครบทั้ง 3 ประการ สามารถกล่าวได้ว่าวงจรขยายดังกล่าวทำงานภายใต้สภาวะเหมาะสม (Suboptimum Class E)

ลักษณะที่สำคัญของวงจรคลาสอีอินเวอร์เตอร์ เมื่อวงจรทำงานในสภาวะเหมาะสมนั้น ลักษณะรูปร่างกระแส i_s และแรงดัน v_s ต้องมีลักษณะตามรูปที่ 2.2 กล่าวคือ ขณะที่อุปกรณ์สวิทช์เปิดวงจร แรงดันที่ตกคร่อมอุปกรณ์สวิทช์จะไม่เพิ่มขึ้นก่อนที่กระแสที่ไหลผ่านอุปกรณ์สวิทช์ i_s จะตกลงเป็นศูนย์ และในขณะที่อุปกรณ์สวิทช์ปิดวงจรทั้งแรงดัน และความชันของแรงดันจะตกเป็นศูนย์ก่อนที่กระแส i_s จะค่อยๆเพิ่มขึ้น ถ้าเป็นเช่นนั้นก็หมายความว่า ความสูญเสียที่เกิดขึ้นในขณะที่อุปกรณ์สวิทช์ทำงาน ปิด-เปิด (Switching Loss) จะมีค่าเป็นศูนย์หรือต่ำมาก แม้ว่าจะทำงานที่ความถี่ที่สูงมาก นอกไปจากนี้ค่ากระแสและแรงดันที่ภาระจะมีลักษณะเป็นซายน์ (Sinusoidal) [2] รวมไปถึงค่าตัวเก็บประจุที่ฝังอยู่ในอุปกรณ์สวิทช์ที่โดยปกติจะเป็นค่าการสูญเสียก็จะไม่เกิดขึ้น เนื่องจากคุณสมบัติของวงจรที่จะทำงานในลักษณะที่กระแสและแรงดันจะไม่ตัดกัน และที่สำคัญค่าตัวเก็บประจุแฝงนี้หากมีค่ามากพอ และทำงานที่ความถี่ที่สูงมาก ค่าตัวเก็บประจุแฝงนี้สามารถใช้แทน $C1$ ได้ ซึ่งจะเป็นการประหยัดอุปกรณ์ และง่ายต่อการออกแบบมากขึ้น [2]

2.2 หลักการทำงานของวงจรขยายคลาสอี

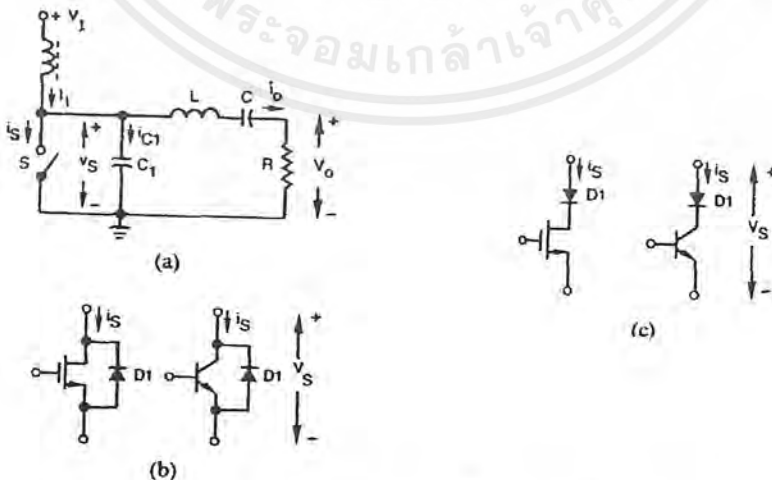
2.2.1 วงจรขยายคลาสอี ที่ปราศจากไดโอด (Optimum Mode)

พิจารณาจากรูปที่ 2.3(a) และ 2.4(a) เป็นรูปวงจรพื้นฐานและรูปคลื่นของกระแส และแรงดันที่ทำงานในสภาวะเหมาะสม (Optimum) ที่ $R = R_{opt}$ โดยมีเงื่อนไขคือ

$$\frac{dv_s(\omega t)}{d(\omega t)} = 0 \quad (2.1)$$

จากรูปที่ 2.3(a) RF Choke L_f มีหน้าที่ในการกำจัดเอซีริปเปิล(AC Ripple) ที่ปนมากับกระแส I_i ของแหล่งจ่ายดีซี และ RLC Series Resonant ทำให้เกิดกระแส i ซึ่งรูปร่างกระแส i นั้นจะขึ้นอยู่กับค่า Q ของวงจร ถ้าหากค่า Q มีค่าสูง (Q มากกว่าหรือเท่ากับ 7) [4] รูปร่างของ i จะมีลักษณะคล้าย Sinusoidal แต่ถ้าหากมีค่า Q ที่ต่ำ รูปร่างของ i ก็จะมีลักษณะคล้าย Exponential ทั้ง RF Choke L_f และ RLC Series Resonant ทำหน้าที่เป็นแหล่งจ่ายกระแสที่มีค่าเท่ากับ I_i-i เมื่ออุปกรณ์สวิทช์ทำงาน (Turn on) ค่า I_i-i จะไหลผ่านอุปกรณ์สวิทช์ แต่เมื่ออุปกรณ์สวิทช์ไม่ทำงาน (Turn off) นั้นค่ากระแสดังกล่าวจะไหลผ่าน C_1 ทำให้เกิดแรงดันตกคร่อม C_1 และตัวอุปกรณ์สวิทช์

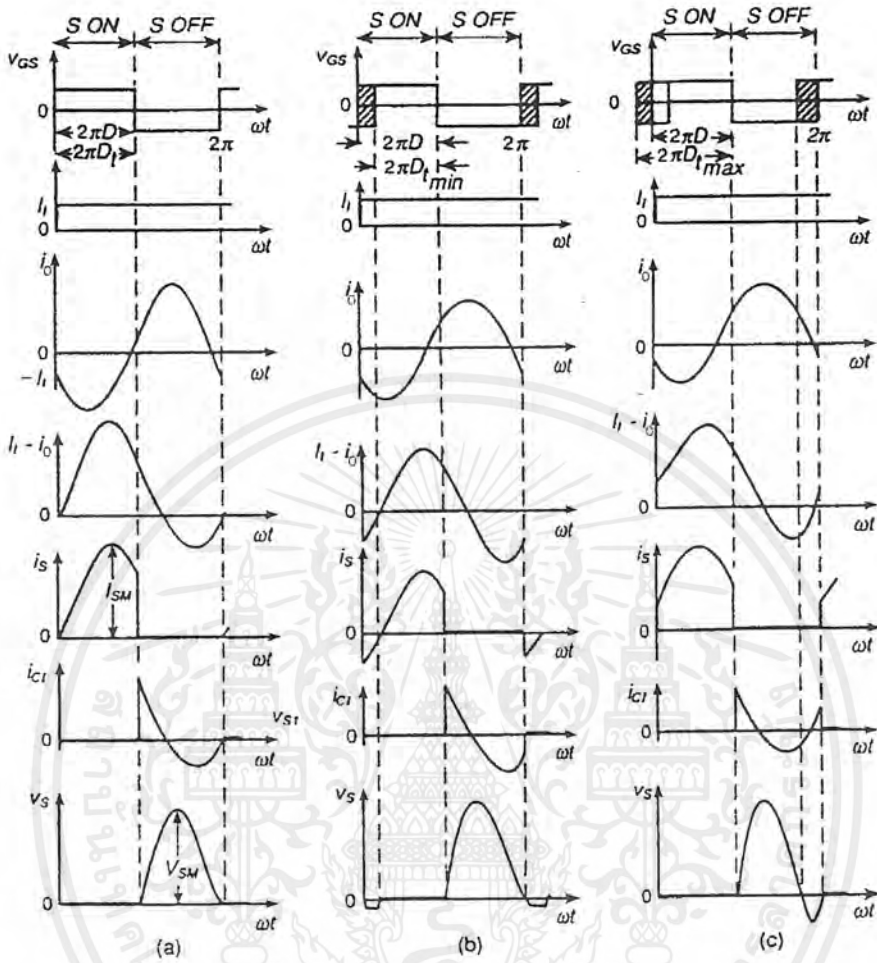
สำหรับการทำงานที่สถานะเหมาะสม (Optimum Mode) ทั้งแรงดันและความชันแรงดันที่ตกคร่อมอุปกรณ์สวิทช์นั้นจะมีค่าเป็นศูนย์ ซึ่งก็จะหมายถึงไม่มีค่าพลังงานที่สะสมไว้ที่ C_1 จึงทำให้ไม่มีค่าความสูญเสียเกิดขึ้น เนื่องด้วยค่าความชันของ v_s เป็นศูนย์ และการเพิ่มขึ้นของ i_s ที่น้อยกว่าศูนย์ รวมถึงค่า v_s และ i_s มีค่าทางด้านซีกบวก เพราะฉะนั้น ไม่มีความจำเป็นที่จะต้องเพิ่มไดโอดเข้าไปในวงจรพื้นฐาน Class E แต่อย่างไรก็ตามนั้นหมายถึงความจำเป็นที่จะต้องออกแบบและเลือกค่าอุปกรณ์ที่เหมาะสมทั้งความถี่, ความกว้างของขนาดสัญญาณความถี่ รวมไปถึงค่าของภาระ เพื่อให้วงจรยังคงทำงานในสถานะที่เหมาะสมได้ ตัวอย่างเช่น ในกรณีที่ค่าภาระมีค่ามากกว่า R_{opt} จะทำให้แรงดัน v_s มีค่ามากกว่าศูนย์เมื่ออุปกรณ์สวิทช์ทำงาน และถ้าภาระมีค่าน้อยกว่า R_{opt} จะทำให้ค่า v_s มีค่าน้อยกว่าศูนย์ ซึ่งทั้งสองกรณีค่าพลังงานที่สะสมไว้ที่ C_1 จะเกิดการสูญเสียไปกับอุปกรณ์สวิทช์ในขณะที่อุปกรณ์สวิทช์นำกระแส (Turn on switching loss)



รูปที่ 2.3 วงจรขยายคลาสอี (a) วงจรพื้นฐาน (b) ไดโอดต่อ Antiparallel กับ

สวิทช์ (c) ไดโอดต่ออนุกรมกับสวิทช์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.4 แสดงรูปคลื่นกระแส i_S และแรงดัน v_S (a) เมื่ออยู่ที่สภาวะเหมาะสม (b) เมื่อขนานกับไดโอด (c) เมื่อนุกรมกับไดโอด

2.2.2 วงจรขยายคลาสอีที่มีไดโอดต่อขนาน (Antiparallel) กับสวิทช์

พิจารณาจากรูปที่ 2.3(b) และ 2.4(b) เป็นรูปวงจรพื้นฐานและรูปคลื่นของกระแสและแรงดันที่ทำงานภายใต้สภาวะเหมาะสม (Suboptimum) โดยมีเงื่อนไขคือ

$$\frac{dv_S(\omega t)}{d(\omega t)} < 0 \quad (2.2)$$

สำหรับในกรณีต่อขนานนั้น จะเห็นว่าเป็นอุปกรณ์สวิทช์ซึ่ง 2 ทาง เมื่อ v_S ลดลงเป็น

ศูนย์ (ความจริงแล้วมีค่าเท่ากับ -0.7 V) และมีความชันแรงดันเป็นลบ (ที่สภาวะออปติ멈 (Optimum) ค่าความชันแรงดันจะเป็นศูนย์) อุปกรณ์สวิทช์จะปิดเองโดยอัตโนมัติ พิจารณาจากรูปภาพที่ 2.4(b) ไคโอดจะเป็นตัวเร่งเวลาในการปิดของอุปกรณ์สวิทช์ ซึ่งก็ขึ้นอยู่กับค่าของกฏชอร์จโวลต์เตจ(Gate to Source Voltage) หรือเบสทออีมิเตอร์(Base to Emitter) และเนื่องด้วยอุปกรณ์สวิทช์จะปิดที่ $v_s = 0$ เป็นผลให้เทินออนสวิทช์ลอส(Turn on switching loss) เป็นศูนย์ จะเห็นว่าวงจรดังกล่าวยังคงให้ประสิทธิภาพที่ค่อนข้างสูง รวมทั้งยังสามารถที่จะทำงานที่ $0 \leq R_i \leq R_{opt}$ และนอกจากนี้ถ้าหาก $R_i < R_{opt}$ แล้ว ยังสามารถปรับความถี่ และขนาดความกว้างของสัญญาณความถี่ได้ในช่วงที่กำหนดอีกด้วย

$$D_{min} \leq D_i \leq D \quad (2.3)$$

2.2.3 วงจรขยายคลาสอี ที่มีไคโอดต่ออนุกรมกับสวิทช์

พิจารณาจากรูปที่ 2.3(c) และ 2.4(c) เป็นรูปวงจรพื้นฐานและรูปคลื่นของกระแส และแรงดันที่ทำงานภายใต้สภาวะเหมาะสม (Suboptimum) โดยมีเงื่อนไขคือ

$$\frac{dv_s(\omega t)}{d(\omega t)} > 0 \quad (2.4)$$

สำหรับในกรณีต่ออนุกรมนั้น จะเห็นว่าเป็นอุปกรณ์สวิทช์ทางเดียว แรงดัน v_s สามารถเป็นได้ทั้งซิกลาและบวก และสวิทช์จะปิดเองอัตโนมัติ เมื่อ v_s เป็นศูนย์และค่าความชันแรงดันมีค่าเป็นบวก เนื่องจากอุปกรณ์สวิทช์จะปิดที่ v_s เท่ากับศูนย์ เป็นผลให้เทินออนสวิทช์ลอสเป็นศูนย์ด้วยเช่นกัน จะเห็นว่าวงจรดังกล่าวยังคงให้ประสิทธิภาพที่ค่อนข้างสูง รวมทั้งยังสามารถที่จะทำงานที่ $0 \leq R_i \leq R_{opt}$ และนอกจากนี้ถ้าหาก $R_i < R_{opt}$ แล้ว ยังสามารถปรับช่วงความถี่ และขนาดความกว้างของสัญญาณความถี่ได้ในช่วงที่กำหนดอีกด้วย

$$D \leq D_i \leq D_{max} \quad (2.5)$$

แต่วงจรที่มีไคโอดต่ออนุกรมอยู่นี้ ค่อนข้างที่จะมีข้อเสียในจุดที่จะมีกระแสไหลเข้าไปประจุในตัวเก็บประจุที่แผงอยู่ที่ทางออกของทรานซิสเตอร์ (Transistor output capacitance) โดยการไหลผ่านไคโอด ซึ่งจะมีแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุแผงนี้เท่ากับ V_{SM} และจะยังคงค่านีไว้ตลอดจนกว่าสามารถจะคายประจุได้ เมื่อทรานซิสเตอร์เทินออน เป็นผลให้เกิดความสูญเสียตามสมการ

$$P_D = f \cdot C_{out} \cdot V_{SM}^2 / 2 \quad (2.6)$$

จะเห็นว่าที่ความถี่ต่ำ ค่าความสูญเสีย P_D อาจจะมีค่าน้อย แต่ที่ความถี่สูงค่าความสูญเสียจะมากขึ้นตามลำดับ จะสังเกตได้ว่ากุญแจสำคัญที่ทำให้วงจรยังคงมีประสิทธิภาพสูงอยู่คือ การเปิด-ปิดของอุปกรณ์สวิตชิง ในขณะที่แรงดันตกคร่อมจะเท่ากับศูนย์ (Zero Voltage Switching)

สำหรับการทำงานในช่วงการเป็น $0 < R_i < R_{opt}$ เมื่ออุปกรณ์สวิตชิงทำงานแรงดันที่ตกคร่อมทรานซิสเตอร์จะมีค่าเท่ากับศูนย์ ความชันของแรงดันเป็นลบ และค่ากระแสที่ไหลผ่านมีการเปลี่ยนแปลงเป็นลบ ซึ่งสภาวะดังกล่าวจะเรียกว่าสับออปติ멈คลาสอีโอเปอเรชั่น (Suboptimum Class E Operation) แต่ในกรณีที่ค่า $R_i > R_{opt}$ จะเป็นผลให้แรงดันที่ตกคร่อมสวิตชิงอยู่จะไม่เท่ากับศูนย์ในขณะที่อุปกรณ์สวิตชิงปิดวงจร ทำให้เกิดค่าความสูญเสีย $P_D = f \cdot C_{out} \cdot V_{SM}^2 / 2$ และจะเกิดกระแสกระชากที่ตัวทรานซิสเตอร์ที่อาจทำให้อุปกรณ์เสียหายได้

2.3 การวิเคราะห์พื้นฐานของวงจรขยายคลาสอีโคโนมัทอินเวอร์เตอร์

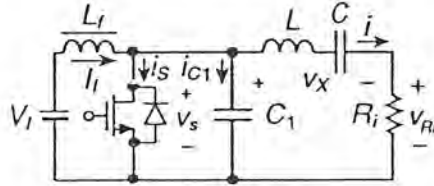
2.3.1 สมมุติฐานในการวิเคราะห์

ในการวิเคราะห์การทำงานของวงจรขยายคลาสอี-เซดวีเอส-อินเวอร์เตอร์ (Class E ZVS Inverter) ต้องอยู่ในสมมุติฐานต่อไปนี้

1. อุปกรณ์สวิตชิงและไดโอดต้องเป็นอุปกรณ์ในอุดมคติ กล่าวคือ ค่าความต้านทานในอุปกรณ์สวิตชิงต้องเป็นศูนย์ในขณะที่ปิดวงจร และมีค่าความต้านทานเป็นอนันต์เมื่อเปิดวงจร รวมถึงเวลาหน่วงในการ เปิด-ปิด มีค่าเป็นศูนย์
2. ตัวกรองกระแส L_f ซึ่งทำหน้าที่เป็น ไรต์ต้องมีความมากพอที่จะจ่ายกระแสตรงให้กับวงจร
3. ค่า Q ของวงจรต้องมีความมากพอ ที่จะทำให้กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านภาระมีรูปคลื่นเป็นไซน์

2.3.2 การวิเคราะห์การทำงาน

วงจรพื้นฐานของคลาสอี-เซดวีเอส จะแสดงในรูปที่ 2.5 ประกอบด้วย



รูปที่ 2.5 วงจรพื้นฐานของคลาสที่ ZVS

- พาวเวอร์มอสเฟต(Power Mosfet) ทำหน้าที่เป็นสวิตช์
- วงจร L-C-Ri Series Resonant ซึ่ง Ri คือ AC Load
- ชั้นคาปาซิเตอร์(Shunt Capacitor) C1 โดยที่ค่าของ C1 ได้รวมเอาค่า Output Capacitance ของสวิตช์ ไว้แล้ว ดังนั้นในการใช้งานจริงเมื่อคำนวณค่า C1 แล้ว จะต้องนำค่า Output Capacitance ของสวิตช์มาบวก
- Lf จะต้องมีค่าที่มากพอจนกระทั่งสามารถสะท้อนค่าริปเปิ้ล(Ripple) ของกระแส I_i ได้ ขณะสวิตช์ ON

วงจรเรโซแนนท์จะประกอบด้วย L, C และ Ri เพราะว่า C1 ถูกลัดวงจรโดยสวิตช์ จะมีความถี่เรโซแนนท์ และ Load Quality Factor คือ

$$f_{01} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (2.7)$$

$$Q_{L1} = \frac{\omega_{01}L}{R_i} = \frac{1}{\omega_{01}C.R_i} \quad (2.8)$$

ขณะสวิตช์ OFF

วงจรเรโซแนนท์จะประกอบด้วย L, C, C1 และ Ri ต่ออนุกรมกัน เนื่องจาก C และ C1 ต่ออนุกรมกันค่า Equivalent Capacitance จะมีค่า

$$C_{eq} = \frac{C.C1}{C+C1} \quad (2.9)$$

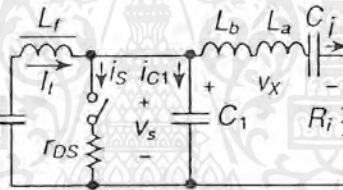
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความถี่เรโซแนนท์ และ Load Quality Factor คือ

$$f_{02} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\frac{L.C.C1}{C+C1}}} \quad (2.10)$$

$$Q_{L2} = \frac{\omega_{02}.L}{Ri} = \frac{1}{\omega_{02}.Ri.C.C1/(C+C1)} \quad (2.11)$$

ถ้าความถี่นั้นมีค่ามากกว่า f_{01} วงจร L-C-Ri Series Resonant จะถูกแทนด้วย Inductive Load เนื่องจาก L จะถูกแบ่งเป็น L_a และ L_b ต่ออนุกรมกัน $L = L_a + L_b$ ดังรูปที่ 2.6



รูปที่ 2.6 วงจรสมมูลที่ทำงานเหนือจุดเรโซแนนท์ (Resonance)

โดยที่ L_a จะเรโซเนต (Resonate) กับ C ความถี่เรโซแนนท์ และ Load Quality Factor คือ

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_a.C}} \quad (2.12)$$

$$Q_L = \frac{\omega.L}{Ri} = \frac{\omega(L_a + L_b)}{Ri} = \frac{1}{\omega.C.Ri} + \frac{\omega.L_b}{Ri} \quad (2.13)$$

ในการออกแบบความถี่ที่ใช้งาน จะต้องมามีค่ามากกว่า f_{01} และต้องมีค่าต่ำกว่า f_{02} สัญญาณของกระแส i จะขึ้นอยู่กับค่าโหนดควอลิตี้แฟคเตอร์ (Load Quality Factor)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3.3 การวิเคราะห์สัญญาณของกระแสและแรงดัน

ให้กระแสที่ไหลผ่านวงจรเรโซแนนซ์อนุกรม มีรูปร่างเป็นไซน์ ซึ่งสามารถเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

$$i = I_m \sin(\omega t + \phi) \quad (2.14)$$

เมื่อ I_m คือค่าแอมพลิจูด และ ϕ คือมุมเฟสเริ่มต้นของกระแส I_1 จากรูปที่ 2.2

จากรูปที่ 2.5 สมการกระแสสามารถเขียนได้ดังนี้

$$\begin{aligned} I_1 &= i_s + i_{C1} + i \\ i_s + i_{C1} &= I_1 - i = I_1 - I_m \sin(\omega t + \phi) \end{aligned} \quad (2.15)$$

ในช่วงเวลา $0 < \omega t \leq 2\pi D$ สวิตช์จะเทินออน ส่งผลให้ $i_{C1} = 0$ ดังนั้นกระแสที่ไหลผ่านสวิตช์จะมีค่า

$$i_s = \begin{cases} I_1 - I_m \sin(\omega t + \phi) & \text{for } 0 < \omega t \leq 2\pi D \\ 0 & \text{for } 2\pi D < \omega t \leq 2\pi \end{cases} \quad (2.16)$$

ในช่วงเวลา $2\pi D < \omega t \leq 2\pi$ สวิตช์จะเทินออฟ กระแสที่ไหลผ่านอุปกรณ์สวิตช์จะเป็นศูนย์ $i_s = 0$ ดังนั้นกระแสจะไหลผ่านตัวเก็บประจุ $C1$ แทน ซึ่งแสดงในสมการต่อไปนี้

$$i_{C1} = \begin{cases} 0 & \text{for } 0 < \omega t \leq 2\pi D \\ I_1 - I_m \sin(\omega t + \phi) & \text{for } 2\pi D < \omega t \leq 2\pi \end{cases} \quad (2.17)$$

แรงดันที่ตกคร่อมสวิตช์ หรือตกคร่อม $C1$ คือ

$$\begin{aligned} v_s &= \frac{1}{\omega C_1} \int_{2\pi D}^{\omega t} i_{C1} d(\omega t) \\ &= \frac{1}{\omega C_1} \int_{2\pi D}^{\omega t} [I_1 - I_m \sin(\omega t + \phi)] d(\omega t) \\ &= \frac{1}{\omega C_1} [I_1(\omega t) + I_m \cos(\omega t + \phi)] \Big|_{2\pi D}^{\omega t} \end{aligned} \quad (2.18)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$= \frac{1}{\omega C_1} \{I_l(\omega t - 2\pi D) + \text{Im}[\cos(\omega t + \phi) - \cos(2\pi D + \phi)]\}$$

$$v_s = \begin{cases} 0 & \text{for } 0 < \omega t \leq 2\pi D \\ \frac{1}{\omega C_1} \{I_l(\omega t - 2\pi D) + \text{Im}[\cos(\omega t + \phi) - \cos(2\pi D + \phi)]\} & \text{for } 2\pi D < \omega t \leq 2\pi \end{cases} \quad (2.19)$$

จากเงื่อนไขการทำงานที่เหมาะสม

$$v_s = (\omega t) \Big|_{\omega t = 2\pi} = 0$$

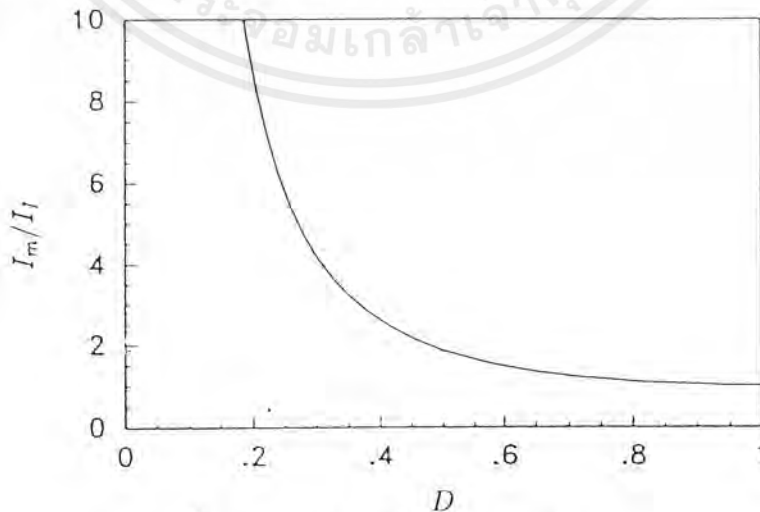
แทนลงในสมการที่ (2.19) จะได้ความสัมพันธ์ระหว่าง I_l , I_m และ ϕ

$$0 = \frac{1}{\omega C_1} \{I_l(\omega t - 2\pi D) + \text{Im}[\cos(\omega t + \phi) - \cos(2\pi D + \phi)]\}$$

$$= 2\pi I_l(1 - D) + \text{Im}[\cos \phi - \cos(2\pi D + \phi)]$$

$$I_m = I_l \frac{2\pi(1 - D)}{\cos(2\pi D + \phi) - \cos \phi} \quad (2.20)$$

จากสมการที่ (2.20) สามารถนำมาพล็อตกราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง I_m/I_l เทียบกับ D ได้ดังรูปที่ 2.7



รูปที่ 2.7 ความสัมพันธ์ระหว่าง I_m/I_l กับ D

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นำสมการที่ (2.20) แทนลงในสมการที่ (2.16)

$$i_s = I_l - \frac{I_l \cdot 2\pi(1-D) \sin(\omega t + \phi)}{\cos(2\pi D + \phi) - \cos \phi}$$

$$\frac{i_s}{I_l} = \begin{cases} 1 - \frac{2\pi(1-D) \sin(\omega t + \phi)}{\cos(2\pi D + \phi) - \cos \phi} & \text{for } 0 < \omega t \leq 2\pi D \\ 0 & \text{for } 2\pi D < \omega t \leq 2\pi \end{cases} \quad (2.21)$$

นำสมการที่ (2.20) แทนลงในสมการที่ (2.17)

$$\frac{ic_1}{I_l} = \begin{cases} 0 & \text{for } 0 < \omega t \leq 2\pi D \\ 1 - \frac{2\pi(1-D) \sin(\omega t + \phi)}{\cos(2\pi D + \phi) - \cos \phi} & \text{for } 2\pi D < \omega t \leq 2\pi \end{cases} \quad (2.22)$$

นำสมการที่ (2.20) แทนลงในสมการที่ (2.19)

$$v_s = \frac{1}{\omega \cdot C_1} \left\{ I_l(\omega t - 2\pi D) + \frac{2\pi \cdot I_l(1-D)}{\cos(2\pi D + \phi) - \cos \phi} [\cos(\omega t + \phi) - \cos(2\pi D + \phi)] \right\}$$

$$v_s = \begin{cases} 0 & \text{for } 0 < \omega t \leq 2\pi D \\ \frac{I_l}{\omega \cdot C_1} \left\{ \omega t - 2\pi D + \frac{2\pi(1-D)[\cos(\omega t + \phi) - \cos(2\pi D + \phi)]}{\cos(2\pi D + \phi) - \cos \phi} \right\} & \text{for } 2\pi D < \omega t \leq 2\pi \end{cases} \quad (2.23)$$

จากเงื่อนไขที่เหมาะสม

$$\left. \frac{dv_s(\omega t)}{d(\omega t)} \right|_{\omega t=2\pi} = 0$$

ทำการ Differential สมการ ที่ (2.23)

$$\left. \frac{dv_s(\omega t)}{d(\omega t)} \right|_{\omega t=2\pi} = 0 = \frac{I_l}{\omega \cdot C_1} \left\{ 1 - 0 + \frac{2\pi(1-D)[- \sin(2\pi + \phi)]}{\cos(2\pi D + \phi) - \cos \phi} \right\}$$

$$\frac{2\pi(1-D) \sin(2\pi + \phi)}{\cos(2\pi D + \phi) - \cos \phi} = 1$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์หรือการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

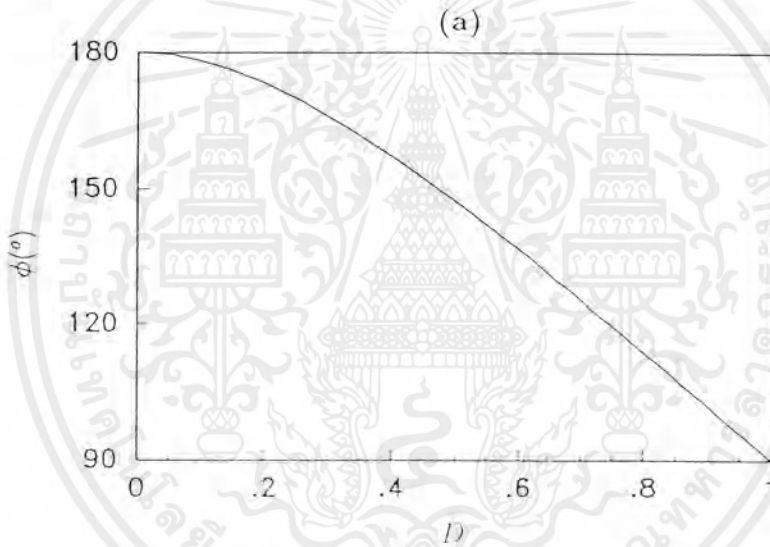
$$2\pi(1-D)\sin\phi = \cos 2\pi D \cdot \cos\phi - \sin 2\pi D \cdot \sin\phi - \cos\phi$$

$$[2\pi(1-D) + \sin 2\pi D]\tan\phi = \cos 2\pi D - 1$$

$$\tan\phi = \frac{\cos 2\pi D - 1}{2\pi(1-D) + \sin 2\pi D}$$

$$\phi = \pi + \arctan \frac{\cos 2\pi D - 1}{2\pi(1-D) + \sin 2\pi D} \quad (2.24)$$

สามารถนำมาพล็อตเป็นกราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง ϕ และความกว้างของควมถี่ D ได้ดังรูปที่ 2.8



รูปที่ 2.8 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างมุม ϕ กับ D

จากรูปที่ 2.5 จะได้ว่า

$$V_L = L_f \frac{dI_L}{d(\omega t)} + v_s$$

เนื่องจากค่าของ L_f มีค่ามากพอจนกระทั่งสามารถละทิ้งค่าของ Ripple ได้ จึงทำให้

$$\frac{dI_L}{d(\omega t)} = 0$$

และเนื่องจาก V_L นั้นเป็น ไฟกระแสตรงจึงจะต้องทำการหาค่าเฉลี่ยของ v_s

$$V_L = \frac{1}{2\pi} \int_{2\pi D}^{2\pi} v_s d(\omega t)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
&= \frac{I_l}{2\pi\omega.C_1} \int_{2\pi D}^{2\pi} \left\{ \omega t - 2\pi D + \frac{2\pi(1-D)[\cos(\omega t + \phi) - \cos(2\pi D + \phi)]}{\cos(2\pi D + \phi) - \cos\phi} \right\} d(\omega t) \\
&= \frac{I_l}{2\pi\omega.C_1} \left\{ \frac{(\omega t)^2}{2} - 2\pi D \omega t + \frac{2\pi(1-D)[\sin(\omega t + \phi) - \cos(2\pi D + \phi)\omega t]}{\cos(2\pi D + \phi) - \cos\phi} \right\} \Big|_{2\pi D}^{2\pi} \\
&= \frac{I_l}{\omega.C_1} \left\{ \pi(1-D^2) - 2\pi D(1-D) + \frac{(1-D)[\sin\phi - \sin(2\pi D + \phi) - 2\pi(1-D)\cos(2\pi D + \phi)]}{\cos(2\pi D + \phi) - \cos\phi} \right\} \\
&= \frac{I_l(1-D)}{\omega.C_1} \left\{ \pi(1+D) - 2\pi D + \frac{[\sin\phi - \sin(2\pi D + \phi) - 2\pi(1-D)\cos(2\pi D + \phi)]}{\cos(2\pi D + \phi) - \cos\phi} \right\} \\
&= \frac{I_l(1-D)}{\omega.C_1} \left\{ \frac{\pi(1-D)[\cos(2\pi D + \phi) - \cos\phi] + \sin\phi - \sin(2\pi D + \phi) - 2\pi(1-D)\cos(2\pi D + \phi)}{\cos(2\pi D + \phi) - \cos\phi} \right\} \\
&= \frac{I_l(1-D)}{\omega.C_1} \left\{ \frac{\pi(1-D)\cos(2\pi D + \phi) - \pi(1-D)\cos\phi + \sin\phi - \sin(2\pi D + \phi) - 2\pi(1-D)\cos(2\pi D + \phi)}{\cos(2\pi D + \phi) - \cos\phi} \right\} \\
&= \frac{I_l(1-D)}{\omega.C_1} \left\{ \frac{\pi(1-D)[- \cos(2\pi D + \phi) - \cos\phi] + \sin\phi - \sin(2\pi D + \phi)}{\cos(2\pi D + \phi) - \cos\phi} \right\} \tag{2.25}
\end{aligned}$$

จากสมการทางตรีโกณ

$$\begin{aligned}
\cos(2\pi D + \phi) &= \cos[(\pi D + \phi) + \pi D] = \cos(\pi D + \phi)\cos\pi D - \sin(\pi D + \phi)\sin\pi D \\
\cos\phi &= \cos[(\pi D + \phi) + \pi D] = \cos(\pi D + \phi)\cos\pi D + \sin(\pi D + \phi)\sin\pi D \\
\therefore \cos(2\pi D + \phi) - \cos\phi &= -2\sin(\pi D + \phi)\sin\pi D \tag{2.26}
\end{aligned}$$

$$\therefore \cos(2\pi D + \phi) - \cos\phi = -2\sin(\pi D + \phi)\sin\pi D \tag{2.27}$$

$$\sin(2\pi D + \phi) = \sin[(\pi D + \phi) + \pi D] = \sin(\pi D + \phi)\cos\pi D + \cos(\pi D + \phi)\sin\pi D \tag{2.28}$$

$$\sin\phi = \sin[(\pi D + \phi) - \pi D] = \sin(\pi D + \phi)\cos\pi D - \cos(\pi D + \phi)\sin\pi D \tag{2.29}$$

นำสมการที่ (2.26)-(2.29) แทนลงในสมการที่ (2.25)

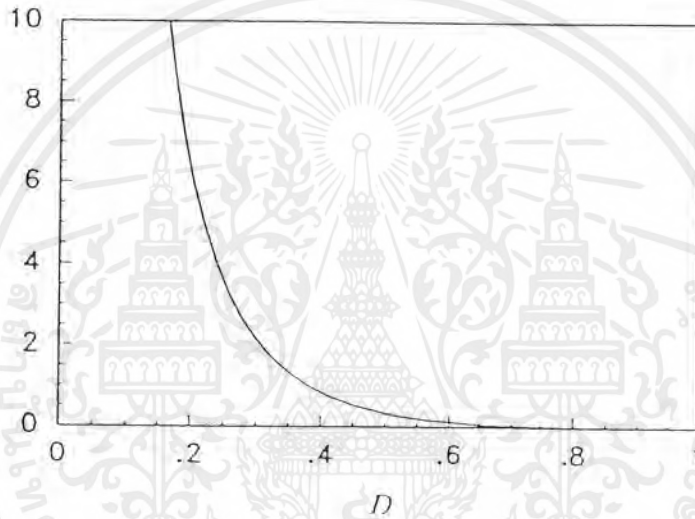
$$V_l = \frac{I_l(1-D)}{\omega.C_1} \left\{ \frac{\pi(1-D)[-2\cos(\pi D + \phi)\cos\pi D] - 2\cos(\pi D + \phi)\sin\pi D}{-2\sin(\pi D + \phi)\sin\pi D} \right\}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$= \frac{I_i}{\omega \cdot C_1} \left\{ \frac{(1-D)[\pi(1-D)\cos\pi D + \sin\pi D]}{\tan(\pi D + \phi)\sin\pi D} \right\} \quad (2.30)$$

ค่า DC Input Resistance ของคลาส-บี อินเวอร์เตอร์ คือ

$$R_{DC} = \frac{V_i}{I_i} = \frac{(1-D)[\pi(1-D)\cos\pi D + \sin\pi D]}{\omega \cdot C_1 \tan(\pi D + \phi)\sin\pi D} \quad (2.31)$$



รูปที่ 2.9 แสดงความสัมพันธ์ระหว่าง $\omega \cdot C_1 \cdot R_{DC}$ กับ D

จากสมการที่ (2.30) ค่า I_i คือ

$$I_i = V_i \cdot \omega \cdot C_1 \left\{ \frac{\tan(\pi D + \phi)\sin\pi D}{(1-D)[\pi(1-D)\cos\pi D + \sin\pi D]} \right\} \quad (2.32)$$

นำสมการที่ (2.32) แทนลงในสมการที่ (2.23)

$$\frac{v_s}{V_i} = \left\{ \begin{array}{l} \frac{\tan(\pi D + \phi)\sin\pi D}{(1-D)[\pi(1-D)\cos\pi D + \sin\pi D]} \left\{ \omega t - 2\pi D + \frac{2\pi(1-D)}{\cos(2\pi D + \phi) - \cos\phi} [\cos(\omega t + \phi) - \cos(2\pi D + \phi)] \right\} \quad \text{for } 0 < \omega t < 2\pi D \\ 0 \quad \text{for } 2\pi D < \omega t < 2\pi \end{array} \right\} \quad (2.33)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3.4 ความทนกระแส และแรงดันที่มีผลต่ออุปกรณ์ (Voltage and Current Stresses)

เมื่อทำการหาค่าความชัน โดยการดิฟสมการที่ (2.21) แล้วให้มีค่าเท่ากับศูนย์ จะได้ค่า ωt ที่กระแส i_s มีค่าสูงสุด

$$\frac{di_s}{d(\omega t)} = 0 = \frac{-2\pi(1-D)\cos(\omega t + \phi)}{\cos(2\pi D + \phi) + \cos\phi}$$

$$\cos(\omega t + \phi) = 0$$

$$\omega t_m = \frac{3\pi}{2} - \phi$$

(2.34)

แทนสมการที่ (2.34) ลงในสมการที่ (2.21)

$$\frac{I_{SM}}{I_l} = 1 - \frac{2\pi(1-D)\sin\frac{3\pi}{2}}{\cos(2\pi D + \phi) - \cos\phi}$$

จากสมการที่ (2.26) จะได้

$$\frac{I_{SM}}{I_l} = 1 - \frac{2\pi(1-D)\sin\frac{3\pi}{2}}{-2\sin(\pi D + \phi)\sin\pi D}$$

$$\frac{I_{SM}}{I_l} = 1 - \frac{\pi(1-D)}{\sin(\pi D + \phi)\sin\pi D} \quad \text{for } \omega t_m < 2\pi D \quad (2.35)$$

อย่างไรก็ดีที่ค่าความกว้างของควมถี่ (D) มีค่าต่ำ ค่ายอดกระแสที่ไหลผ่านอุปกรณ์สวิตซ์ซึ่งจะเกิดที่ $\omega t_m = 2\pi D$ ซึ่งจะได้สมการใหม่เป็น

$$\frac{I_{SM2}}{I_l} = \frac{2\pi(1-D)\sin(2\pi D + \phi)}{\cos\phi - \cos(2\pi D + \phi)} + 1 \quad \text{for } \omega t_m = 2\pi D \quad (2.36)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

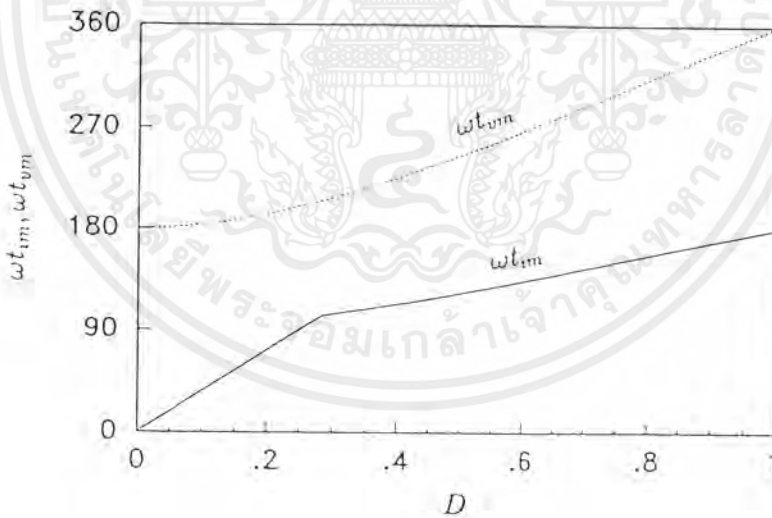
ทำการดิฟเฟอเรนเชียล (2.23) แล้วให้มีค่าเท่ากับศูนย์ จะได้ค่า ωt ที่แรงดัน v_s มีค่าสูงสุด

$$\frac{dv_s}{d(\omega t)} = 0 = 1 - 0 + \frac{-2\pi(1-D)\sin(\omega t + \phi)}{\cos(2\pi D + \phi) - \cos\phi}$$

$$\sin(\omega t + \phi) = \frac{\cos(2\pi D + \phi) - \cos\phi}{2\pi(1-D)}$$

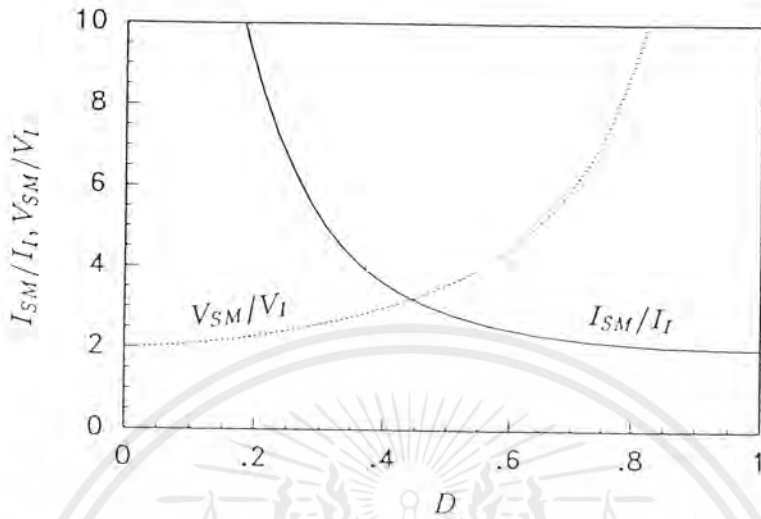
$$\omega t_{vm} = 2\pi - \phi + \arcsin\left[\frac{\cos(2\pi D + \phi) - \cos\phi}{2\pi(1-D)}\right] \quad (2.37)$$

แทนสมการที่ (2.37) ลงในสมการ (2.23) จะได้ค่าแรงดันยอดที่ตกคร่อมอุปกรณ์สวิตซ์ซึ่งสูงสุด ซึ่งสามารถนำมาพล็อตกราฟความสัมพันธ์ระหว่าง ωt_{im} , ωt_{vm} , I_{SM}/I_I , V_{SM}/V_I เทียบกับความกว้างของควมถึ D ดังแสดงในรูปที่ 2.10-2.11



รูปที่ 2.10 แสดงความสัมพันธ์ระหว่าง ωt_{im} , ωt_{vm} กับ D

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

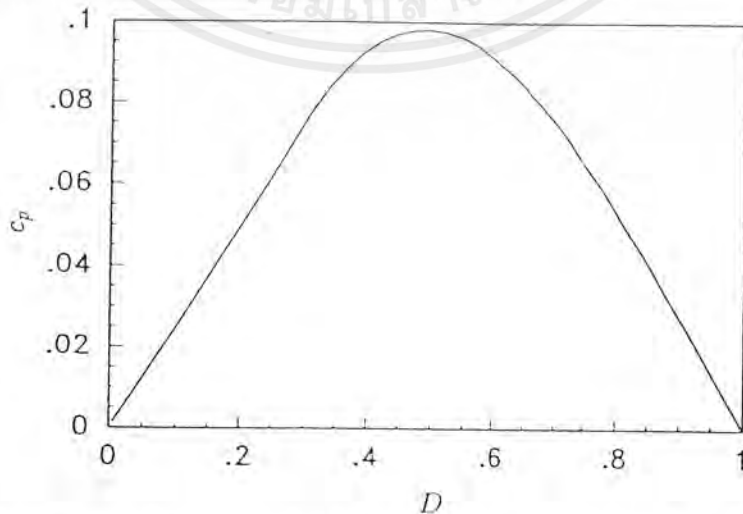


รูปที่ 2.11 แสดงความสัมพันธ์ระหว่าง I_{SM}/I_I , V_{SM}/V_I กับ D

และในกรณีที่ไม่นพิจารณาความสูญเสียที่เกิดขึ้น กล่าวคือ ค่ากำลังออกที่เป็นกระแสสลับ P_{Ri} มีค่าเท่ากับกำลังเข้าที่เป็นกระแสตรง $P_i = V_i \cdot I_i$ จะสามารถหาค่า Power Output Capability ได้ ดังสมการ

$$C_p = \frac{P_{Ri}}{I_{SM} \cdot V_{SM}} = \frac{I_i \cdot V_i}{I_{SM} \cdot V_{SM}} \tag{2.38}$$

ซึ่งสามารถนำมาพล็อตเป็นกราฟ ดังได้แสดงในรูปที่ 2.12

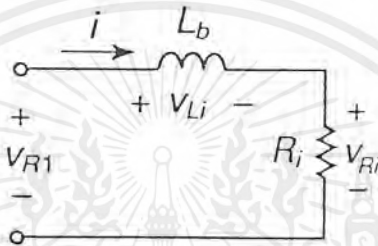


รูปที่ 2.12 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าพาวเวอร์เอาท์พุทคาปาซิเตอร์ C_p เทียบกับ D

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3.5 อินพุทอิมพีแดนซ์(Input Impedance) ของวงจรเรโซแนนท์

กระแสที่ไหลผ่านวงจรเรโซแนนท์อนุกรมจะเป็น Sinusoidal เนื่องจากขั้วโรโมนิกส์ของกำลังด้านเข้าเป็นศูนย์ ดังนั้นจึงพิจารณาอิมพีแดนซ์ทางด้านอินพุทที่ความถี่ f รูปที่ 2.13 แสดงวงจรมุมของวงจรเรโซแนนท์อนุกรม ที่ทำงานเหนือความถี่ f_0



รูปที่ 2.13 แสดงวงจรมุมของซีรีส์ ที่ทำงานเหนือ f_0

จากรูปที่ 2.13 จะได้ความสัมพันธ์ดังนี้

$$v_{Ri} = v_{Ri} + v_{Li} = V_{Rim} \sin(\omega t + \phi) + V_{Lim} \cos(\omega t + \phi) \quad (2.39)$$

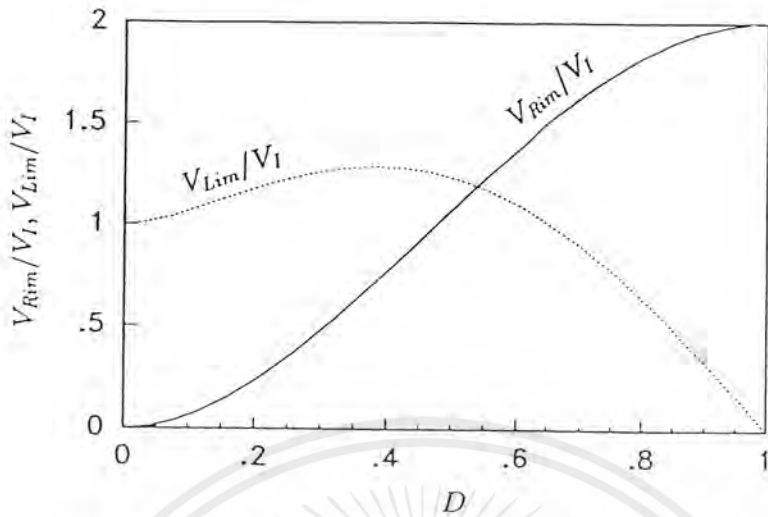
จากสมการที่ (2.23) และสูตรฟูเรียร์

$$V_{Rim} = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} v_s \sin(\omega t + \phi) d(\omega t) = \frac{2 \sin \pi D \sin(\pi D + \phi)}{\pi(1-D)} V_I \quad (2.40)$$

$$V_{Lim} = \omega L_b I_m = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} v_s \cos(\omega t + \phi) d(\omega t)$$

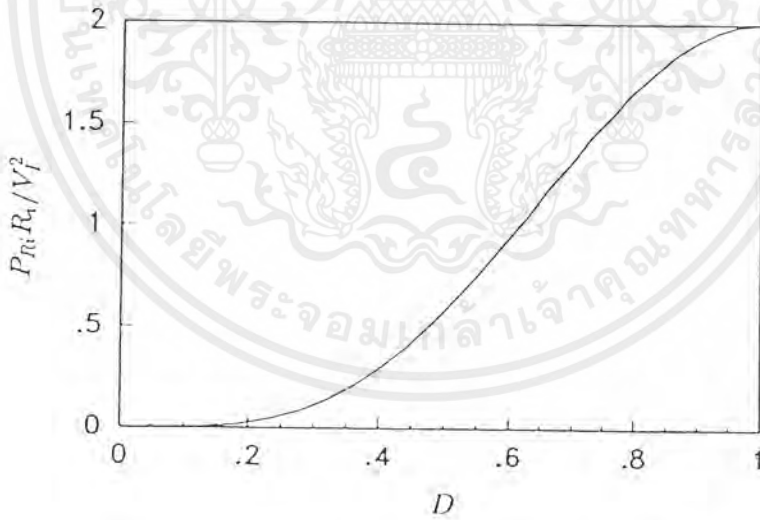
$$= \frac{1 - 2(1-D)^2 \pi^2 - 2 \cos \phi \cos(2\pi D + \phi) + \cos 2(\pi D + \phi) [\cos 2\pi D - \pi(1-D) \sin 2\pi D]}{2(1-D)\pi \cos(\pi D + \phi) [(1-D)\pi \cos \pi D + \sin \pi D]} V_I \quad (2.41)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.14 แสดงความสัมพันธ์ระหว่าง V_{Rim}/V_1 , V_{Lim}/V_1 กับ D
จากสมการที่ (2.40) ค่า Output Power คือ

$$P_{Ri} = \frac{V_{Rim}^2}{2R_i} = \frac{2 \sin^2 \pi D \sin^2(\pi D + \phi) V_1^2}{\pi^2 (1-D)^2 R_i} \quad (2.42)$$

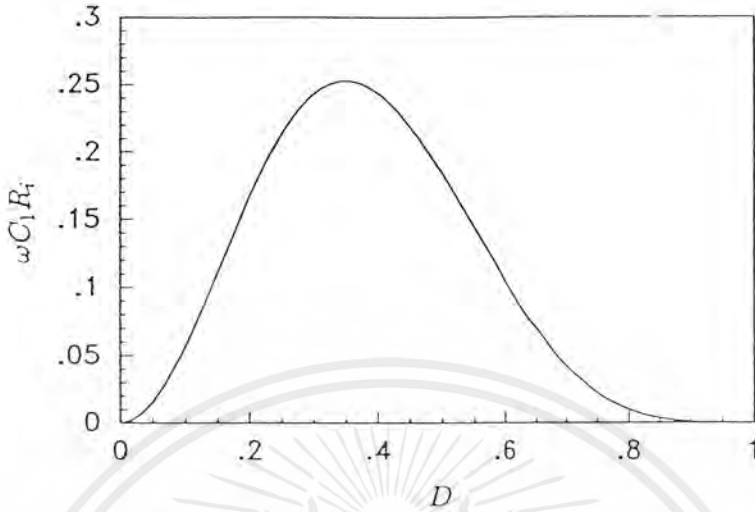


รูปที่ 2.15 แสดงความสัมพันธ์ระหว่าง $P_{Ri} \cdot R_i / V_1^2$ กับ D

รวมสมการที่ (2.20), (2.30) และ (2.40) เข้าด้วยกันจะได้

$$\omega \cdot C_1 \cdot R_i = \frac{2 \sin \pi D \cos(\pi D + \phi) \sin(\pi D + \phi) [(1-D)\pi \cos \pi D + \sin \pi D]}{\pi^2 (1-D)} \quad (2.43)$$

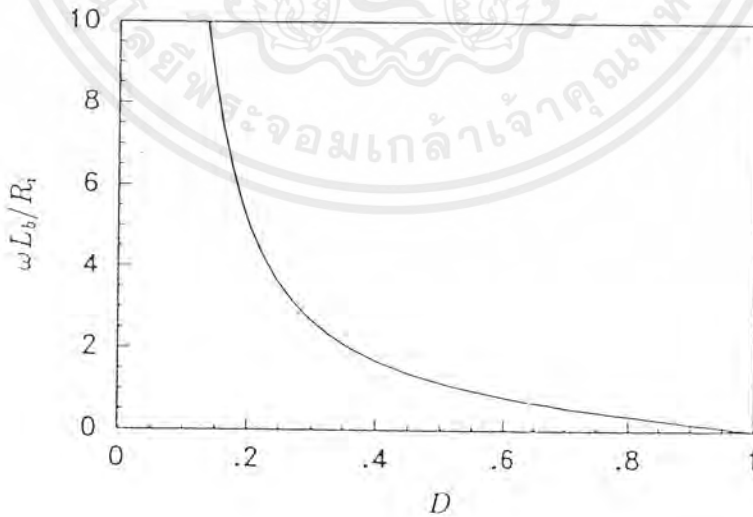
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.16 แสดงความสัมพันธ์ระหว่าง $\omega C_1/R_i$ กับ D

ในทำนองเดียวกันก็รวมสมการที่ (2.20), (2.30), และ (2.41) จะได้

$$\frac{\omega L_b}{R_i} = \frac{2(1-D)^2 \pi^2 - 1 + 2 \cos \phi \cos(2\pi D + \phi) - \cos 2(\pi D + \phi) [\cos 2\pi D - \pi(1-D) \sin 2\pi D]}{4 \sin \pi D \cos(\pi D + \phi) \sin(\pi D + \phi) [(1-D)\pi \cos \pi D + \sin \pi D]} \quad (2.44)$$

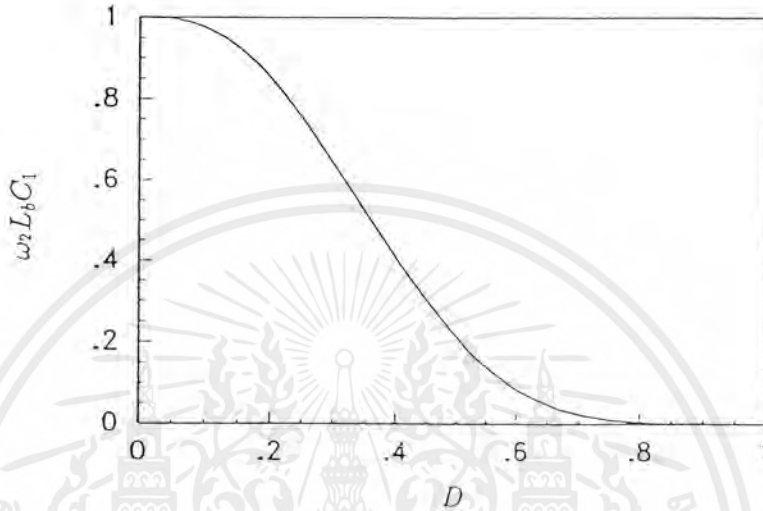


รูปที่ 2.17 แสดงความสัมพันธ์ระหว่าง $\omega L_b/R_i$ กับ D

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คูณสมการที่ (2.43) กับ (2.44) เข้าด้วยกัน จะได้

$$\omega^2 L_b C_1 = \frac{2(1-D)^2 \pi^2 - 1 + 2 \cos \phi \cos(2\pi D + \phi) - \cos 2(\pi D + \phi) [\cos 2\pi D - \pi(1-D) \sin 2\pi D]}{2\pi^2(1-D)} \quad (2.4)$$



รูปที่ 2.18 แสดงความสัมพันธ์ระหว่าง $\omega^2 L_b C_1$ กับ D และค่ารีแอคแตนซ์ของ Resonant Capacitor เป็น

$$\frac{1}{\omega C_1} = \omega L_a = \omega(L - L_b) = Q_L R_r - \omega L_b \quad (2.46)$$

ค่าความเหนี่ยวนำ Choke ต่ำสุด $L_{f_{\min}}$ โดยที่กระแส Ripple มีค่าน้อยกว่า 10 % ของ กระแส

อินพุท I_f

$$L_{f_{\min}} = 2 \left(\frac{\pi^2}{4} + 1 \right) \frac{R_r}{f} = \frac{7R_r}{f} \quad (2.47)$$

2.3.6 ค่าตัวแปรต่างๆที่ $D=0.5$

ค่าตัวแปรของ Class E ZVS Inverter สำหรับที่ Duty Cycle $D=0.5$ มีค่าต่างๆดังนี้

$$\frac{i_s}{i_f} = \begin{cases} \frac{\pi}{2} \sin \omega t - \cos \omega t + 1 & \text{for } 0 < \omega t \leq \pi \\ 0 & \text{for } \pi < \omega t \leq 2\pi \end{cases} \quad (2.48)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{v_s}{V_I} = \begin{cases} 0 & \text{for } 0 < \omega t \leq \pi \\ \pi(\omega t - \frac{3\pi}{2}) - \frac{\pi}{2} \cos \omega t - \sin \omega t & \text{for } \pi < \omega t \leq 2\pi \end{cases} \quad (2.49)$$

$$\frac{i_{C1}}{I_I} = \begin{cases} 0 & \text{for } 0 < \omega t \leq \pi \\ \frac{\pi}{2} \sin \omega t - \cos \omega t + 1 & \text{for } \pi < \omega t \leq 2\pi \end{cases} \quad (2.50)$$

$$\tan \phi = -\frac{2}{\pi} \quad (2.51)$$

$$\sin \phi = \frac{2}{\sqrt{\pi^2 + 4}} \quad (2.52)$$

$$\cos \phi = -\frac{\pi}{\sqrt{\pi^2 + 4}} \quad (2.53)$$

$$\phi = \pi - \arctan\left(\frac{2}{\pi}\right) \quad (2.54)$$

$$R_{DC} = \frac{V_I}{I_I} = \frac{1}{\pi \omega C_1} = \frac{\pi^2 + 4}{8} R_i = 1.7337 R_i \quad (2.55)$$

$$\frac{I_{SM}}{I_I} = \frac{\sqrt{\pi^2 + 4}}{2} + 1 = 2.862 \quad (2.56)$$

$$\frac{V_{SM}}{V_I} = 2\pi(\pi - \phi) = 3.562 \quad (2.57)$$

$$c_P = \frac{I_I V_I}{I_{SM} V_{SM}} = \frac{1}{\pi(\pi - \phi)(2 + \sqrt{\pi^2 + 4})} = 0.0981 \quad (2.58)$$

$$\frac{I_m}{I_I} = \frac{\sqrt{\pi^2 + 4}}{2} = 1.8621 \quad (2.59)$$

$$\frac{V_{Rim}}{V_I} = \frac{4}{\sqrt{\pi^2 + 4}} = 1.074 \quad (2.60)$$

$$\frac{V_{Lim}}{V_I} = \frac{\pi(\pi^2 - 4)}{4\sqrt{\pi^2 + 4}} = 1.2378 \quad (2.61)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$P_{Ri} = \frac{V_{Rim}^2}{2R_i} = \frac{8}{\pi^2 + 4} \frac{V_l^2}{R_i} = 0.5768 \frac{V_l^2}{R_i} \quad (2.62)$$

$$\omega C_1 R_i = \frac{8}{\pi(\pi^2 + 4)} = 0.1836 \quad (2.63)$$

$$\frac{\omega L_b}{R_i} = \frac{\pi(\pi^2 - 4)}{16} = 1.1525 \quad (2.64)$$

$$\omega^2 L_b C_1 = \frac{\pi^2 - 4}{2(\pi^2 + 4)} = 0.2116 \quad (2.65)$$

$$\frac{1}{\omega C R_i} = \left[Q - \frac{\omega L_b}{R_i} \right] = \left[Q_l - \frac{\pi(\pi^2 - 4)}{16} \right] \approx Q_l - 1.1525 \quad (2.66)$$

2.4 เรโซแนนท์อินเวอร์เตอร์สำหรับอิเล็กทรอนิกส์บัลลาสต์ (Resonant Inverter for Ballastelectronics)

เนื้อหาในส่วนนี้เป็นการพิจารณา และเปรียบเทียบพื้นฐานของวงจรเรโซแนนท์อินเวอร์เตอร์ 3 แบบ คือ

1. วงจรเรโซแนนท์อนุกรมกับภาระ (Series-loaded resonant: SLR)
2. วงจรเรโซแนนท์ขนานกับภาระ (Parallel-loaded resonant: PLR)
3. วงจรเรโซแนนท์อนุกรม-ขนานกับภาระ (Series-parallel-loaded resonant: SPLR)

เพื่อนำไปใช้ประโยชน์ของทางด้านบัลลาสต์คืออิเล็กทรอนิกส์ จากการดำเนินงานที่แรงดันต่ำซึ่งแสดงการเปรียบเทียบการวิเคราะห์ขั้นพื้นฐาน การทราบเฟิร์ฟิ่งกัซันที่สัมพันธ์กับแรงดันเข้าพุทไปแรงดันอินพุท ที่มาจากการประมาณวงจรเรโซแนนท์อินเวอร์เตอร์

จากรูปแบบหลอดฟลูออเรสเซนต์จะมีความต้านทานมากก่อนการจุดหลอด (ionization) และมีค่าความต้านทานลดลงหลังจากจุดหลอด ดังนั้นขอบเขตการทำงานของวงจรเรโซแนนท์อินเวอร์เตอร์ จะต้องเกิดจากการทราบเฟิร์ฟิ่งกัซันที่ขึ้นอยู่กับหลอด โดยมีอัตราที่สูงในคอนสตรัคท์ เพราะต้องการแรงดันสูงเพื่อใช้ในการจุดหลอด และอัตราจะลดลงหลังจากจุดหลอดแล้ว

รูปแบบพื้นฐานของวงจรเรโซแนนท์อินเวอร์เตอร์แต่ละแบบจะมีส่วนของอินเวอร์เตอร์ ความถี่สูงซึ่งอาจใช้ Half bridge, full bridge หรือ push-pull ในส่วนของวงจรอินเวอร์เตอร์นี้จะทำให้เกิดถูกคลื่นจัตุรัส (square wave) ซึ่งจะไปจ่ายให้โหลดโดยผ่านวงจร LC ซึ่งกรองเอา ความถี่ฮาร์โมนิกส์ใน square wave ออก วงจรอินเวอร์เตอร์ที่แตกต่างกันทั้ง 3 ชนิดเป็นวงจร LC ที่ต่อ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น มิอนุญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ระหว่างอินเวอร์เตอร์ความถี่สูงและโหลด ดังนั้นฮาร์โมนิกส์ใน square wave จะลดลงโดยวงจร LC การวิเคราะห์ด้วยการประมาณสามารถกระทำได้โดยใช้รูปเคิมของ square wave

คุณสมบัติความถี่ช่วง Steady-state ของความแตกต่างในวงจรเรโซแนนท์ถูกนำมาคำนวณใหม่โดยเทคนิคการวิเคราะห์ห้วงจร AC ในการวิเคราะห์ต่อไปนี้เป็นส่วนของรูปแบบหลอดฟลูออเรสเซนต์ในอุดมคติจะถูกแทนด้วยความต้านทาน ที่เป็นเหตุผลจากหลอดทำงานที่ความถี่สูง

วงจรแรกคือวงจรพื้นฐานเรโซแนนท์อนุกรมกับภาระ(SLR) ดังรูป 2.19(a) เมื่อโหลดความต้านทานต่ออนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำ และตัวเก็บประจุ ซึ่งมีทรานเฟอร์ฟังก์ชันเป็น

$$\left| \frac{\bar{V}_o(j\omega)}{\bar{V}_i(j\omega)} \right| = \frac{1}{\sqrt{1 + Q_s^2 \left(\frac{\omega}{\omega_s} - \frac{\omega_s}{\omega} \right)^2}} \quad (2.67)$$

โดย

$$\omega_s = \frac{1}{\sqrt{LC_s}} \quad (2.68)$$

และ

$$Q_s = \frac{\omega_s L}{R} = \frac{1}{\omega_s C_s R} \quad (2.69)$$

จากทรานเฟอร์ฟังก์ชัน สามารถนำมาพล็อตกราฟได้ดังรูปที่ 2.20(a)

วงจรต่อไปคือวงจรพื้นฐานเรโซแนนท์ขนานกับภาระ(PLR) เมื่อโหลดความต้านทานต่อขนานกับตัวเก็บประจุ แล้วไปอนุกรมกับความต้านทาน ดังรูปที่ 2.19(b) ซึ่งมีทรานเฟอร์ฟังก์ชันเป็น

$$\left| \frac{\bar{V}_o(j\omega)}{\bar{V}_i(j\omega)} \right| = \frac{1}{\sqrt{\left(1 - \left(\frac{\omega}{\omega_p} \right)^2 \right)^2 + \left(\frac{\omega}{\omega_p Q_p} \right)^2}} \quad (2.70)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยมี

$$\omega_p = \frac{1}{\sqrt{LC_p}} \quad (2.71)$$

$$Q_p = \frac{R}{\omega_p L} = \omega_p C_p R \quad (2.72)$$

และ

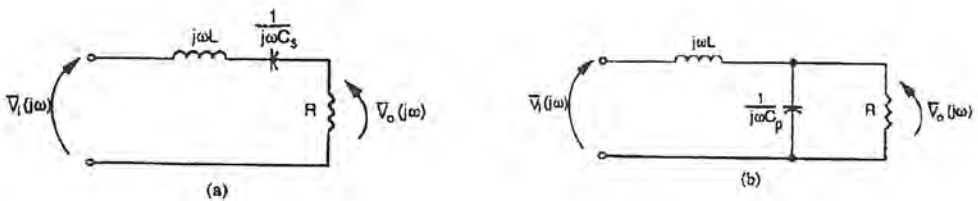
จากทรานเฟอร์ฟังก์ชัน สามารถนำมาพล็อตกราฟได้ดังรูปที่ 2.20(b)

ส่วนวงจรสุดท้ายเป็นวงจรพื้นฐานเรโซแนนซ์อนุกรม-ขนานกับภาระ (SPLR) เป็นการต่อ
ร่วมกันของทั้งสองวงจรก่อนหน้านี้ ดังรูปที่ 2.19(c) ซึ่งมีทรานเฟอร์ฟังก์ชันเป็น

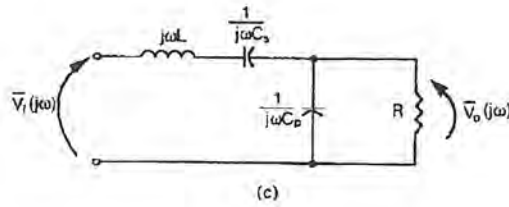
$$\left| \frac{\bar{V}_o(j\omega)}{\bar{V}_i(j\omega)} \right| = \frac{1}{\sqrt{\left[1 + \frac{C_p}{C_s} - \left(\frac{\omega}{\omega_p} \right)^2 \right]^2 + Q_s^2 \left[\frac{\omega}{\omega_s} - \frac{\omega_s}{\omega} \right]^2}} \quad (2.73)$$

จากทรานเฟอร์ฟังก์ชันของ SPLR สามารถนำมาพล็อตกราฟได้ดังรูปที่ 2.20(c) ถ้าให้ $C_s = C_p$ จะ
ได้สมการเป็น

$$\left| \frac{\bar{V}_o(j\omega)}{\bar{V}_i(j\omega)} \right| = \frac{1}{\sqrt{\left(2 - \left(\frac{\omega}{\omega_s} \right)^2 \right)^2 + Q_s^2 \left(\frac{\omega}{\omega_s} - \frac{\omega_s}{\omega} \right)^2}} \quad (2.74)$$



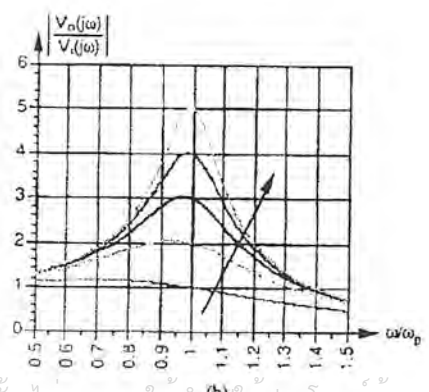
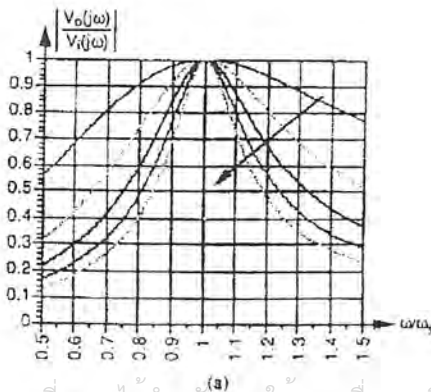
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



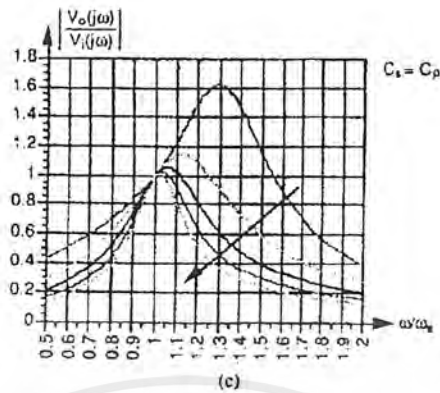
รูปที่ 2.19 วงจรพื้นฐานเรโซแนนท์ (a) แบบอนุกรม:SLR, (b) แบบขนาน:PLR, (c) แบบ อนุกรม-ขนาน:SPLR

เมื่อพิจารณาจากความถี่ของรูปที่ 2.20(a-c) ที่แสดงทั้งหมด วงจรพื้นฐานเรโซแนนท์ SLR และ SPLR เป็นวงจรกรองความถี่แบบ band-pass filter ส่วน PLR เป็นวงจรกรองความถี่แบบ low-pass filter ถ้าแรงดันอินพุทของแต่ละแบบเป็นลูกคลื่นสี่เหลี่ยมซึ่งมีความถี่ลดลงใน pass-band ของวงจร ฮาร์โมนิกส์ที่ใหญ่ถูกทำให้มีน้อยลง และในการคำนวณโดยประมาณจะใช้เพียงส่วน fundamental component เท่านั้น ซึ่งผลแสดงในรูป 2.19(a-c) สามารถนำไปใช้เป็นประโยชน์ในการหาคุณสมบัติช่วง steady-state ของแต่ละอินเวอร์เตอร์ได้

รูปแบบพื้นฐานของหลอดฟลูออเรสเซนต์ จะมีความต้านทานสูงมากในขณะจุดหลอด และจะมีค่าความต้านทานที่ลดลง เมื่อหลอดทำงานในสภาวะสมดุลเสถียรภาพ ดังนั้นวงจรที่จะนำมาประยุกต์ใช้ในการจุดหลอด และทำงานแทนบัลลาสต์แบบแม่เหล็ก จำเป็นต้องเป็นวงจรแปลงกระแสสลับที่การทำงานขึ้นอยู่กับภาระที่ต่ออยู่ (load dependent) กล่าวคือสำหรับการทำให้ความถี่คงที่จะต้องสามารถให้แรงดันด้านออกที่สูงมากพอในขณะจุดหลอด และลดลงเมื่อทำงานในสภาวะปกติ ทั้งนี้ที่หลอดทำงานที่ความถี่สูงนั้นจะเสมือนว่าเป็นภาระความต้านทานเพียงอย่างเดียว ซึ่งต่างจากการทำงานที่ความถี่ต่ำซึ่งภาระจะเป็นความต้านทานในรูปแบบต่อร่วมกัน กับตัวเก็บประจุและตัวเหนี่ยวนำ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.20 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างอัตราขยายกับความถี่ โชนแนนท์ (a) แบบอนุกรม, (b) แบบขนาน, (c) แบบอนุกรม-ขนาน

จากรูปที่ 2.19(a) จะได้ว่าวงจรพื้นฐาน SLR มีลักษณะเป็นวงจรแปลงกระแสสลับที่ขึ้นอยู่กับภาระที่ต่ออยู่ที่ความถี่ต่ำ หรือสูงกว่าความถี่เรโซแนนท์ ω_s และสามารถปรับค่าความต้านทานด้านขาออกได้โดยการควบคุมความถี่ในการทำงานเข้า นอกจากนี้ยังสังเกตได้ว่า Q_s มีค่ามากนั้นวงจรสามารถให้แรงดันออกในช่วงตั้งแต่ 0 จนถึง แรงดันด้านเข้า V_i ได้โดยการเปลี่ยนความถี่ด้านเข้าเพียงเล็กน้อยในช่วงแคบ แต่ในขณะที่ค่า Q_s น้อย ($Q_s \leq 1$) การปรับค่าแรงดันทางด้านออกต้องปรับแต่งความถี่ด้านเข้าในช่วงที่กว้างมากกว่า และคุณสมบัติที่สำคัญที่สุดในการทำงานของวงจรคือค่าของ gain ที่ให้สูงสุดไม่เกิน 1 ซึ่งหมายความว่า การนำวงจร SLR มาประยุกต์ใช้เป็นบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์นั้น แรงดันต้องมีค่ามากกว่าแรงดันที่ใช้ในการจุดหลอดฟลูออเรสเซนต์ หรือมิฉะนั้นก็อาจใช้หม้อแปลงปรับแรงดันมาช่วยในการจุดหลอด

จากรูป 2.19(b) แสดงให้เห็นพื้นฐาน PLR ก็แปลงกระแสสลับที่ขึ้นอยู่กับภาระที่ต่ออยู่ ณ ความถี่เรโซแนนท์ จะได้ว่า gain ของแรงดันมีค่ามาก ณ ความถี่เรโซแนนท์

$$\left| \frac{V_o}{V_i} \right|_{\omega=\omega_p} = Q_p \quad (2.75)$$

ซึ่งจะเห็นได้ว่า Q_p นั้นจะเป็นสัดส่วนโดยตรงกับค่าความต้านทานภาระ ดังนั้นคุณสมบัติดังกล่าวจะทำให้แรงดันออกจะมีค่าสูงมากพอในการจุดหลอด เนื่องจากในสถานะความต้านทานของหลอดฟลูออเรสเซนต์มีค่าสูงมาก หลังจากนั้นค่าแรงดันก็จะลดต่ำลง ซึ่งผลจากความต้านทานหลอดจะมีค่าลดลงเมื่อหลอดเข้าสู่สภาวะทำงานปกติเสถียรภาพ ฉะนั้นสามารถนำวงจรมาประยุกต์ใช้งาน โดยที่แรงดันเข้ามีค่าต่ำได้

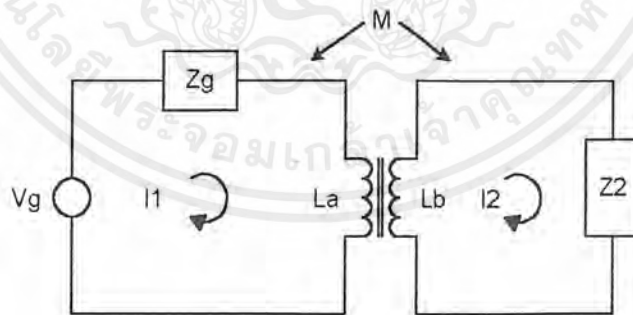
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คุณสมบัติความถี่ของ วงจรพื้นฐาน SPLR จาก $C_s=C_p$ ตามรูปที่ 2.19(c) ซึ่งเหมือนกับพื้นฐาน PLR ที่มีภาวะเบา หรือพื้นฐาน SLR ที่มีภาวะหนัก พื้นฐานภาวะที่หนักจะขึ้นอยู่กับ ω_s แต่อย่างไรก็ตามการทำงานจากแหล่งจ่ายแรงดันที่ต่ำ อาจจะทำให้แรงดันไม่พอกับการออกการจุดหลอด ถ้าปราศจากการใช้หม้อแปลง

ดังนั้นบัลลาสต์ที่ออกแบบการทำงานจากแหล่งจ่ายไฟแรงดันต่ำ วงจรพื้นฐานเรโซแนนท์ที่จะนำมาประยุกต์ใช้ที่เหมาะสมจะเป็น PLR เพราะจะขึ้นอยู่กับภาวะที่ความถี่เรโซแนนท์ ω_p และไม่ต้องการหม้อแปลงในการจุดหลอดจากแหล่งจ่ายไฟตรงที่ต่ำ

2.5 การสะท้อนของค่าอิมพีแดนซ์ (Reflected Impedance)

จากวงจรพื้นฐานคลาสสิก การที่วงจรจะทำงานในสภาวะเหมาะสมนั้นค่าของ ภาวะต้องเหมาะสม ซึ่งขึ้นอยู่กับแหล่งจ่ายไฟและกำลังด้านออกเท่านั้น ดังนั้นในการประยุกต์ใช้กับหลอดฟลูออเรสเซนต์อาจไม่เหมาะสมกับวงจรที่ทำงานในสภาวะเหมาะสม[19] จึงจำเป็นต้องทำการสะท้อนค่าความต้านทานหลอดผ่านหม้อแปลงให้เป็นความต้านทานที่เหมาะสมกับวงจร นอกจากนี้ยังต้องคำนึงถึงวงจรเรโซแนนท์ขนานกับหลอดที่จะช่วยในการจุดหลอดในสภาวะเริ่มต้น ซึ่งส่วนที่กล่าวต่อไปจะเป็นการพิสูจน์และการคำนวณ เพื่อสามารถออกแบบวงจรโดยรวมได้



รูปที่ 2.21 แสดงวงจรสมมูลของหม้อแปลง

จากรูปที่ 2.21 ให้วงจรนี้แหล่งจ่ายไฟเป็น V_g และมีค่าอิมพีแดนซ์ต่ออยู่อีกด้านหนึ่งของหม้อแปลงมีค่า Z_2 จากการพิจารณาโดยใช้ KVL ทางด้านเข้า (Primary) ของหม้อแปลงจะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_1 = SL_a I_1 - SM I_2 \quad (2.76)$$

$$0 = -SM I_1 + (Z_2 + SL_b) I_2 \quad (2.77)$$

$$I_2 = \frac{SM I_1}{Z_2 + SL_b} \quad (2.78)$$

แก้สมการ โดยการแทน I_2 ลงในสมการที่ (2.76) จะได้

$$V_1 = \left[SL_a - \frac{S^2 M^2}{Z_2 + SL_b} \right] I_1 \quad (2.79)$$

ดังนั้นจะได้ว่า

$$\begin{aligned} Z_1 &= \frac{V_1}{I_1} = SL_1 + \frac{\omega^2 M^2}{Z_2 + SL_b} \\ &= SL_1 + Z_R \end{aligned} \quad (2.80)$$

โดยที่

$$Z_R = \frac{\omega^2 M^2}{Z_2 + SL_b} \quad (2.81)$$

จาก $S = j\omega$

$$S^2 = j^2 \omega^2 = -\omega^2 ; \text{ โดยที่ } j^2 = -1$$

ดังนั้นจะสามารถแปลงวงจรในรูปที่ 2.21 ใหม่ได้ โดยมองค่าอิมพีแดนซ์ด้านออกจากด้านเข้าของหม้อแปลงได้เป็นดังรูปที่ 2.22

จากค่าสัมประสิทธิ์ในการถ่ายทอด (Coefficient of coupling)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_a \cdot L_b}} \quad (2.82)$$

ในกรณีที่ เป็น Unit coupling จะได้ $k = 1$ จะได้

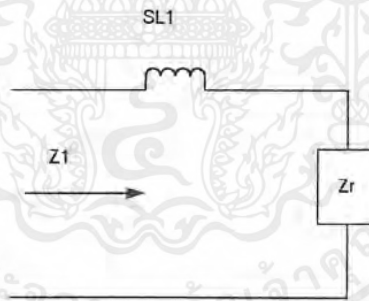
$$M = \sqrt{L_a \cdot L_b} \quad (2.83)$$

จากวงจร Parallel Resonant จะได้ข้อสรุป

$$\omega_p = \frac{1}{\sqrt{L C_p}} \quad (2.84)$$

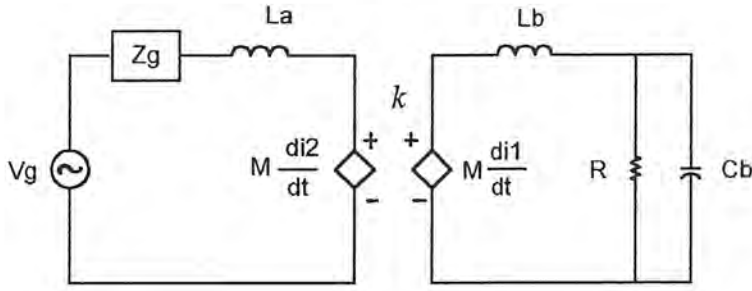
$$Q_p = \frac{R}{\omega_p \cdot L} = \omega_p \cdot C_p \cdot R \quad (2.85)$$

$$\omega_p^2 \cdot C_p \cdot L = 1 \quad (2.86)$$



รูปที่ 2.22 วงจรสมมูลของภาวะ เมื่อมองจากด้านเข้าของหม้อแปลง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.23 เมื่อการะมีตัวเก็บประจุต่อขนานอยู่ด้านนอกของหม้อแปลง

ในกรณีที่ Z_2 เป็นการนำตัวเก็บประจุต่อขนานการะ แสดงดังรูปที่ 2.23
จะได้

$$Z_2 = \frac{R}{SC.R + 1} \tag{2.87}$$

จาก

$$Z_1 = \frac{V_1}{I_1} = SL_a + \frac{\omega^2.M^2}{Z_2 + SL_b} \tag{2.88}$$

จะได้

$$Z_R = \frac{\omega^2.M^2}{Z_2 + SL_b} \tag{2.89}$$

$$\begin{aligned} &= \frac{\omega^2.M^2}{\frac{R}{SC.R + 1} + SL_b} \\ &= \frac{\omega^2.M^2}{\frac{R}{SC.R + 1} + \frac{SL_b.(SC.R + 1)}{SC.R + 1}} \\ &= \frac{\omega^2.M^2(SC.R + 1)}{R + SL_b(SC.R + 1)} \\ &= \frac{\omega^2.M^2(SC.R + 1)}{SL_b + (R - \omega^2.C.L_b.R)} \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จาก $\omega_p^2 \cdot C_p \cdot L = 1$ จะได้

$$= \frac{\omega^2 \cdot M^2 \cdot (SC \cdot R + 1)}{SL_b + (R - R)}$$

$$= \frac{\omega^2 \cdot M^2 \cdot (SC \cdot R + 1)}{SL_b}$$

$$M = \sqrt{L_a \cdot L_b}$$

$$= \frac{\omega^2 \cdot L_a \cdot L_b \cdot (SC \cdot R + 1)}{SL_b}$$

$$= \frac{\omega^2 \cdot L_a \cdot L_b \cdot SC \cdot R}{SL_b} + \frac{\omega^2 \cdot L_a \cdot L_b}{SL_b}$$

$$= \omega^2 \cdot L_a \cdot C \cdot R + \frac{\omega^2 \cdot L_a}{S}$$

$$\frac{L_a}{L_b} = \left(\frac{N_1}{N_2} \right)^2 = \left(\frac{1}{a} \right)^2$$

$$= \omega^2 \cdot \frac{L_b}{a^2} \cdot C \cdot R + \frac{\omega^2 \cdot L_b}{S \cdot a^2}$$

$$= \frac{R}{a^2} + \frac{\omega^2 \cdot L_b \cdot C}{S \cdot a^2 \cdot C}$$

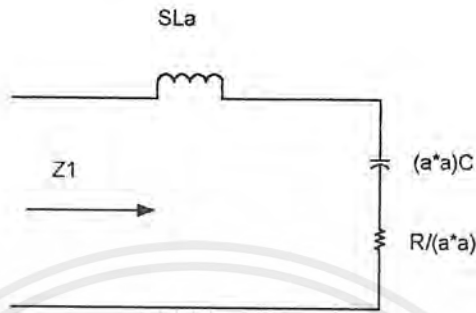
$$Z_R = \frac{R}{a^2} + \frac{1}{S \cdot a^2 \cdot C} \quad (2.90)$$

จะสรุปได้ว่า

$$Z_1 = SL_a + Z_R$$

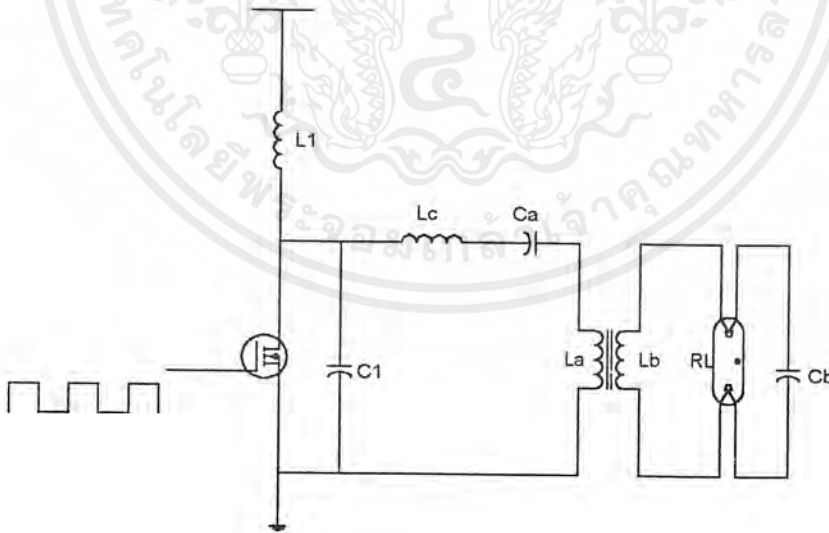
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$= SL_a + \frac{R}{a^2} + \frac{1}{S \cdot a^2 \cdot C} \quad (2.91)$$



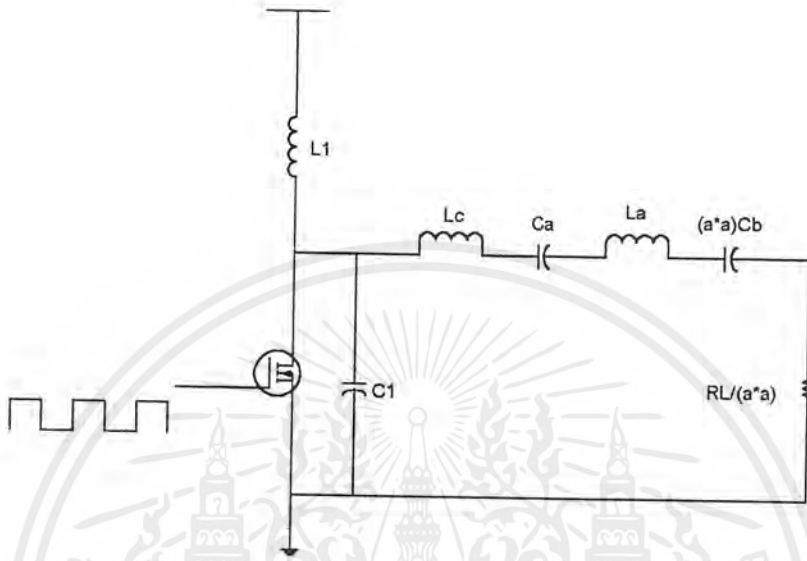
รูปที่ 2.24 แสดงวงจรสมมูลเมื่อมีค่าตัวเก็บประจุต่อขนานกับภาระเมื่อมองมาจากทางด้านเข้า

นั่นหมายถึงสามารถแปลงค่าความต้านทานที่ขนานกับตัวเก็บประจุที่ด้านออกของหม้อแปลงดังที่แสดงในรูปที่ 2.23 เมื่อมองค่าอิมพีแดนซ์จากทางด้านเข้าของหม้อแปลงได้ตามสมการที่ (2.91) หรือแปลงเป็นรูปที่ 2.24

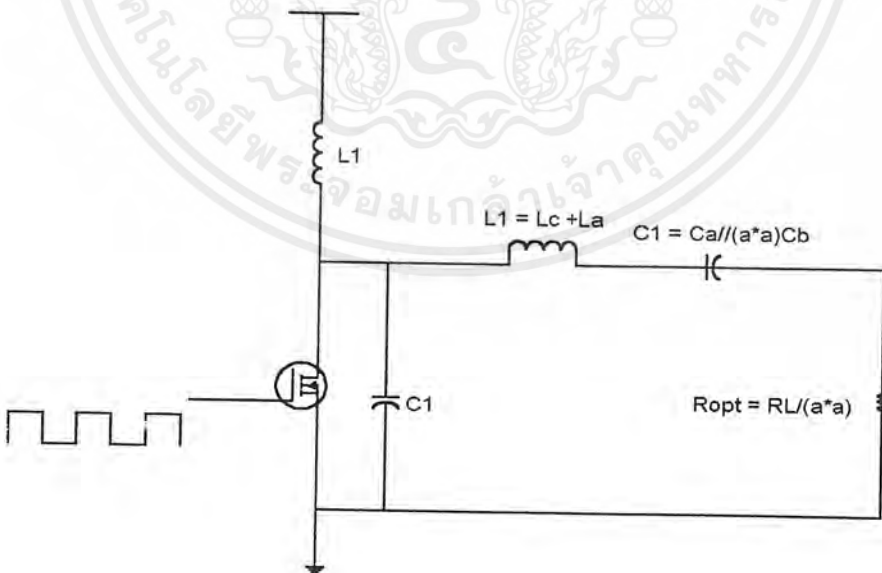


รูปที่ 2.25 แสดงวงจรที่ประยุกต์ใช้วงจรขยายคลาสอี กับบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.26 แสดงวงจรสมมูลของวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ในรูปที่ 2.25



รูปที่ 2.27 แสดงวงจรสมมูลของวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ในรูปที่ 2.25

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้นจากรูปที่ 2.25 ซึ่งเป็นวงจรที่ออกแบบ โดยการประยุกต์ใช้วงจรขยายคลาสอี สำหรับ บัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ สามารถแปลงวงจรสมมูลได้ดังรูปที่ 2.26 และรูปที่ 2.27 ตามลำดับ

2.6 การออกแบบวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่ประยุกต์ใช้วงจรขยายคลาสอี

การออกแบบมีขั้นตอนดังนี้

1. กำหนดขนาดแรงดันของแหล่งจ่ายไฟ
2. กำหนดความถี่ใช้งาน
3. กำหนดกำลังไฟออก และค่ากระแสผ่านโหลด(ตามข้อมูลจากบริษัท) ซึ่งก็จะได้ความต้านทานโหลด
4. จะได้อุปกรณ์ที่เหมาะสม L_1, L_2, C_1, C_2 และ R_{opt} .
5. หาค่า Ratio ของหม้อแปลง ซึ่งได้จากค่าความต้านทานโหลด เทียบกับ R_{opt} ;

$$a = \sqrt{R_L / R_{opt}}$$
6. หาค่า C_b ได้จาก $C_b = Q_p / \omega \cdot R_L$
7. หาค่า L_b ได้จาก $L_b = R_L / \omega \cdot Q_p$
8. หาค่า L_a ได้จาก $L_a = L_b / a^2$
9. หาค่า L_c ได้จาก $L_c = L_2 - L_a$
10. หาค่า C_a ได้จาก $C_a = a^2 \cdot C_2 \cdot C_b / (a^2 \cdot C_b - C_2)$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การออกแบบวงจรขยายกลาส อี เรโซแนนท์ อินเวอร์เตอร์ สำหรับบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์

A Class E Resonant Inverter for Electronic Ballast Design

ข้อกำหนด

1	POWER OUT	Po	<input type="text" value="18.00"/>	Watt
2	LOAD RESISTANCE		371.90	Ohm
3	VOLTAGE SUPPLY		<input type="text" value="24.00"/>	Vdc
4	EFFIENCY	n	<input type="text" value="90%"/>	
5	FLUORESCENT LAMP	TYPE	18	Watt
	VOLTAGE RATED		81.82	Vrms
	LAMP CURRENT RATED		<input type="text" value="0.22"/>	Amp
	LAMP RESISTANCE		372	Ohm
	or if define power out/so lamp res is		372	Ohm
	;power output define as		18.00	Watt
6	Q factor	10 เท่ากับ คุณสามารถเลือกค่าได้ดังนี้	<input type="text" value="10"/>	1, 2, 3, 5, 7, 10, 20 or 100
7	Switching Frequency	หรือ $W=2\pi f$	<input type="text" value="200,000"/>	Hz
			1,257.143	
8	Resonant Frequency		188,435	Hz
10	Qp=		<input type="text" value="1"/>	

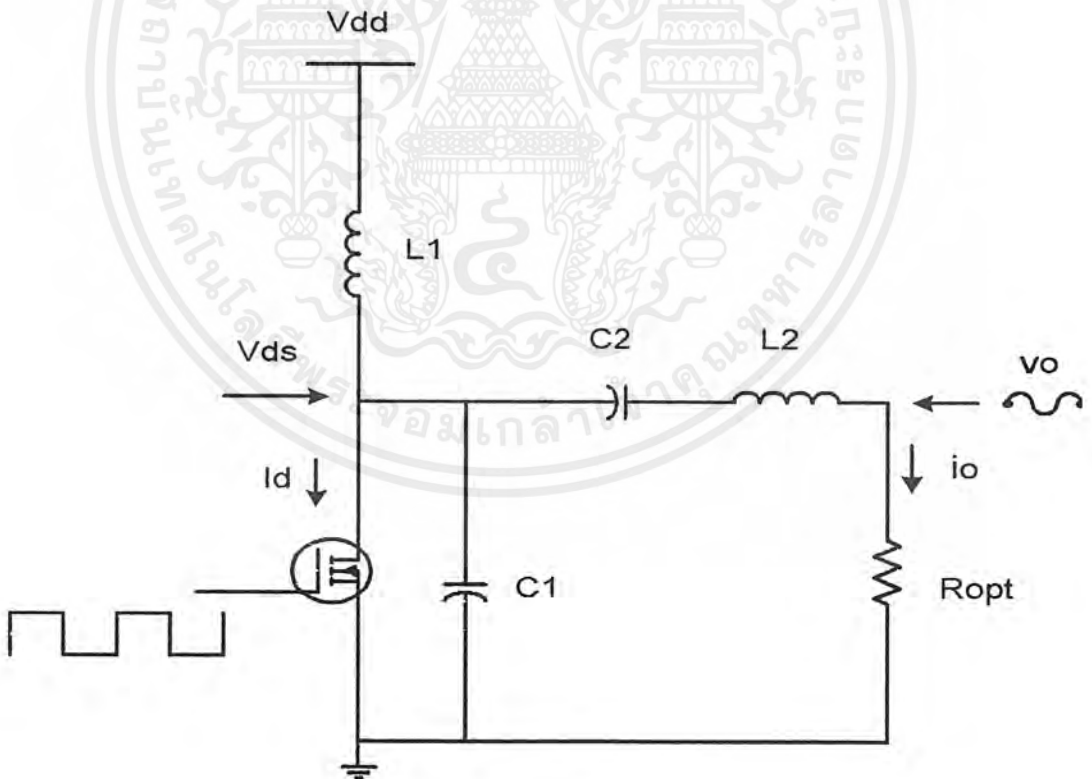
หมายเหตุ : ให้เติมข้อกำหนดต่างๆในช่องกรอบสี่เหลี่ยมเหลือง

การออกแบบวงจรขยายคลาส อี เรโซแนนท์ อินเวอร์เตอร์ สำหรับบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์

A Class E Resonant Inverter for Electronic Ballast Design

ค่าอุปกรณ์มาตรฐานที่ใช้ในวงจร class E

L1	=	6.41E-04 Henry		
L1min	=	2.78E-04 Henry	Idc max	= 0.83 Ap
L2	=	1.34E-04 Henry	Ip(L-C)	= 1.59 Ap
C1	=	9.87E-09 Farad		
C2	=	5.32E-09 Farad	Ip(L-C)	= 1.59 Ap
Ropt	=	15.88 Ohm		
Pdd	=	20.00 Watt		
SW			Is max	= 2.35 Ap



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การออกแบบวงจรขยายคลาส อี เรโซแนนท์ อินเวอร์เตอร์ สำหรับบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์

A Class E Resonant Inverter for Electronic Ballast Design

การคำนวณหาตัวอุปกรณ์วงจขยาย Class E

1	หาค่า Power input in DC	$P_{dd} =$	<input type="text" value="20.00"/>	Watt
	จากสูตร $P_{dd} = P_o / \eta$			
	โดยที่ $P_o =$	18.00	Watt	
	$\eta =$	90%		
2	หาค่า Optimum Resistance	$R_{opt} =$	<input type="text" value="15.88"/>	Ohm
	จากสูตร $R_{opt} = (b * V_{dd} * V_{dd}) / P_{dd}$			
	โดยที่ $b =$	0.5514		จากตาราง Class E Table Design
	$V_{dd} =$	24	Vdc	
	$P_{dd} =$	20.00	Watt	
3	หาค่า C1	$C1 =$	<input type="text" value="9.87E-09"/>	Farad
	จากสูตร $C1 = c / (W * R_{opt})$			
	โดยที่ $c =$	0.1971		จากตาราง Class E Table Design
	$W =$	1,257,143		
	$R_{opt} =$	16	Ohm	
4	หาค่า C2	$C2 =$	<input type="text" value="5.32E-09"/>	Farad
	จากสูตร $C2 = d / (W * R_{opt})$			
	โดยที่ $d =$	0.1062		จากตาราง Class E Table Design
	$W =$	1,257,143		
	$R_{opt} =$	16	Ohm	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5 หาค่า L2

$$L2 = 1.34E-04 \text{ Henry}$$

จากสูตร $L = (e * R_{opt}) / W$ โดยที่ $e = 10.62$

จากตาราง Class E Table Design

 $W = 1,257,143$ $R_{opt} = 16 \text{ Ohm}$

6 หาค่า L1min

$$L1min = 2.78E-04 \text{ Henry}$$

จากสูตร $L1min = (3.5 * R_{opt}) / f$ โดยที่ $R_{opt} = 15.88$ $f = 200,000$

7 หาค่า L1

$$L1 = 6.41E-04 \text{ Henry}$$

จากสูตร $L1 = 10 / (w * w * C1)$ โดยที่ $C1 = 9.87E-09 \text{ Farad}$ $w = 1,257,143$

การออกแบบวงจรขยายคลาส อี เรโซแนนท์ อินเวอร์เตอร์ สำหรับบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์

A Class E Resonant Inverter for Electronic Ballast Design

ขั้นตอนการคำนวณหาค่าพารามิเตอร์ของอุปกรณ์วงจร Class E

1 DC input current maximum

$$I_{dmax} = 0.83 \text{ Ap}$$

จากสูตร $I_{dmax} = P_{dd} / V_{dd}$

โดยที่ $P_{dd} = 20.00 \text{ Watt}$

$V_{dd} = 24 \text{ Vdc}$

2 Peak current at switch device

$$I_{smax} = 2.35 \text{ Ap}$$

จากสูตร $I_{smax} = j * I_{dmax}$

โดยที่ $j = 2.816$ จากตาราง Class E Table Design

$I_{dmax} = 0.83 \text{ Ap}$

3 Peak voltage at switch device

$$V_{smax} = 86.09 \text{ Vp}$$

จากสูตร $V_{smax} = k * V_{dd}$

โดยที่ $k = 3.587$ จากตาราง Class E Table Design

$V_{dd} = 24 \text{ Vdc}$

4 Current through L-C circuit

$$I_{p(L-C)} = 1.59 \text{ Ap}$$

จากสูตร $I_{p(L-C)} = \text{SQRT}(2 * P_{dd} / R_{opt})$

โดยที่ $P_{dd} = 20.00 \text{ Watt}$

$R_{opt} = 16 \text{ Ohm}$

5 Peak voltage across C2

$$V_{C2max} = 237.32 \text{ Vp}$$

จากสูตร $V_{C2max} = I_m / (W * C2)$

โดยที่ $I_m = 1.59 \text{ Ap}$

$W = 1,257,143$

$C2 = 5.32E-09 \text{ Farad}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6 Peak voltage across L2

$V_{L2max} =$	267.66
---------------	--------

จากสูตร $V_{L2max} = W * L2 * I_m$

โดยที่ $I_m =$ 1.59 Ap

$W =$ 1,257,143

$L2 =$ 1.34E-04 Henry

7 Peak Voltage pass thongh Lc

$V_p(Lc) =$	242.46
-------------	--------

จากสูตร $V_p(Lc) = W * Lc * I_m$

โดยที่ $I_m =$ 1.59 Ap

$W =$ 1,257,143

$Lc =$ 1.22E-04 Henry

8 Peak voltage across Ca

$V_p(Ca) =$	424.23
-------------	--------

จากสูตร $V_p(Ca) = I_m / (W * Ca)$

โดยที่ $I_m =$ 1.59 Ap

$W =$ 628.571

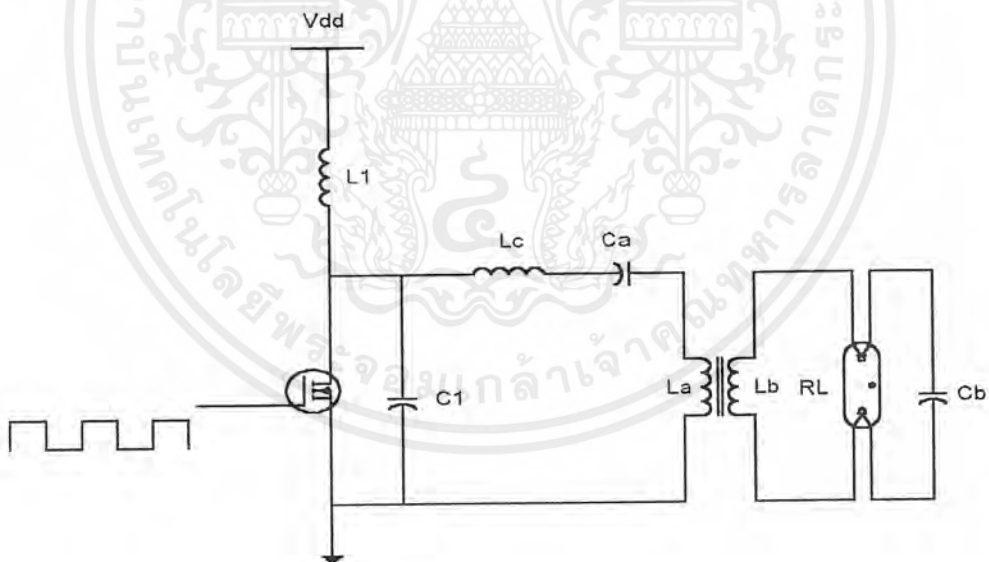
$Ca =$ 5.95E-09 Farad

การออกแบบวงจรขยายคลาส อี เรโซแนนท์ อินเวอร์เตอร์ สำหรับบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์

A Class E Resonant Inverter for Electronic Ballast Design

ค่าอุปกรณ์ที่ใช้ในวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์

L1	=	6.41E-04 Henry			
L1min	=	2.78E-04 Henry	Idc max	=	0.83 Ap
La	=	1.26E-05 Henry			
Lb	=	2.96E-04 Henry			
Lc	=	1.22E-04 Henry	Ip(Lc)	=	1.59 Ap
C1	=	9.87E-09 Farad			Vp(C1)
Cb	=	2.14E-09 Farad			
Ca	=	5.95E-09 Farad	Ip(Ca)	=	1.59 Ap
a	=	4.84			Vp(Ca)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การออกแบบวงจรขยายคลาส อี เรโซแนนท์ อินเวอร์เตอร์ สำหรับบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์

A Class E Resonant Inverter for Electronic Ballast Design

ขั้นตอนการคำนวณหาค่าอุปกรณ์วงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์

1	การหาค่า $C_p = C_b$	$C_b =$	<input type="text" value="2.14E-09"/>	Farad
	จากสูตร	$C_b = Q_p / (W * R_L)$		
	โดยที่	$W =$	1,257,143	
		$R_L =$	372 Ohm	
		$Q_p =$	1	
2	การหาค่า L_b	$L_b =$	<input type="text" value="2.96E-04"/>	Henry
	จากสูตร	$L_b = R_L / (W * Q_p)$		
	โดยที่	$W =$	1,257,143	
		$R_L =$	372 Ohm	
		$Q_p =$	1	
3	การหาค่า a	$a =$	<input type="text" value="4.84"/>	
	จากสูตร	$a = \sqrt{R_L / R_{opt}}$		
	โดยที่	$R_L =$	372 Ohm	
		$R_{opt} =$	16 Ohm	
4	การหาค่า L_a	$L_a =$	<input type="text" value="1.26E-05"/>	Henry
	จากสูตร	$L_a = L_b / (a * a)$		
	โดยที่	$L_b =$	2.96E-04 Henry	
		$a =$	4.84	
5	การหาค่า L_c	$L_c =$	<input type="text" value="1.22E-04"/>	Henry
	จากสูตร	$L_c = L_2 - L_a$		
	โดยที่	$L_2 =$	1.34E-04 Henry	
		$L_a =$	1.26E-05 Henry	
6	การหาค่า C_a	$C_a =$	<input type="text" value="5.95E-09"/>	Farad
	จากสูตร	$C_a = a * a * C_2 * C_b / (a * a * C_b - C_2)$		
	โดยที่	$C_2 =$	5.32E-09 Farad	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$C_b = 2.14E-09 \text{ Farad}$$

$$a = 4.84$$

7 ความถี่เรโซแนนท์

$$f_p = 200,000 \text{ Hz}$$

จากสูตร $f_p = 1 / (2\pi \sqrt{L_b \cdot C_b})$

โดยที่ $L_b = 2.96E-04$

$$C_b = 2.14E-09$$

$$\pi = 3.14$$



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การออกแบบวงจรขยายกลาส อี เรโซแนนท์ อินเวอร์เตอร์ สำหรับบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์

A Class E Resonant Inverter for Electronic Ballast Design

ข้อกำหนด

1	POWER OUT	Po	<input type="text" value="36.00"/>	Watt
2	LOAD RESISTANCE		743.80	Ohm
3	VOLTAGE SUPPLY		<input type="text" value="24.00"/>	Vdc
4	EFFICIENCY	η	<input type="text" value="90%"/>	
5	FLUORESCENT LAMP	TYPE	18	Watt
	VOLTAGE RATED		163.64	Vrms
	LAMP CURRENT RATED		<input type="text" value="0.22"/>	Amp
	LAMP RESISTANCE		744	Ohm
	or if define power out'so lamp res is		744	Ohm
	;power output define as		36.00	Watt
6	Q factor	10 เท่ากับ คุณสามารถเลือกค่าได้ดังนี้	1, 2, 3, 5, 7, 10, 20 or 100	
7	Switching Frequency	หรือ $\omega = 2\pi \times f$	<input type="text" value="200,000"/>	Hz
8	Resonant Frequency		1,257,143	Hz
10	Qp-		<input type="text" value="1"/>	

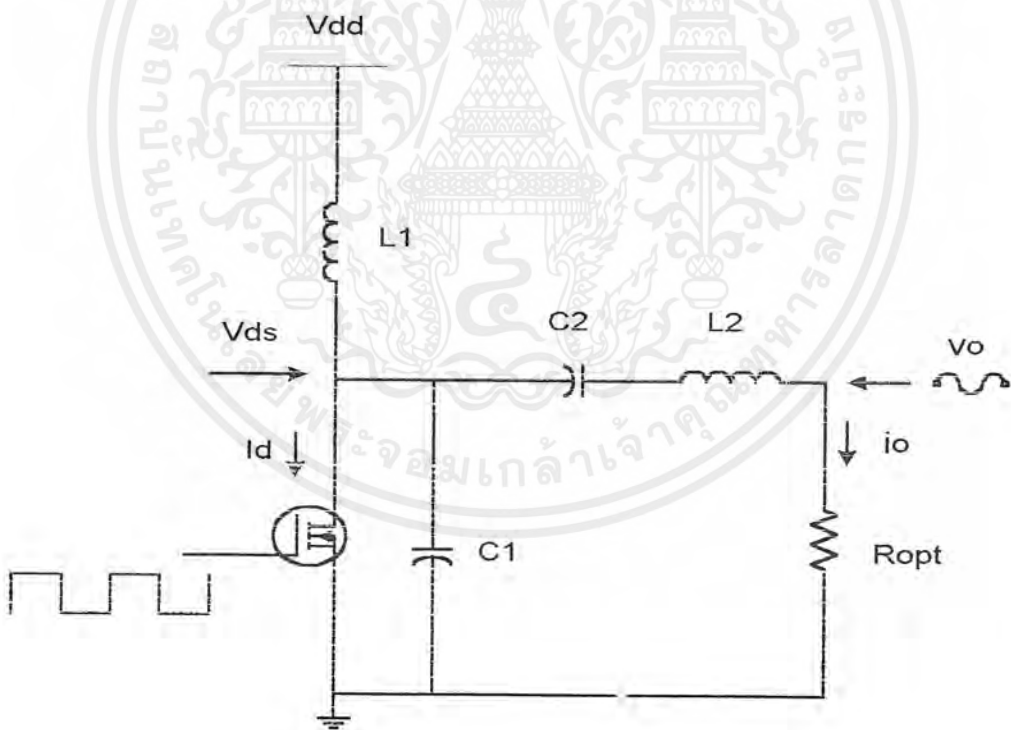
หมายเหตุ : ให้เติมข้อกำหนดต่างๆในช่องกรอบสีดำพื้นเหลือง

การออกแบบวงจรขยายคลาส อี เรโซแนนท์ อินเวอร์เตอร์ สำหรับบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์

A Class E Resonant Inverter for Electronic Ballast Design

ค่าอุปกรณ์มาตรฐานที่ใช้ในวงจร class E

L1	=	3.20E-04 Henry		
L1min	=	1.39E-04 Henry	Idc max	= 1.67 Ap
L2	=	6.71E-05 Henry	Ip(L-C)	= 3.17 Ap VL2 max
C1	=	1.97E-08 Farad		VC1 max
C2	=	1.06E-08 Farad	Ip(L-C)	= 3.17 Ap VC2 max
Ropt	=	7.94 Ohm		
Pdd	=	40.00 Watt		
SW			Is max	= 4.69 Ap Vs max



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การออกแบบวงจรขยายกลาส ดี เรโซแนนท์ อินเวอร์เตอร์ สำหรับบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์

A Class E Resonant Inverter for Electronic Ballast Design

การคำนวณหาค่าอุปกรณ์วงจรขยาย Class E

1 หาค่า Power input in DC

$$P_{dd} = 40.00 \text{ Watt}$$

จากสูตร $P_{dd} = P_o / n$

โดยที่ $P_o = 36.00 \text{ Watt}$

$n = 90\%$

2 หาค่า Optimun Resistance

$$R_{opt} = 7.94 \text{ Ohm}$$

จากสูตร $R_{opt} = (b * V_{dd} * V_{dd}) / P_{dd}$

โดยที่ $b = 0.5514$ จากตาราง Class E Table Design

$V_{dd} = 24 \text{ Vdc}$

$P_{dd} = 40.00 \text{ Watt}$

3 หาค่า C1

$$C1 = 1.97E-08 \text{ Farad}$$

จากสูตร $C1 = c / (W * R_{opt})$

โดยที่ $c = 0.1971$ จากตาราง Class E Table Design

$W = 1,257,143$

$R_{opt} = 8 \text{ Ohm}$

4 หาค่า C2

$$C2 = 1.06E-08 \text{ Farad}$$

จากสูตร $C2 = d / (W * R_{opt})$

โดยที่ $d = 0.1062$ จากตาราง Class E Table Design

$W = 1,257,143$

$R_{opt} = 8 \text{ Ohm}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5 หาค่า L2

$$L2 = 6.71E-05 \text{ Henry}$$

จากสูตร $L = (e \cdot R_{opt}) / W$ โดยที่ $e = 10.62$ จากตาราง Class E Table Design $W = 1,257,143$ $R_{opt} = 8 \text{ Ohm}$

6 หาค่า L1min

$$L1min = 1.39E-04 \text{ Henry}$$

จากสูตร $L1min = (3.5 \cdot R_{opt}) / f$ โดยที่ $R_{opt} = 7.94$ $f = 200,000$

7 หาค่า L1

$$L1 = 3.20E-04 \text{ Henry}$$

จากสูตร $L1 = 10 / (w \cdot w \cdot C1)$ โดยที่ $C1 = 1.97E-08 \text{ Farad}$ $w = 1,257,143$

การออกแบบวงจรขยายกลาส อี เรโซแนนท์ อินเวอร์เตอร์ สำหรับบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์

A Class E Resonant Inverter for Electronic Ballast Design

ขั้นตอนการคำนวณหาค่าความทนของอุปกรณ์วงจร Class E

1 DC input current maximum

$$I_{dcmax} = 1.67 \text{ Ap}$$

จากสูตร $I_{dcmax} = P_{dd}/V_{dd}$

โดยที่ $P_{dd} = 40.00 \text{ Watt}$

$V_{dd} = 24 \text{ Vdc}$

2 Peak current at switch device

$$I_{smax} = 4.69 \text{ Ap}$$

จากสูตร $I_{smax} = j * I_{dcmax}$

โดยที่ $j = 2.816$ จากตาราง Class E Table Design

$I_{dcmax} = 1.67 \text{ Ap}$

3 Peak voltage at switch device

$$V_{smax} = 86.09 \text{ Vp}$$

จากสูตร $V_{smax} = k * V_{dd}$

โดยที่ $k = 3.587$ จากตาราง Class E Table Design

$V_{dd} = 24 \text{ Vdc}$

4 Current through L-C circuit

$$I_{p(L-C)} = 3.17 \text{ Ap}$$

จากสูตร $I_{p(L-C)} = \text{SQRT}(2 * P_{dd} / R_{opt})$

โดยที่ $P_{dd} = 40.00 \text{ Watt}$

$R_{opt} = 8 \text{ Ohm}$

5 Peak voltage across C2

$$V_{C2max} = 237.32 \text{ Vp}$$

จากสูตร $V_{C2max} = I_m / (W * C_2)$

โดยที่ $I_m = 3.17 \text{ Ap}$

$W = 1,257,143$

$C_2 = 1.06E-08 \text{ Farad}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6 Peak voltage across L2

$$VL2max = 267.66 \text{ Vp}$$

จากสูตร $VL2max = W * L2 * Im$

โดยที่ $Im = 3.17 \text{ Ap}$

$W = 1,257,143$

$L2 = 6.71E-05 \text{ Henry}$

7 Peak Voltage pass though Lc

$$Vp(Lc) = 242.46 \text{ Vp}$$

จากสูตร $Vp(Lc) = W * Lc * Im$

โดยที่ $Im = 3.17 \text{ Ap}$

$W = 1,257,143$

$Lc = 6.08E-05 \text{ Henry}$

8 Peak voltage across Ca

$$Vp(Ca) = 424.23 \text{ Vp}$$

จากสูตร $Vp(Ca) = Im / (W * Ca)$

โดยที่ $Im = 3.17 \text{ Ap}$

$W = 628,571$

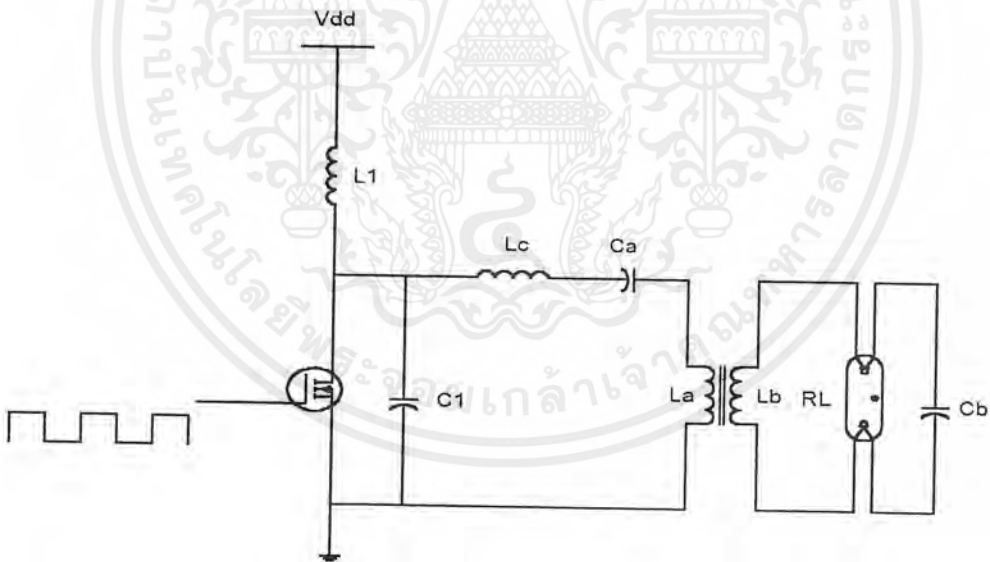
$Ca = 1.19E-08 \text{ Farad}$

การออกแบบวงจรขยายคลาส อี เรโซแนนท์ อินเวอร์เตอร์ สำหรับบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์

A Class E Resonant Inverter for Electronic Ballast Design

ค่าอุปกรณ์ที่ใช้ในวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์

L1	=	3.20E-04 Henry			
L1min	=	1.39E-04 Henry	Idc max	=	1.67 Ap
La	=	6.32E-06 Henry			
Lb	=	5.92E-04 Henry			
Lc	=	6.08E-05 Henry	Ip(Lc)	=	3.17 Ap
C1	=	1.97E-08 Farad			Vp(C1)
Cb	=	1.07E-09 Farad			
Ca	=	1.19E-08 Farad	Ip(Ca)	=	3.17 Ap
a	=	9.68			Vp(Ca)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การออกแบบวงจรขยายคลาส อี เรโซแนนท์ อินเวอร์เตอร์ สำหรับบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์

A Class E Resonant Inverter for Electronic Ballast Design

ขั้นตอนการคำนวณหาตัวประกอบวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์

1 การหาค่า $C_p = C_b$

$$C_b = 1.07E-09 \text{ Farad}$$

จากสูตร $C_b = Q_p / (W * R_L)$

โดยที่ $W = 1,257,143$

$R_L = 744 \text{ Ohm}$

$Q_p = 1$

2 การหาค่า L_b

$$L_b = 5.92E-04 \text{ Henry}$$

จากสูตร $L_b = R_L / (W * Q_p)$

โดยที่ $W = 1,257,143$

$R_L = 744 \text{ Ohm}$

$Q_p = 1$

3 การหาค่า a

$$a = 9.68$$

จากสูตร $a = \sqrt{R_L / R_{opt}}$

โดยที่ $R_L = 744 \text{ Ohm}$

$R_{opt} = 8 \text{ Ohm}$

4 การหาค่า L_a

$$L_a = 6.32E-06 \text{ Henry}$$

จากสูตร $L_a = L_b / (a * a)$

โดยที่ $L_b = 5.92E-04 \text{ Henry}$

$a = 9.68$

5 การหาค่า L_c

$$L_c = 6.08E-05 \text{ Henry}$$

จากสูตร $L_c = L_2 - L_a$

โดยที่ $L_2 = 6.71E-05 \text{ Henry}$

$L_a = 6.32E-06 \text{ Henry}$

6 การหาค่า C_a

$$C_a = 1.19E-08 \text{ Farad}$$

จากสูตร $C_a = a * a * C_2 / (a * a * C_b - C_2)$

โดยที่ $C_2 = 1.06E-08 \text{ Farad}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Cb= 1.07E-09 Farad
 a= 9.68

7 ความถี่เรโซแนนท์

f _p	200,000 Hz
----------------	------------

จากสูตร $f_p = 1 / (2\text{Pie} \cdot \text{sqrt}(\text{Lb} \cdot \text{Cb}))$

โดยที่ Lb = 5.92E-04
 Cb = 1.07E-09
 Pie = 3.14



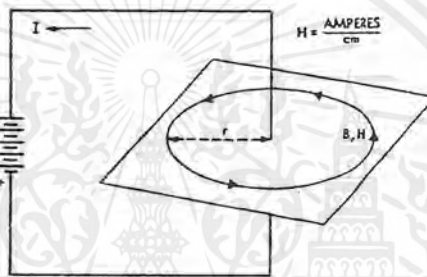
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

การออกแบบหม้อแปลง และตัวเหนี่ยวนำ

3.1 พื้นฐานของวงจรแม่เหล็ก

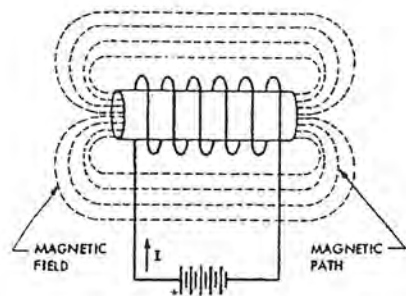
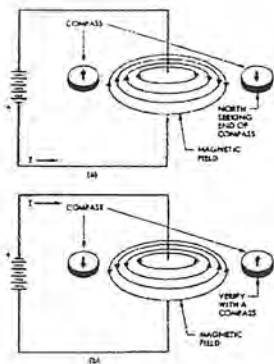
จากความรู้พื้นฐานที่ว่าเมื่อมีกระแสตรงไหลผ่านขดลวดตัวนำ จะทำให้เกิดสนามแม่เหล็กรอบๆตัวนำนั้น ดังแสดงให้เห็นในรูปที่ 3.1



รูปที่ 3.1 สนามแม่เหล็กรอบขดลวด

และเมื่อนำขดลวดตัวนำนั้นมาพันรอบสารแม่เหล็ก จะเป็นผลให้สนามแม่เหล็กนั้นแรงขึ้น โดยมีขั้ว และเส้นแรงแม่เหล็กไหลตามรูปที่ 3.3 ทั้งนี้สามารถทำการกลับขั้วแม่เหล็ก และทิศทาง การไหลของเส้นแรงแม่เหล็กได้ด้วยการกลับทิศทาง การไหลของกระแส หรือกลับขั้วแหล่งจ่ายไฟ โดยจะมีแรงเคลื่อนแม่เหล็กไฟฟ้า(magnetomotive force) ซึ่งเป็นขนาดของเส้นแรงแม่เหล็กที่เกิดจากผลคูณระหว่างค่ากระแสไฟฟ้ากับจำนวนรอบที่ขดลวดพัน

$$\text{mmf}(F) = NI \quad (3.1)$$

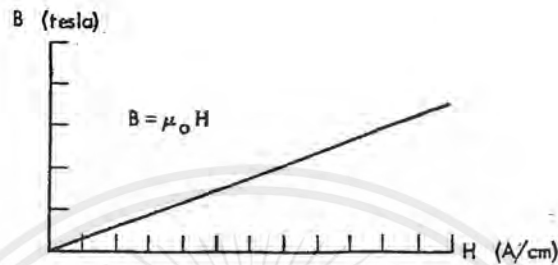


รูปที่ 3.2 แสดงกระแสที่มีผลต่อทิศทางสนามแม่เหล็ก

รูปที่ 3.3 ตัวอย่างตัวเหนี่ยวนำช่องอากาศ

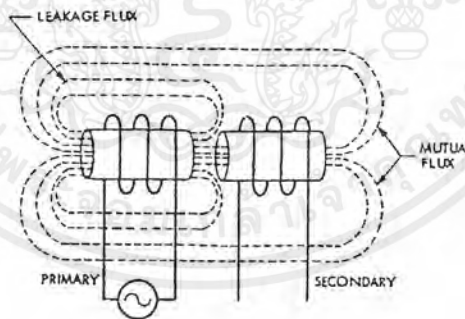
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับรูปที่ 3.4 แสดงให้เห็นถึงความสัมพันธ์ระหว่างความหนาแน่นของเส้นแรงแม่เหล็กกับความเข้มของสนามแม่เหล็ก โดยอัตราส่วนดังกล่าวจะได้ค่าคงที่ ที่เรียกว่า ค่าความซึมซาบแม่เหล็กของตัวกลางที่ให้เส้นแรงแม่เหล็กไหลผ่าน μ_0



รูปที่ 3.4 แสดงความสัมพันธ์ระหว่าง B H

จากรูปที่ 3.5 แสดงให้เห็นถึงรูปแบบอย่างง่ายของหม้อแปลงที่มีเส้นแรงแม่เหล็กเชื่อมต่อถึงระหว่างคอล์ยอากาศสองอัน โดยเส้นแรงแม่เหล็กที่ต่อเชื่อมร่วมกันหรือที่เรียกว่า mutual flux เป็นตัวทำให้เกิดแรงดันไฟฟ้าขึ้นที่ปลายขดลวดทั้งสอง สำหรับเส้นแรงแม่เหล็กที่ไม่คล้อยอยู่ในคอล์ยอากาศทั้งสองจะเรียกว่า leakage flux



รูปที่ 3.5 แสดงพื้นฐานอย่างง่ายในการเกิดหม้อแปลง

โดยส่วนใหญ่วัสดุทั่วไปที่มีคุณภาพในแง่การเป็นสารแม่เหล็กไม่ดีนักจะมีค่าความซึมซาบแม่เหล็กต่ำ ตัวอย่างเช่น ศูนย์อากาศจะมีค่าเท่ากับ 1 สำหรับสารแม่เหล็กที่มีคุณภาพดี และนำมาใช้อย่างแพร่หลาย ดังตัวอย่างเช่น เหล็ก, นิกเกิล, และโคบอล ที่จะค่าความซึมซาบแม่เหล็กที่ค่อนข้างสูง ดังนั้นเพื่อเป็นการปรับปรุงคุณภาพของคอล์ยอากาศสามารถกระทำได้โดยการให้ขดลวดคล้อยอยู่กับสารแม่เหล็ก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2 ชนิดของสารแม่เหล็ก

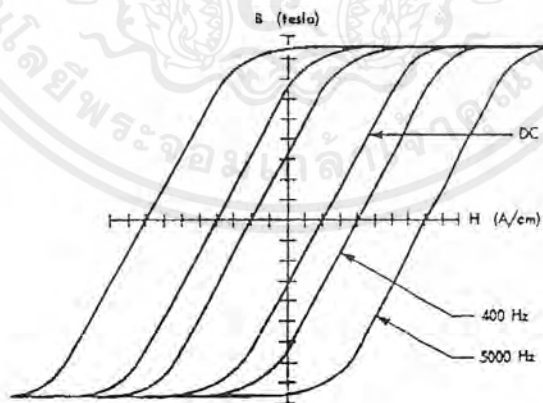
มีสารแม่เหล็กหลายชนิดที่มีการนำมาใช้ในการผลิต และจำหน่ายในท้องตลาดที่ให้ค่าความหนาแน่นของเส้นแรงแม่เหล็กสูงสุดไม่เท่ากัน ให้ค่าความสูญเสีย น้ำหนัก ที่ต่างไม่เท่ากัน รวมไปถึงการตอบสนองช่วงความถี่ที่แตกต่างกันไป ดังนั้นการพิจารณาออกแบบต้องคำนึงถึงคุณสมบัติต่างๆ และต้องสามารถหาซื้อได้ตามท้องตลาดทั่วไป ตัวอย่างของชนิดของสารแม่เหล็กและแสดงถึงคุณสมบัติ dc B-H loops การตอบสนองความถี่สามารถศึกษาเพิ่มได้ในภาคผนวก

3.3 การสูญเสียภายในแกนสารแม่เหล็ก

โดยทั่วไปพลังงานที่สูญเสียไปจะอยู่ในรูปพลังงานความร้อน ทั้งนี้สามารถจัดแบ่งค่าพลังงานสูญเสียออกได้เป็นสองส่วนใหญ่ๆได้ดังนี้

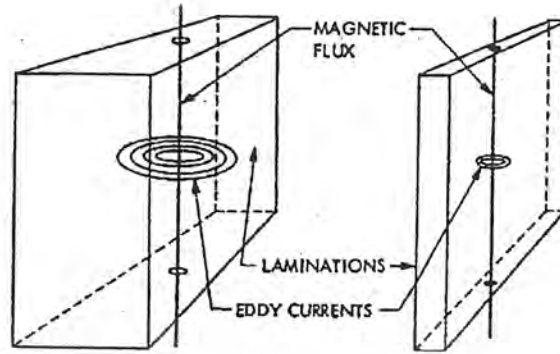
3.3.1 core loss ซึ่งเป็นผลรวมของค่าความสูญเสียดังนี้

- 1 hysteresis loss ซึ่งสามารถหาได้จากพื้นที่ภายใน dc B-H loops
- 2 eddy current ซึ่งเป็นการสูญเสียเนื่องจากกระแสไหลวนภายในตัวสารแม่เหล็ก



รูปที่ 3.6 แสดงถึงคอลลอส(core loss) กับการเพิ่มขึ้นของความถี่ใช้งาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



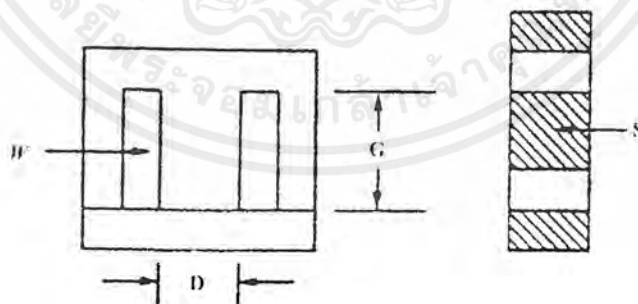
รูปที่ 3.7 แสดงการเกิดค่าความสูญเสียอันเกิดจากเอ็ดดี้เคอเรนซ์(eddy current)

3.3.2 ความสูญเสียในขดลวด

ความสูญเสียที่เกิดขึ้นจากค่าความต้านทานที่อยู่ในขดลวด แล้วแปรสภาพความสูญเสียอยู่ในรูปพลังงานความร้อน

3.4 ลักษณะทางกายภาพของแกนเฟอร์ไรท์

แกนเฟอร์ไรท์มีหลายรูปแบบไม่เป็น EI Lamination, EE Lamination, Pot core, Powder core, C core, Single-coil, Tape-wound, Toroid, แต่ในส่วนนี้จะให้เห็นเฉพาะ EI



รูปที่ 3.8 อีไอ ลามิเนชัน(EI Lamination)

ซึ่งสามารถหารรายละเอียดของขนาดความยาวแต่ละด้านของแกนเฟอร์ไรท์ รวมถึงพื้นที่หน้าตัดได้จากตารางที่ 3.2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.5 วิธีการออกแบบตัวเหนี่ยวนำ และหม้อแปลงความถี่สูง

การออกแบบตัวเหนี่ยวนำ และหม้อแปลงความถี่สูง เพื่อใช้งานในวงจรอินเวอร์เตอร์ หรือ คอนเวอร์เตอร์นั้นมีวิธีการการออกแบบได้ 2 วิธีคือ

3.5.1 Area Product Ap Approach

วิธีแรกเป็นการออกแบบที่ใช้การกำหนดคุณสมบัติที่เพิ่มขึ้นของตัวเหนี่ยวนำ และหม้อแปลงความถี่สูง ซึ่งเป็นกำลังงานที่สูญเสียของ $Cu \text{ loss}(P_{cu})$ ให้อยู่ในรูปของความหนาแน่นกระแสของลวดตัวนำทองแดงที่ใช้พันบนแกนสารแม่เหล็ก ส่วนวิธีที่สอง Kg Approach เป็นการออกแบบที่มีการกำหนดคุณสมบัติที่เพิ่มขึ้นของตัวเหนี่ยวนำ และหม้อแปลงความถี่สูงให้อยู่ในรูปของกำลังสูญเสียของขดลวดทองแดง $Cu \text{ loss}(P_{cu})$ โดยตรงตั้งแต่เริ่มต้นการคำนวณ ซึ่งการออกแบบทั้ง 2 วิธี มีข้อดี และข้อเสียที่แตกต่างกัน โดยการออกแบบ Ap Approach จะต้องเลือกค่าพารามิเตอร์ J (Current Density) ให้เหมาะสมก่อนแล้ว จึงดำเนินการออกแบบ แต่ถ้า J มีค่ามากไปก็จะส่งผลทำให้ $Cu \text{ loss}(P_{cu})$ มีค่ามาก ต้องเลือกค่า J ใหม่ แล้วดำเนินการตามขั้นตอนคำนวณใหม่ตั้งแต่ต้น ซึ่งเป็นการออกแบบที่เสียเวลามาก แต่ถ้ามีความชำนาญในการออกแบบ ก็จะกำหนดค่าไปได้ตรงเหมาะสมตั้งแต่ต้น โดยวิธีการคิดจะเริ่มจากสูตร ซึ่งโดยปกติทางโรงงานผู้ผลิตจะกำหนดมาให้ทราบ

$$A_p = W \cdot S \quad (3.2)$$

โดยที่ W เป็นพื้นที่ช่องหน้าต่าง

S เป็นพื้นที่หน้าตัดของแกนแม่เหล็กที่ขดลวดพันอยู่โดยรอบ

3.5.2 Core geometry Kg Approach

ส่วนการออกแบบ Kg Approach ต้องเลือกค่า $Cu \text{ loss}(P_{cu})$ ตั้งแต่แรกเริ่มการคำนวณ ดังนั้นจึงไม่ค่อยประสบปัญหามากนัก เนื่องจากกำลังสูญเสีย (Core Loss & Copper Loss) จะถูกกำหนดในตอนเริ่มต้นการทำงานของแกนเฟอร์ไรต์ที่นำมาใช้งาน จึงไม่ค่อยยุ่งยากมากนักในการออกแบบ โดยวิธีการคิดจะเริ่มจากสูตร ซึ่งโดยทางโรงงานผู้ผลิตจะกำหนดมาให้ทราบ และแจ้งให้ทราบ

$$K_g = \frac{W \cdot S^2}{l} \quad (3.3)$$

โดยที่ W เป็นพื้นที่ช่องหน้าต่าง

S เป็นพื้นที่หน้าตัดของแกนแม่เหล็กที่ขดลวดพันอยู่โดยรอบ

l เป็นความยาวเฉลี่ยของขดลวดที่พันอยู่รอบแกนแม่เหล็ก 1 รอบ

3.6 การออกแบบตัวเหนี่ยวนำความถี่สูง (Lc)

ในการออกแบบตัวเหนี่ยวนำความถี่สูง มีหลายสิ่งที่จะต้องคำนึงถึง ไม่ว่าจะการเลือกอุปกรณ์ ข้อกำหนด หรือขีดจำกัดต่างๆ ซึ่งจะกล่าวถึงดังนี้

3.6.1 การเลือกอุปกรณ์

1. ชนิด ลักษณะ โครงสร้าง และขนาดของแกนแม่เหล็กที่นำมาใช้งาน ในที่นี้เลือกใช้แกนเฟอร์ไรต์
2. ชนิด รูปร่าง ขนาด และจำนวนรอบที่ใช้ในการพันของลวดตัวนำ
3. ชนิด และลักษณะฉนวนของลวดตัวนำ
4. ลักษณะ โครงสร้างของ Case ตลอดจนการระบายความร้อน

3.6.2 ข้อกำหนด

1. ค่าความเหนี่ยวนำ
2. ขนาด และรูปร่างรวมทั้งความถี่ของกระแส และแรงดัน
3. กำลังสูญเสีย ประสิทธิภาพ หรืออุณหภูมิเพิ่มขึ้น (Temperature rise) ที่ได้จากการพัน

3.6.3 ขีดจำกัด

1. ความหนาแน่นสนามแม่เหล็กอิ่มตัวของแกนแม่เหล็ก (B_{max}) กรณีแกนเฟอร์ไรต์ใช้ไม่เกิน 0.6 เทสลา (ขึ้นอยู่กับสารแม่เหล็กที่นำมาผลิต) ซึ่งค่าของความหนาแน่นสนามแม่เหล็กสูงสุดที่ยอมรับได้ อาจถูกกำหนดโดยกำลังสูญเสียในแกนแม่เหล็ก (Core loss) หรือการอิ่มตัวของแกนแม่เหล็ก (saturation core) ขึ้นอยู่กับข้อกำหนดไหนที่ให้ค่า B_{max} ที่ต่ำกว่า จากกราฟที่แสดงความสัมพันธ์ระหว่างความถี่กับกำลังสูญเสียในแกนแม่เหล็กค่อนข้างชัด ดังนั้นเมื่อทราบถึงความถี่ที่ใช้งาน และทราบถึงค่ากำลังสูญเสียในแกนแม่เหล็กที่ยอมรับได้ ก็เป็นผลให้ทราบถึงค่าความหนาแน่นสนามแม่เหล็กสูงสุดได้เช่นกัน แต่ทั้งนี้ค่าดังกล่าวต้องไม่มากไปกว่าค่าอิ่มตัวของแกนแม่เหล็กที่ใช้ ซึ่งขึ้นอยู่กับสารแม่เหล็กที่นำมาทำแกนแม่เหล็ก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2. กำลังสูญเสียในขดลวด Copper loss P_{cu} การเลือกค่ากำลังสูญเสียในขดลวดตัวนำ มีความสำคัญต่อการออกแบบโดยวิธี Kg Approach ซึ่งในการออกแบบจะมีการกำหนดกำลังสูญเสียในขดลวดตัวนำ เมื่อคำนวณหาขนาดของแกนแม่เหล็กได้โดยอาศัยค่า P_{cu} ต้องคำนึงถึงความร้อนที่เกิดขึ้นจริงในขดลวดทองแดงว่ามีความร้อนสูงเกิน หรือน้อยเกินไปหรือไม่ ซึ่งต้องปรับค่า P_{cu} ให้เหมาะสมกับขนาดแกนแม่เหล็กที่ใช้งาน ทั้งนี้ค่า P_{cu} ที่ยอมให้มีได้ในการออกแบบตัวเหนี่ยวนำ หรือหม้อแปลงโดยทั่วไปแล้ว มักมีค่าอยู่ในช่วง 0.5 - 1.5 เปอร์เซ็นต์ของกำลังที่ส่งผ่านตัวเหนี่ยวนำ หรือหม้อแปลง
3. ค่าความต้านทานจำเพาะของเส้นลวดทองแดง (ρ) ค่านี้ขึ้นคุณสมบัติของทองแดงที่ขึ้นอยู่กับอุณหภูมิ โดยกำหนดให้อุณหภูมิของตัวเหนี่ยวนำขณะมีภาระ (load) เต็มที่มีค่าประมาณ 60 องศาเซลเซียส ค่า ρ มีค่าเท่ากับ $1.72E-08$ โอห์ม-เมตร
4. สัมประสิทธิ์การใช้ช่องหน้าต่างของแกนแม่เหล็ก (Window Utilization Factor : k) ซึ่งเป็นค่าสัมประสิทธิ์ที่บ่งบอกถึงเปอร์เซ็นต์ของการใช้พื้นที่ในการพันขดลวดรอบแกนแม่เหล็กได้เทียบกับพื้นที่ที่แกนแม่เหล็กนั้นสามารถให้พันได้ ทั้งนี้ค่าสัมประสิทธิ์ดังกล่าวขึ้นอยู่กับ รูปร่างของแกนแม่เหล็ก ร้อยบนัน วิธีการพัน ฉนวนที่หุ้มทองแดง รวมไปถึงการพันที่แน่นอนหนาเพียงไรด้วย ซึ่งโดยปกติจะมีค่าอยู่ในช่วง 0.3-0.6
5. ปรากฏการณ์นำกระแสเฉพาะที่ผิวลวดตัวนำ (Skin effect) ทั้งนี้เมื่อมีกระแสสลับไหลผ่านลวดตัวนำ จะเป็นผลให้ความหนาแน่นกระแสที่ไหลผ่านลวดตัวนำมีการเปลี่ยนแปลงอย่างทันทีทันใด ซึ่งการเปลี่ยนแปลงของปริมาณการไหลของกระแสในขดลวดตัวนำย่อมทำให้เกิดความไม่สมดุลย์ของแรงเคลื่อนไฟฟ้า (electromotive forces : emf's) บนพื้นที่หน้าตัดของขดลวดตัวนำ โดยที่แรงเคลื่อนไฟฟ้านี้จะมีทิศทางที่ขัดขวางการไหลของกระแส และจะมีผลมากที่สุดตรงจุดศูนย์กลางของขดลวดตัวนำ ดังนั้นกระแสที่ไหลผ่านตัวนำจะถูกผลักให้ไหลอยู่เฉพาะตรงผิวรอบนอกของตัวนำ ทั้งนี้ปรากฏการณ์นี้จะมีผลมากขึ้นเมื่อความถี่ที่กระแสไหลผ่านขดลวดตัวนำมีความถี่ที่สูงขึ้น โดยสามารถคำนวณหาความลึกในการไหลของค่ากระแสบนผิวขดลวดตัวนำ (skin depth) ได้จากสูตร

$$\delta = \sqrt{\frac{\lambda\rho}{\pi\mu_r c}} \text{ m} \quad (3.4)$$

โดยที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

c = velocity of light, = $3E8$ m/s = $4\pi E-07 \mu_r$,

μ_r = permeability of conductor, = 1 for nonmagnetic conductors

ρ = resistivity, Ω - m, = $1.72E-8$ for copper

λ = free space wavelength, = $300E6 / f$ meters

จากที่เราเลือกใช้ขดลวดในการพันบนแกนแม่เหล็ก จะได้

$$\begin{aligned} \delta &= 0.5\pi \sqrt{\frac{\rho \times 10^9}{f}} \\ &= \frac{6.61}{\sqrt{f}} \quad \text{:cm} \\ &= \frac{2.60}{\sqrt{f}} \quad \text{:in} \end{aligned} \quad (3.5)$$

3.6.4 สมการการออกแบบโดยวิธีการคำนวณแบบ Core Geometry Kg Approach

วิธีการนี้เป็นการออกแบบที่ใช้กำลังการสูญเสียของขดลวดทองแดง P_{cu} เป็นตัวกำหนด สามารถพิสูจน์ได้จากสมการเหล่านี้

$$\lambda = N \cdot \phi = L \cdot I_{peak} \quad (3.6)$$

$$B_{max} = \frac{\phi_{max}}{S} = \frac{\lambda_{max}}{S \cdot N} = L \cdot I_{peak} \quad \text{:เทสลา} \quad (3.7)$$

จะได้

$$N = \frac{L \cdot I_{peak}}{B_{max} \cdot S} \quad \text{:รอบ} \quad (3.8)$$

$$A_w = \frac{k \cdot W}{N} \quad \text{:m}^2 \quad (3.9)$$

$$l = N \cdot t \quad \text{:m} \quad (3.10)$$

$$R_w = \frac{\rho \cdot l}{A_w} = \frac{\rho \cdot N^2 \cdot t}{k \cdot W} \quad \text{:}\Omega \quad (3.11)$$

$$P_{cu} = I_{rms}^2 \cdot R_w \quad \text{:Watt} \quad (3.12)$$

แทนค่าตัวแปรต่างๆให้อยู่ในรูป P_{cu}

$$P_{cu} = I_{rms}^2 \cdot \rho \cdot \frac{L^2 \cdot I_{peak}^2}{B_{max}^2 \cdot S^2} \cdot \frac{l}{k \cdot W} \quad \text{:Watt} \quad (3.13)$$

โดยที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{L^2 \cdot I_{peak}^2}{B_{max}^2 \cdot S^2} = N^2 \quad (3.14)$$

จาก

$$K_g = \frac{W \cdot S^2}{t} \quad :m^5$$

จะได้

$$K_{gr} = \frac{W \cdot S^2}{t} = \frac{4 \cdot \rho \cdot [(1/2)(L \cdot I_{rms}^2)] \cdot [(1/2)(L \cdot I_{peak}^2)]}{k \cdot B_{max}^2 \cdot P_{cu}} \quad :m^5 \quad (3.15)$$

โดยที่

- ρ เป็นสภาพความต้านทานของทองแดงมีค่าเท่ากับ 1.72E-8 โอห์ม ที่อุณหภูมิ 60 องศาเซลเซียส
- R_w ความต้านทานรวมของขดลวดที่ใช้พันรอบแกนแม่เหล็ก
- L เป็นค่าความเหนี่ยวนำที่ต้องการออกแบบ มีหน่วยเป็น เฮนรี่
- I_{rms} เป็นค่ากระแสอาร์เอ็มเอสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ มีหน่วยเป็น แอมแปร์
- I_{peak} เป็นค่ากระแสยอดที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ มีหน่วยเป็น แอมแปร์
- k เป็นค่าสัมประสิทธิ์ช่องหน้าต่าง หรือค่าขีดจำกัดหน้าต่าง (Window Utilization Factor) มีค่า 0.1-0.6
- B_{max} เป็นค่าสนามแม่เหล็กสูงสุดที่ยอมรับได้ สำหรับเฟอร์ไรต์ มีค่าไม่เกิน 0.6 เทสลา
- P_{cu} เป็นค่ากำลังสูญเสียที่เกิดขึ้นในขดลวดทองแดง มีหน่วยเป็น วัตต์
- W เป็นพื้นที่ช่องหน้าต่าง มีหน่วยเป็น m^2
- S เป็นพื้นที่หน้าตัดของแกนแม่เหล็กที่ขดลวดทองแดงพันอยู่โดยรอบ (Effective Area) มีหน่วยเป็น m
- l เป็นความยาวโดยประมาณของขดลวดที่ต้องใช้ในการพันรอบแกนแม่เหล็ก มีหน่วยเป็น m
- t เป็นความยาวเฉลี่ยของขดลวดที่พันอยู่รอบแกนแม่เหล็ก 1 รอบ มีหน่วยเป็น m
- A_w เป็นหน้าตัดของขดลวดทองแดง
- N เป็นจำนวนรอบที่พันรอบแกนแม่เหล็ก
- N_{wire} จำนวนเส้นของขดลวดทองแดงที่ต้องพันพร้อมกัน
- f เป็นความถี่ที่ใช้ในการออกแบบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.6.5 ขั้นตอนในการออกแบบ

1. จากข้อกำหนด และขีดจำกัดคำนวณหาค่า K_{gr} ได้จาก

$$K_{gr} = \frac{W \cdot S^2}{t} = \frac{4 \cdot \rho \cdot [(1/2)(L \cdot I_{rms}^2)] \cdot [(1/2)(L \cdot I_{peak}^2)]}{k \cdot B_{max}^2 \cdot P_{cu}} \quad : m^5$$

2. เลือกขนาดของแกนที่มีค่า K_g มากกว่า K_{gr} ที่ได้จากการคำนวณ เพื่อที่จะได้สามารถพันขดลวดทองแดงรอบแกนแม่เหล็กได้ และเป็นการรับรองว่าขนาดแกนแม่เหล็กสามารถจ่ายกำลังได้ตามค่ากระแส และแรงดันที่ตกคร่อม ทั้งนี้ค่า K_g สามารถหาได้จากคู่มือรายละเอียดคุณสมบัติและการใช้งานแกนแม่เหล็ก จากสูตร

$$K_g = \frac{W \cdot S^2}{t} \quad : m^5$$

3. คำนวณหาจำนวนรอบของขดลวดตัวนำจากสูตร

$$N = \frac{L I_{peak}}{B_{max} S} \quad : \text{รอบ}$$

4. คำนวณหาขนาดของพื้นที่หน้าตัดของขดลวดตัวนำจากสูตร

$$A_w = \frac{k \cdot W}{N} \quad : m^2$$

5. เลือกขนาดหรือเบอร์ของขดลวดตัวนำ โดยปกติจะแบ่งขนาดตามหน่วย AWG ทั้งนี้ต้องเลือกขนาดของขดลวดตัวนำที่มี A_w ที่มากกว่า A_w ที่ได้จากคำนวณในข้อที่ 4 และต้องเลือกรัศมีของขดลวดทองแดงให้เล็กกว่าความลึกของกระแสที่ไหลบนผิวขดลวดตัวนำ (skin depth) ได้จากสูตร

$$\delta = \frac{6.61}{\sqrt{f}} \quad : \text{cm}$$

6. คำนวณหาช่องว่างอากาศ (air gap) ได้จากสูตร

$$l_g = \frac{N^2 \cdot \mu_0 \cdot S}{L} \quad : m \quad (3.16)$$

7. ผลจากเส้นแรงแม่เหล็กกระจายโดยรอบที่ขอบหน้าตัดแกนแม่เหล็ก ทำให้พื้นที่หน้าตัดของช่องว่างอากาศมีค่าเพิ่มขึ้น (Fringing Flux Correction Factor : F) สามารถหาได้จากสูตร

$$F = 1 + \frac{l_g}{S} \ln \left[\frac{2G}{l_g} \right] \quad (3.17)$$

8. ปรับลดค่า l_g จนได้ค่า L ที่ต้องการ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การออกแบบตัวเหนี่ยวนำ L_c *Inductance with NO DC Flux*

ข้อกำหนด

1 Bmax	=	<input type="text" value="0.2"/>	Tesla
2 p	=	1.72E-08	Ohm-m
3 u0	=	1.26E-06	
4 Pt	=	192.81	Watt
5 k	=	<input type="text" value="0.2"/>	มีค่า 0.-0.6
6 f	=	200,000	Hz
7 Pcu	=	<input type="text" value="2"/>	Watt
8 Lc	=	1.22E-04	Henry
9 a	=	0.00	
10 Ip(Lc)	=	1.59	Ap
11 Irms(Lc)	=	1.12	Arms
12 Vp(Lc)	=	242.46	Vp
13 Vrms(Lc)	=	171.47	Vrms

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การออกแบบตัวเหนี่ยวนำ L_c Inductance with NO DC Flux

สรุปรายละเอียดการพันตัวเหนี่ยวนำ

1 ค่าความเหนี่ยวนำ	L_c	=	1.22E-04 Henry
2 แกนเฟอร์ไรท์ขนาด	Core Type	=	EE1916B
3 ขนาดลวดขนาดเบอร์	Wire Number	=	23 SWG
4 จำนวนรอบการพัน	N	=	42 รอบ
5 จำนวนเส้นของขดลวด	Nwire	=	1 เส้น
6 ความกว้างของช่องอากาศ	lg	=	0.42 mm



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การออกแบบตัวเหนี่ยวนำ L_c

Inductance with NO DC Flux

ขั้นตอนการคำนวณหาขนาดแกนเฟอร์ไรท์ และการพันตัวเหนี่ยวนำ

1 จากข้อกำหนดและขีดจำกัด กำหนดค่า K_{gr}

$$K_{gr} = 5.13E-14 \text{ m}^5$$

จากสูตร $K_{gr} = (\rho * L_c * I_{rms} * I_{rms} * L_c * I_{peak} * I_{peak}) / (k * B_m * B_m * P_{cu})$

$$L_c = 1.22E-04 \text{ Henry}$$

$$\rho = 1.72E-08 \text{ Ohm-m}$$

$$B_{max} = 0.2 \text{ Tesla}$$

$$P_{cu} = 2 \text{ Watt}$$

$$k = 0.2$$

$$I_{peak} = 1.59 \text{ Ap}$$

$$I_{rms} = 1.124 \text{ Arms}$$

2 เลือกขนาดของแกนเพื่อให้ K_g มีค่ามากกว่า K_{gr} ที่คำนวณได้จากข้อ 1

โดยตรวจสอบกับ core spec

3 กำหนดจำนวนรอบ

$$N = 42 \text{ รอบ}$$

จากสูตร $N = L_c * I_p / (B_m * S)$

$$L_c = 1.22E-04 \text{ Henry}$$

$$I_p = 1.59 \text{ Ap}$$

$$B_m = 0.2 \text{ Tesla}$$

$$S = 2.33E-05 \text{ m}^2$$

4 กำหนดหาขนาดขดลวดตัวนำ

$$\Delta w = 2.48E-07 \text{ m}^2$$

จากสูตร $\Delta w = (k * W) / N$

$$k = 0.2$$

$$W = 5.16E-05 \text{ m}^2$$

$$N = 42 \text{ รอบ}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5 คำนวณหาค่า Skin Effect = 1.48E-04 m

จากสูตร Skin Effect = $66.1 \times 10^{-3} / \sqrt{f}$

f = 200,000 Hz

6 คำนวณหาช่องว่างอากาศ (air gap) lg = 4.16E-04 m

จากสูตร $lg = N^2 \cdot \mu_0 \cdot S / L$

N = 42 รอบ

$\mu_0 = 1.26 \times 10^{-6}$

S = $2.33 \times 10^{-5} \text{ m}^2$

Lc = $1.22 \times 10^{-4} \text{ Henry}$

7 คำนวณจำนวนเส้นขดลวด Nwire = 1 เส้น

จากสูตร Nwire = Aw / bare area

Aw = $2.48 \times 10^{-7} \text{ m}^2$

bare area = $2.91 \times 10^{-7} \text{ m}^2$

8 คำนวณค่า Fringing Flux Correction Factor = 1.34

จากสูตร $F = 1 + (lg / \sqrt{S}) \cdot (\ln(2G / lg))$

lg = $4.16 \times 10^{-4} \text{ m}$

S = $2.33 \times 10^{-5} \text{ m}^2$

G = $1.13 \times 10^{-2} \text{ m}$

9 คำนวณจำนวนรอบใหม่ได้ N = 36 รอบ

จากสูตร $N = \sqrt{lg \cdot Lc / (F \cdot \mu_0 \cdot S)}$

lg = $4.16 \times 10^{-4} \text{ m}$

Lc = $1.22 \times 10^{-4} \text{ Henry}$

F = 1.34

$\mu_0 = 1.26 \times 10^{-6}$

S = $2.33 \times 10^{-5} \text{ m}^2$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การออกแบบตัวเหนี่ยวนำ L_c

Inductance with NO DC Flux

การเลือกขนาดแกนเฟอร์ไรท์ และขดลวด

1 เลือกขดลวดขนาด		23	SWG
เนื่องจากผลของ skin effect =		0.1478	mm
Bare Area =		2.91E-07	m ²

2 คำนวณหาขนาดแกนเหล็กจะได้ kgr = 5.13E-14 m⁵

จากค่า kgr ให้เลือกค่า kg ที่มากกว่าจาก Core spec T'AB

ดังนั้นจึงเลือก Core ชนิด EE1916B

จะได้

S	=	2.33E-05	m ²
W	=	5.16E-05	m ²
G	=	1.13E-02	m
N before Fringing	=	41.63	รอบ
Aw	=	2.48E-07	m ²
lg	=	4.16E-04	m
			0.4157 mm
Nwire	=	0.85	เส้น
F	=	1.34	
N after Fringing	=	35.91	รอบ

การออกแบบตัวเหนี่ยวนำ L_c *Inductance with NO DC Flux*

ข้อกำหนด

1 Bmax	=	<input type="text" value="0.2"/>	Tesla
2 p	=	1.72E-08	Ohm-m
3 u0	=	1.26E-06	
4 Pt	=	384.41	Watt
5 k	=	<input type="text" value="0.2"/>	มีค่า 0.-0.6
6 f	=	200,000	Hz
7 Pcu	=	<input type="text" value="2"/>	Watt
8 Lc	=	6.08E-05	Henry
9 a	=	0.00	
10 Ip(Lc)	=	3.17	Ap
11 Irms(Lc)	=	2.24	Arms
12 Vp(Lc)	=	242.46	Vp
13 Vrms(Lc)	=	171.47	Vrms

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การออกแบบตัวเหนี่ยวนำ L_c

Inductance with NO DC Flux

สรุปรายละเอียดการพันตัวเหนี่ยวนำ

1 ค่าความเหนี่ยวนำ	L_c	=	6.08E-05 Henry
2 แกนเฟอร์ไรท์ขนาด	Core Type	=	EE2520ST
3 ขนาดขนาดเคเบิล	Wire Number	=	20 SWG
4 จำนวนรอบการพัน	N	=	24 รอบ
5 จำนวนเส้นของขดลวด	Nwire	=	1 เส้น
6 ความกว้างของช่องอากาศ	lg	=	0.47 mm



การออกแบบตัวเหนี่ยวนำ L_c

Inductance with NO DC Flux

ขั้นตอนการกำหนดหาขนาดแกนเฟอร์ไรท์ และการพันตัวเหนี่ยวนำ

1 จากข้อกำหนดและขีดจำกัด กำหนดค่า K_{gr}

$$K_{gr} = 2.01E-13 \text{ m}^5$$

จากสูตร $K_{gr} = (p \cdot L_c \cdot I_{rms} \cdot I_{rms} \cdot L_c \cdot I_{peak} \cdot I_{peak}) / (k \cdot B_m \cdot B_m \cdot P_{cu})$

$$L_c = 6.08E-05 \text{ Henry}$$

$$p = 1.72E-08 \text{ Ohm-m}$$

$$B_{max} = 0.2 \text{ Tesla}$$

$$P_{cu} = 2 \text{ Watt}$$

$$k = 0.2$$

$$I_{peak} = 3.17 \text{ Ap}$$

$$I_{rms} = 2.242 \text{ Arms}$$

2 เลือกขนาดของแกนเพื่อให้ K_g มีค่ามากกว่า K_{gr} ที่คำนวณได้จากข้อ 1

โดยตรวจสอบกับ core spec

3 กำหนดจำนวนรอบ

$$N = 24 \text{ รอบ}$$

จากสูตร $N = L_c \cdot I_p / (B_m \cdot S)$

$$L_c = 6.08E-05 \text{ Henry}$$

$$I_p = 3.17 \text{ Ap}$$

$$B_m = 0.2 \text{ Tesla}$$

$$S = 4.04E-05 \text{ m}^2$$

4 กำหนดหาขนาดขดลวดตัวนำ

$$A_w = 7.21E-07 \text{ m}^2$$

จากสูตร $A_w = (k \cdot W) / N$

$$k = 0.2$$

$$W = 8.60E-05 \text{ m}^2$$

$$N = 24 \text{ รอบ}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5 คำนวณหาค่า Skin Effect = 1.48E-04 m

จากสูตร Skin Effect = $66.1 \cdot 10^{-3} / \sqrt{f}$

$$f = 200,000 \text{ Hz}$$

6 คำนวณหาค่าช่องว่างอากาศ (air gap) l_g = 4.75E-04 m

จากสูตร $l_g = N^2 \cdot u_0 \cdot S / L_c$

$$N = 24 \text{ รอบ}$$

$$u_0 = 1.26 \cdot 10^{-6}$$

$$S = 4.04 \cdot 10^{-5} \text{ m}^2$$

$$L_c = 6.08 \cdot 10^{-5} \text{ Henry}$$

7 คำนวณจำนวนเส้นขดลวด N_{wire} = 1 เส้น

จากสูตร $N_{\text{wire}} = A_w / \text{bare area}$

$$A_w = 7.21 \cdot 10^{-7} \text{ m}^2$$

$$\text{bare area} = 6.57 \cdot 10^{-7} \text{ m}^2$$

8 คำนวณหาค่า Fringing Flux Correction Factor = 1.30

จากสูตร $F = 1 + (l_g / \sqrt{S}) \cdot (\ln(2G / l_g))$

$$l_g = 4.75 \cdot 10^{-4} \text{ m}$$

$$S = 4.04 \cdot 10^{-5} \text{ m}^2$$

$$G = 1.36 \cdot 10^{-2} \text{ m}$$

9 คำนวณจำนวนรอบใหม่ได้ N = 21 รอบ

จากสูตร $N = \sqrt{l_g \cdot L_c / (F \cdot u_0 \cdot S)}$

$$l_g = 4.75 \cdot 10^{-4} \text{ m}$$

$$L_c = 6.08 \cdot 10^{-5} \text{ Henry}$$

$$F = 1.30$$

$$u_0 = 1.26 \cdot 10^{-6}$$

$$S = 4.04 \cdot 10^{-5} \text{ m}^2$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การออกแบบตัวเหนี่ยวนำ L_c

Inductance with NO DC Flux

การเลือกขนาดแกนเฟอร์ไรท์ และขดลวด

1 เลือกขดลวดขนาด		19	SWG
เนื่องจากผลของ skin effect =		0.1478	mm
Bare Area =		6.57E-07	m ²

2 คำนวณหาขนาดแกนเหล็กจะได้ kgr = 2.01E-13 m⁵

จากค่า kgr ให้เลือกค่า kg ที่มากกว่าจาก Core spec TAB

ดังนั้นจึงเลือก Core ชนิด EE2520ST

จะได้

S	=	4.04E-05	m ²
W	=	8.60E-05	m ²
G	=	1.36E-02	m
N before Fringing	=	23.85	รอบ
Aw	=	7.21E-07	m ²
lg	=	4.75E-04	m
Nwire	=	1.10	เส้น
F	=	1.30	
N after Fringing	=	20.90	รอบ

3.7 การออกแบบหม้อแปลงความถี่สูงที่พิจารณาค่าความเหนี่ยวนำ (La,Lb)

วิธีนี้เป็นการออกแบบที่ใช้กำลังสูญเสียของขดลวดทองแดง (P_{cu}) ในการกำหนดในตอานเริ่มต้น โดยการกำหนดขนาดของหม้อแปลง และสามารถพิสูจน์หาค่า K_{gr} ได้จาก

3.7.1 การพิสูจน์หาค่า K_{gr} เพื่อนำมากำหนดขนาดแกนเหล็กที่เหมาะสม

จากสูตร

$$\lambda = N \cdot \phi = N \cdot I_{peak} \quad (3.18)$$

$$B_{max} = \frac{\phi_{max}}{S} = \frac{\lambda_{max}}{S \cdot N} = N \cdot I_{peak} \quad \text{: Tesla} \quad (3.19)$$

จะได้

$$N = \frac{L I_{peak}}{B_{max} S} \quad \text{: รอบ} \quad (3.20)$$

จากสูตร

เมื่อแรงดันเป็น Square Wave

$$\Delta \cdot \phi_{max} = \frac{\int v \cdot dt}{N} = \frac{v \cdot \left(\frac{T}{2}\right)}{N} = n \cdot B_{max} \cdot S \quad (3.21)$$

เมื่อ $n = 1$ เมื่อมี dc magnetizing current

เมื่อ $n = 2$ เมื่อไม่มี dc magnetizing current

คำนวณหาจำนวนรอบของขดลวดได้

$$N = \frac{V}{2 \cdot n \cdot B_{max} \cdot S \cdot f} \quad (3.22)$$

ในกรณีที่แรงดันเป็น Sine Wave

$$N = \frac{V_{rms}}{4.44 \cdot B_{max} \cdot S \cdot f} \quad (3.23)$$

จะได้

$$N_1^2 = \frac{L_1 I_{1 peak}}{B_{max} S} \cdot \frac{V_{1 rms}}{4.44 \cdot B_{max} \cdot S \cdot f}$$

$$= \frac{L_1 \cdot I_{1 peak} \cdot V_{1 rms}}{4.44 \cdot B_{max}^2 \cdot S^2 \cdot f}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$= \frac{\sqrt{2} \cdot L_1 \cdot P_m}{4.44 \cdot B_{\max}^2 \cdot S^2 \cdot f} \quad (3.24)$$

และ

$$N_2^2 = \frac{L_2 I_{2\text{peak}}}{B_{\max} S} \cdot \frac{V_{2\text{rms}}}{4.44 \cdot B_{\max} \cdot S \cdot f}$$

$$= \frac{L_2 \cdot I_{2\text{peak}} \cdot V_{2\text{rms}}}{4.44 \cdot B_{\max}^2 \cdot S^2 \cdot f}$$

$$= \frac{\sqrt{2} \cdot L_2 \cdot P_{\text{out}}}{4.44 \cdot B_{\max}^2 \cdot S^2 \cdot f} \quad (3.25)$$

หาก

$$K_g = \frac{W \cdot S^2}{l} \quad \text{:m}^5$$

และ

$$k \cdot W = N_1 \cdot A_{w1} + N_2 \cdot A_{w2} \quad (3.26)$$

โดยสมมติว่า

$$N_1 \cdot A_{w1} = N_2 \cdot A_{w2} = \frac{k \cdot W}{2} \quad (3.27)$$

จะได้

$$N_1 = \frac{k \cdot W}{2 \cdot A_{w1}} \quad (3.28)$$

$$A_{w1} = \frac{k \cdot W}{2 \cdot N_1} \quad (3.29)$$

$$A_{w2} = \frac{k \cdot W}{2 \cdot N_2} \quad (3.30)$$

จากสมการ

$$P_{cu} = I_{1\text{rms}}^2 \cdot R_{w1} + I_{2\text{rms}}^2 \cdot R_{w2} \quad (3.31)$$

$$R_w = \frac{\rho \cdot l}{A_w}$$

$$l = N \cdot t \quad \text{:m}$$

จะได้

$$P_{cu} = \frac{I_{1\text{rms}}^2 \cdot \rho \cdot N_1 \cdot t}{A_{w1}} + \frac{I_{2\text{rms}}^2 \cdot \rho \cdot N_2 \cdot t}{A_{w2}} \quad (3.32)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
&= \frac{I_{1rms}^2 \cdot \rho \cdot N_1 \cdot t \cdot 2 \cdot N_1}{k \cdot W} + \frac{I_{2rms}^2 \cdot \rho \cdot N_2 \cdot t \cdot 2 \cdot N_2}{k \cdot W} \\
&= \frac{2 \cdot \rho \cdot t \cdot (I_{1rms}^2 \cdot N_1^2 + I_{2rms}^2 \cdot N_2^2)}{k \cdot W} \\
&= \frac{2 \cdot \rho \cdot t \cdot (I_{1rms}^2 \cdot L_1 \cdot I_{1peak} \cdot V_{1rms} + I_{2rms}^2 \cdot L_2 \cdot I_{2peak} \cdot V_{2rms})}{k \cdot W \cdot 4.44 \cdot B_{max}^2 \cdot S^2 \cdot f} \quad (3.33)
\end{aligned}$$

สามารถแปลงสมการใหม่ให้อยู่ในรูป

$$\begin{aligned}
&K_g = \frac{W \cdot S^2}{t} \\
\text{จะได้} \\
K_{gr} = \frac{W \cdot S^2}{t} &= \frac{2 \cdot \rho \cdot (I_{1rms}^2 \cdot L_1 \cdot I_{1peak} \cdot V_{1rms} + I_{2rms}^2 \cdot L_2 \cdot I_{2peak} \cdot V_{2rms})}{4.44 \cdot k \cdot B_{max}^2 \cdot f \cdot P_{cu}} \\
&= \frac{2 \cdot \rho \cdot (I_{1rms} \cdot L_1 \cdot I_{1peak} \cdot P_{in} + I_{2rms} \cdot L_2 \cdot I_{2peak} \cdot P_{out})}{4.44 \cdot k \cdot B_{max}^2 \cdot f \cdot P_{cu}} \quad (3.34)
\end{aligned}$$

สมมติว่า

$$P_{in} = P_{out} \quad (3.35)$$

จะได้

$$= \frac{2 \cdot \rho \cdot P_{in} \cdot (L_1 \cdot I_{1rms} \cdot I_{1peak} + L_2 \cdot I_{2rms} \cdot I_{2peak})}{4.44 \cdot k \cdot B_{max}^2 \cdot f \cdot P_{cu}} \quad (3.36)$$

จากสูตร

$$L_1 = \frac{N_1^2}{\mathcal{R}_0} \quad (3.37)$$

$$L_2 = \frac{N_2^2}{\mathcal{R}_0} \quad (3.38)$$

โดยที่ \mathcal{R}_0 เป็นค่าความต้านทานความเหนี่ยวนำในแกนแม่เหล็ก
และจากสมการพื้นฐานหม้อแปลง

$$\frac{V_{1rms}}{V_{2rms}} = \frac{N_1}{N_2} = \frac{I_{2rms}}{I_{1rms}} = \frac{1}{\alpha} \quad (3.39)$$

จะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{L_1}{L_2} = \left(\frac{N_1}{N_2} \right)^2 = \left(\frac{1}{a} \right)^2 \quad (3.40)$$

หรือ

$$L_1 = \frac{L_2}{a^2} \quad (3.41)$$

สามารถแปลงรูปใหม่ได้

$$\begin{aligned} K_{gr} &= \frac{W \cdot S^2}{t} = \frac{2 \cdot \rho \cdot P_{in} \cdot \left(\frac{L_2}{a^2} \cdot a^2 \cdot I_{2rms} \cdot I_{2peak} + L_2 \cdot I_{2rms} \cdot I_{2peak} \right)}{4.44 \cdot k \cdot B_{max}^2 \cdot f \cdot P_{cu}} \\ &= \frac{4 \cdot \rho \cdot P_{in} \cdot L_2 \cdot (I_{2rms} \cdot I_{2peak})}{4.44 \cdot k \cdot B_{max}^2 \cdot f \cdot P_{cu}} \quad :m^5 \end{aligned} \quad (3.42)$$

จาก

$$\begin{aligned} N &= \frac{LI_{peak}}{B_{max} \cdot S} \\ N &= \frac{V_{rms}}{4.44 \cdot B_{max} \cdot S \cdot f} \\ \frac{LI_{peak}}{B_{max} \cdot S} &= \frac{V_{rms}}{4.44 \cdot B_{max} \cdot S \cdot f} \end{aligned}$$

จะได้

$$L = \frac{V_{rms}}{4.44 \cdot f \cdot I_{peak}} \quad (3.43)$$

สามารถเปลี่ยนรูปได้เป็น

$$\begin{aligned} L_2 \cdot (I_{2peak} \cdot I_{2rms}) &= \frac{V_{2rms}}{4.44 \cdot f \cdot I_{2peak}} \cdot (I_{2rms} \cdot I_{2peak}) \\ &= \frac{V_{2rms} \cdot I_{2rms}}{4.44 \cdot f} \\ &= \frac{P_{out}}{4.44 \cdot f} \end{aligned} \quad (3.44)$$

สามารถแทนเข้าสมการจะได้

$$\begin{aligned} K_{gr} &= \frac{W \cdot S^2}{t} = \frac{4 \cdot \rho \cdot P_{in} \cdot P_{out}}{(4.44)^2 \cdot k \cdot B_{max}^2 \cdot f^2 \cdot P_{cu}} \\ &= \frac{4 \cdot \rho \cdot P_{in}^2}{(4.44)^2 \cdot k \cdot B_{max}^2 \cdot f^2 \cdot P_{cu}} \end{aligned} \quad (3.45)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่

ρ	เป็นสภาพความต้านทานของทองแดงมีค่าเท่ากับ $1.72E-8$ โอห์ม ที่อุณหภูมิ 60 องศาเซลเซียส
R_{w1}	ความต้านทานรวมของขดลวดทองแดงด้านเข้าของหม้อแปลงที่ใช้พันรอบแกนแม่เหล็ก
R_{w2}	ความต้านทานรวมของขดลวดทองแดงด้านออกของหม้อแปลงที่ใช้พันรอบแกนแม่เหล็ก
L_1	เป็นค่าความเหนี่ยวนำที่ต้องการออกแบบ ทางด้านเข้าของหม้อแปลงมีหน่วยเป็น เฮนรี
L_2	เป็นค่าความเหนี่ยวนำที่ต้องการออกแบบ ทางด้านออกของหม้อแปลงมีหน่วยเป็น เฮนรี
V_{1rms}	เป็นค่าโวลต์เดจาร์เอ็มเอสที่ไหลผ่านขดลวดด้านเข้าของหม้อแปลง มีหน่วยเป็น โวลต์
V_{2rms}	เป็นค่าโวลต์เดจาร์เอ็มเอสที่ไหลผ่านขดลวดด้านเข้าของหม้อแปลง มีหน่วยเป็น โวลต์
I_{1rms}	เป็นค่ากระแสอาร์เอ็มเอสที่ไหลผ่านขดลวดด้านเข้าของหม้อแปลง มีหน่วยเป็น แอมแปร์
I_{1peak}	เป็นค่ากระแสยอดที่ไหลผ่านขดลวดด้านเข้าของหม้อแปลง มีหน่วยเป็น แอมแปร์
I_{2rms}	เป็นค่ากระแสอาร์เอ็มเอสที่ไหลผ่านขดลวดด้านออกของหม้อแปลง มีหน่วยเป็น แอมแปร์
I_{2peak}	เป็นค่ากระแสยอดที่ไหลผ่านขดลวดด้านออกของหม้อแปลง มีหน่วยเป็น แอมแปร์
k	เป็นค่าสัมประสิทธิ์ช่องหน้าต่าง หรือค่าขีดจำกัดหน้าต่าง (Window Utilization Factor) มีค่า 0.1-0.6
B_{max}	เป็นค่าสนามแม่เหล็กสูงสุดที่ยอมรับได้ สำหรับเฟอร์ไรต์ มีค่าไม่เกิน 0.6 เทสลา
P_{cu}	เป็นค่ากำลังสูญเสียที่เกิดขึ้นในขดลวดทองแดง มีหน่วยเป็น วัตต์
P_{in}	เป็นค่ากำลังด้านเข้าของหม้อแปลง
P_{out}	เป็นค่ากำลังด้านออกของหม้อแปลง
W	เป็นพื้นที่ช่องหน้าต่าง มีหน่วยเป็น m^2
S	เป็นพื้นที่หน้าตัดของแกนแม่เหล็กที่ขดลวดทองแดงพันอยู่โดยรอบ (Effective Area) มีหน่วยเป็น m
l	เป็นความยาวโดยประมาณของขดลวดที่ต้องใช้ในการพันรอบแกนแม่เหล็ก มีหน่วยเป็น m
t	เป็นความยาวเฉลี่ยของขดลวดที่พันอยู่รอบแกนแม่เหล็ก 1 รอบ มีหน่วยเป็น m
A_{w1}	เป็นหน้าตัดของขดลวดทองแดงด้านเข้าของหม้อแปลง
A_{w2}	เป็นหน้าตัดของขดลวดทองแดงด้านออกของหม้อแปลง
N_1	เป็นจำนวนรอบที่พันรอบแกนแม่เหล็กของขดลวดด้านเข้าของหม้อแปลง
N_{wire}	จำนวนเส้นของขดลวดทองแดงที่ต้องพันพร้อมกันรอบแกนแม่เหล็กของขดลวดด้านเข้าของหม้อแปลง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- N_2 เป็นจำนวนรอบที่พันรอบแกนแม่เหล็กของขดลวดด้านนอกของหม้อแปลง
- N_{2wire} จำนวนเส้นของขดลวดทองแดงที่ค้ำพันพร้อมกันรอบแกนแม่เหล็กของขดลวดด้านนอกของหม้อแปลง
- f เป็นความถี่ที่ใช้ในการออกแบบ มีหน่วยเป็น Hz

3.7.2 ขั้นตอนในการออกแบบหม้อแปลงความถี่สูงที่พิจารณาค่าความเหนี่ยวนำ

1. จากข้อกำหนด และขีดจำกัดคำนวณหาค่า K_{gr} ได้จาก

$$K_{gr} = \frac{W \cdot S^2}{t} = \frac{4 \cdot \rho \cdot P_m^2}{(4.44)^2 \cdot k \cdot B_{max}^2 \cdot f^2 \cdot P_{cu}} \quad : m^5$$

2. เลือกขนาดของแกนที่มีค่า K_g มากกว่า K_{gr} ที่ได้จากการคำนวณ เพื่อที่จะได้สามารถพันขดลวดทองแดงรอบแกนแม่เหล็กได้ และเป็นการรับรองว่าขนาดแกนแม่เหล็กสามารถจ่ายกำลังได้ตามค่ากระแส และแรงดันที่ตกคร่อม ทั้งนี้ค่า K_g สามารถหาได้จากคู่มือรายละเอียดคุณสมบัติและการใช้งานแกนแม่เหล็ก จากสูตร

$$K_g = \frac{W \cdot S^2}{t} \quad : m^5$$

3. คำนวณหาจำนวนรอบของขดลวดตัวนำจากสูตร

$$N_2^2 = \frac{\sqrt{2} \cdot L_2 \cdot P_{out}}{4.44 \cdot B_{max}^2 \cdot S^2 \cdot f} \quad : \text{รอบ}$$

4. คำนวณหาขนาดของพื้นที่หน้าตัดของขดลวดตัวนำที่พันรอบแกนเฟอร์ไรท์จากสูตร

$$A_{w2} = \frac{k \cdot W}{N_2} \quad : m^2$$

5. คำนวณหาขนาดเบอร์ของขดลวด และต้องเลือกรัศมีของขดลวดทองแดงให้เล็กกว่าความลึกของกระแสที่ไหลบนผิวขดลวดตัวนำ (skin depth) ได้จากสูตร

$$\delta = \frac{6.61}{\sqrt{f}} \quad : cm$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6. คำนวณจำนวนเส้นขดลวดค้ำทุติยภูมิ จากสูตร

$$N_{\text{wire}2} = \frac{A_{w2}}{\text{barearea}2}$$

7. คำนวณหาช่องว่างอากาศ (air gap) ได้จากสูตร

$$l_g = \frac{N^2 \cdot \mu_0 \cdot S}{L} \quad : \text{m}$$

8. ผลจากเส้นแรงแม่เหล็กกระจายโดยรอบที่ขอบหน้าตัดแกนแม่เหล็ก ทำให้พื้นที่หน้าตัดของช่องว่างอากาศมีค่าเพิ่มขึ้น (Fringing Flux Correction Factor : F) สามารถหาได้จากสูตร

$$F = 1 + \frac{l_g}{S} \ln \left[\frac{2G}{l_g} \right]$$

9. ปรับลดค่า l_g จนได้ค่า L_b ที่ต้องการ
 10. คำนวณหาจำนวนรอบค้ำปฐมภูมิได้จากสูตร

$$N_1 = \frac{N_2}{a} \quad : \text{รอบ}$$

11. คำนวณหาขนาดพื้นที่ขดลวดทั้งหมดค้ำปฐมภูมิได้จากสูตร

$$A_{w1} = \frac{k \cdot W}{N_1} \quad : \text{m}^2$$

12. คำนวณหาจำนวนเส้นขดลวดค้ำปฐมภูมิได้จากสูตร

$$N_{\text{wire}1} = \frac{A_{w1}}{\text{barearea}1}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การออกแบบหม้อแปลงที่พิจารณาจากความเหนี่ยวนำด้วยประจุขุม และหุติขุม

Matching transformer with self-Inductance

ข้อกำหนด

1 Bmax	=	<input type="text" value="0.2"/>	tesla
2 p	=	1.72E-08	ohm-m
3 u0	=	1.26E-06	
4 Pout	=	18.00	Watt
5 k	=	<input type="text" value="0.2"/>	มีค่า 0,-0.6
6 f	=	200,000	Hz
7 Pcu	=	<input type="text" value="2"/>	Watt
8 Lb	=	2.96E-04	Henry
9 a	=	4.84	
10 La	=	1.26E-05	Henry
11 Pdd	=	20.00	Watt

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การออกแบบหม้อแปลงที่พิจารณาค่าความเหนี่ยวนำด้านปฐมภูมิ และทุติยภูมิ

Matching transformer with self-Inductance

สรุปรายละเอียดการพันหม้อแปลง

Matching transformer with self-Inductance

1 ค่าความเหนี่ยวนำด้านปฐมภูมิ	L_a	=	1.26E-05 Henry
2 ค่าความเหนี่ยวนำด้านทุติยภูมิ	L_b	=	2.96E-04 Henry
3 อัตราส่วนการแปลง (N_2/N_1)	a	=	4.84
4 ใช้แกนเหล็กเหล็กชนิด	Core Type	=	EI-25
5 ใช้ขดลวดขนาดเบอร์	Wire Number	=	23 และ 30 SWG
6 จำนวนรอบการพันด้านปฐมภูมิ	N_1	=	13 รอบ
7 จำนวนเส้นของขดลวดด้านปฐมภูมิ	N_{wire1}	=	1 เส้น
8 จำนวนรอบการพันด้านทุติยภูมิ	N_2	=	63 รอบ
9 จำนวนเส้นของขดลวดด้านทุติยภูมิ	N_{wire2}	=	1 เส้น
10 ความกว้างของช่องอากาศ	l_g	=	0.71 mm

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การออกแบบหม้อแปลงที่พิจารณาด้านความเหนียววัสดุแม่เหล็กและฟลักซ์

Matching transformer with self-Inductance

ขั้นตอนการกำหนดหาขนาดแกนแม่เหล็ก และขนาดขดลวด

1 จากข้อกำหนดและขีดจำกัด กำหนดค่า K_{gr}

$$K_{gr} = 2.19E-15 \text{ m}^5$$

จากสูตร $K_{gr} = (4 * p * P_{dd} * P_{dd}) / (4.44 * 4.44 * k * B_{max} * B_{max} * f * P_{cu})$

$$p = 1.72E-08$$

$$P_{dd} = 20.00 \text{ w}$$

$$B_{max} = 0.2 \text{ Tesla}$$

$$f = 200,000 \text{ Hz}$$

$$P_{cu} = 2 \text{ w}$$

$$k = 0.2$$

2 เลือกขนาดของแกนเพื่อให้ K_g มีค่ามากกว่า K_{gr} ที่คำนวณได้จากข้อ 1

โดยตรวจสอบกับ core spec

3 กำหนดหาจำนวนรอบ $N_2 = 10.91$ รอบ

จากสูตร $N_2 = \sqrt{(1.414 * L_b * P_{out}) / (4.44 * B_{max} * B_{max} * S * f)}$

$$P_{out} = 18.00 \text{ w}$$

$$L_b = 2.96E-04 \text{ Henry}$$

$$B_{max} = 0.2 \text{ Tesla}$$

$$S = 4.22E-05 \text{ m}^2$$

$$f = 200,000 \text{ Hz}$$

4 กำหนดหาขนาดขดลวดตัวนำ $A_{w2} = 7.51E-07 \text{ m}^2$

จากสูตร $A_{w2} = (k * W) / (2 * N_2)$

$$k = 0.2$$

$$W = 8.19E-05 \text{ m}^2$$

$$N_2 = 10.91 \text{ รอบ}$$

5 กำหนดค่า Skin Effect = 1.48E-04 m 0.1478 mm

จากสูตร $\text{Skin Effect} = 66.1 * 1E-3 / \sqrt{f}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$f = 200,000$$

6 จำนวนจำนวนเส้นขดลวด Nwire2 = 9.64 เส้น

จากสูตร $N_{wire2} = A_{w2} / \text{bare area}_2$

$$A_{w2} = 7.50673E-07 \text{ m}^2$$

$$\text{bare area}_2 = 7.79E-08 \text{ m}^2$$

7 จำนวนหาช่องว่างอากาศ(air gap)lg = 2.13E-05 m 0.02133 mm

จากสูตร $lg = N \cdot N \cdot u_0 \cdot S / L_b$

$$N_2 = 10.91 \text{ รอบ}$$

$$u_0 = 1.26E-06$$

$$S = 4.22E-05 \text{ m}^2$$

$$L_b = 2.96E-04 \text{ Henry}$$

8 จำนวนหาจำนวนรอบ N1 = 2.25 รอบ

จากสูตร $N_1 = N_2 \cdot a$

$$N_2 = 10.91 \text{ รอบ}$$

$$a = 4.84$$

9 จำนวนหาขนาดขดลวดตัวนำ Aw1 = 3.63E-06 m²

จากสูตร $A_{w1} = (k \cdot W) \cdot (2 \cdot N_1)$

$$k = 0.2$$

$$W = 8.19E-05 \text{ m}^2$$

$$N_1 = 2.25 \text{ รอบ}$$

10 จำนวนจำนวนเส้นขดลวด Nwire1 = 12.49 เส้น

จากสูตร $N_{wire1} = A_{w1} / \text{bare area}_1$

$$A_{w1} = 3.63E-06$$

$$\text{bare area}_1 = 2.91E-07$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การออกแบบหม้อแปลงที่พิจารณาจากความเหนียวนำด้านปฐมภูมิ และทุติยภูมิ

Matching transformer with self-Inductance

การเลือกขนาดขดลวด

AWG2 = SWG

bare area = 7.79E-08 m²

Nwire2 = 9.64 เส้น

skin effec = 0.1478 mm

AWG1 = SWG

bare area = 2.91E-07

Nwire1 = 12.49 เส้น



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การออกแบบหม้อแปลงที่พิจารณาความสัมพันธ์ขั้วนำเส้นปฐมภูมิ และทุติยภูมิ

Matching transformer with self-Inductance

การเลือกแกนเฟอร์ไรท์

เลือกแกนแม่เหล็กเป็น $k_{gr} = 2.2E-15 \text{ m}^5$

จากค่า k_{gr} ให้เลือกค่า kg ที่มากกว่าจาก Core spec TAB

ดังนั้นจึงเลือก Core ชนิด EI-25

S = $4.22E-05 \text{ m}^2$

Aw1 = $3.63E-06 \text{ m}^2$

Aw2 = $7.51E-07 \text{ m}^2$

N1 = 2.25 รอบ

N2 = 10.91 รอบ

W = $8.19E-05 \text{ m}^2$

lg = $2.13268E-05 \text{ m}$ 0.02133 mm



การออกแบบหม้อแปลงที่พิจารณาต่อความเหนี่ยวนำด้วยประจุมฤณี และหุติบญุณี

Matching transformer with self-Inductance

น้อกำหนด

1 Bmax	=	<input type="text" value="0.2"/>	tesla
2 p	=	1.72E-08	ohm-m
3 u0	=	1.26E-06	
4 Pout	=	36.00	Watt
5 k	=	<input type="text" value="0.2"/>	มีค่า 0.-0.6
6 f	=	200,000	Hz
7 Pcu	=	<input type="text" value="2"/>	Watt
8 Lb	=	5.92E-04	Henry
9 a	=	9.68	
10 La	=	6.32E-06	Henry
11 Pdd	=	40.00	Watt

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การออกแบบหม้อแปลงที่พิจารณาความเหนี่ยวนำด้านปฐมภูมิ และทุติยภูมิ

Matching transformer with self-Inductance

สรุปรายละเอียดการพันหม้อแปลง

Matching transformer with self-Inductance

1 ค่าความเหนี่ยวนำด้านปฐมภูมิ	L_a	=	6.32E-06 Henry
2 ค่าความเหนี่ยวนำด้านทุติยภูมิ	L_b	=	5.92E-04 Henry
3 อัตราส่วนการแปลง (N_2/N_1)	a	=	9.68
4 ใช้แกนเหล็กสี่เหลี่ยม	Core Type	=	EE2520ST
5 ใช้ขลวดขนาดเบอร์	Wire Number	=	20 และ 30 SWG
6 จำนวนรอบการพันด้านปฐมภูมิ	N_1	=	13 รอบ
7 จำนวนเส้นของขลวดด้านปฐมภูมิ	N_{wire1}	=	1 เส้น
8 จำนวนรอบการพันด้านทุติยภูมิ	N_2	=	125 รอบ
9 จำนวนเส้นของขลวดด้านทุติยภูมิ	N_{wire2}	=	1 เส้น
10 ความกว้างของช่องอากาศ	l_g	=	1.34 mm

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การออกแบบหม้อแปลงที่พิจารณาความเหนียววัสดุแม่เหล็ก และฟลักซ์สูง

Matching transformer with self-Inductance

ขั้นตอนการคำนวณหาขนาดแกนแม่เหล็ก และขนาดขดลวด

1 จากข้อกำหนดและขีดจำกัด คำนวณหาค่า K_{gr}

$$K_{gr} = 8.75E-15 \text{ m}^2/\text{s}$$

จากสูตร $K_{gr} = (4 * p * P_{dd} * P_{dd}) / (4.44 * 4.44 * k * B_{max} * B_{max} * f * I * P_{cu})$

p	=	1.72E-08
P _{dd}	=	40.00 w
B _{max}	=	0.2 Tesla
f	=	200,000 Hz
P _{cu}	=	2 w
k	=	0.2

2 เลือกขนาดของแกนเพื่อให้ K_g มีค่ามากกว่า K_{gr} ที่คำนวณได้จากข้อ 1

โดยตรวจสอบกับ core spec

3 คำนวณหาจำนวนรอบ N_2 22.80 รอบ

จากสูตร $N_2 = \sqrt{((1.414 * L_b * P_{out}) / (4.44 * B_{max} * B_{max} * S * S * f))}$

P _{out}	=	36.00 w
L _b	=	5.92E-04 Henry
B _{max}	=	0.2 Tesla
S	=	4.04E-05 m ²
f	=	200,000 Hz

4 คำนวณหาขนาดขดลวดด้วย A_{w2} 3.77E-07 m²

จากสูตร $A_{w2} = (k * W) * (2 * N_2)$

k	=	0.2
W	=	8.60E-05 m ²
N ₂	=	22.80 รอบ

5 คำนวณหาค่า Skin Effect 1.48E-04 m 0.1478 mm

จากสูตร $\text{Skin Effect} = 66.1 * 1E-3 * \sqrt{f}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$f = 200,000$$

6 จำนวนจำนวนเส้นขดลวด $N_{\text{wire}2} = 4.84$ เส้น

จากสูตร $N_{\text{wire}2} = A_{w2} / \text{bare area}2$

$$A_{w2} = 3.77207E-07 \text{ m}^2$$

$$\text{bare area}2 = 7.79E-08 \text{ m}^2$$

7 จำนวนหาช่องว่างอากาศ(air gap) $l_g = 4.46E-05 \text{ m} = 0.04455 \text{ mm}$

จากสูตร $l_g = N \cdot N \cdot u_0 \cdot S / L$

$$N2 = 22.80 \text{ รอบ}$$

$$u_0 = 1.26E-06$$

$$S = 4.04E-05 \text{ m}^2$$

$$L_b = 5.92E-04 \text{ Henry}$$

8 จำนวนหาจำนวนรอบ $N1 = 2.36$ รอบ

จากสูตร $N1 = N2 / a$

$$N2 = 22.80 \text{ รอบ}$$

$$a = 9.68$$

9 จำนวนหาขนาดขดลวดตัวนำ2 $A_{w1} = 3.65E-06 \text{ m}^2$

จากสูตร $A_{w1} = (k \cdot W) \cdot (2 \cdot N1)$

$$k = 0.2$$

$$W = 8.60E-05 \text{ m}^2$$

$$N1 = 2.36 \text{ รอบ}$$

10 จำนวนจำนวนเส้นขดลวด $N_{\text{wire}1} = 5.56$ เส้น

จากสูตร $N_{\text{wire}1} = A_{w1} / \text{bare area}2$

$$A_{w1} = 3.65E-06$$

$$\text{bare area}1 = 6.57E-07$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การออกแบบหม้อแปลงที่พิจารณาความเหนียวในด้านปฐมภูมิ และทุติยภูมิ

Matching transformer with self-Inductance

การเลือกขนาดขดลวด

AWG2 = 30 SWG
 bare area = $7.79E-08 \text{ m}^2$
 Nwire2 = 4.84 เส้น
 skin effec= 0.1478 mm

AWG1 = 20 SWG
 bare area = $6.57E-07$
 Nwire1 = 5.56 เส้น



การออกแบบหม้อแปลงที่พิจารณาจากความเหนียวนำเส้นปฐมภูมิ และทุติยภูมิ

Matching transformer with self-Inductance

การเลือกแกนเฟอร์ไรท์

เลือกแกนแม่เหล็กเป็น $kgr = 8.7E-15 \text{ m}^5$

จากค่า kgr ให้เลือกค่า kg ที่มากกว่าจาก Core spec TAB

ดังนั้นจึงเลือก Core ชนิด EI2520ST

$S = 4.04E-05 \text{ m}^2$

$Aw1 = 3.65E-06 \text{ m}^2$

$Aw2 = 3.77E-07 \text{ m}^2$

$N1 = 2.36 \text{ รอบ}$

$N2 = 22.80 \text{ รอบ}$

$W = 8.60E-05 \text{ m}^2$

$lg = 4.45541E-05 \text{ m} \quad 0.04455 \text{ mm}$



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.8 การออกแบบตัวเหนี่ยวนำสำหรับการกรองค่ากระแส (L_r)

Gapped Inductor Design using The Core Geometry K_g Approach

การออกแบบตัวเหนี่ยวนำสำหรับการกรองกระแสสามารถออกแบบได้เช่นเดียวกันกับการออกแบบหม้อแปลง โดยการกำหนดค่าอุณหภูมิเพิ่มขึ้นสูงสุดที่ยอมรับได้ หรืออาจจะกำหนดจากการยอมรับค่าการกระเพื่อม (Regulation) ของกระแสที่เกิดจากการกรองได้สูงสุดเท่าใด ทั้งนี้ค่าของการกระเพื่อม และค่าความสามารถในการรับพลังงาน (Regulation and Energy-Handling) มีความสัมพันธ์กับค่าคงที่อยู่ที่ 2 ตัว คือ ค่า K_g และ ค่า K_e ซึ่งเป็นไปตามสูตรนี้

$$\text{Regulation} \dots \alpha = \frac{(\text{Energy})^2}{K_g \cdot K_e} [\%] \quad (3.46)$$

ค่าคงที่ K_g สามารถหาได้จากค่า core geometry ตามแต่ละชนิด และขนาดของสารแม่เหล็ก

$$K_g = \frac{W \cdot S^2 \cdot K_u}{l} [\text{cm}^5] \quad (3.47)$$

สำหรับค่าคงที่ K_e สามารถหาได้จากคุณสมบัติทางแม่เหล็ก และทางไฟฟ้า ซึ่งเป็นไปตามสูตรนี้

$$K_e = 0.145 \cdot P_o \cdot B_{\text{max}}^2 \cdot 10^{-4} \quad (3.48)$$

โดยที่ P_o คือค่ากำลังทางต้านออก

$$B_{\text{max}} = B_{\text{dc}} + \frac{B_{\text{ac}}}{2} \quad (3.49)$$

3.8.1 ข้อกำหนด

1. ค่าความเหนี่ยวนำที่ต้องการ
2. ค่ากระแสตรงที่ไหลผ่าน
3. ค่ากระแสสลับ(ค่ากระแสกระเพื่อม) ที่ยอมรับได้หรือ ไหลผ่าน (ΔI)
4. ค่าความสูญเสีย และค่าอุณหภูมิที่เพิ่มขึ้น และยอมรับได้

นอกจากนี้ต้องคำนึง และกำหนดค่าของ B_{dc} และ B_{ac} ที่ต้องไม่มากเกินไปจนทำให้สารแม่เหล็กเกิดการอิ่มตัว นอกจากนี้ยังต้องตรวจสอบคุณสมบัติว่าขนาด และชนิดของสารแม่เหล็กที่เลือกมาใช้ นั้น สามารถให้ค่าความเหนี่ยวนำเท่าไร ต้องเลือกให้ได้ค่าความเหนี่ยวนำมากที่สุด ในขณะที่สารแม่เหล็กมีขนาดเล็ที่สุด สำหรับชนิดของสารแม่เหล็ก และให้ความหนาแน่นสนามแม่เหล็กสูงสุดได้จากตารางที่ 5.3

ดังนั้นค่าสูงสุดของความหนาแน่นสนามแม่เหล็กที่กำหนดได้ต้องเป็นค่า $B_{\text{dc}} + B_{\text{ac}}$ โดยสามารถสังเกตได้จากรูปที่ 4.2 และสามารถแสดงให้เห็นเป็นสูตรดังนี้

$$B_{\text{max}} = B_{\text{dc}} + B_{\text{ac}} [\text{T}] \quad (3.50)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$B_{dc} = \frac{0.4 \cdot \pi \cdot N \cdot I_{dc} \cdot x10^{-4}}{l_g + l_m / \mu_r} \quad [\text{T}] \quad (3.51)$$

$$B_{ac} = \frac{0.4 \cdot \pi \cdot N(\Delta \cdot I / 2) \cdot x10^{-4}}{l_g + l_m / \mu_r} \quad [\text{T}] \quad (3.52)$$

รวมสมการทั้งสองจะได้

$$B_{\max} = \frac{0.4 \cdot \pi \cdot N \cdot I_{dc} \cdot x10^{-4}}{l_g + l_m / \mu_r} + \frac{0.4 \cdot \pi \cdot N(\Delta \cdot I / 2) \cdot x10^{-4}}{l_g + l_m / \mu_r} \quad (3.53)$$

Material		Flux density (T)
Magnesil	3% Si. 97% Fe.	1.6
Orthonol	50% Ni. 50% Fe.	1.5
48 Alloy	48% Ni. 50% Fe.	1.2
Permalloy	79% Ni. 17% Fe. 4% Mo.	0.75

ตารางที่ 3.1 แสดงให้เห็นค่าความหนาแน่นของสนามแม่เหล็กสูงสุดของแต่ละชนิดสารแม่เหล็ก

ทั้งนี้ตัวเหนี่ยวนำที่ทำหน้าที่กรองกระแส และมีช่องว่างอากาศระหว่างแกนสารแม่เหล็ก สามารถให้เห็นถึงสมการ ได้ดังนี้

$$L = \frac{0.4 \cdot \pi \cdot N^2 \cdot S \cdot x10^{-4}}{l_g + l_m / \mu_r} \quad \text{Henry} \quad (3.54)$$

จากสมการแสดงให้เห็นว่าค่าความเหนี่ยวนำจะขึ้นอยู่กับค่าความยาวของสารแม่เหล็ก(the effective length of the magnetic path) ซึ่งเป็นผลรวมของความยาวของช่องว่างอากาศ l_g และอัตราส่วนระหว่างความยาวของสารแม่เหล็กกับค่า μ_r ทั้งนี้โดยปกติค่าความยาวของช่องว่างอากาศจะยาวกว่าค่า l_m / μ_r มาก เนื่องจาก μ_r จะมีค่าสูงมาก และจะเขียนสมการใหม่ได้เป็น

$$L = \frac{0.4 \cdot \pi \cdot N^2 \cdot S \cdot x10^{-4}}{l_g} \quad \text{Henry} \quad (3.55)$$

นอกจากนี้แล้วเราต้องพิจารณาการฟุ้งกระจายเส้นแรงที่ช่องว่างอากาศ ทั้งนี้ค่านี้จะมีผลทำให้ ช่องว่างอากาศแคบลง ทำให้มีผลต่อการคำนวณ ค่าของแฟกเตอร์ของการฟุ้งกระจายเส้นแรงที่ ช่องว่างอากาศสามารถหาได้จากสูตรต่อไปนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$F = 1 + \frac{l_g}{\sqrt{A_c}} \ln\left(\frac{2.G}{l_g}\right) \quad (3.56)$$

ทั้งนี้หากนำค่าการสูญเสียกระจายพลังงานที่ช่องว่างอากาศนำคิดว่ามีผลต่อ L เราจะได้สมการใหม่เป็น

$$L' = \frac{0.4 \cdot \pi \cdot N^2 \cdot A_c \cdot F \cdot x 10^{-4}}{l_g} \text{ Henry} \quad (3.57)$$

ทั้งหมดที่กล่าวมาเป็นขั้นตอนพื้นฐานในการออกแบบตัวเหนี่ยวนำกรองกระแส โดยรายละเอียดได้แสดงอยู่แล้วในการออกแบบที่นำเสนอต่อไป



การออกแบบตัวเหนี่ยวนำทรงกระสวย (LI)

Gapped Inductor Design using The Core Geometry kg Approach

ข้อกำหนด

1 Inductance	Ll	=	6.41E-04 Henry
2 dc current	Io	=	0.83 Arms
3 ac current	Iac	=	0.042 Arms
4 Output power	Po	=	18.00 Watt
5 Regulation	§	=	10 %
6 Ripple frequency	f	=	200,000 Hz
7 Flux density	Bmax	=	0.2 Tesla
8	k	=	0.2

หมายเหตุ : ให้เติมข้อกำหนดต่างๆ ในช่องกรอบสี่เหลี่ยมเหลือง

การออกแบบตัวเหนี่ยวนำทรงกระบอก (LI)

Gapped Inductor Design using The Core Geometry kg Approach

สรุปรายละเอียดการพันตัวเหนี่ยวนำทรงกระบอก

1 ค่าความเหนี่ยวนำด้านปฐมภูมิ	LI	=	6.41E-04 Henry
2 ใช้แกนเฟอร์ไรท์ขนาด	Core Type	=	EE-20
3 ใช้ขดลวดขนาดเบอร์	Wire Number	=	26 AWG
4 จำนวนรอบการพัน	Nf	=	115 รอบ
5 จำนวนเส้นของขดลวด	Nwire	=	1 เส้น
6 ความกว้างของช่องอากาศ	lg	=	2.33 mm



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การออกแบบตัวเหนี่ยวนำทรงกระแส (L1)

Gapped Inductor Design using The Core Geometry kg Approach

ขั้นตอนการคำนวณตัวเหนี่ยวนำทรงกระแส (L1)

1	คำนวณหาค่ากระแสรวม	I	0.8542 Arms
	จากสูตร $I = I_o + I_{ac} \cdot 2$		
	I_o	=	0.8333 Arms
	I_{ac}	=	0.0417 Arms
2	คำนวณหาค่าพลังงานที่ใช้	Energy	2.34E-04 W-s
	จากสูตร $Energy = L1 \cdot I^2$		
	L1	=	6.41E-04 Henry
	I	=	0.8542 Arms
3	คำนวณหาค่าคงที่ ke The electrical condition constant	ke	1.04E-05
	จากสูตร $ke = 0.145 \cdot P_o \cdot B_m \cdot B_m \cdot 1E-4$		
	P_o	=	18.00 Watt
	B_m	=	0.2 Tesla
4	คำนวณหาค่า kgr	kgr	5.24E-04 cm ³ S
	จากสูตร $kgr = (Energy) \cdot (Energy) / (ke \cdot S)$		
	Energy	=	2.34E-04 W-s
	ke	=	1.04E-05
	S	=	10 %
5	ทำการเลือกขนาดของแกนเหล็ก		EE-20

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6 คำนวณหาค่าความหนาแน่นกระแสไฟฟ้า

635 A/cm²

จากสูตร $J=2*(Energy)*IE^4 (Bm*Ap*k)$

Energy	=	0.00023384 W-s
Bm	=	0.2 Tesla
Ap	=	0.18 cm ⁴
k	=	0.2

7 คำนวณหาค่าพื้นที่ขดลวด

Aw

1.34E-03 cm²

จากสูตร $Aw=I/J$

I	=	0.8542 A
J	=	635 A/cm ²

8 เลือกขนาดขดลวด AWG No:

26 SWG

9 คำนวณจำนวนเส้นขดลวด

Nwire

0.82 เส้น

จากสูตร Nwire

Aw bare area

Aw	=	1.34E-03 cm ²
bare Area	=	1.64E-03 cm ²

10 คำนวณหาพื้นที่หน้าตัดที่ประสิทธิภาพ

0.4305 cm²

จากสูตร $Wa(efl)=W*S3$

W	=	0.5740 cm ²
S3	=	0.75

11 คำนวณหาจำนวนรอบในการพัน

N

192 รอบ

จากสูตร $N=Wa(efl)*S2/Aw$

Wa(efl)	=	0.4305 cm ²
S2	=	0.6
Aw	=	1.34E-03 cm ²

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

12 คำนวณหาค่าความยาว gap l_g = 2.33E-01 cm

จากสูตร $l_g = 1.26 * N * S * 1E-8 / L$

N	=	192 รอบ
S	=	0.321 cm ²
L	=	6.41E-04 Henry

13 คำนวณหาค่าฟุ้งกระจายเส้นแรงที่ gap (amount of fringing flux)

F = 2.80

จากสูตร $F = 1 + (l_g / S) \ln(2 * G / l_g)$

l_g	=	2.33E-01 cm
S	=	0.321 cm ²
G	=	1.4 cm

14 คำนวณหาค่าจำนวนรอบกรพัน เมื่อรวมค่าฟุ้งกระจายแล้ว

Nf = 115 รอบ

จากสูตร $N = \sqrt{l_g * L / (1.26 * S * F * 1E-8)}$

l_g	=	2.33E-01 cm
L	=	6.41E-04 Henry
S	=	0.321 cm ²
F	=	2.80

การออกแบบตัวเหนี่ยวนำทรงกระสวย (LI)

Gapped Inductor Design using The Core Geometry kg Approach

ค่าคงที่ต่างๆในการคำนวณ

k	=	0.2
S3	=	0.75
S2	=	0.6

ค่าข้อมูลที่เกิดขึ้นในการคำนวณ

1 I	=	0.8542 A
2 Energy	=	2.34E-04 W-s
3 ke	=	1.04E-05
4 kgr	=	5.24E-04 cm ⁵ 5.24E-14 m ⁵
5 J	=	635 A/cm ²
6 Aw	=	1.34E-03 cm ²
7 Wa(eff)	=	0.4305 cm ²
8 N(no F)	=	192 รอบ
9 lg	=	2.33E-01 cm 2.33 mm
10 F	=	2.80
11 Nf	=	115 รอบ
14 S	=	10.00 %
15 Bm	=	0.05 Tesla
16 B3ac	=	0.001 Tesla

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การออกแบบตัวเหนี่ยวนำทรงกระแสด (LI)

Gapped Inductor Design using The Core Geometry kg Approach

การเลือกขนาดขดลวด

AWG No:	=	<input type="text" value="26"/>	
Bare Area	=	$1.64E-03 \text{ cm}^2 * 10^{-3}$	$1.6E-06 \text{ cm}^2$
Aw	=	$1.34E-03 \text{ cm}^2$	
Nwire	=	0.82 เส้น	



การออกแบบตัวเหนี่ยวนำทรงกระบอก (LI)

Gapped Inductor Design using The Core Geometry kg Approach

การเลือกขนาดแกนเฟอร์ไรท์

การคำนวณขนาดแกนเหล็กจะได้ $k_{gr} = 5.24E-04 \text{ cm}^5$ จากค่า k_{gr} ให้เลือกค่า k_g ที่มากกว่าจาก Core spec TAB

ดังนั้นจึงเลือก Core ชนิด EE-20

kg	=	5.24E-04 cm ⁵
Ap	=	0.18 cm ⁴
S	=	0.321 cm ²
W	=	0.574 cm ²
G	=	1.40 cm
lg	=	2.33 mm



การออกแบบตัวเหนี่ยวนำกรองกระแส (LI)

Gapped Inductor Design using The Core Geometry kg Approach

ข้อกำหนด

1 Inductance	L1	=	3.20E-04 Henry
2 dc current	Io	=	1.67 Arms
3 ac current	Iac	=	0.084 Arms
4 Output power	Po	=	36.00 Watt
5 Regulation	S	=	10 %
6 Ripple frequency	f	=	200,000 Hz
7 Flux density	Bmax	=	0.2 Tesla
8	k	=	0.2

หมายเหตุ : ให้เติมข้อกำหนดต่างๆ ในช่องกรอบสี่เหลี่ยมเหลือง

การออกแบบตัวเหนี่ยวนำทรงกระแส (LI)

Gapped Inductor Design using The Core Geometry kg Approach

สรุปรายละเอียดการพันตัวเหนี่ยวนำทรงกระแส

1 ค่าความเหนี่ยวนำด้านปฐมภูมิ	L1	=	3.20E-04 Henry
2 ใช้แกนเฟอร์ไรท์ขนาด	Core Type	=	EE1916B
3 ใช้ขดลวดขนาดเบอร์	Wire Number	=	23 AWG
4 จำนวนรอบการพัน	Nf	=	79 รอบ
5 จำนวนเส้นของขดลวด	Nwire	=	1 เส้น
6 ความกว้างของช่องอากาศ	lg	=	1.61 mm



การออกแบบตัวเหนี่ยวนำทรงกระบอก (L1)

Gapped Inductor Design using The Core Geometry kg Approach

ขั้นตอนการคำนวณตัวเหนี่ยวนำกระบอก (L1)

1 คำนวณหาค่ากระแสรวม $I = 1.7118 \text{ Arms}$

จากสูตร $I = I_o + I_{ac} \cdot 2$

$I_o = 1.6700 \text{ Arms}$

$I_{ac} = 0.0835 \text{ Arms}$

2 คำนวณหาค่าพลังงานที่ใช้ $\text{Energy} = 4.69E-04 \text{ W-s}$

จากสูตร $\text{Energy} = L1 \cdot I^2$

$L1 = 3.20E-04 \text{ Henry}$

$I = 1.7118 \text{ Arms}$

3 คำนวณหาค่าคงที่ k_e The electrical condition constant

$k_e = 2.09E-05$

จากสูตร $k_e = 0.145 \cdot P_o \cdot B_m \cdot B_m \cdot 1E-4$

$P_o = 36.00 \text{ Watt}$

$B_m = 0.2 \text{ Tesla}$

4 คำนวณหาค่า k_{gr} $k_{gr} = 1.05E-03 \text{ cm}^5$

จากสูตร $k_{gr} = (\text{Energy}) / (k_e \cdot S)$

$\text{Energy} = 4.69E-04 \text{ W-s}$

$k_e = 2.09E-05$

$S = 10 \%$

5 ทำการเลือกขนาดของแกนเหล็ก

EE1916B

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6 คำนวณหาค่าความหนาแน่นกระแสไฟฟ้า

975 A/cm²

จากสูตร $J=2*(Energy)*1E4/(Bm*Ap*k)$

Energy	=	0.00046881 W-s
Bm	=	0.2 Tesla
Ap	=	0.12 cm ⁴
k	=	0.4

7 คำนวณหาพื้นที่ขดลวด

Aw

1.76E-03 cm²

จากสูตร $Aw=L/I$

I	=	1.7118 A
J	=	975 A/cm ²

8 เลือกขนาดขดลวด AWG No:

23 SWG

9 คำนวณจำนวนเส้นขดลวด

Nwire

0.60 เส้น

จากสูตร Nwire

Aw bare area

Aw	=	1.76E-03 cm ²
bare Area	=	2.92E-03 cm ²

10 คำนวณหาพื้นที่หน้าตัดที่ประสิทธิภาพ

0.387 cm²

จากสูตร $Wa(efl)=W*S3$

W	=	0.5160 cm ²
S3	=	0.75

11 คำนวณหาจำนวนรอบในสารพัน

N

132 รอบ

จากสูตร $N=Wa(efl)*S2/Aw$

Wa(efl)	=	0.387 cm ²
S2	=	0.6
Aw	=	1.76E-03 cm ²

12 คำนวณหาค่าความยาว gap

	lg	$=$	$1.61E-01$ cm
จากสูตร	$lg = 1.26 * N * S * 1E-8 / L$		
	N	$=$	132 รอบ
	S	$=$	0.233 cm ²
	L	$=$	$3.20E-04$ Henry

13 คำนวณหาค่าฟุ้งกระจายเส้นแรงที่ gap (amount of fringing flux)

	F	$=$	2.82
จากสูตร	$F = 1 + (lg/S) \ln(2 * G / lg)$		
	lg	$=$	$1.61E-01$ cm
	S	$=$	0.233 cm ²
	G	$=$	1.13 cm

14 คำนวณหาค่าจำนวนรอบการพัน เมื่อรวมค่าฟุ้งกระจายแล้ว

	Nf	$=$	79 รอบ
จากสูตร	$N = \sqrt{lg * L * (1.26 * S * F * 1E-8)}$		
	lg	$=$	$1.61E-01$ cm
	L	$=$	$3.20E-04$ Henry
	S	$=$	0.233 cm ²
	F	$=$	2.82

การออกแบบตัวเหนี่ยวนำทรงกระบอก (LI)

Gapped Inductor Design using The Core Geometry kg Approach

ค่าคงที่ต่างๆในการคำนวณ

k	=	0.4
S3	=	0.75
S2	=	0.6

ค่าข้อมูลที่เกิดขึ้นในการคำนวณ

1 I	=	1.7118 A
2 Energy	=	4.69E-04 W-s
3 ke	=	2.09E-05
4 kgr	=	1.05E-03 cm ⁵ 1.05E-13 m ⁵
5 J	=	975 A/cm ²
6 Aw	=	1.76E-03 cm ²
7 Wa(eff)	=	0.3870 cm ²
8 N(no F)	=	132 รอบ
9 lg	=	1.61E-01 cm 1.61 mm
10 F	=	2.82
11 Nf	=	79 รอบ
14 S	=	10.00 %
15 Bm	=	0.11 Tesla
16 Bac	=	0.003 Tesla

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การออกแบบตัวเหนี่ยวนำทรงกระบอก (LI)

Gapped Inductor Design using The Core Geometry kg Approach

การเลือกขนาดขดลวด

AWG No:	=	<input type="text" value="23"/>	
Bare Area	=	$2.92E-03 \text{ cm}^2 * 10^{-3}$	$2.9E-06 \text{ cm}^2$
Aw	=	$1.76E-03 \text{ cm}^2$	
Nwire	=	0.60 เส้น	



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การออกแบบตัวเหนี่ยวนำทรงกระสวย (LI)

Gapped Inductor Design using The Core Geometry kg Approach

การเลือกขนาดแกนเฟอร์ไรท์

การคำนวณขนาดแกนเหล็กจะได้ $k_{gr} = 1.05E-03 \text{ cm}^5$

จากค่า k_{gr} ให้เลือกค่า kg ที่มากกว่าจาก Core spec TAB

ดังนั้นจึงเลือก Core ชนิด EE-20

kg	=	1.05E-03 cm ⁵
Ap	=	0.12 cm ⁴
S	=	0.233 cm ²
W	=	0.516 cm ²
G	=	1.13 cm
lg	=	1.61 mm



บทที่ 4

ผลการทดลอง

จากการกำหนดค่าแรงดันจากแหล่งจ่ายไฟตรงขนาด 24 โวลต์ และกำลังไฟออก 18 วัตต์ และ 36 วัตต์ ให้ค่ากระแสไหลผ่านโหลดเป็น 220 มิลลิแอมป์ ประสิทธิภาพ 90% และใช้ความถี่ในการสวิตช์ซึ่งเป็น 200 kHz จะได้อุปกรณ์ดังนี้

4.1 เครื่องมือ อุปกรณ์ที่ใช้ในการทดลอง และวัดผล

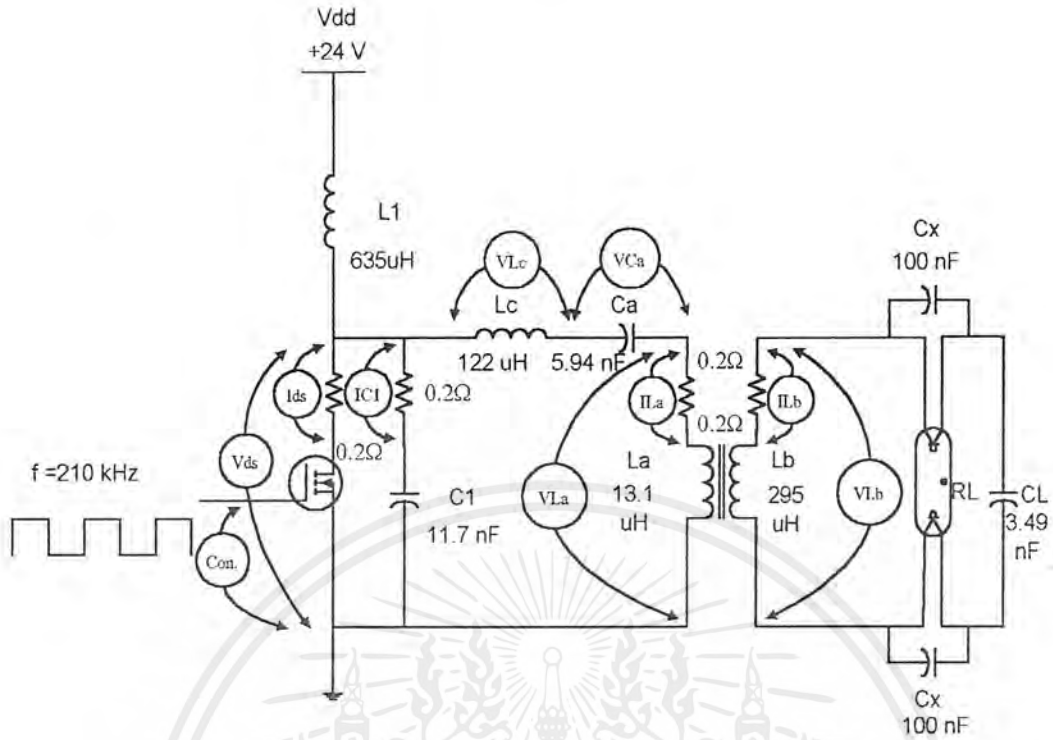
1. DC POWER SUPPLY
2. DIGITAL OSCILLOSCOPE
3. DIGITAL METER

4.2 ค่าของอุปกรณ์ที่ได้จากการคำนวณ และจากการทดลองจริง

กรณีโหลด 18 วัตต์

	ค่าที่ได้จากการคำนวณ	ค่าจริงที่ได้วัด และทำการทดลอง
L1 =	641 uH	635 uH
La =	12.6 uI	13.1 uI
Lb =	296 uH	295 uH
Lc =	122 uH	122 uH
C1 =	9.87 nF	11.7 nF
Ca =	5.95 nF	5.94 nF
Cb =	2.14 nF	3.49 nF
f =	200 kHz	210 kHz
Cx =	- nF	100 nF
a =	1/4.846	
RL =	372 โอห์ม	
Switching Device =		IRF640

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.1 วงจรที่ใช้ในการทดสอบบัลลาสต์อเล็กทรอนิกส์ของหลอด 18 วัตต์

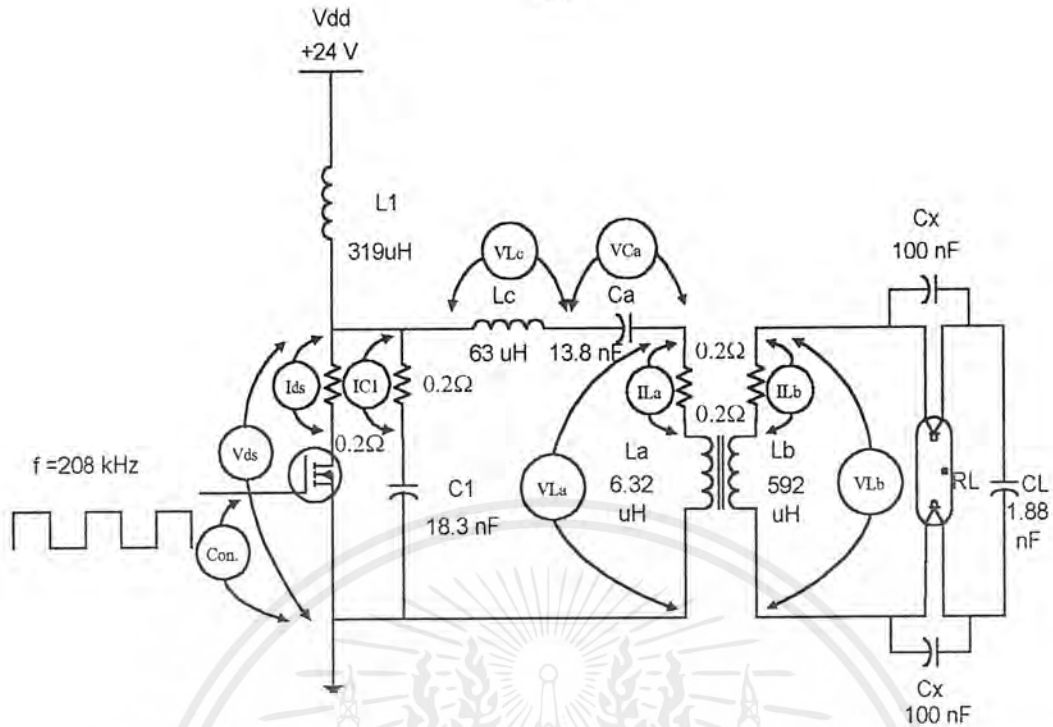
กรณีหลอด 36 วัตต์

ค่าที่ได้จากการคำนวณ

ค่าจริงที่ได้วัด และทำการทดลอง

L1 =	320	uH	319	uH
La =	6.32	uH	6.32	uH
Lb =	592	uH	592	uH
Lc =	60.8	uH	63	uH
C1 =	19.7	nF	18.3	nF
Ca =	11.9	nF	13.8	nF
Cb =	1.07	nF	1.88	nF
f =	200	kHz	208	kHz
Cx =	-	nF	100	nF
a =	1/9.678			
RL =	744	โอห์ม		
Switching Device =			IRF640	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.2 วงจรที่ใช้ในการทดลองบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ของหลอด 36 วัตต์

4.3 การจำลองโดยใช้โปรแกรมพีสไปล์(Pspice)

การจำลองการทำงาน โดยพีสไปล์(Pspice) เพื่อเทียบกับการทดลอง โดยใช้ข้อมูลดังนี้

18 WATT ELECTRONIC BALLAST BASE ON CLASS E INVERTER

VBATT1	0	24					
VIN	10	0	PULSE(0	12	0	0	2.37E-6 4.74E-6)
RMOS	10	3A	1				
RL1	2	3	1				
RC2	4	5	1E15				
L1	1	2	6.35E-4				
LA	5	0	1.31E-5				
LB	6	7	2.95E-4				
LC	3	4	1.22E-4				
K	LA	LB	1				

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

LC    3    4    1.22E-4
K     LA   LB    1
C1    3    0    1.17E-8
CA    4    5    5.94E-9
CB    11   12   3.49E-9
CX1   6    11   103E-9
CX2   7    12   103E-9
D     0    3    DIN916A
.MODEL    DIN916A          D    (IS=100E-15 RS=4 CJO=1PF TT=12NS
BV=100 IBV=100E-15)
M1    3    3A   0    0    IRF640
.MODEL    IRF640 NMOS(LEVEL=3 TOX=.10U L=3.0U LD=.5U W=2.0 WD=0
XJ=1.2U
+       NSUB=4E14 IS=2.1E-14 RB=0 RD=.01 RS=.065 RDS=2E6 VTO=3.7
+       UO=550 THETA=.1 ETA=0 VMAX=1E6 CBS=1P CBD=3200P PB=.7
+       MJ=.5 RG=8.8 CGSO=520P CGDO=105P CGBO=1P)
*RLAMP  6    7    372
RLAMP   6    7    {RVAL}
.PARAM  RVAL=1
.STEP  PARAM    RVAL LIST  5    372    744    1500    1000000
RPATH0  7    1E8
RCATH1  6    11    3
RCATH2  7    12    3
.TRAN  .05E-6  500E-6  0    .01E-6
.PROBE
.END

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

36 WATT ELECTRONIC BALLAS BASE ON CLASS E INVERTER

```

VBATT1      0      24
VIN  10      0      PULSE(0      12      0      0      0      2.4E-6 4.8E-6)
RMOS 10      3A      1
RL1   2      3      1
RC2   4      5      1E15
L1    1      2      3.19E-4
LA    5      0      6.32E-6
LB    6      7      5.92E-4
LC    3      4      6.3E-5
K     LA     LB      1
C1    3      0      1.85E-8
CA    4      5      1.38E-8
CB    11     12     1.88E-9
CX1   6      11     101E-9
CX2   7      12     101E-9
D     0      3      D1N916A
.MODEL    D1N916A      D      (IS=100E-15 RS=4 CJO=1PF TT=12NS
BV=100 IBV=100E-15)
M1    3      3A      0      0      IRF640
.MODEL    IRF640 NMOS(LEVEL=3 TOX=.10U L=3.0U LD=.5U W=2.0 WD=0
XJ=1.2U
+      NSUB=4E14 IS=2.1E-14 RB=0 RD=.01 RS=.065 RDS=2E6 VTO=3.7
+      UO=550 THETA=.1 ETA=0 VMAX=1E6 CBS=1P CBD=3200P PB=.7
|      MJ=.5 RG=8.8 CGSO=520P CGDO=105P CGBO=1P)
*RLAMP  6      7      744
RLAMP   6      7      {RVAL}
.PARAM  RVAL=1

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```
.STEP PARAM      RVAL LIST  5      372   744   1500  1000000
RPATH0      7      1E8
RCATH1      6      11      3
RCATH2      7      12      3
.TRAN .05E-6 500E-6 0      .01E-6
.PROBE
.END
```

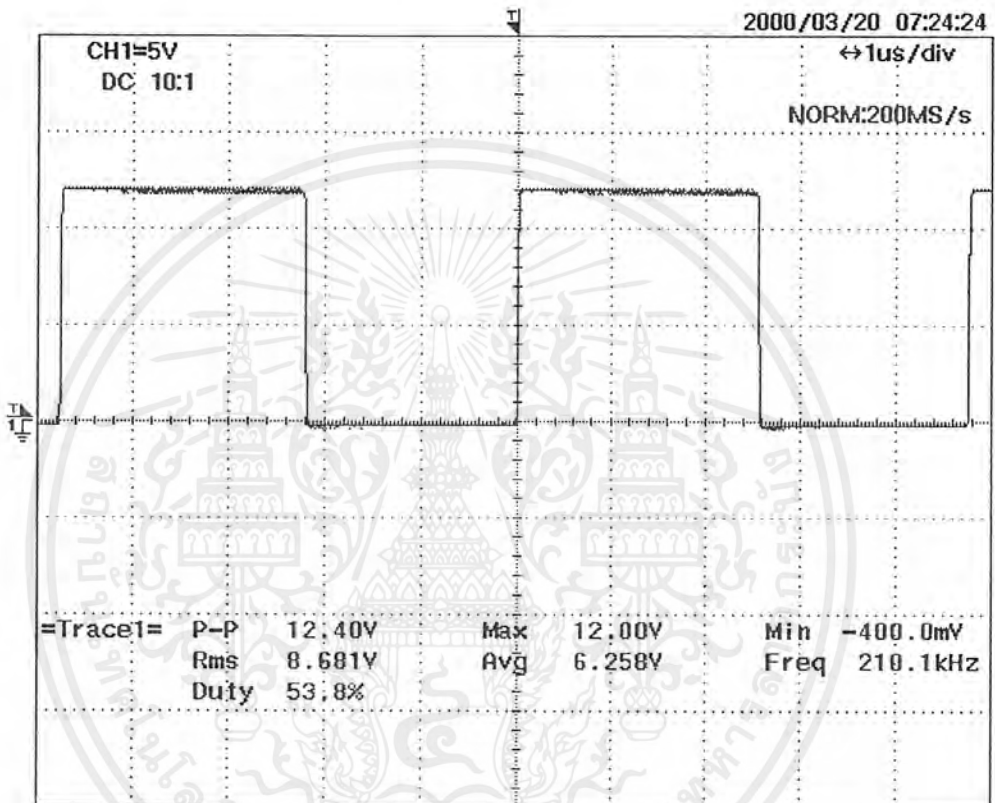
4.4 ผลการทดลอง

ภายหลังจากที่หลอดคิดโดยสมบูรณ์ ได้ทำงานในสภาวะที่เหมาะสม กล่าวคือค่าความต้านทานหลอดที่ได้รับการคลี่ปิ้งผ่านวงจรจ่ายที่เหมาะสม (Matching Network or Matching Transformer) มีค่าเท่ากับค่าความต้านทานที่เหมาะสมของวงจรถ่ายคลาสซี ซึ่งสังเกตได้จากรูปคลื่น Vds ในรูป ที่ตกลงสู่ศูนย์ก่อนที่อุปกรณ์สวิตชิงนำกระแส จากที่ทราบอยู่แล้วว่าการที่จะให้หลอดมีอายุการใช้งานที่ยาวนานมากขึ้น วงจรจำเป็นต้องมีแรงดันที่ตกคร่อมขั้วหลอดตลอดเวลาที่หลอดทำงาน โดยมีแรงดันต้องคร่อมประมาณ 2-4 โวลท์

จากการทดลองสามารถที่จะลดแรงดันแหล่งจ่ายไฟได้ต่ำถึง 22 Vdc ก็ยังสามารถจุดหลอดได้อยู่ นั่นหมายถึงวงจรมีได้รับการออกแบบที่ดี ค่า Regulation มีค่าลบได้ถึง -10 % และหากปรับแรงดันแหล่งจ่ายเป็น 30 Vdc หลอดยังคงได้ทำงานโดยสมบูรณ์ แต่จะกินกำลังไฟด้านเข้าเพิ่มขึ้นตามแรงดันแหล่งจ่ายที่มากขึ้น ในขณะที่หลอดก็ให้แสงสว่างที่มากขึ้นเช่นกัน

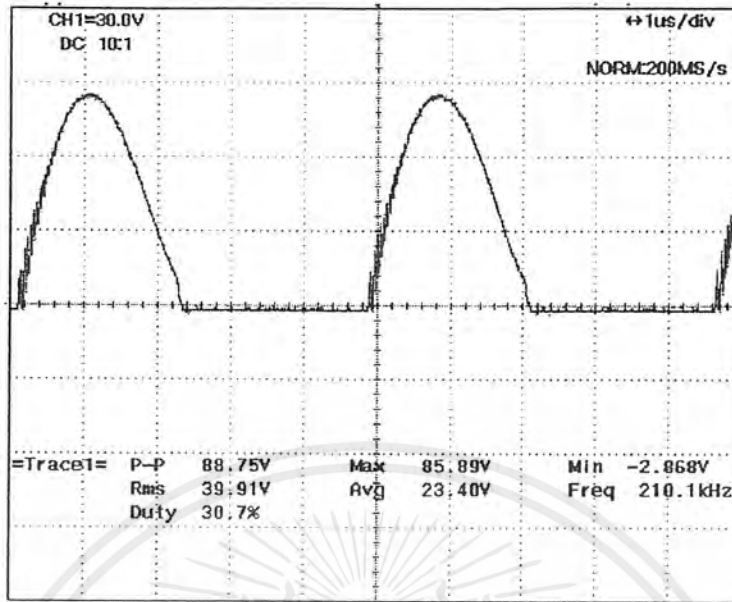
นอกจากนี้วงจรพื้นฐานคลาสซี ยังให้คุณสมบัติที่ดีในการป้องกัน กล่าวคือ เมื่อเกิดการช็อตเซอร์กิต (Short Circuit) โดยการเชื่อมปลายขดลวดค้ำทุติยภูมิเข้าไว้ด้วยกัน วงจรยังทำงานโดยไม่เสียหาย ทั้งนี้เนื่องจากวงจรจะกินกำลังลดลงโดยอัตโนมัติ และเมื่อทำการทดสอบ Open Circuit ซึ่งเป็นการจำลองในขณะที่ได้มีการเปลี่ยนหลอด และวงจรถ่ายคลาสซีเล็กทรอนิกส์ยังคงทำงานอยู่ โดยจะกินกำลังเข้ามากขึ้น ทั้งนี้หากออกแบบวงจรป้องกันเมื่อมีการกินกระแสมากกว่าปกติเป็นระยะเวลาพอสมควรก็ให้ตัดวงจรป้อนสัญญาณที่ไปจับตัวอุปกรณ์สวิตซ์

4.4.1 ผลการทดลองเมื่อเทียบกับผลของการจำลองการทำงาน โดยใช้โปรแกรม Pspice
กรณี 18 วัตต์



รูปที่ 4.3 แสดงรูปคลื่นสัญญาณควบคุม(control)(18 วัตต์)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

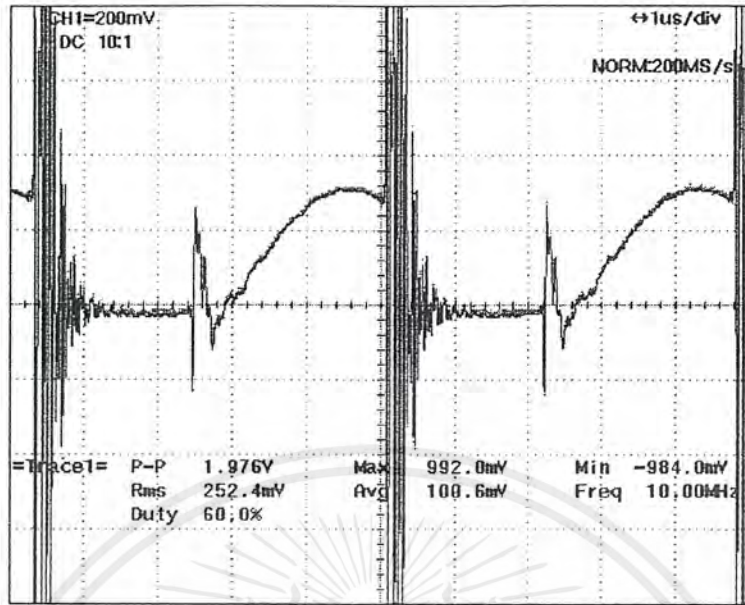


รูปที่ 4.4 แสดงรูปคลื่น V_{ds} จากการทดลอง (18 วัตต์)

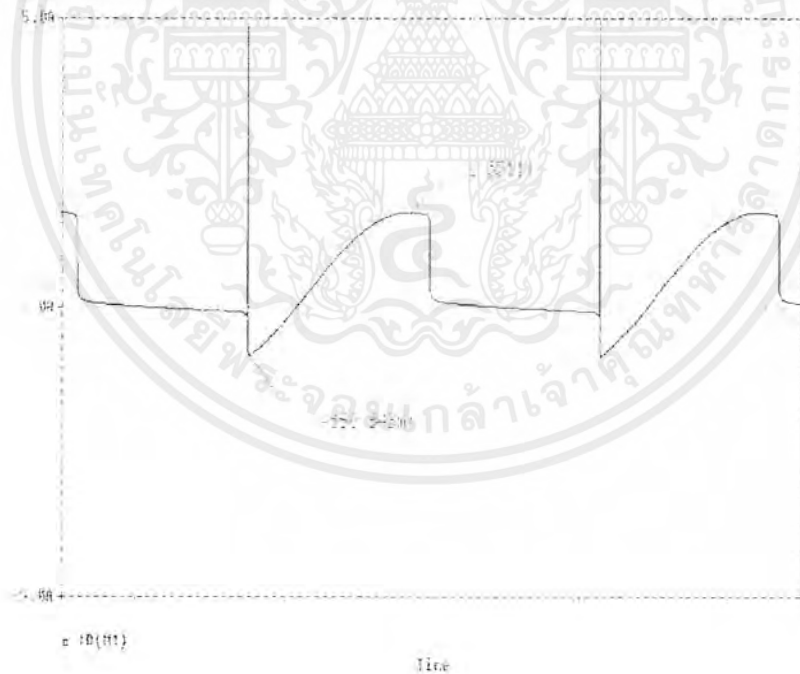


รูป 4.5 ที่แสดงจากรูปคลื่น V_{ds} จาก Pspice (18 วัตต์)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

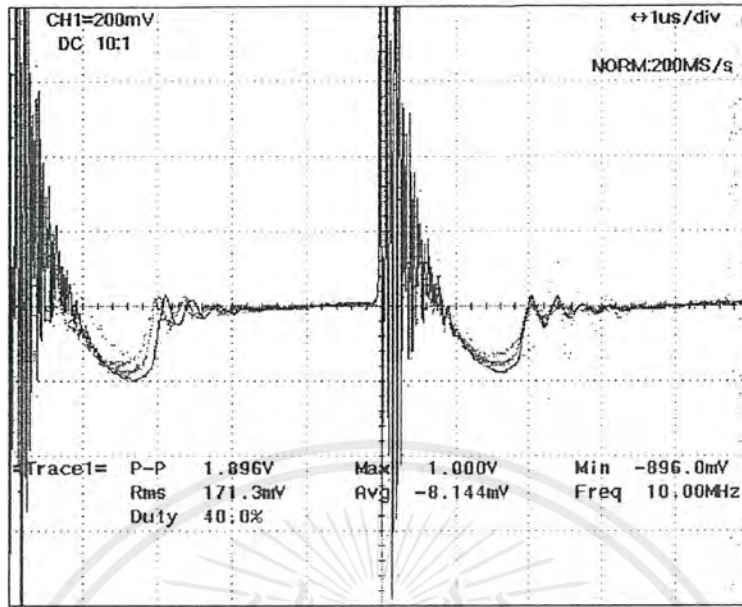


รูป 4.6 ที่แสดงรูปคลื่น I_{ds} จากการทดลอง (วัดคร่อมค่าความต้านทาน 0.2 โอห์ม)(18 วัตต์)



รูปที่ 4.7 แสดงจากรูปคลื่น I_{ds} จาก Pspice(18 วัตต์)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

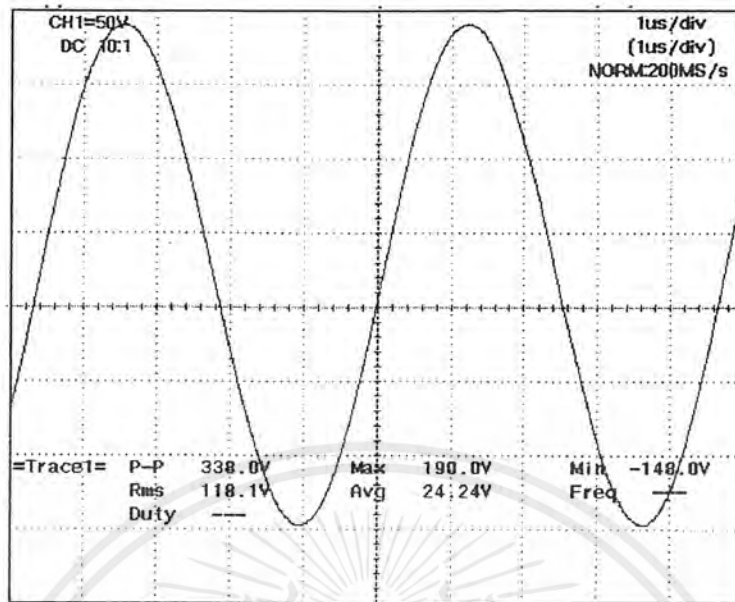


รูปที่ 4.8 แสดงรูปคลื่น IC1 จากการทดลอง(วัดคร่อมค่าความต้านทาน 0.2 โอห์ม)(18 วัตต์)

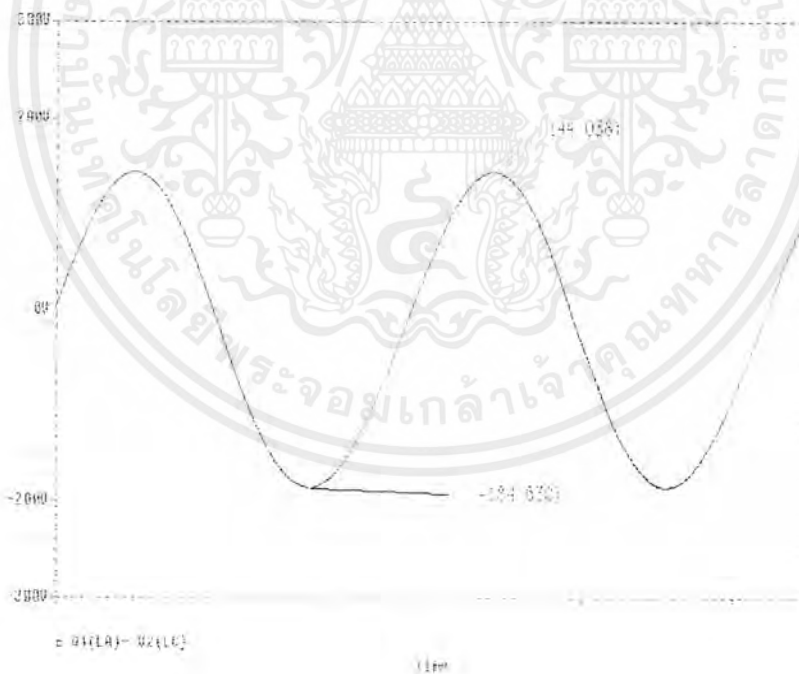


รูปที่ 4.9 แสดงรูปคลื่น IC1 จาก Pspice(18 วัตต์)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

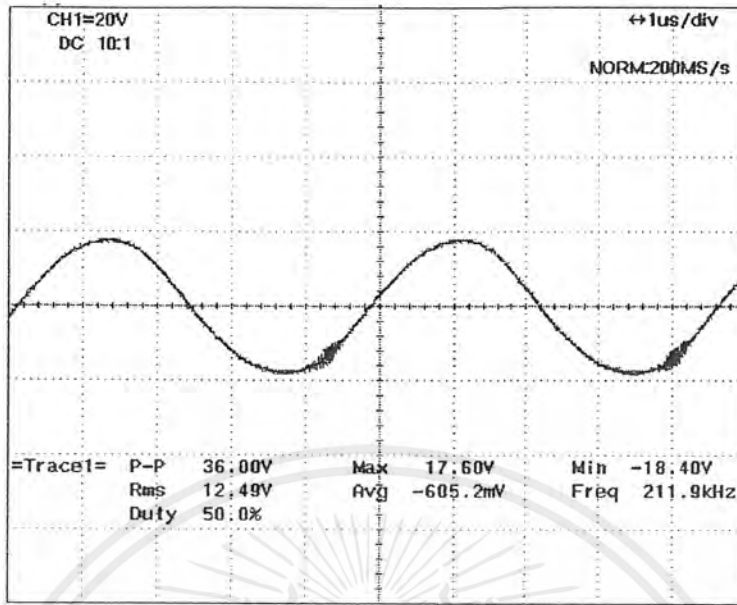


รูปที่ 4.12 แสดงรูปคลื่น VCa จากการทดลอง(18 วัตต์)



รูปที่ 4.13 แสดงรูปคลื่น VCa จาก Pspice(18 วัตต์)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

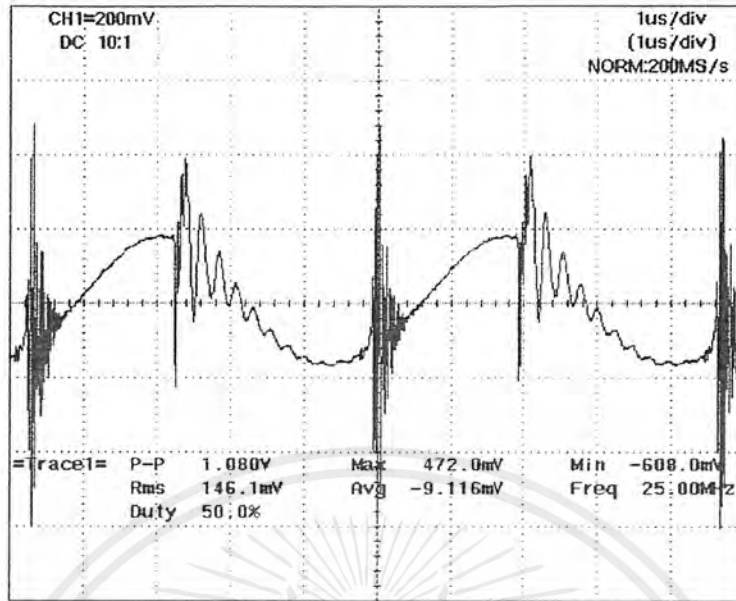


รูปที่ 4.14 แสดงรูปคลื่น VL_a จากการทดลอง(18 วัตต์)



รูปที่ 4.15 แสดงรูปคลื่น VL_a จาก Pspice(18 วัตต์)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

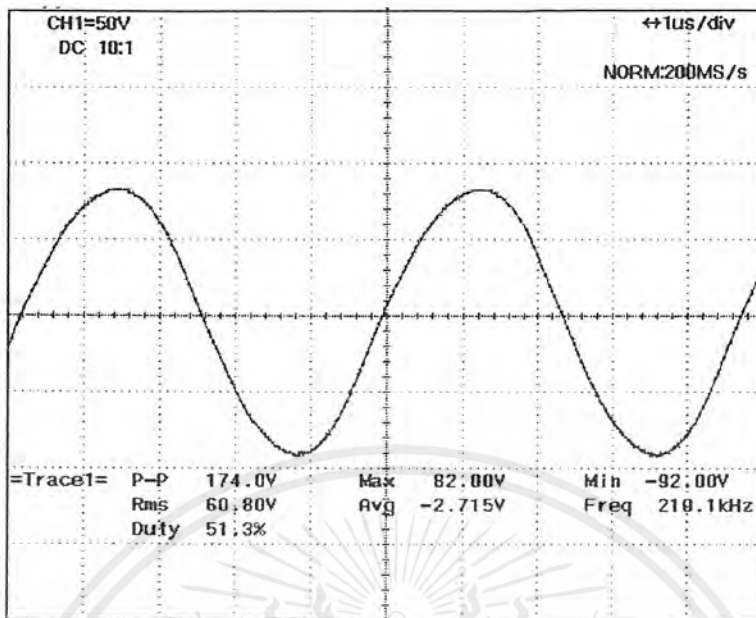


รูปที่ 4.16 แสดงรูปคลื่น ILa จากการทดลอง (วัดคร่อมค่าความต้านทาน 0.2 โอห์ม)(18 วัตต์)

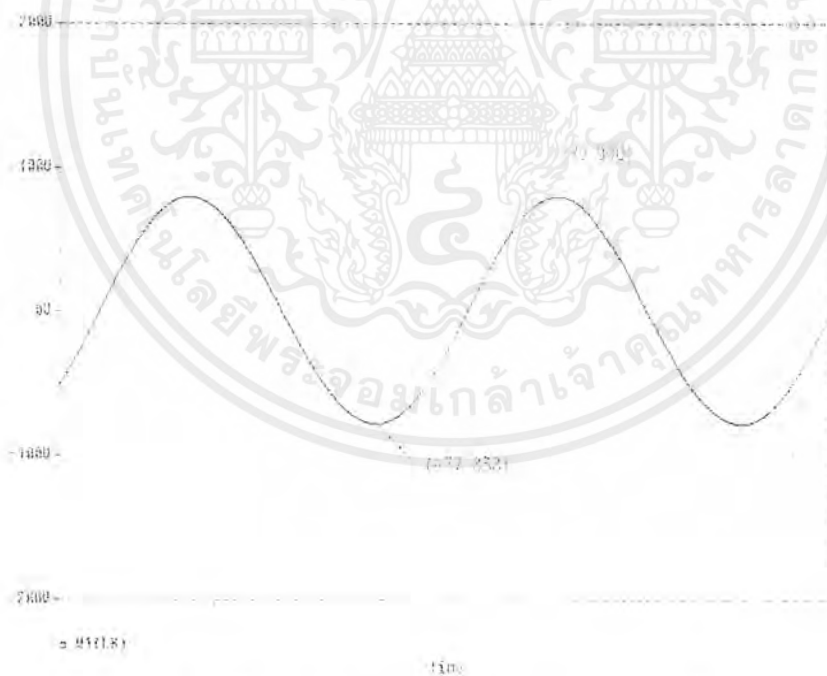


รูปที่ 4.17 แสดงรูป ILa คลื่นจาก Pspice(18 วัตต์)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

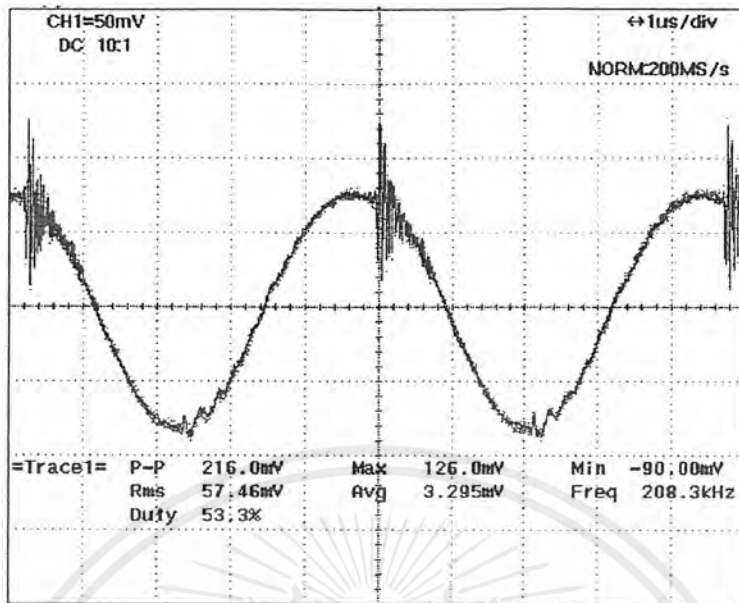


รูปที่ 4.18 แสดงรูปคลื่น VLb จากการทดลอง(18 วัตต์)

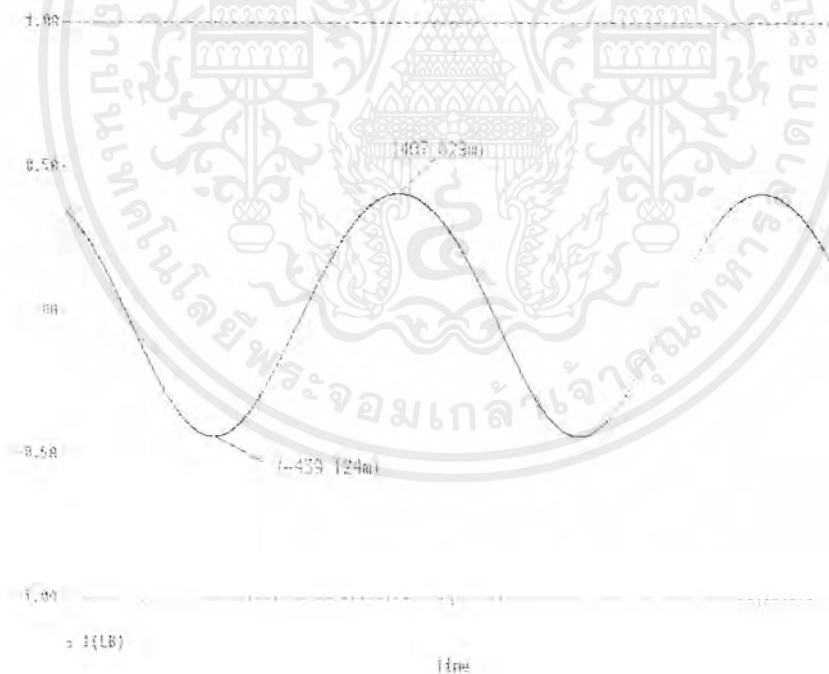


รูปที่ 4.19 แสดงรูปคลื่น VLb จาก Pspice(18 วัตต์)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.20 แสดงรูปคลื่น ILb จากการทดลอง(วัดคร่อมค่าความต้านทาน 0.2 โอห์ม)(18 วัตต์)

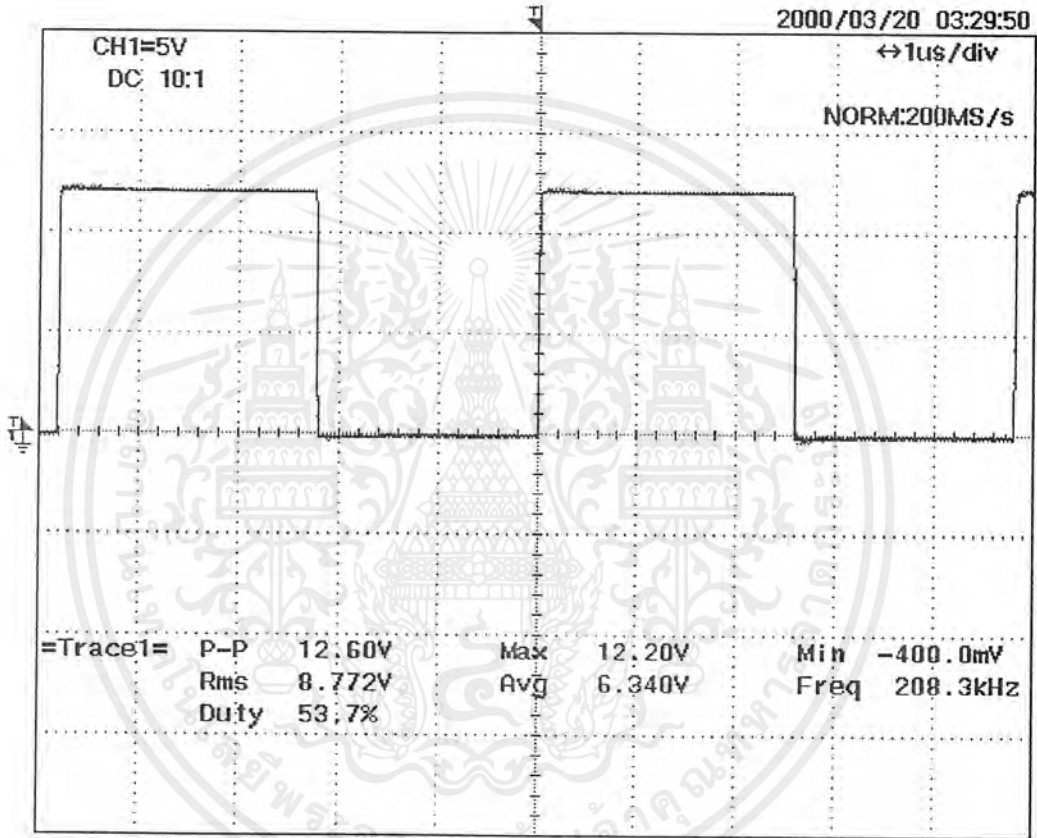


รูปที่ 4.21 แสดงรูปคลื่น ILb จาก Pspice(18 วัตต์)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

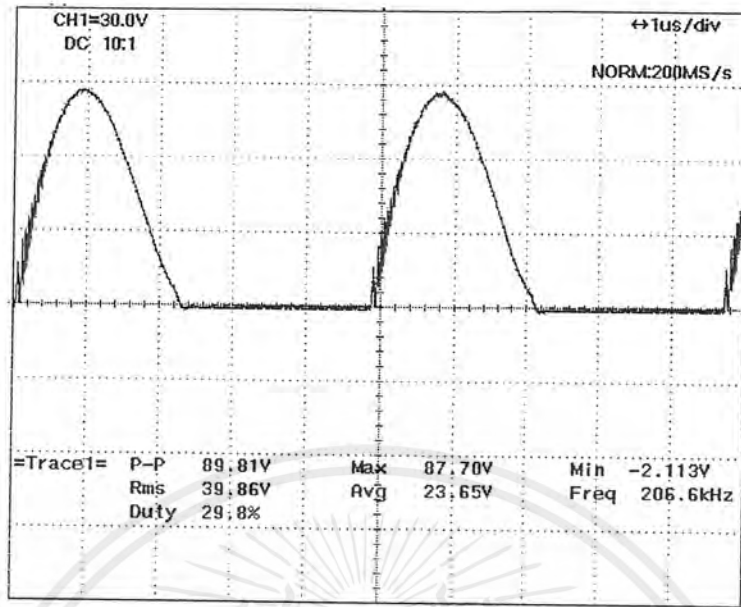
4.4.2 ผลการทดลองเมื่อเทียบกับผลของการจำลองการทำงาน โดยใช้โปรแกรม Pspice

กรณี 36 วัตต์

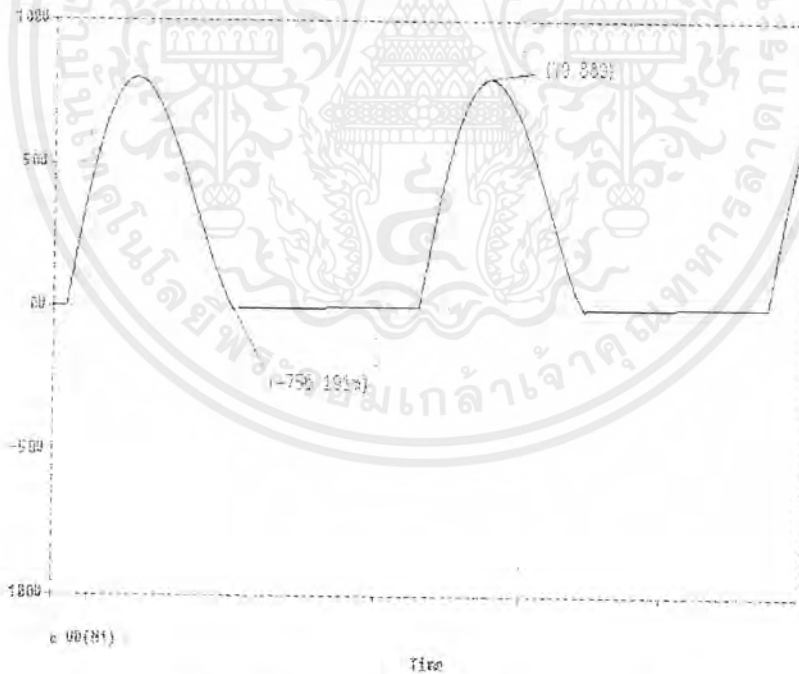


รูปที่ 4.22 แสดงรูปคลื่นสัญญาณควบคุม(control)(36 วัตต์)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

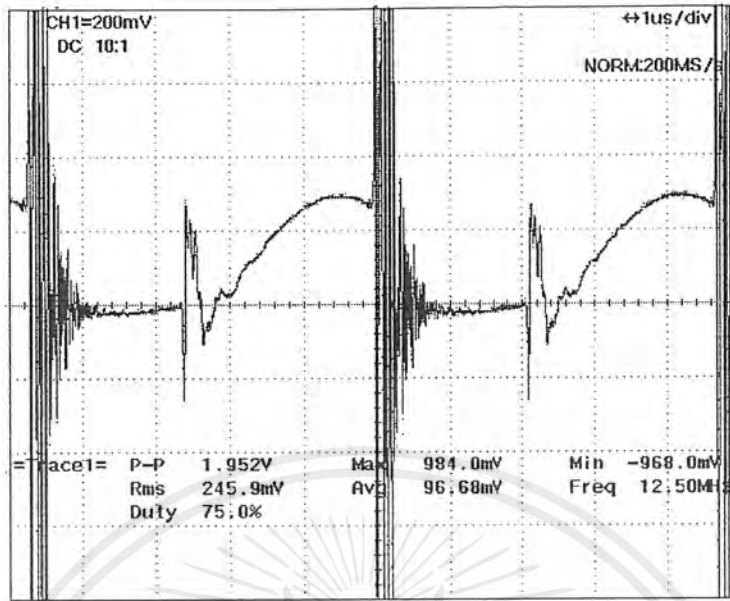


รูปที่ 4.23 แสดงรูปคลื่น Vds จากการทดลอง(36 วัตต์)

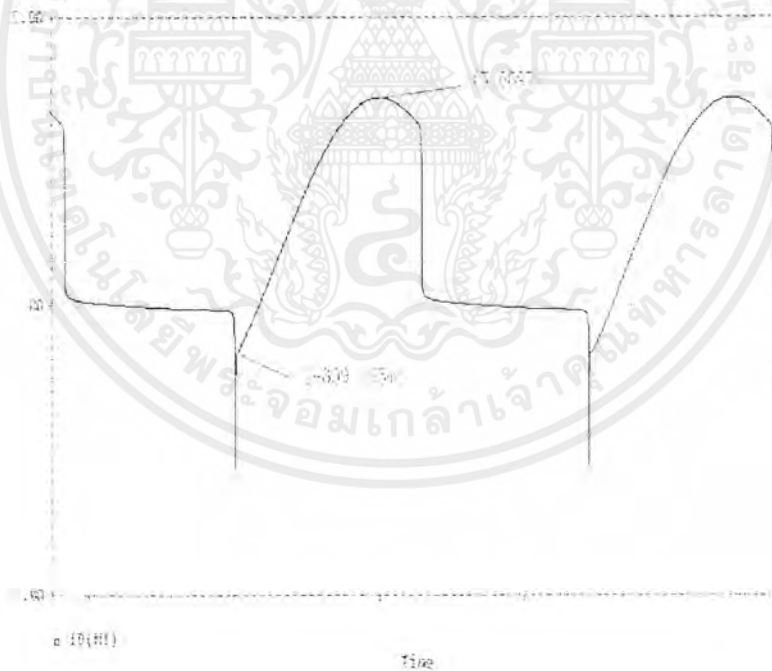


รูปที่ 4.24 แสดงรูปคลื่น Vds จาก Pspice(36 วัตต์)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

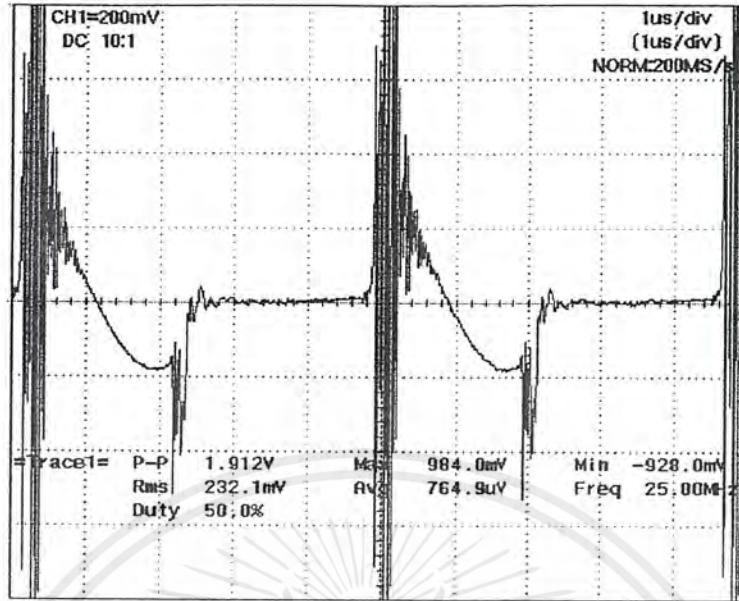


รูปที่ 4.25 แสดงรูปคลื่น I_{ds} จากการทดลอง (วัดคร่อมค่าความต้านทาน 0.2 โอห์ม) (36 วัตต์)

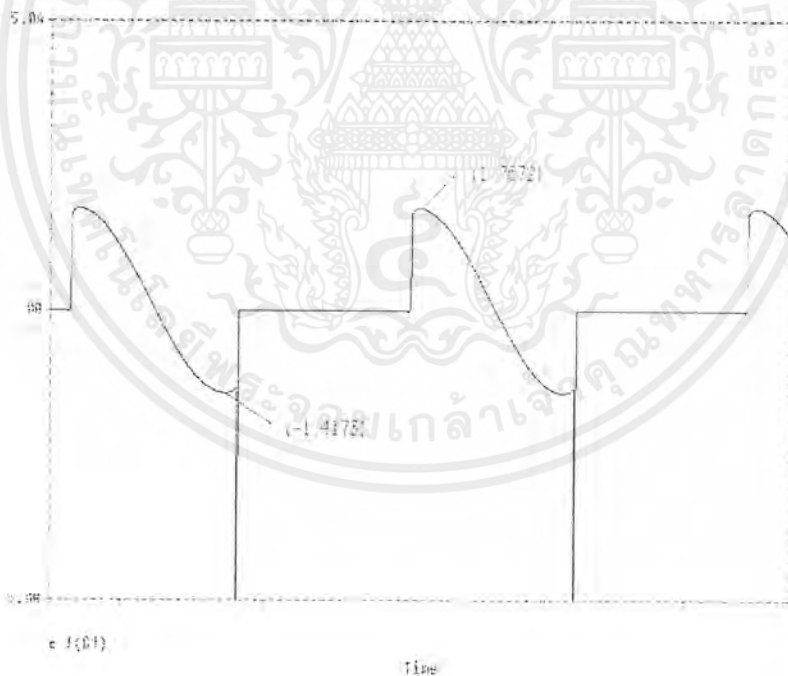


รูปที่ 4.26 แสดงรูปคลื่น I_{ds} จาก Pspice (36 วัตต์)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

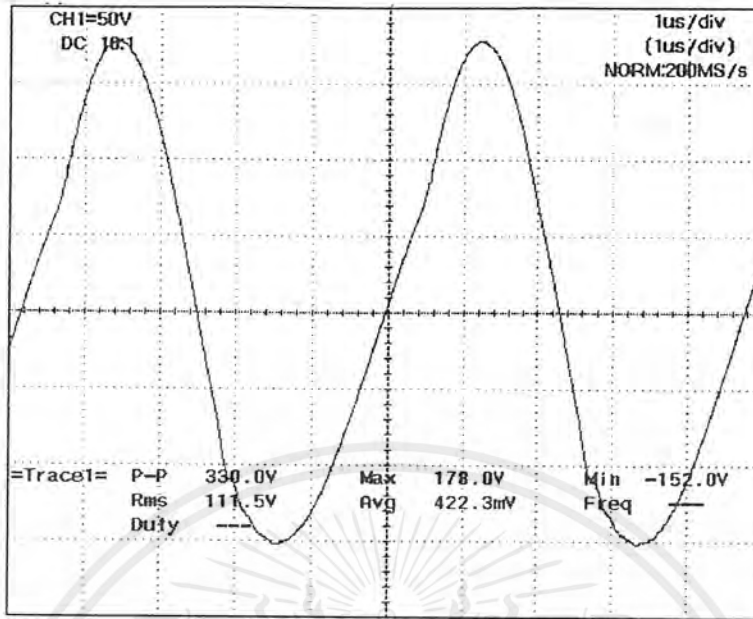


รูปที่ 4.27 แสดงรูปคลื่น IC1 จากการทดลอง (วัดคร่อมค่าความต้านทาน 0.2 โอห์ม)(36 วัตต์)

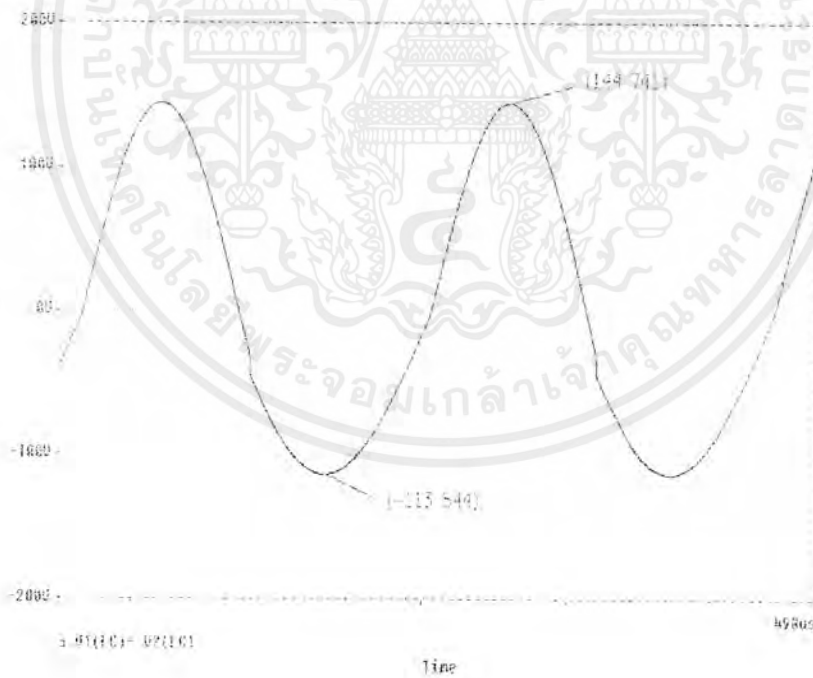


รูปที่ 4.28 แสดงรูปคลื่น IC1 จาก Pspice(36 วัตต์)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

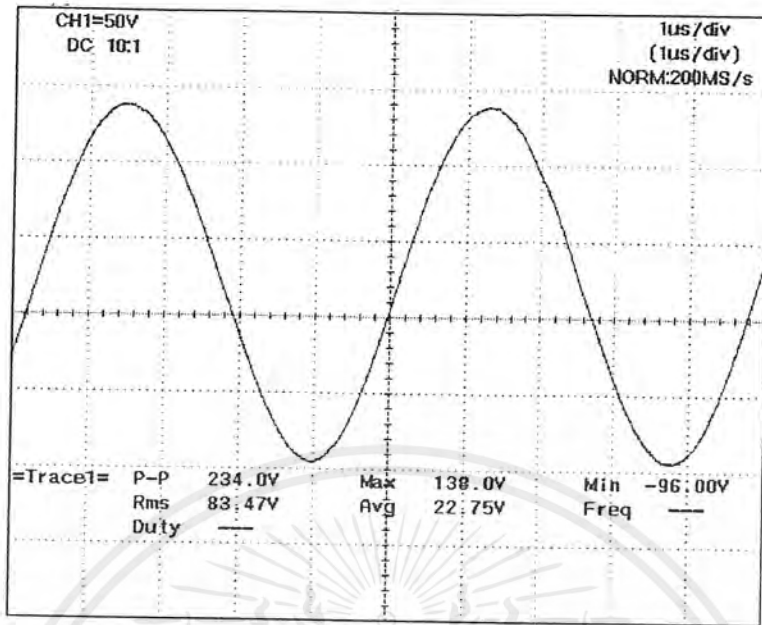


รูปที่ 4.29 แสดงรูปคลื่น VLc จากการทดลอง(36 วัตต์)

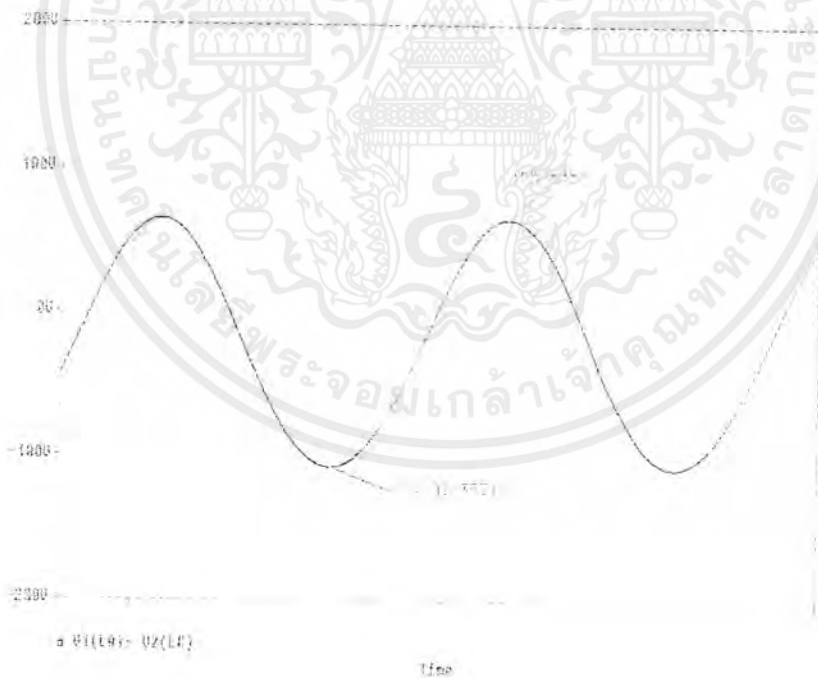


รูปที่ 4.30 แสดงรูปคลื่น VLc จาก Pspice(36 วัตต์)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

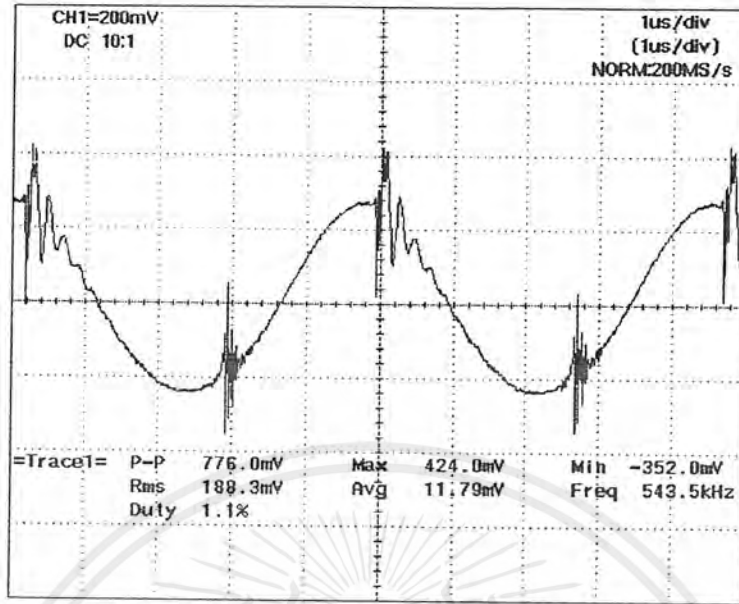


รูปที่ 4.31 แสดงรูปคลื่น VCa จากการทดลอง(36 วัตต์)

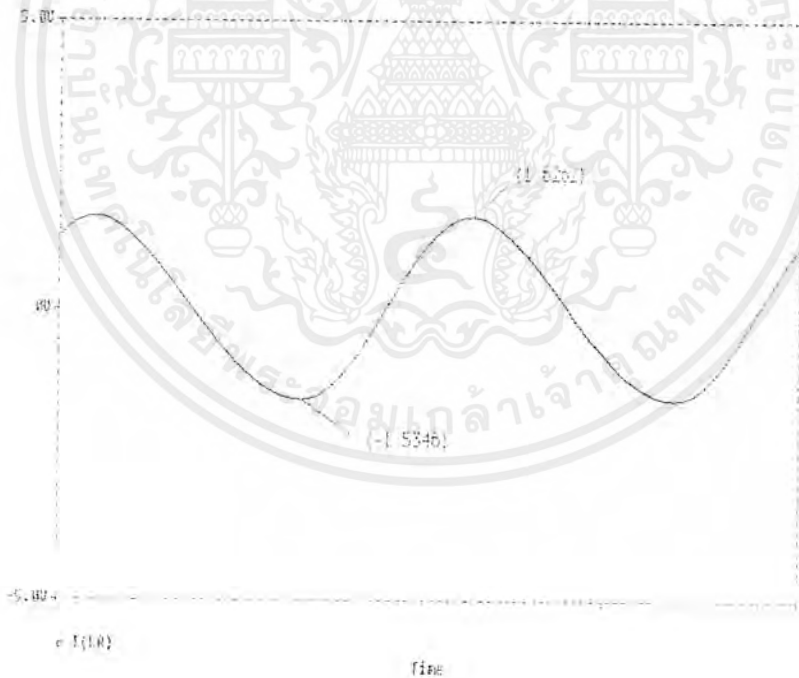


รูปที่ 4.32 แสดงรูปคลื่น VCa จาก Pspice(36 วัตต์)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

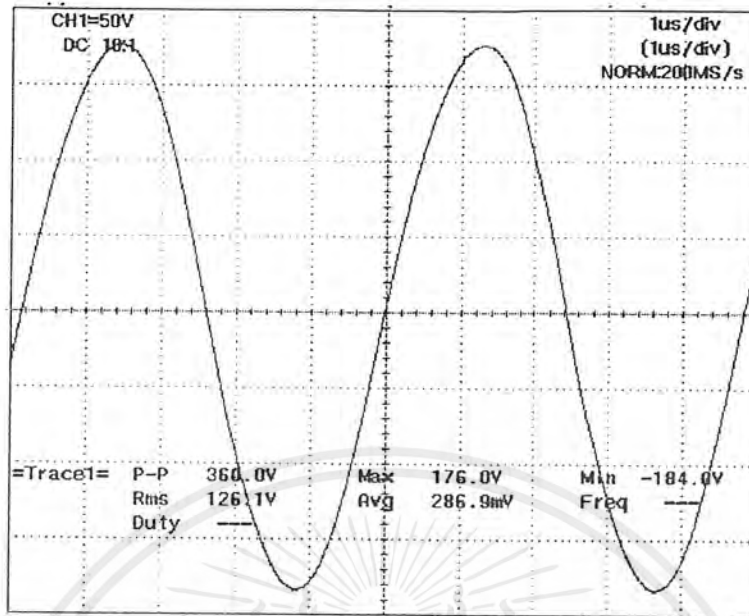


รูปที่ 4.35 แสดงรูปคลื่น ILa จากการทดสอบ (วัดคร่อมค่าความต้านทาน 0.2 โอห์ม)(36 วัตต์)

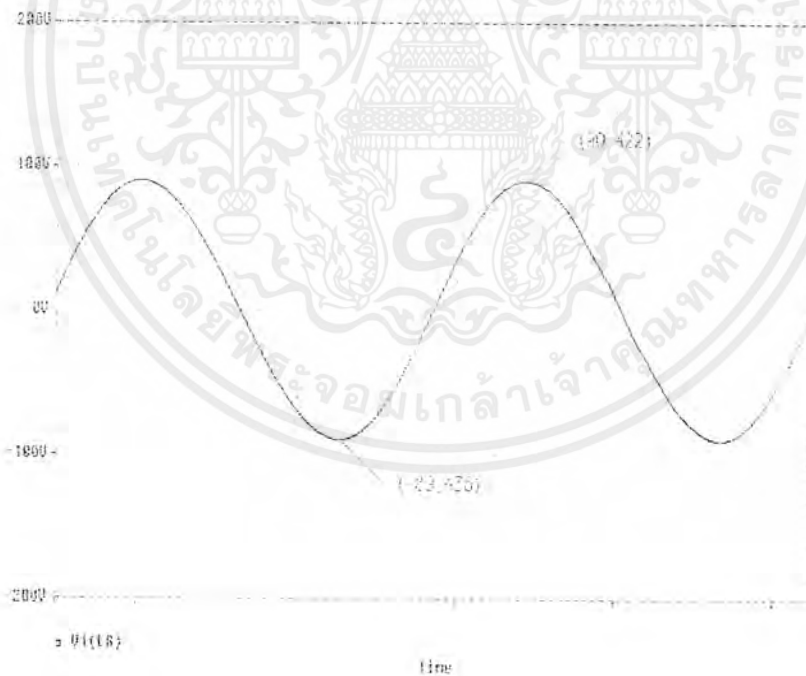


รูปที่ 4.36แสดงรูปคลื่น ILa จาก Pspice(36 วัตต์)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

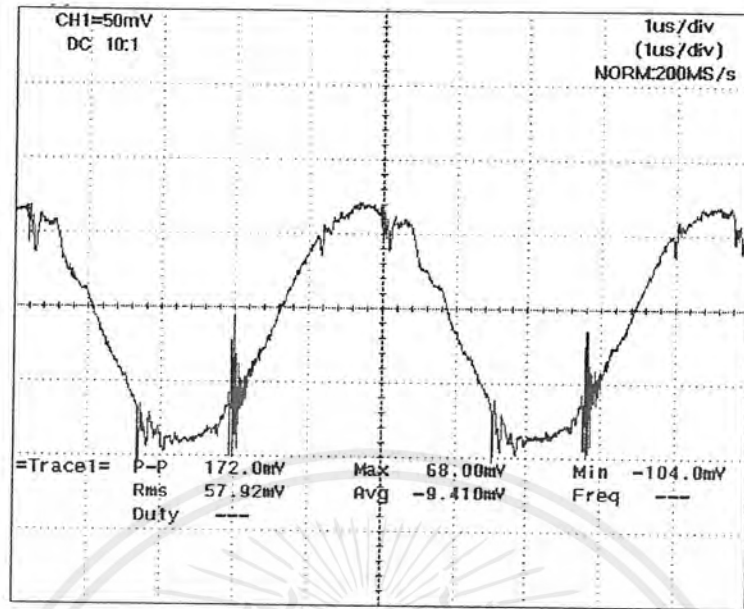


รูปที่ 4.37 แสดงรูปคลื่น VLb จากการทดลอง(36 วัตต์)



รูปที่ 4.38 แสดงรูปคลื่น VLb จาก Pspice(36 วัตต์)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.39 แสดงรูปคลื่น ILb จากการทดลอง (วัดพร้อมค่าความต้านทาน 0.2 โอห์ม)(36 วัตต์)



รูปที่ 4.40 แสดงรูปคลื่น ILb จาก Pspice(36 วัตต์)

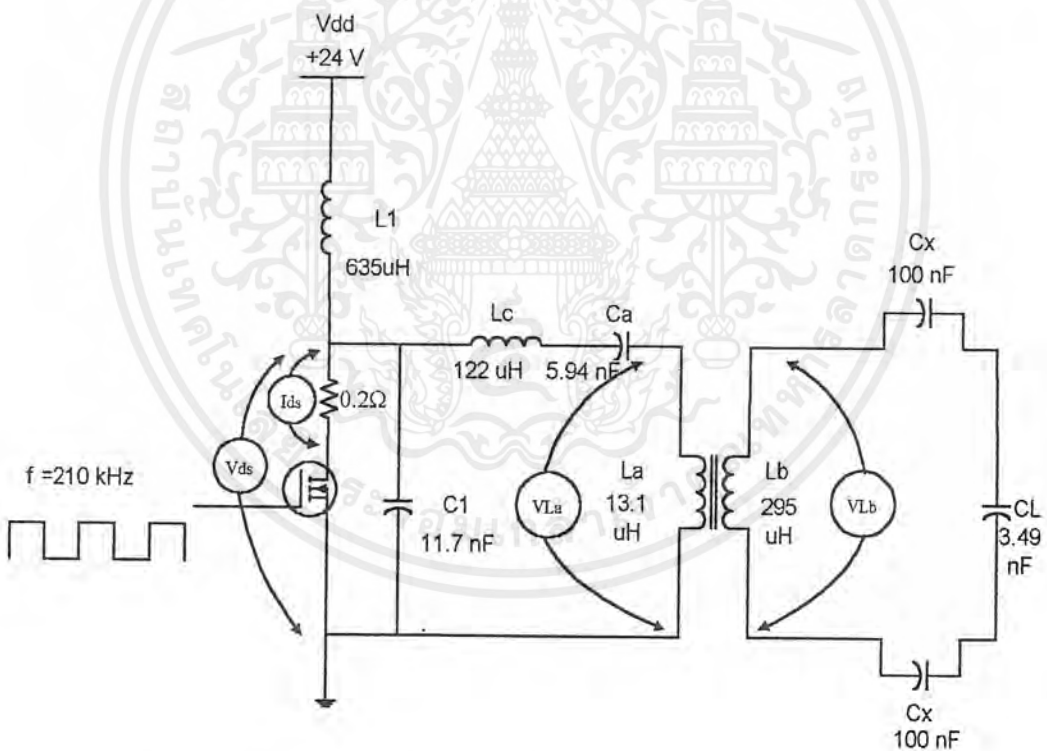
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรพื้นฐาน Class E ยังให้คุณสมบัติที่ดีในการป้องกัน กล่าวคือ เมื่อเกิดการ Short Circuit โดยการเชื่อมปลายขดลวดด้านทุติยภูมิเข้าไว้ด้วยกัน วงจรยังทำงาน โดยไม่เสียหาย ทั้งนี้เนื่องจากวงจรจะกินกำลังลดลงโดยอัตโนมัติ และเมื่อทำการทดสอบ Open Circuit ซึ่งเป็นการจำลองในขณะที่ได้มีการเปลี่ยนหลอด และวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ยังคงทำงานอยู่ โดยจะกินกำลังเข้ามากขึ้น ทั้งนี้หากออกแบบวงจรป้องกันเมื่อมีการกินกระแสมากกว่าปกติเป็นระยะเวลาพอสมควรก็ให้ตัดวงจรป้อนสัญญาณที่ไปขับตัวอุปกรณ์สวิตชิง

4.5 ผลการทดลองในขณะถอดหลอดออก (Open Circuit Test)

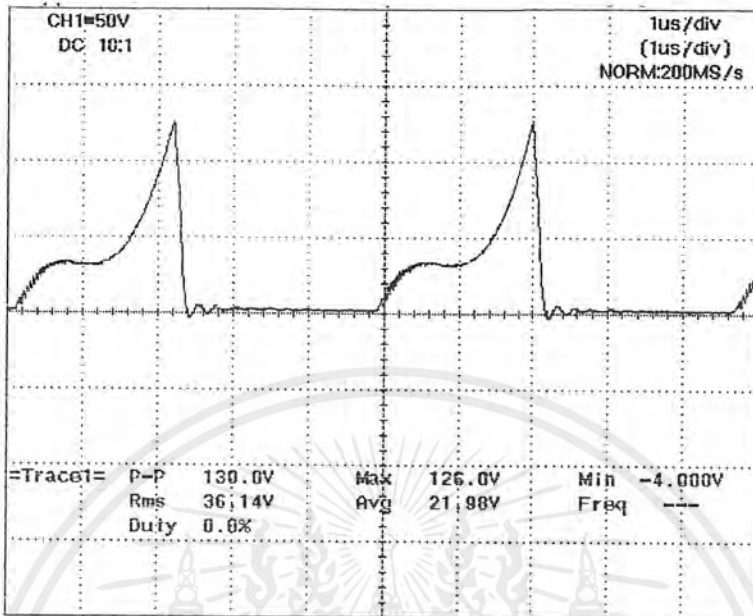
4.5.1 ผลการทดลองในขณะถอดหลอด 18 วัตต์

รูปที่ 4.41 วงจรที่ใช้ในการทดลองบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ของหลอด 18 วัตต์ขณะถอดหลอด

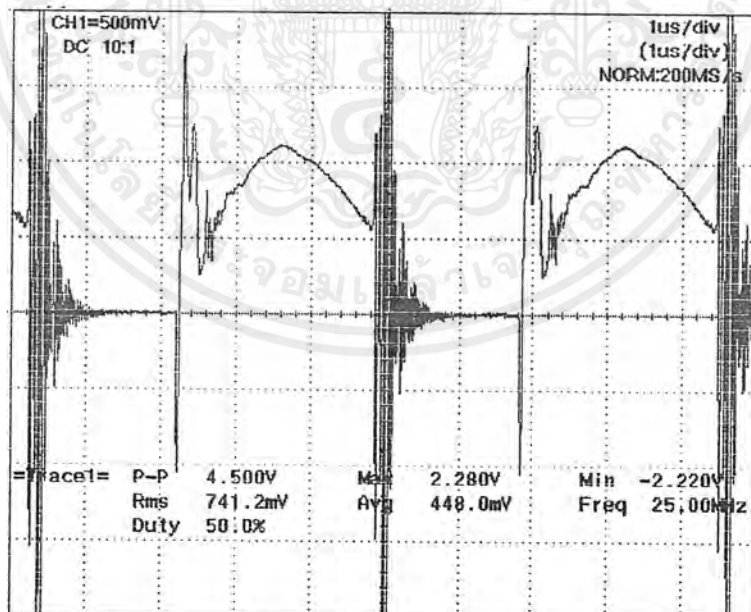


รูปที่ 4.41 วงจรที่ใช้ในการทดลองบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ของหลอด 18 วัตต์ขณะถอดหลอด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

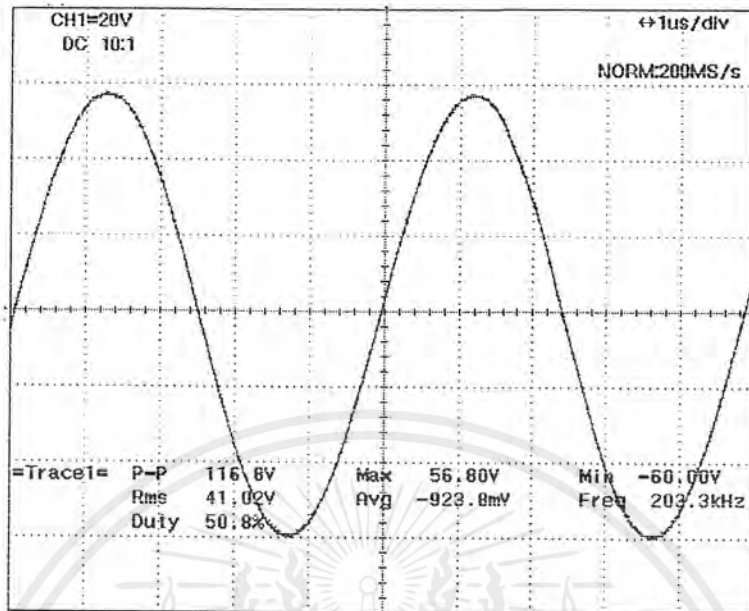


รูปที่ 4.42 แสดงรูปคลื่น Vds(18 วัตต์)

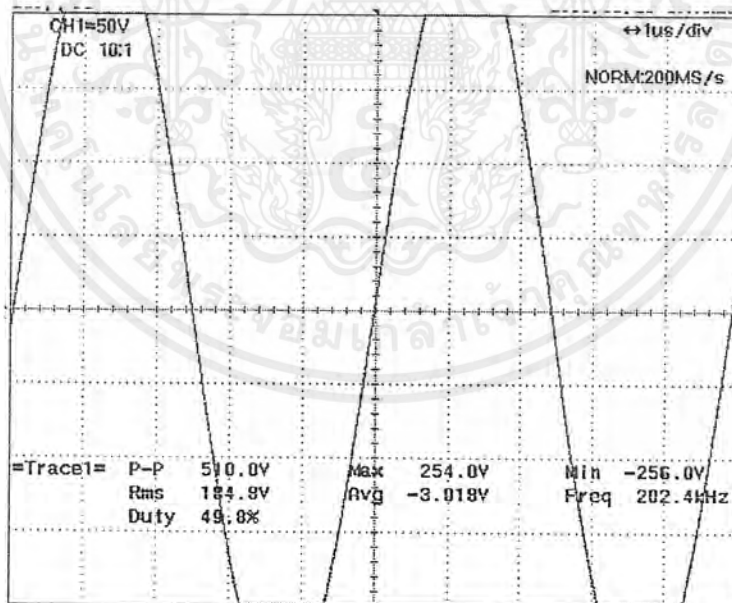


รูปที่ 4.43 แสดงรูปคลื่น Ids(วัตต์รวมค่าความต้านทาน 0.2 โอห์ม)(18 วัตต์)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



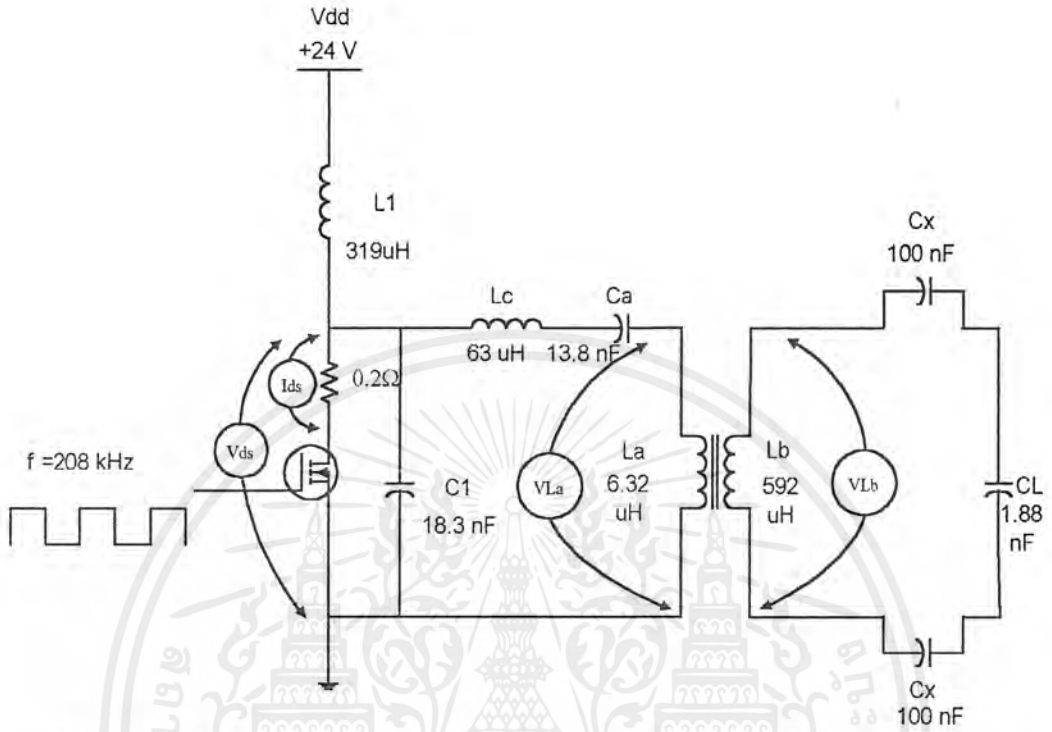
รูปที่ 4.44 แสดงรูปคลื่น VLa (18 วัตต์)



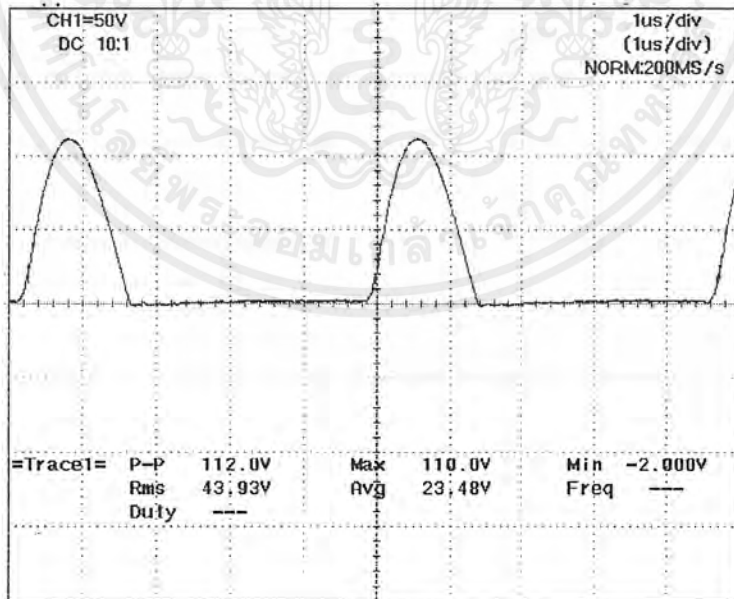
รูปที่ 4.45 แสดงรูปคลื่น VLb (18 วัตต์)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.5.2 ผลการทดลองในขณะถดถอย 36 วัตต์

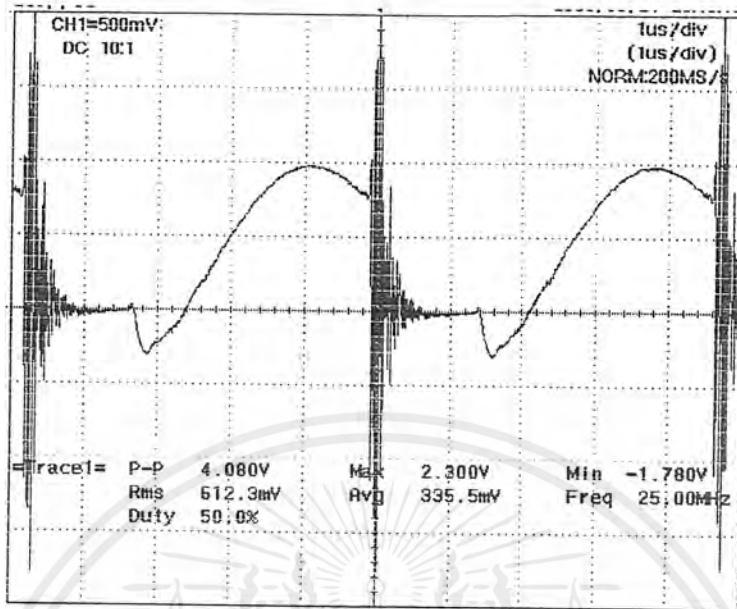


รูปที่ 4.46 วงจรที่ใช้ในการทดลองบัลลาสต์อเล็กทรอนิกส์ของหลอด 36 วัตต์ขณะถดถอย

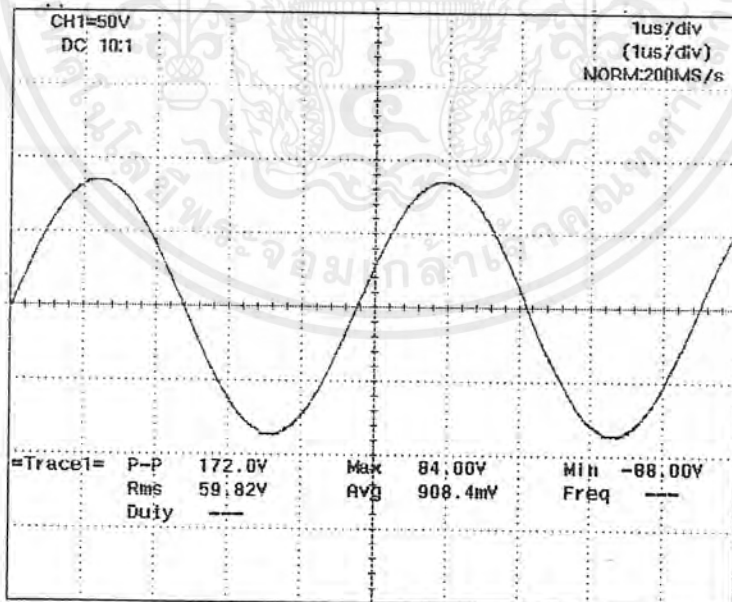


รูปที่ 4.47 แสดงรูปคลื่น Vds(36 วัตต์)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

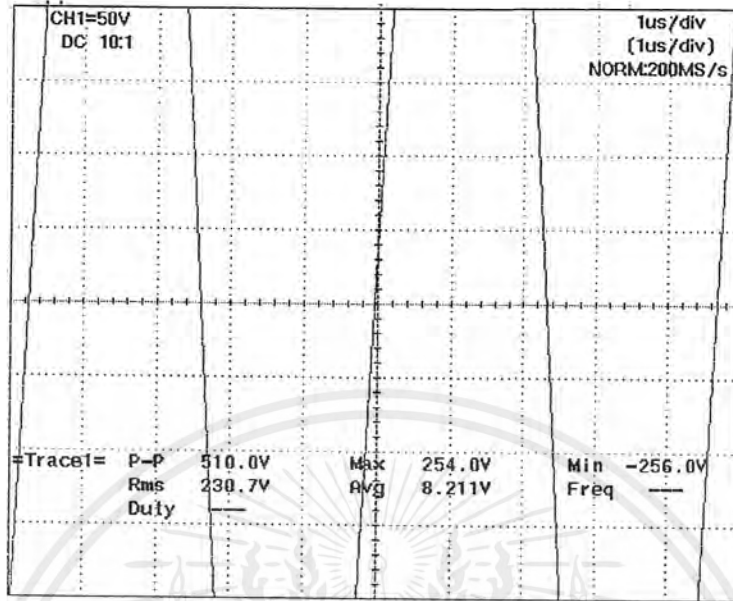


รูปที่ 4.48 แสดงรูปคลื่น I_{ds} (วัดคร่อมค่าความต้านทาน 0.2 โอห์ม)(36 วัตต์)



รูปที่ 4.49 แสดงรูปคลื่น V_{La} (36 วัตต์)

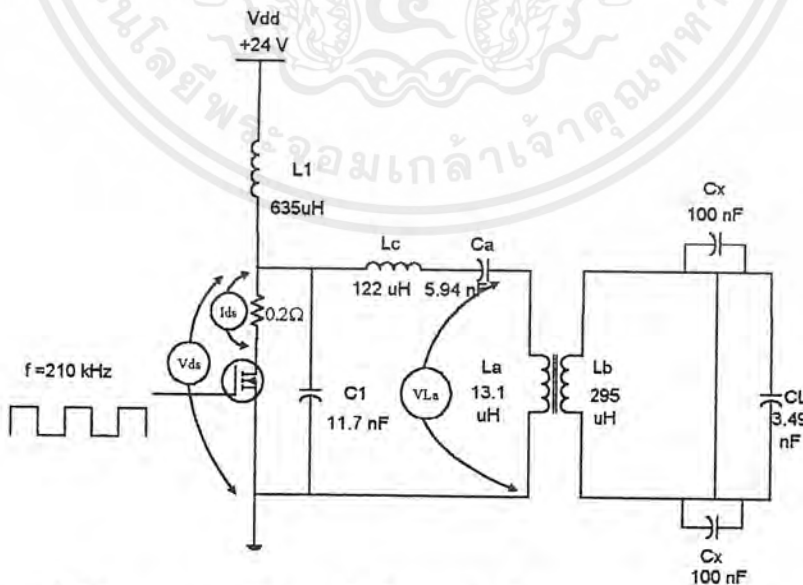
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.50 แสดงรูปคลื่น VLb (36 วัตต์)

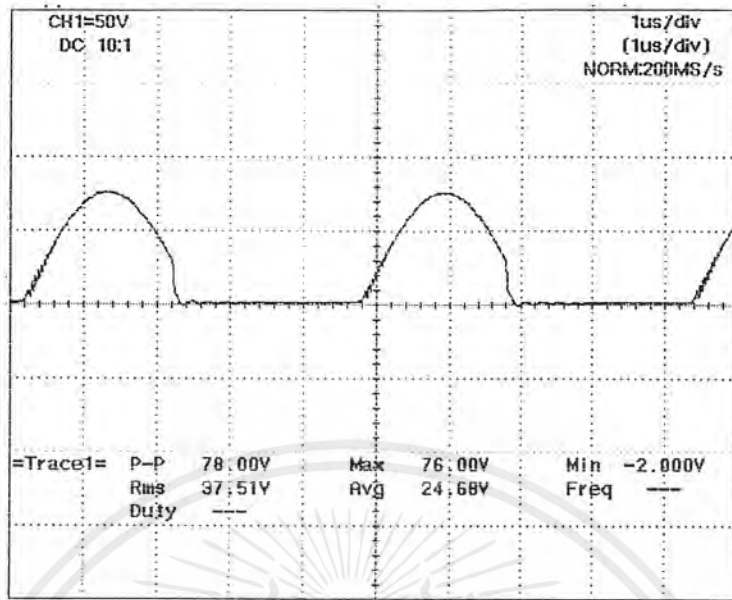
4.6 ผลการทดลองในขณะลัดวงจรหลอด (Short Circuit Test)

4.6.1 ผลการทดลองในขณะลัดวงจรหลอด 18 วัตต์

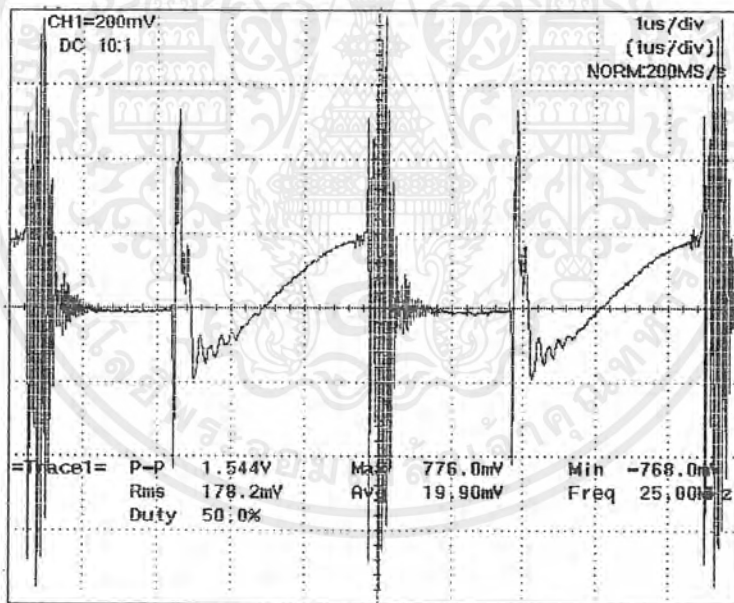


รูปที่ 4.51 วงจรที่ใช้ในการทดลองบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ของหลอด 18 วัตต์ขณะลัดวงจรหลอด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

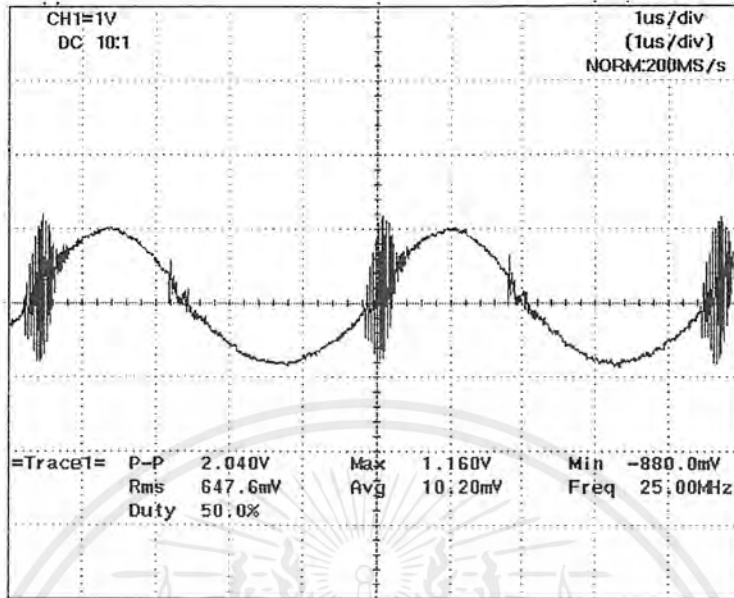


รูปที่ 4.52 แสดงรูปคลื่น Vds (18 วัตต์)



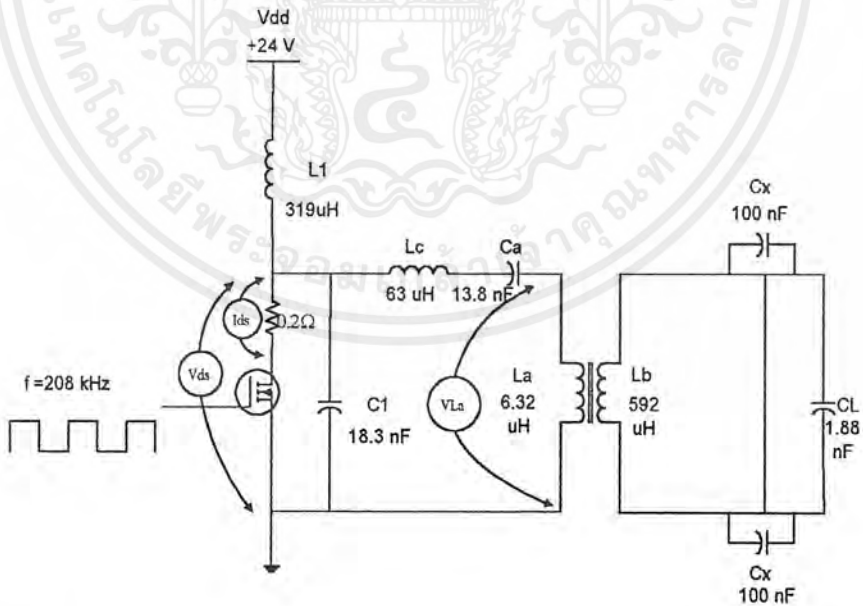
รูปที่ 4.53 แสดงรูปคลื่น Ids(วัดพร้อมค่าความต้านทาน 0.2 โอห์ม)(18 วัตต์)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



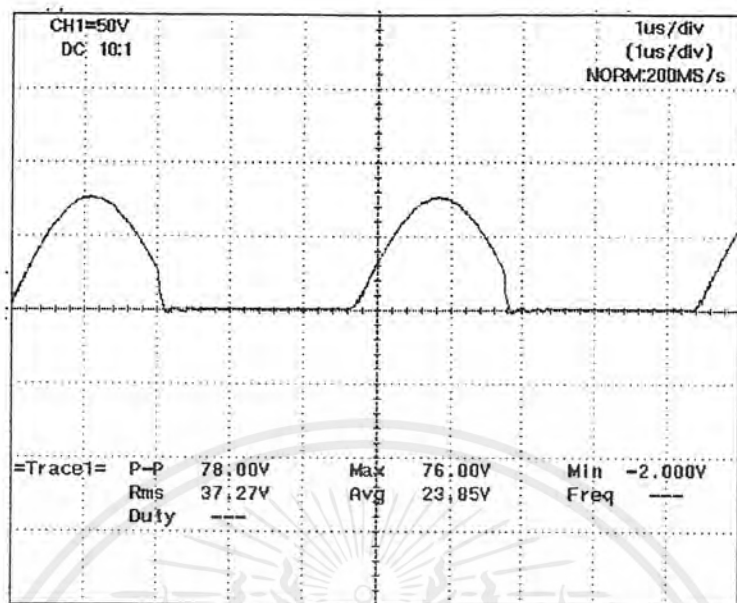
รูปที่ 4.54 แสดงรูปคลื่น VL_a (18วัตต์)

4.6.2 ผลการทดลองในขณะลัดวงจรโหลด 36 วัตต์

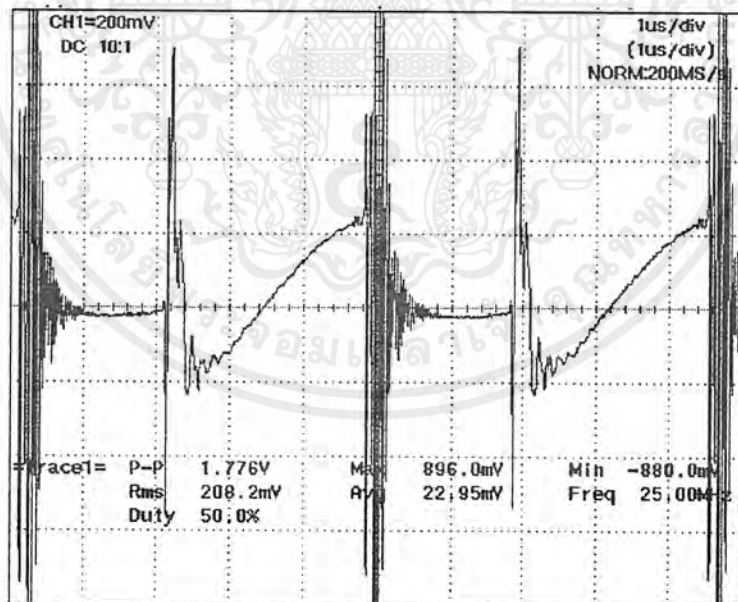


รูปที่ 4.55 วงจรที่ใช้ในการทดลองบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ของหลอด 36 วัตต์ขณะลัดวงจรโหลด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

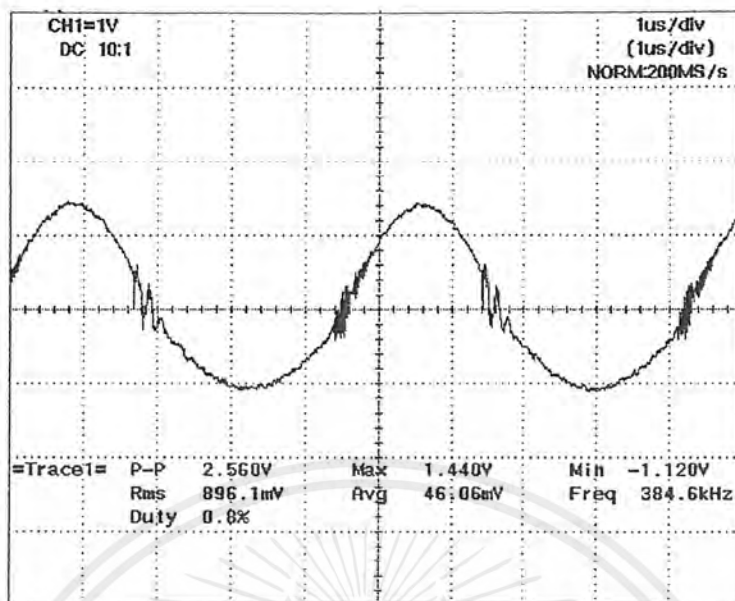


รูปที่ 4.56 แสดงรูปคลื่น V_{ds} (36วัตต์)



รูปที่ 4.57 แสดงรูปคลื่น I_{ds} (วัดคร่อมค่าความต้านทาน 0.2 โอห์ม)(36 วัตต์)

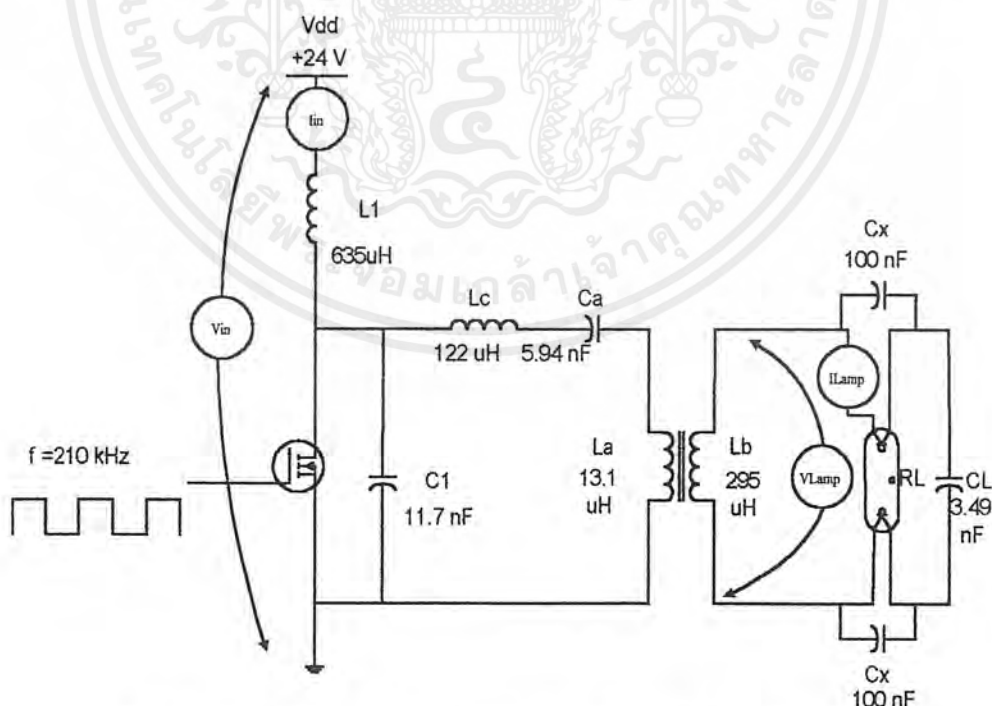
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.58 แสดงรูปคลื่น VLamp (36วัตต์)

4.7 ประสิทธิภาพของบัลลาสต์

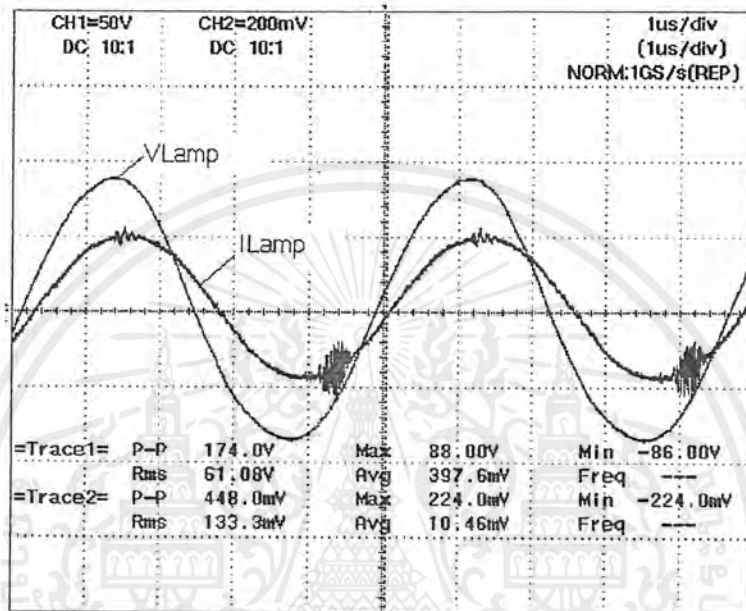
กรณี 18 วัตต์



รูปที่ 4.59 แสดงวงจรที่ใช้ในการทดลองวัดค่ากำลังไฟฟ้า(18 วัตต์)

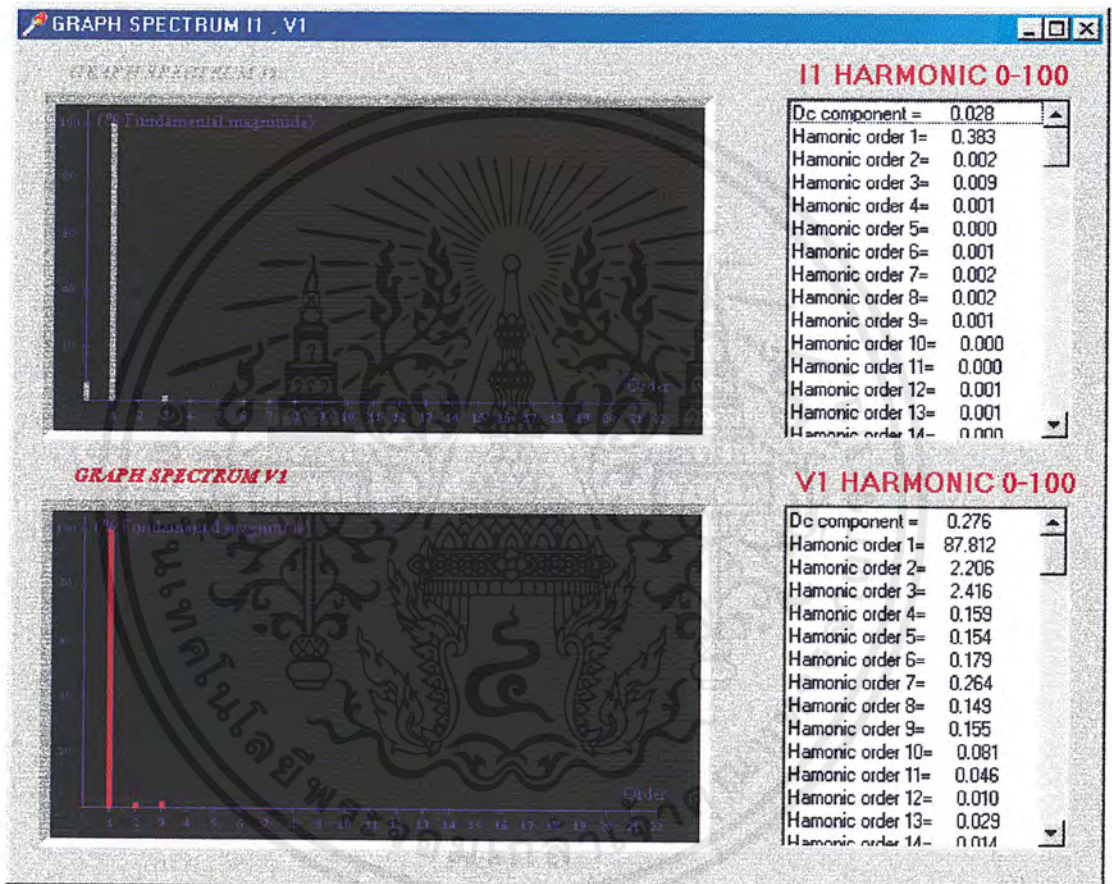
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
 \text{กำลังด้านอินพุต} &= I_{in} \times V_{in} \\
 &= 0.88 \times 23.95 \\
 &= 21.076 \text{ วัตต์}
 \end{aligned}$$



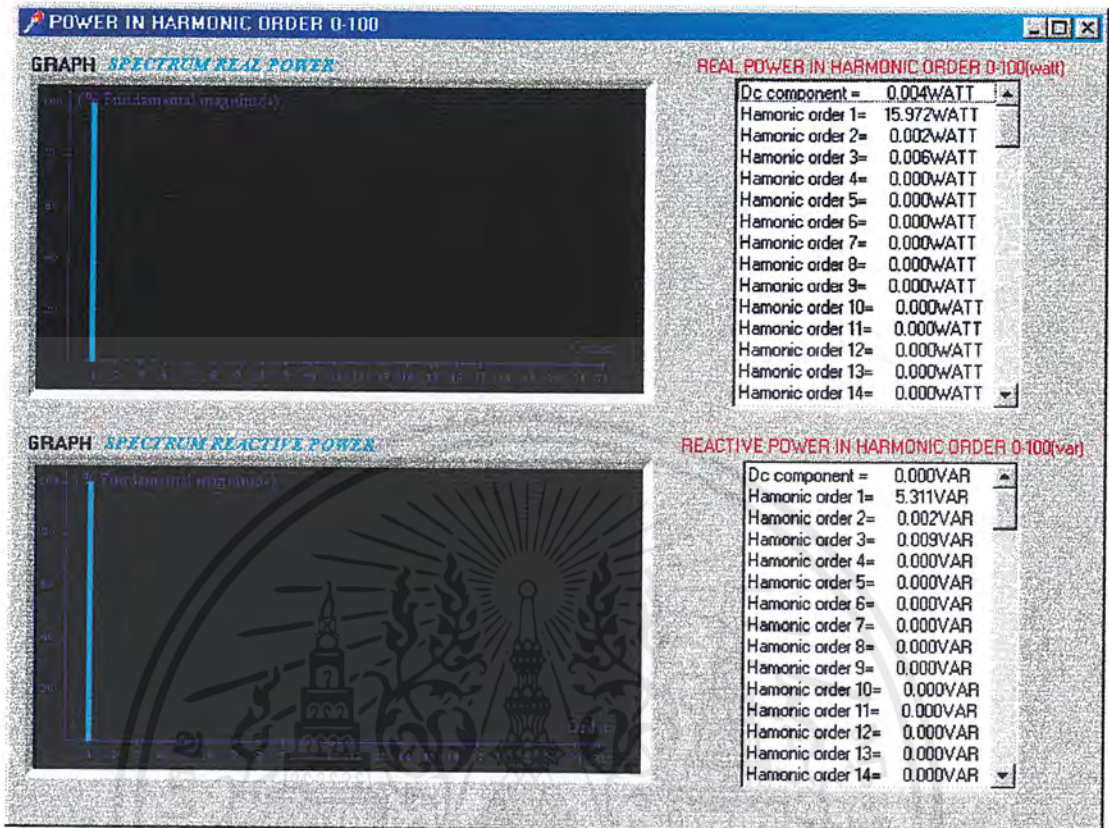
รูปที่ 4.60 แสดงรูปคลื่น VLamp เทียบกับ ILamp (18 วัตต์)

กำลังด้านเอาพุตที่ใช้โปรแกรมสำเร็จรูป POWER MEASUREMENT คำนวณจากสัญญาณของกระแส และแรงดันของโหลดจะได้ดังรูป



รูปที่ 4.61 แสดงสเปกตรัม(spectrum)ของ $I_{amp}(I1)$ และ $V_{amp}(V1)$ (18 วัตต์)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



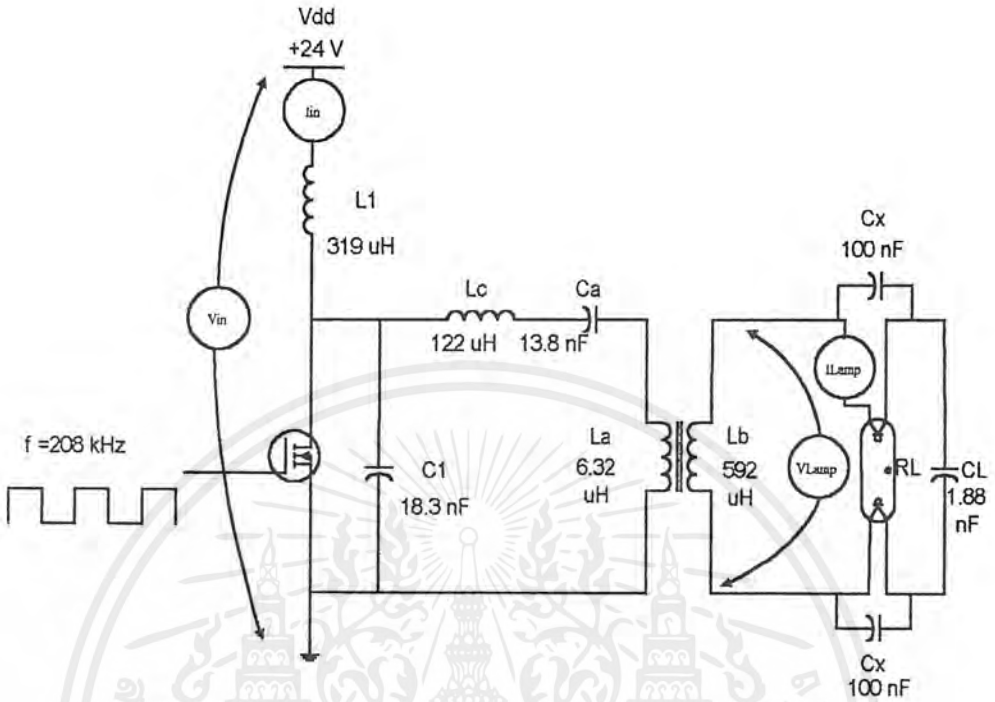
รูปที่ 4.62 แสดงสเปกตรัมของกำลังไฟฟ้าทางด้านเข้าพุท(18 วัตต์)

$$\begin{aligned}
 \text{ดังนั้นประสิทธิภาพที่เกิดขึ้นจะได้} &= (P_{out}/P_{in}) \cdot 100 \\
 &= (15.972/21.076) \cdot 100 \\
 &= 75.78\%
 \end{aligned}$$

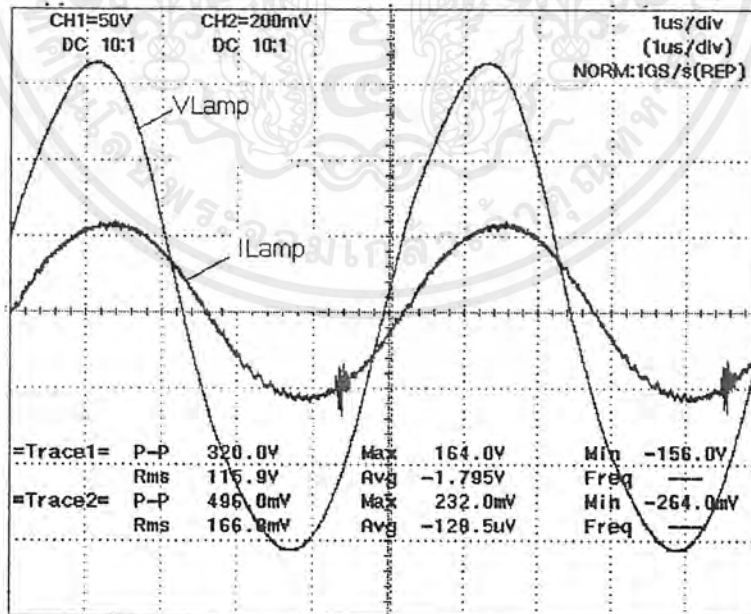
ประสิทธิภาพทั้งหมดของบัลลาสต์มีค่า 75.78 เปอร์เซ็นต์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กรณี 36 วัตต์



รูปที่ 4.63 แสดงวงจรที่ใช้ในการทดลองวัดค่ากำลังไฟฟ้า(36 วัตต์)

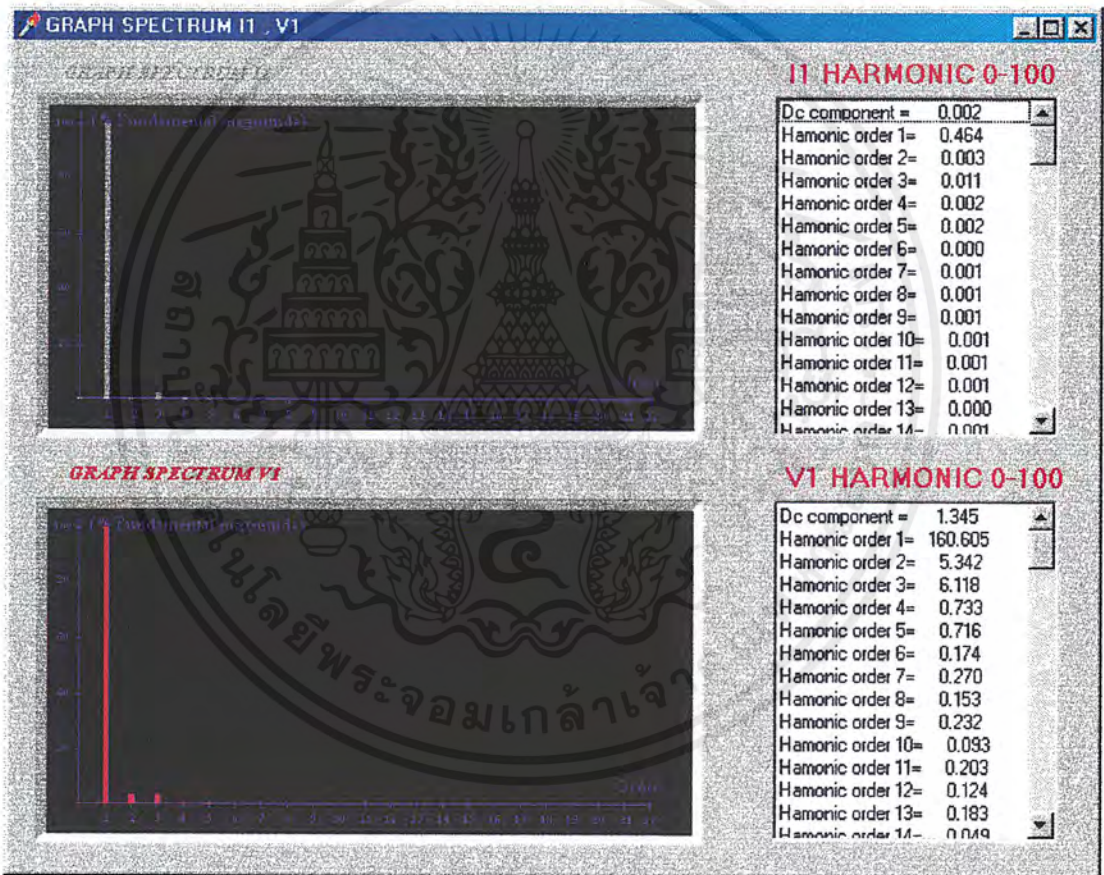


รูปที่ 4.64 แสดงรูปคลื่น VLamp เทียบกับ ILamp (36 วัตต์)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

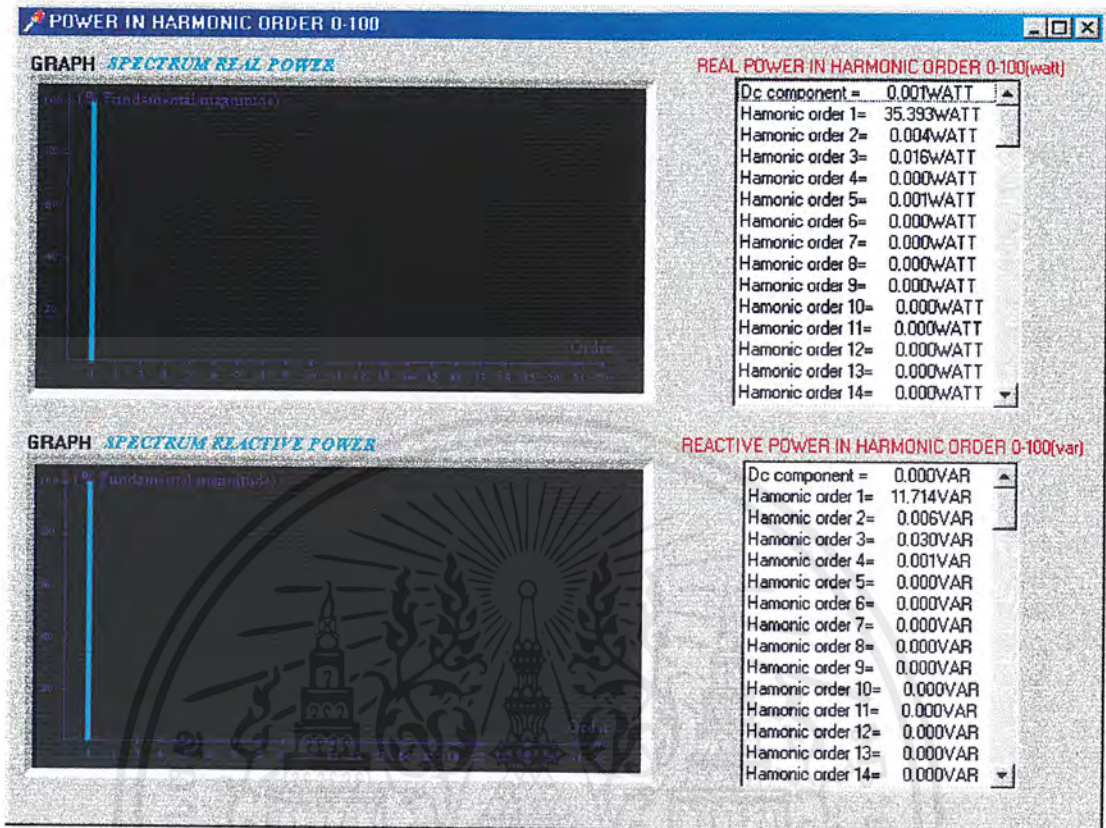
$$\begin{aligned}
 \text{กำลังด้านอินพุท} &= I_{in} \times V_{in} \\
 &= 1.65 \times 23.88 \\
 &= 39.402 \text{ วัตต์}
 \end{aligned}$$

กำลังด้านเอาพุทที่ใช้โปรแกรมของกลุ่ม POWER MEASUREMENT คำนวณจากสัญญาณของกระแส และแรงดันของโหลดจะได้ดังรูป



รูปที่ 4.65 แสดงสเปกตรัม(spectrum)ของ I1amp(I1) และ V1amp(V1)(36 วัตต์)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.66 แสดงสเปกตรัมของกำลังไฟฟ้าทางด้านเข้าพุท(36 วัตต์)

$$\begin{aligned}
 \text{ดังนั้นประสิทธิภาพที่เกิดขึ้นจะได้} &= (P_{out}/P_{in}) * 100 \\
 &= (35.393/39.402) * 100 \\
 &= 89.83\%
 \end{aligned}$$

ประสิทธิภาพทั้งหมดของบัลลาสต์มีค่า 89.83 เปอร์เซ็นต์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

สรุปผลและวิจารณ์

จากผลการทดลองจะเห็นจุดเด่นหลายประการในการนำวงจรขยายคลาสอี มาประยุกต์ใช้เป็นบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ โดยเฉพาะในเรื่องการให้แรงดัน และค่ากระแสไฟฟ้าที่เลี้ยงหลอดฟลูออโรสเซ็นต์ที่มีรูปคลื่นใกล้เคียงขายน้่มาก ซึ่งจะเป็นผลโดยตรงต่ออายุการใช้งานของหลอดให้ยาวนานขึ้น อีกทั้งวงจรนี้ยังให้การทำงานครบทั้ง 3 ขั้นตอน กล่าวคือ มีการอุ่นไส้ การจุดหลอด และควบคุมกระแสให้พอเหมาะเมื่อหลอดติดสว่าง โดยสมบูรณ์ นอกจากนี้คุณสมบัติเด่นที่สามารถทำงานที่ความถี่สูงมากได้แล้ว ยังไม่มีค่าความสูญเสียเกิดขึ้นในขณะที่ทำการปิด-เปิดอุปกรณ์สวิตซ์ซึ่งแตกต่างอย่างเห็นได้ชัดเมื่อเทียบกับวงจรอื่นๆที่จำเป็นต้องหาอุปกรณ์เสริมเข้าช่วย โดยเฉพาะอย่างยิ่งเมื่อทำงานที่ความถี่สูง เพราะตัวคาปาซิเตอร์แผ่นจะมีผลต่อระบบมากขึ้น

และจากการที่เป็นวงจรที่ค่อนข้างง่าย มีอุปกรณ์จำนวนน้อย รวมไปถึงการออกแบบให้มีวงจรจ่ายที่เหมาะสม ทำให้สามารถประยุกต์วงจรนี้ไปใช้กับหลอดฟลูออโรสเซ็นต์ได้หลายชนิดและขนาดกำลัง แต่ทั้งนี้หากต้องการที่นำวงจรนี้ไปผลิตเพื่อใช้งานจริง จำเป็นอย่างยิ่งที่จะต้องทำการผลิตโดยใช้อุปกรณ์ที่ได้จากโรงงานที่มีการควบคุมคุณภาพ โดยเฉพาะตัวเหนี่ยวนำ และหม้อแปลง แล้วนำไปทดสอบภาคสนามก่อน เพื่อตรวจสอบประสิทธิภาพการทำงาน รวมไปถึงความน่าเชื่อถือของวงจรเมื่อใช้งานจริงในภาคสนาม เนื่องจากการวิจัยนี้ดำเนินการในสภาพแวดล้อมที่ควบคุมไม่ว่าจากแหล่งจ่ายไฟที่คงที่ ไม่มีการเพิ่มขึ้น หรือลดลง หรือกระชาก, อุณหภูมิ, ความชื้น, การระบายความร้อน รวมไปถึงแมลงต่างๆที่อาจหลุดเข้าไปในวงจร

ปริญญาานิพนธ์ฉบับนี้ ได้พยายามที่รวบรวมข้อมูลต่างๆไว้ให้มากที่สุด เพื่อใช้เป็นแหล่งข้อมูลในการทำวิจัยต่อไป และหวังเป็นอย่างยิ่งที่ปริญญาานิพนธ์ฉบับนี้จะเป็นประโยชน์ต่อผู้ที่ทำวิจัยพัฒนาต่อไปทุกท่าน

บรรณานุกรม

- [1] Georg Lutteke and Hubert C. Reats, "220 V Mains 500 kHz Class E Converter Using a BIMOS", IEEE Transaction on Power Electronic, vol. PE-2, no. 3, pp.186-193, July 1987
- [2] Georg Lutteke and Hubert C. Reats, "High Voltage High Frequency Class E Converter Suitable for Miniaturization", IEEE Transaction on Power Electronics, vol. PE-1, no. 4, pp. 193-199, October 1986
- [3] N. O. Sokal and A. D. Sokal, "Class E—A new class of high-efficiency tuned single-ended switching power amplifiers," IEEE J. Solid-State Circuits, vol. SC-10, pp. 168-176, June 1975
- [4] M. K. Kazimierczuk, K. Puczek, "Class E Tuned Power Amplifier with Antiparallel Diode or Series Diode at Switch, with any Loaded Q and Switch Duty Cycle", IEEE Trans. Circuits and Syst., vol. CAS-36, no. 9, pp. 1201-1209, September 1989
- [5] Yung L. Lin and Arthur F. Witulski, "A Unified Treatment of a family of ZVS and ZCS Resonant Inverters", IEEE Applied Power Electronics Conference, pp.14-20, 1997
- [6] Boguslaw Grzesik, Zbigniew Kaczmarczyk and Jacek Junak, "A Class E Inverter-the Influence of Inverter Parameters on Its Characteristics", IEEE Applied Power Electronics Conference, pp.1832-1837, 1996
- [7] M. Ponce, J. Arau, J. M. Alonso, M. Rico-Secades, "Electronic Ballast Based on Class E Amplifier with a Capacitive Inverter and Dimming for Photovoltaic Applications", IEEE Applied Power Electronics Conference, pp.1156-1162, 1998
- [8] Marian K. Kazimierczuk and Xung T. Bui, "Class E DC/DC Converters with a Capacitive Impedance Inverter", IEEE Transaction on Industrial Electronics, Vol.36, No.3, PP.425-433, August 1989
- [9] Marian K. Kazimierczuk and Xung T. Bui, "Class E DC/DC Converters with an Inductive Impedance Inverter", IEEE Transaction on Industrial Electronics, Vol.4, No.1, PP.124-135, January 1989
- [10] Melvin C. Cosby, JR. and R. M. Nelms, "A Resonant Inverter for Electronic Ballast Application", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol.41, No.4, August 1994..

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- [11] J.L. Duarte, J.A.A. Wijnjens and J. Rozenboom, "Designing Light Sources for Solar-Systems", The European Power Electronics Association, pp.78-81, 1993
- [12] Carmelo Locitra, Luigi Malesani, Giorgio Spiazzi, Paolo Tenti, and Antonio Testa, "Single-Ended Soft-Switching Electronic Ballast with Unit Power", IEEE Transaction on Industry Applications, Vol.29, No.2, March/April 1993.
- [13] Rudolph R. Varderber, Oliver C. Morse and Francis M. Rubinsticn, "Performancce of Electronic Ballast and Controls with 34- and 40- Watt F40 Fluorescent Lamps", ", IEEE Transaction on Industry Applications, Vol.25, No.6, November/December 1989.
- [14] Yiyounng Sun, P.E., "PSpice Modeling of Electronically Ballasted Compact Fluorescent Lamp Systems", IEEE,1993
- [15] Michael Gulko and Sam Ben-Yaakov, "Current Source Push Pull Parallel-Resonant Inverter (CS-PPRI): Theory and Application as A Fluorescent Lamp Driver", IEEE,1993
- [16] Colonel WM. T. Mclyman, "Transformer and Inductor Desigh Handbook Second Edition,Marcel Dekker Inc.,1988
- [17] Marian K. Kazimierczuk, Dariusz Czarkowski, "Resonant Power Converters", vol.1 Willey-Interscience, New York, pp. 347-375, 1995
- [18] นายกิตติ สุขุมตันติ, "การศึกษาเปรียบเทียบการออกแบบบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์" วิทยานิพนธ์หลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า บัณฑิตวิทยาลัย จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย, พ.ศ. 2537.
- [19] นายวิเชียร เต็มอนุภาพกุล, "การประยุกต์ใช้วงจรถายคาสีเรโซแนนท์อินเวอร์เตอร์สำหรับบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า บัณฑิตวิทยาลัย สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, พ.ศ.2541

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ประสบการณ์ในการทำปริญญาโท

เมื่อท่านใดสนใจที่จะศึกษาวิจัยโปรเจกต์นี้ต่อ ก่อนอื่นผมขอเรียนให้ทราบว่าท่านจะต้องมีความอดทน และมีความพยายามตั้งอย่างสูงมาก เพราะงานวิจัยนี้เป็นงานที่ Sensitivity สูงมาก ผิดพลาดแม้เพียงนิดเดียวก็อาจจะทำให้อุปกรณ์บางตัวของท่านพังได้เลย แต่ขอบอกอย่าเพิ่งท้อแท้ซะก่อนที่ยังไม่ได้เริ่มครับ เพราะมันไม่ได้ยากเกินที่มนุษย์ มีสองมือ สองเท้าจะทำไม่ได้ (ความพยายามอยู่ที่ไหน ความพยายามย่อมอยู่ที่นั่น) โอเคผมจะขอชี้แจงประเด็นให้เป็นวิทยาทานแก่มนุษยชาติต่อไปที่โครงการวิจัยเลยแล้วกันครับ

อันดับที่หนึ่ง คุณจะต้องยอมรับว่าคุณจะมีอาจารย์ที่ปรึกษาเหมือนกลุ่มผมจริงๆเลย แต่ผมไม่บอกหรือกว่าว่าคุณจะค้นหานักวิชาการไหนต้องศึกษาตนเองนะ ต่อไปพยายามหาข้อมูลอ้างอิงที่เกี่ยวข้องกับโปรเจกต์นี้ เช่นไป Search วารสาร IEEE ที่ห้องสมุดกลาง ให้ Search คำว่า Class E Inverter ผลที่ได้จะพบวารสารแบบเยอะมาก ลองเลือกฉบับที่เข้ากับโปรเจกต์นี้ได้แล้วกัน

อันดับที่สอง ก่อนที่จะออกแบบวงจร จะต้องรู้ค่าความต้านทานที่แท้จริงของหลอด โดยหาจาวารสาร IEEE นั้นแหละครับ มันจะเป็นอ้างอิงของคุณได้ดีเลยล่ะ เพราะค่าความต้านทานของหลอดมีความสำคัญมาก พอได้ค่ามาก็จัดการออกแบบวงจรได้เลย

อันดับที่สาม รายการอุปกรณ์ที่ได้จากการออกแบบนั้น ตัวคาปาซิเตอร์จะต้องไปเปรียบเทียบค่าที่มีขายในท้องตลาด เอาแบบใกล้เคียง ! ควรเลือกซื้อตัวคาปาซิเตอร์ที่ทนแรงดันได้สูงระดับ 400- 500 โวลท์(ลงทุนหน่อยครับรับรองผลที่ได้มันคุ้ม) ตัวคาปาซิเตอร์ที่คุณซื้อมานั้น อย่าไปเชื่อกับ Name plate ที่ติดบอกค่ามากับตัวมัน คุณควรที่จะวัดด้วย Digital meter(เครื่องมือนี้ที่ภาคไฟฟ้ามีครับ) ต่อๆเรื่องตัวเหนี่ยวนำ และหม้อแปลงความถี่สูง ในการออกแบบกับการลงมือพันจริงมันต่างกัน อย่าเพิ่งไปวิตกว่า ค่าที่ได้จากสูตรการออกแบบมันออกมาแปลกๆ ซึ่งมันไม่แปลกหรอกครับ ค่ามันเป็นเพียง Guide line ที่คุณจะใช้ลงมือพันจริง จากนั้นวัสดุ(Corc) ที่ใช้ควรจะหาร้านที่ขายวัสดุที่สามารถรับได้ความถี่สูงๆ(มากกว่า 300 kHz) แต่ในเมืองไทยไม่มีขายหรอกครับ คงต้องบินไปซื้อที่ต่างประเทศบ้างเวเนี่ย ไม่จำเป็นครับ คุณควรจะไปติดต่อกับบริษัทที่เค้ารับออกแบบและพันอุปกรณ์ความถี่สูงดูว่า สามารถที่จะขายวัสดุนี้ให้กับคุณได้ไหม หรือสามารถที่จะให้ฟรีๆได้เลยก็มี แต่สำหรับกลุ่มผม เราได้รับความอนุเคราะห์จากบริษัทเควี อิเล็กทรอนิกส์ แอสเซมบลี ฝ่ายวิศวกรรม ติดต่อคุณกฤษณะ คุณแวนคำ หรือคุณศุภชัย เบอร์โทรศัพท์ 02-7578015 ต่อ121,122 แต่การที่กลุ่มผมไปทำที่บริษัทนี้แต่ละครั้ง เราเกรงใจเค้ามาก เพราะเค้าจะเสียเวลาให้คนงานของเค้ามาช่วยงานเราจนเสร็จทุกครั้ง ฉะนั้นคุณควรจะมีน้ำใจตอบแทนพี่ๆที่เค้าทำงานให้เราด้วย(ขนมอะไรก็ซื้อไปฝากทุกครั้งเลย อธิ) อีกอย่างข้อนี้สำคัญ “ความเกรงใจเป็นสมบัติของผู้ดีครับ”

เมื่อได้อุปกรณ์ครบ คุณควรที่จะสร้างหม้อแปลงแยกกราวด์มา 1 ตัว เพื่อใช้กับเครื่องมือวัดครับ มาๆๆเริ่มทดลองกันดีกว่า อยากรอดแล้วละซี ผมรู้นะ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปัญหาที่เกิดขึ้นกับบัลลาสต์คลาสิคที่พบอย่างแรกก็คือผลของสัญญาณควบคุมเมื่อมาขับ มอสเฟต ดังนั้นในวงจรควบคุมก็ควรมีวงจรมีวอร์ เพื่อให้อัตราสัญญาณขับมอสเฟตไม่ผิดเพี้ยน จาก วงจรได้ใช้เบอร์ 4050 เป็นบัฟเฟอร์ ต่อมาจากผลของวงจรวอร์โซแนนท์ซึ่งเป็นตัวจุดหลอดให้ติด จะ พบว่าตัวเก็บประจุที่คร่อมหลอด(Cb) จะมีแรงดันคร่อมมากเวลาจุดหลอด ดังนั้นในการเลือกตัวเก็บ ประจุตัวนี้จะต้องสามารถทนแรงดันได้สูงเป็นพิเศษดังที่ได้กล่าวมาแล้วข้างต้น ในส่วนวงจรคลาสิค อี แรงดันตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำ Lc จะมีค่าค่อนข้างมาก ดังนั้นควรเลือกแกนเหล็กที่สามารถทนแรง ดันได้สูง ถ้าทนไม่ได้ ตัวมันเองจะร้อนและส่งผลให้ไหม้ได้ ข้อควรระวังในการทดลองคือการต่อ ขั้วหลอดจะต้องตรวจว่าต่อแล้วหรือยัง เพราะถ้าไม่ต่อจะเป็นการ open circuit วงจรเรโซแนนท์ ทำให้แรงดันตกคร่อม Cb สูงและยังส่งผลให้ความต้านทาน Ropt. ของวงจรคลาสิคไม่เสถียรภาพ ทำให้เกิดความร้อนที่มอสเฟตจนพังได้ ส่วนค่าอุปกรณ์ที่ใช้ในการทดลองจะต้องมีค่าใกล้เคียงกับ ค่าที่ออกแบบมากที่สุด เพราะวงจรใช้หลักการของวงจรวอร์โซแนนท์ในการทำงาน ถ้าเกิดกรณี ทดลองแล้วหลอดไม่สว่าง ควรจะปรับความถี่เพิ่มหรือลดเล็กน้อย เนื่องจากค่าอุปกรณ์ที่ทดลอง ไม่ตรงกับค่าที่ออกแบบ หรืออาจจะลองเพิ่มค่า Cb ให้มีค่าความจุมากขึ้นเล็กน้อย แต่ไม่ควรมากจน เกินไป การแก้ปัญหากรณีมอสเฟตร้อน เนื่องมาจากการทำงานในช่วงไม่เสถียรภาพ เมื่อมอสเฟต หยุดทำงานขณะที่แรงดันยังไม่ตกลงเป็นศูนย์จะทำให้เกิดความร้อน ดังนั้นควรปรับค่าอุปกรณ์ เล็กน้อยให้ใกล้เคียงกับค่าที่ออกแบบ และต้องเลือกมอสเฟตที่สามารถทนแรงดันได้มากกว่าสี่เท่า ของแรงดันแหล่งจ่าย

ถึงสำคัญที่ควรระวัง เครื่องมือที่ใช้วัดค่าต่างๆในภาคเรานี้ ไม่เพียงพอกับความ ต้องการกับนักศึกษา ดังนั้นอย่าช้าในการที่จะเก็บค่าต่างๆ จึงเตือนมาเพื่อโปรดทราบ

ปล.สู้เค้านี้ะ

นายกฤษณะ อยู่อาจินต์

นายประพันธ์ ทางสกุล

นายวัชรพงษ์ วิเลปนะ

ภาคผนวก ก

สูตรสำเร็จในการออกแบบวงจรขยาย Class E

ในการออกแบบวงจรโดยปกติจะมีการกำหนดแหล่งจ่ายไฟตรง (V_{dd}) ความถี่ในการเปิด-ปิดวงจรของอุปกรณ์สวิตชิง (f) และ เพาเวอร์เอาต์พุต (P_o) รวมถึงการกำหนดการทำงานของวงจรจะอยู่ในสถานะ optimum mode ซึ่งกำหนดค่า (duty cycle) $D = 0.5$ และ สามารถเลือกค่า Q ตามตารางได้ ทั้งนี้หากเลือกค่า Q ที่สูงก็จะได้ค่าแรงดันใกล้เคียงรูปขายน้ํามากขึ้น โดยค่าอุปกรณ์ที่ใช้ในวงจร Class E สามารถหาได้จากสมการดังนี้ ให้พิจารณาจากตาราง ประกอบการคำนวณ

Q	b	c	d	e	j	k
0	0.3587	0.2177		1.788	3.128	3.732
1	0.4008	0.2204	2.104	2.104	2.886	3.703
2	0.457	0.219	0.7124	2.85	2.761	3.662
3	0.4916	0.215	0.4166	3.75	2.759	3.636
5	0.5249	0.2067	0.2269	5.673	2.783	3.61
7	0.5401	0.2017	0.156	7.624	2.8	3.597
10	0.5514	0.1971	0.1062	10.62	2.816	3.587
20	0.5644	0.1909	0.0515	20.6	2.837	3.574
100	0.5744	0.1851	0.01	100.58	2.857	3.565

ตารางการออกแบบวงจรขยาย Class E

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$R_{opt} = h.V_{DD}^2 \quad (1)$$

$$C_1 = \frac{c}{w.R_{opt}} \quad (2)$$

$$C_2 = \frac{d}{w.R_{opt}} \quad (3)$$

$$L_1 = \frac{10}{w^2.C_1} \quad (4)$$

$$L_2 = \frac{e.R_{OPT}}{w} \quad (5)$$

$$I_{dc\ max} = \frac{P_{dd}}{V_{dd}} \quad (6)$$

$$I_{s\ max} = j.I_{dc\ max} \quad (7)$$

$$V_{s\ max} = k.V_{dd} \quad (8)$$

$$I_{o\ max} = \sqrt{\frac{2.P_{dd}}{R_{opt}}} \quad (9)$$

$$V_{C2\ max} = \frac{I_{o\ max}}{\omega.C_2} \quad (10)$$

$$V_{L2\ max} = \omega.L_2.I_{o\ max} \quad (11)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ข

รายละเอียดขนาดและคุณสมบัติของขดลวด

ตารางที่ 1 S.W.G. Standard

Gauge S.W.G.	Diameter (mm)	Sectional area (mm ²)
7/0	12.700	126.7
6/0	11.786	109.1
5/0	10.973	94.56
4/0	10.160	81.07
3/0	9.440	70.12
2/0	8.839	61.36
0	8.230	53.19
1	7.629	45.60
2	7.010	39.60
3	6.401	32.18
4	5.893	27.27
5	5.385	22.77
6	4.877	18.68
7	4.470	15.70
8	4.064	12.97
9	3.685	10.52
10	3.251	8.302
11	2.946	6.818
12	2.642	5.481
13	2.337	4.289
14	2.032	3.243
15	1.829	2.627
16	1.626	2.075
17	1.422	1.589
18	1.219	1.1670
19	1.016	0.8107
20	0.9144	0.6576
Gauge S.W.G.	Diameter (mm)	Sectional area (mm ²)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไมออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

21	0.8128	0.5189
22	0.7112	0.3973
23	0.6096	0.2919
24	0.5583	0.2452
25	0.5080	0.2027
26	0.4572	0.1642
27	0.4166	0.1313
28	0.3759	0.1110
29	0.3454	0.09372
30	0.3150	0.07791
31	0.2946	0.06818
32	0.2743	0.05913
33	0.2540	0.05067
34	0.2337	0.04289
35	0.2134	0.03575
36	0.1930	0.02927
37	0.1727	0.02343
38	0.1524	0.01824
39	0.1321	0.01370
40	0.1219	0.01167
41	0.1180	0.009810
42	0.1016	0.008127
43	0.09114	0.006567
44	0.08138	0.005819
45	0.07113	0.003973
46	0.0696	0.002929
47	0.05080	0.002027
48	0.04064	0.001297
49	0.03048	0.0007297
50	0.02540	0.0005067

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 2 A.W.G. Standard

Gauge A.W.G.	Diameter (mm)	Sectional area (mm ²)
4/0	11.684	107.2
3/0	10.404	85.03
2/0	9.266	67.42
0	8.250	53.49
1	7.348	42.41
2	6.544	33.63
3	5.827	26.66
4	5.189	21.15
5	4.621	16.77
6	4.115	13.30
7	3.665	10.55
8	3.264	8.368
9	2.906	6.632
10	2.588	5.262
11	2.305	4.172
12	2.053	3.309
13	1.828	2.624
14	1.628	2.081
15	1.450	1.650
16	1.291	1.309
17	1.150	1.037
18	1.024	0.8226
19	0.9116	0.6529
20	0.8118	0.5174
21	0.7229	0.4105
22	0.6438	0.3256
23	0.5733	0.2581
24	0.5106	0.2047
25	0.4547	0.1623
26	0.4049	0.1288

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Gauge A.W.G.	Diameter (mm)	Sectional area (mm ²)
27	0.606	0.1021
28	0.3211	0.08097
29	0.2859	0.06425
30	0.2546	0.05097
31	0.2238	0.04039
32	0.2019	0.03203
33	0.1798	0.02540
34	0.1601	0.02014
35	0.1426	0.01597
36	0.1270	0.01267
37	0.1131	0.01005
38	0.1007	0.007968
39	0.08969	0.006319
40	0.07987	0.005012
41	0.07113	0.003973
42	0.06334	0.003151
43	0.05641	0.002495
44	0.05023	0.001982
45	0.04473	0.001572
46	0.03984	0.001246
47	0.03547	0.0009884
48	0.03159	0.0007838
49	0.02813	0.0006216
50	0.02505	0.0004929

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เบอร์	เส้นผ่าศูนย์กลาง		เนื้อที่หน้าตัด		ทนกระแสได้ (A)		ใช้เป็นพีวีดี	น้ำหนักต่อ	ค.ต.ท.ต่อ	เบอร์
	S.W.G.	นิ้ว	ม.ม.	เซอร์กัลล์มิล	ตาราง มม.	หุ้มยาง				
							ได้ (A)	100 ม. (กก.)	100 ม. (Ω)	
0000	.400	-	-	-	-	-	-	-	-	-
000	.372	-	-	-	-	-	-	-	-	-
00	.344	-	-	-	-	-	-	-	-	-
19/12 0	.324	8.23	106,500	54,186	125	200	-	47,925	.033	0
1	.300	7.62	90,000	46,451	-	-	-	-	-	-
19/13 -	-	-	83,690	-	100	150	-	37,994	.042	1
2	.276	7.06	77,176	39,847	-	-	-	-	-	-
19/14 3	.252	6.40	66,370	32,768	90	125	-	30,185	.052	2
19/16 4	.232	5.89	52,630	27,753	-	-	-	23,895	.066	3
5	.212	5.38	41,740	23,155	70	90	-	18,960	.038	4
19/18 6	.192	4.88	33,100	18,215	-	-	-	15,030	.105	5
7	.176	4.46	30,976	15,913	-	-	-	-	-	7/14
8	.160	4.06	26,250	13,026	50	70	-	11,925	.133	6
9	.144	3.66	20,766	10,716	-	-	-	9.45	.167	7
7/16 10	.128	3.24	16,510	8,398	35	50	-	7.5	.211	8
11	.166	2.94	13,090	6,914	-	-	-	5.945	.266	9
7/18 12	.104	2.642	10,816	5,584	25	30	-	4.175	.335	10
13	.092	2.336	8,234	4,365	-	-	-	3.738	.424	11
7/20 14	.030	2.03	6,530	3,296	20	25	232	2,965	.534	12
15	.072	1,828	5,178	2,673	-	-	-	2,352	.673	13
7/22 16	.064	1,625	4,107	2,112	15	20	165	1,864	.850	14
17	.056	1,422	3,257	1,617	-	-	-	1,479	1.070	3/20
-	-	-	2,583	-	6	10	-	1,173	1.350	16
18	.048	1,219	2,048	1,188	-	-	107	.95	1.703	17
19	.040	1,061	1,624	825	5	5	-	.738	2.148	18
20	.036	.914	1,288	.668	-	-	70	.585	2.706	19
21	.032	.812	1,022	.527	-	-	-	.464	3.412	20
22	.028	.711	810.1	.404	-	-	48	.368	4.303	21
23	.024	.61	624.4	.297	-	-	-	.292	5.425	22
24	.022	.553	509.5	.249	-	-	33.4	.231	6.847	23
25	.020	.506	404.0	.206	-	-	-	.183	8.630	24
26	.018	.457	320.4	.167	-	-	24.7	.145	10.89	25
27	.016	.406	254.1	.131	-	-	-	.115	13.728	26
28	.0148	.376	201.5	.113	-	-	18.4	.091	17.292	27
29	.0136	.345	184.9	.095	-	-	-	-	-	-
30	.0120	.304	159.8	.073	-	-	14.1	.073	21.783	28
31	.0110	.29	126.7	.067	-	-	-	.057	27.522	29
32	.0102	.274	116.6	.060	-	-	-	11.5	-	-
33	.0100	.254	100.5	.051	-	-	-	.045	34.782	30
34	.0090	.228	81.0	.041	-	-	9.0	-	-	-
35	.0080	.203	79.1	.032	-	-	-	.036	43.758	31
-	-	-	65.21	-	-	-	-	.029	55.176	32
36	.0076	.193	50.15	.029	-	-	6.8	.023	69.564	33
37	.0068	.172	39.75	.023	-	-	-	.018	87.714	34
38	.0061	.155	31.52	.018	-	-	-	.014	110.714	35
39	.0052	.132	25.0	.013	-	-	4.7	.011	139.59	36
40	.0043	.121	-	.011	-	-	3.4	-	-	-
41	.0044	.111	19.8	.0098	-	-	-	.009	175.89	37
42	.0040	.100	15.72	.008	-	-	.6	.007	222.09	38
43	.0036	.0914	12.47	.0066	-	-	-	.005	279.51	39
44	.0032	.0812	9.89	.0052	-	-	1.85	.004	352.44	40
45	.0028	-	-	-	-	-	-	-	-	-
46	.0024	มาตรฐาน	มาตรฐาน	มาตรฐาน	มาตรฐาน	มาตรฐาน	มาตรฐาน	มาตรฐาน	มาตรฐาน	มาตรฐาน
47	.0020	S.W.G.	A.W.G.	S.W.G.	A.W.G.	A.W.G.	S.W.G.	A.W.G.	A.W.G.	A.W.G.
48	.00166	-	-	-	-	-	-	-	-	-
49	.00120	-	-	-	-	-	-	-	-	-
50	.00100	-	-	-	-	-	-	-	-	-

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

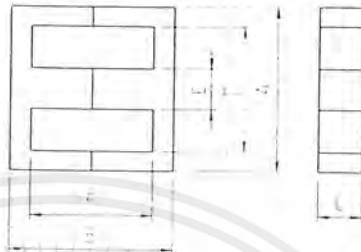
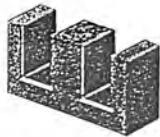
วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สามารถสำเร็จลุล่วงเป็นอย่างดี กระผมใคร่ขอกราบ
ขอบพระคุณอาจารย์ที่ปรึกษาเป็นอย่างสูง ที่ให้ความรู้ คำแนะนำ รวมถึงกำลังใจในการทำวิจัยนี้
นอกจากนี้ใคร่ขอขอบพระคุณท่านเหล่านี้ที่ให้คำปรึกษา คำแนะนำ ความช่วยเหลือต่างๆ ดังต่อไปนี้

1. ดร. วิจิตร กิณเรศ
2. รศ.ดร. วิริยะ พิเศษจำเริญ
3. อ. สุรินทร์ คำฝอย
4. แผนกวิศวกรรม บริษัทเควี อิเล็กทรอนิกส์ แอสเซมบลี
5. ศูนย์บริการและพัฒนาวิศวกรรม
6. นายธำรงค์ วนาสุทธิกุล
7. นายจรินทร์ हालาคี
8. พี่ตัวเล็ก และเจ้าหน้าที่ห้องสโตร์
9. เจ้าหน้าที่ห้องสมุดกลาง
10. เจ้าหน้าที่ห้องสมุด คณะวิศวกรรมศาสตร์
11. บิดา มารดา
12. เพื่อนๆ ภาคพาวเวอร์

นายกฤษณะ อยู่อาจินต์
นายประพันธ์ ทางสกุล
นายวัชรพงษ์ วิไลพะนะ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอกสารอ้างอิง



Dimensions

Type	Dimensions in mm					
	A	B	C	D	E	F
EE0505S*	5.25 ±0.05	5.30 ±0.10	1.95 ±0.05	3.85 Ref.	1.35 ±0.05	4.0 Ref.
EE0606S	E6.3 6.10 ±0.20	5.70 ±0.10	7.95 ±0.05	3.70 ±0.10	1.35 ±0.05	3.80 ±0.10
EE0808S	8.40 ±0.30	8.10 ±0.30	3.70 ⁺⁰ _{-0.40}	6.30 ±0.30	1.90 ⁺⁰ _{-0.40}	6.10 ±0.30
EE0908S	IEC1246 E8.8 8.90 ±0.30	8.12 ±0.25	1.90 ±0.13	5.30 ±0.30	1.90 ±0.13	4.32 ±0.26
EE1010S	10.30 ±0.20	10.20 ±0.20	2.80 ±0.20	7.90 ±0.20	2.30 ±0.20	7.90 ±0.20
EE1011S	10.20 ^{+0.30} _{-0.10}	11.00 ^{+0.30} _{-0.20}	4.90 ⁺⁰ _{-0.30}	7.80 ^{+0.30} _{-0.10}	2.40 ±0.20	8.60 ^{+0.30} _{-0.20}
EE1308S	12.70 ⁺⁰ _{-0.35}	7.84 ^{+0.10} _{-0.20}	6.50 ⁺⁰ _{-0.35}	10.50 ±0.20	3.18 ±0.10	5.75 ±0.20
EE1312S	13.00 ±0.30	12.00 ±0.30	5.90 ±0.20	10.20 ±0.30	2.80 ⁺⁰ _{-0.40}	9.20 ±0.20
EE1312N	13.00 ±0.30	12.30 ±0.30	6.40 ^{+0.20} _{-0.10}	10.20 ^{+0.30} _{-0.10}	3.80 ^{+0.05} _{-0.25}	8.60 ±0.15
EE1313S	IEC1246 E12.6 12.60 ^{+0.50} _{-0.40}	13.00 ⁺⁰ _{-0.40}	3.70 ⁺⁰ _{-0.30}	8.90 ^{+0.60} ₋₀	3.70 ⁺⁰ _{-0.30}	9.00 ^{+0.60} ₋₀
EE1614S	16.00 ±0.30	14.20 ^{+0.40} ₋₀	5.00 ⁺⁰ _{-0.40}	12.00 ±0.30	4.00 ⁺⁰ _{-0.40}	10.40 ^{+0.50} ₋₀
EE1616S	IEC1246 EF16 16.10 ±0.60	16.10 ±0.30	4.50 ±0.20	11.30 min	4.55 ±0.15	11.80 ±0.40
EE1625S	16.00 ±0.40	24.50 ±0.40	5.10 ⁺⁰ _{-0.40}	12.00 ±0.30	4.20 ⁺⁰ _{-0.40}	20.40 ±0.40
EE1916B	U.S.Iam E187 19.00 ±0.30	15.90 ±0.40	5.10 ⁺⁰ _{-0.50}	14.00 ±0.30	5.10 ⁺⁰ _{-0.50}	11.30 ±0.30
EE1916S	19.00 ±0.30	16.10 ±0.40	5.20 ⁺⁰ _{-0.40}	14.50 ±0.30	4.70 ⁺⁰ _{-0.50}	11.30 ±0.30

Note *: Under Development

Core set Parameters

Type	C1(mm ²)	le(mm)	Ae(mm ²)	Ve(mm ³)	AcP(mm ²)	Amin(mm ²)	Aw(mm ²)	W(g/set)
EE0505S	4.78	12.6	2.63	33.1	2.63	2.53	5	0.16
EE0606S	3.70	12.2	3.31	40.4	2.63	2.63	4.46	0.24
EE0808S	2.96	19.7	6.65	131	5.95	5.95	14	0.67
EE0908S	3.13	15.7	5.0	78.3	3.6	3.6	7.34	0.52
EE1010S	3.83	25.0	6.53	163	6.43	6.43	22.1	0.81
EE1011S	2.33	26.6	11.4	302	11.4	11.4	23.7	1.5
EE1308S	1.55	21.8	14.0	305	20.1	12.8	21.0	1.6
EE1312S	1.883	30.3	16.0	487	15.3	15.3	34.9	2.4
EE1312N	1.374	28.6	20.8	595	23.8	17.4	28.3	3.1
EE1313S	2.39	29.7	12.4	369	12.6	12.2	26.2	1.8
EE1614S	1.921	35.5	18.4	655	18.2	18.0	43.6	3.2
EE1616S	1.93	37.7	19.5	737	20.4	18.9	43.3	3.7
EE1625S	2.8	55.2	19.6	1080	19.6	19.6	81.5	5.3
EE1916B	1.68	39.2	23.3	914	23.5	23.5	51.6	4.6
EE1916S	1.743	39.9	22.8	913	22.2	22.2	56.7	4.6

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอญญาตให้ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและ SAMWHA ELECTRONICS CO., LTD. เอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Electrical Characteristics

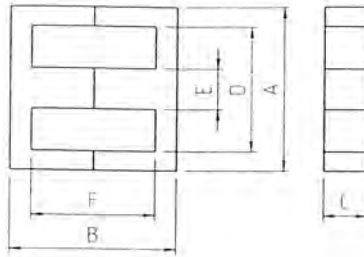
Al-value(nH/N² ±25%): 1kHz, 0.5mA, 100Ts
Core loss P/L (Watt max.): 100kHz, 200mT, 100°C

Type	Material	Material					
		PL-5	PL-7	PL-9 ¹⁾	SM50	SM70S	SM100 ²⁾
EE0505S	Al ±25% P/L max.	285	285	355	450	530	830
		0.03	0.02	0.02			
EE0606S		405	405	450	600	760	1200
		0.03	0.02	0.02			
EE0808S		590	590	670	900	1100	1550
		0.09	0.08	0.06			
EE0908S		540	540	610	810	1000	1550
		0.07	0.05	0.04			
EE1010S		430	430	430	750	1000	1700
		0.11	0.09	0.06			
EE1011S		810	810	940	1400	1750	2500
		0.20	0.16	0.14			
EE1308S		1250	1250	1430	2000	2500	3650
		0.20	0.16	0.14			
EE1312S		1000	1000	1200	1750	2200	3350
		0.30	0.25	0.22			
EE1312N		1450	1450	1650	2350	3000	4500
		0.36	0.30	0.27			
EE1313S		810	810	940	1350	1700	2600
		0.23	0.19	0.17			
EE1614S		1100	1100	1300	1900	2300	3400
		0.40	0.33	0.30			
EE1616S		1100	1100	1300	2000	2600	3550
		0.45	0.38	0.31			
EE1625S		750	750	900	1550	1900	2550
		0.65	0.54	0.45			
→ EE1916B		1300	1300	1530	2350	2900	4000
		0.55	0.46	0.36			
EE1916S		1250	1250	1480	2250	2800	3850
		0.55	0.46	0.38			

Note 1) PL-9 Core loss ; 80°C 2) SM100 Al : Minimum value (Mirror-grind)

SAMWHA ELECTRONICS CO., LTD.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



Dimensions

Type	Dimensions in mm						
	A	B	C	D	E	F	
EE1927S	19.00 ±0.30	27.30 ±0.50	5.10 ⁺⁰ _{-0.50}	14.00 ±0.30	5.10 ⁺⁰ _{-0.50}	22.80 ±0.50	
EE2017S	20.30 ±0.40	16.80 ±0.40	4.80 ±0.20	15.70 ±0.40	4.80 ±0.20	12.40 ±0.40	
EE2020A	E20/10/5	20.00 ^{+0.70} _{-0.40}	20.40 ⁺⁰ _{-0.80}	5.30 ⁺⁰ _{-0.40}	12.80 ^{+0.70} ₋₀	5.20 ⁺⁰ _{-0.40}	12.60 ^{+1.0} ₋₀
EE2020S	IEC1246 EF20	20.40 ⁺⁰ _{-0.80}	20.20 ⁺⁰ _{-0.40}	5.90 ⁺⁰ _{-0.40}	14.10 ±0.30	5.90 ⁺⁰ _{-0.30}	14.00 ^{+0.60} ₋₀
EE2027S		20.00 ±0.40	27.30 ±0.50	5.10 ⁺⁰ _{-0.50}	15.00 ±0.40	5.10 ⁺⁰ _{-0.50}	22.80 ±0.50
EE2219S		22.00 ±0.40	18.60 ±0.40	6.00 ⁺⁰ _{-0.60}	14.00 ±0.30	6.00 ⁺⁰ _{-0.60}	10.60 ±0.30
EE2220S		22.10 ±0.40	19.80 ±0.30	5.00 ±0.25	17.60 ±0.30	4.00 ±0.30	15.20 ±0.30
EE2229S		22.00 ±0.40	29.40 ^{+0.80} ₋₀	6.00 ⁺⁰ _{-0.50}	16.00 ±0.40	6.00 ⁺⁰ _{-0.50}	21.40 ^{+0.80} ₋₀
EE2329S		23.00 ±0.40	29.40 ^{+0.80} ₋₀	6.00 ⁺⁰ _{-0.50}	17.00 ±0.40	6.00 ⁺⁰ _{-0.50}	21.40 ^{+0.80} ₋₀
EE2519S		25.40 ±0.40	19.05 ±0.40	6.35 ±0.30	19.00 ±0.30	6.35 ±0.30	12.70 ±0.30
EE2520S		25.00 ±0.40	20.00 ±0.40	6.55 ±0.30	18.60 ±0.30	6.55 ±0.30	13.60 ±0.30
EE2520ST	U.S.lam EF25	25.40 ±0.40	19.95 ±0.40	6.35 ±0.30	19.00 ±0.30	6.35 ±0.30	13.60 ±0.30
EE2525F	IEC1246 EF25	25.05 ±0.75	25.10 ±0.50	7.20 ±0.30	17.90 ±0.40	7.25 ±0.25	17.90 ±0.50
EE2525W	EF25/11	25.05 ±0.75	25.10 ±0.50	10.75 ±0.30	17.90 ±0.40	7.25 ±0.25	17.90 ±0.50
EE2525S		24.50 ±0.40	25.00 ±0.40	7.00 ±0.30	17.90 ±0.40	7.30 ±0.20	18.40 ±0.40

Core set Parameters

Type	C1(mm ²)	le(mm)	Ae(mm ²)	Ve(mm ³)	Acp(mm ²)	Amin(mm ²)	Aw(mm ²)	W(g/set)
EE1927S	2.65	62.1	23.4	1450	23.5	21.8	104	7.2
EE2017S	1.943	42.8	22.0	942	23.0	21.1	67.5	4.7
EE2020A	1.42	43.4	30.5	1320	25.5	25.5	53.3	7.3
EE2020S	1.431	46.1	32.2	1480	32.7	31.9	61.8	7.5
EE2027S	2.70	63.1	23.3	1470	23.5	21.8	115	7.3
EE2219S	1.016	40.2	39.5	1590	32.4	32.4	43.9	8.7
EE2220S	2.34	50.8	21.6	1100	20.0	20.0	103	5.5
EE2229S	1.787	63.9	35.7	2280	33.0	33.0	111	11
EE2329S	1.809	64.9	35.8	2320	33.0	33.0	122	12
EE2519S	1.189	48.0	40.4	1940	40.3	40.3	80.3	9.8
EE2520S	1.169	49.4	42.2	2080	42.9	41.9	81.9	10
EE2520ST	1.233	49.8	40.4	2010	40.3	40.3	86	10
EE2525F	1.114	57.8	51.8	2990	52.1	51.4	95.3	15
EE2525W	0.746	57.8	77.3	4470	77.9	76.8	95.3	22
EE2525S	1.212	57.8	47.7	2760	51.1	46.2	97.5	14

Electrical Characteristics

Al-value(nH/N² ±25%): 1kHz, 0.5mA, 100Ts
Core loss P/L (Watt max.): 100kHz, 200mT, 100°C

Type	Material	Material					
		PL-5	PL-7	PL-9 ¹⁾	SM50	SM70S	SM100 ²⁾
EE1927S	Al ±25% P/L max.	840	840	1000	1550	2050	2750
		0.87	0.73	0.60			
EE2017S		1100	1100	1300	2000	2600	3500
		0.57	0.48	0.39			
EE2020A		1550	1550	1850	2800	3600	4850
		0.80	0.67	0.55			
EE2020S		1540	1540	1830	2800	3600	4850
		0.89	0.74	0.61			
EE2027S		830	830	1000	1550	2050	2700
		0.89	0.74	0.61			
EE2219S		2200	2200	2500	3800	4850	6650
		0.96	0.80	0.66			
EE2220S		950	950	1100	1800	2300	3000
		0.66	0.55	0.46			
EE2229S		1300	1300	1450	2400	3300	4100
		1.37	1.15	0.94			
EE2329S		1250	1250	1400	2400	3300	4100
		1.40	1.16	0.96			
EE2519S		1900	1900	2200	3400	4450	5900
		1.17	0.97	0.80			
EE2520S		1950	1950	2300	3550	4450	6000
		1.25	1.05	0.86			
EE2520ST		1850	1850	2150	3400	4400	5700
		1.21	1.01	0.83			
EE2525F		2100	2100	2350	4000	4900	6500
		1.80	1.50	1.23			
EE2525W		3150	3150	3500	5800	7500	9700
		2.70	2.25	1.85			
EE2525S		1850	1850	2150	3300	4300	6000
		1.66	1.38	1.14			

Note 1) PL-9 Core loss : 80°C 2) SM100 Al ; Minimum value (Mirror-grind)

SAMWHA ELECTRONICS CO., LTD.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

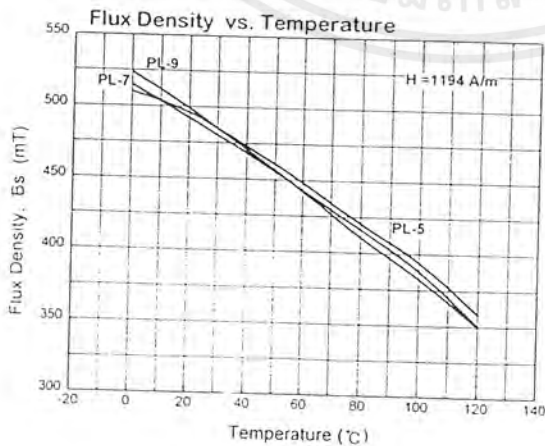
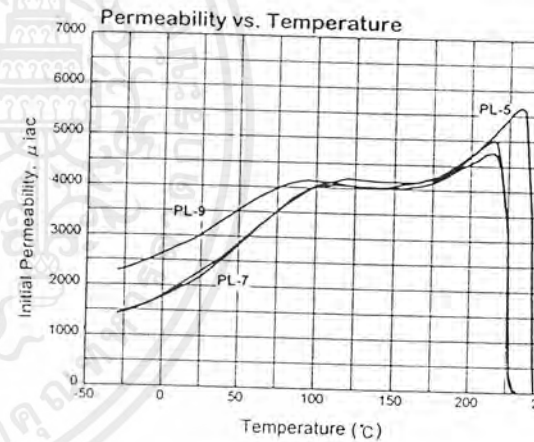
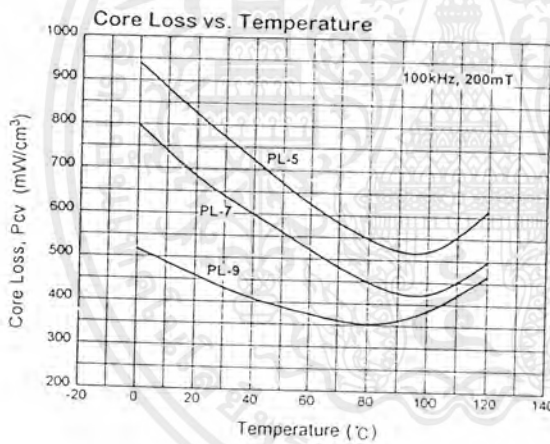
4L CHARACTERISTICS

Power Materials

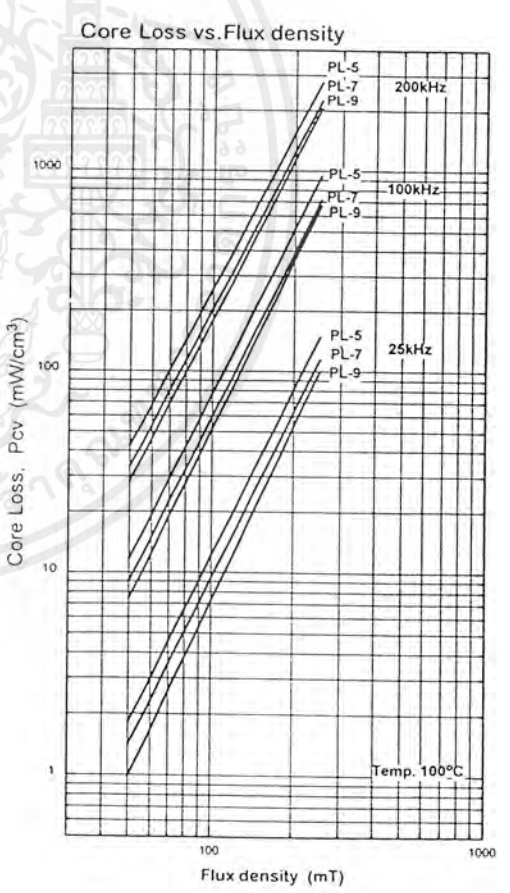
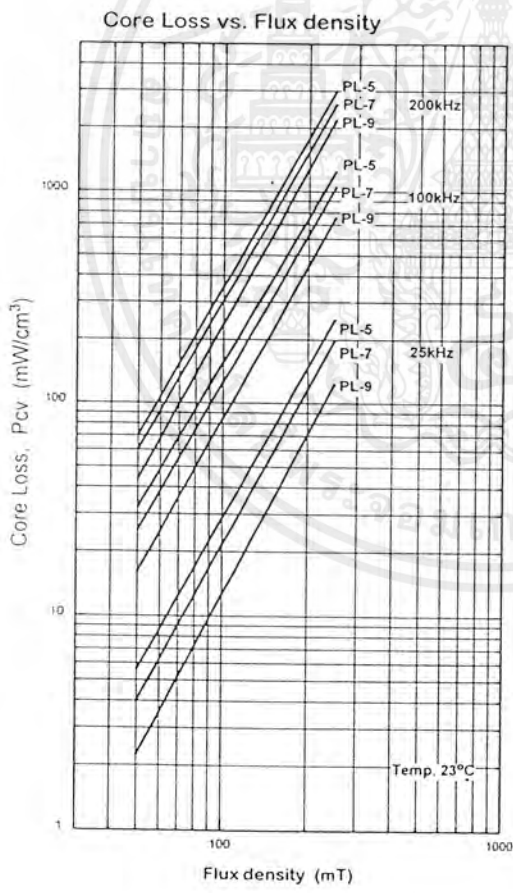
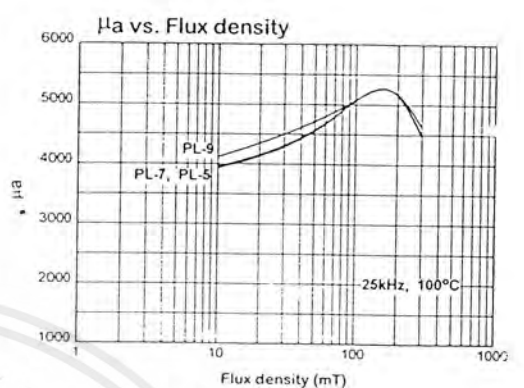
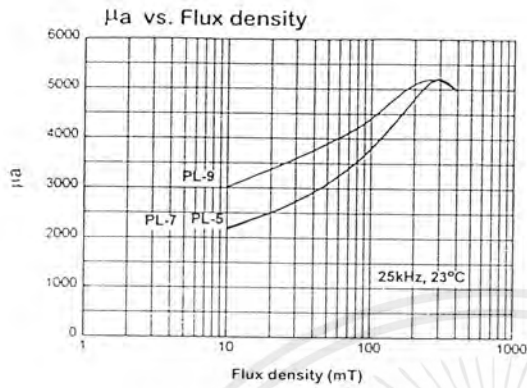
Materials			PL-5	PL-7	PL-9
Initial permeability	μ_{iac}		2400±25%	2400±25%	3000±25%
Core loss (100kHz, 200mT)	P_{cv}	mW/cm ³	800	650	450
			550	450	350
			500	410	390
Saturation flux density (1194A/m)	B_s	mT	500	490	500
			390	380	380
Remanence	B_r	mT	180	150	150
Coercivity	H_c	A/m	23°C	15	12
Curie Temperature	T_c	°C	>220	>210	>200
Density	δ	kg/m ³	4.85×10^3	4.85×10^3	4.85×10^3
Resistivity	ρ	$\Omega \cdot m$	6	5	7

Note 1. Typical values

2. The values were obtained with toroidal cores(30-8-20H) at room temperature unless otherwise shown.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

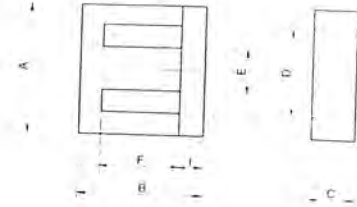
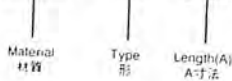


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

EI Type Cores

Ordering Code 品名の構成

2G8 - EI - 16



Dimensions and Effective Parameter 寸法及び磁心の実効定数

Cores 形名	Dimensions(mm) 寸法							Effective Parameter 磁心の実効定数					Weight (g) 重量	Bobbin Available
	A	B	C	D	E	F	I	Cl(mm)	Ae(mm ²)	le(mm)	Ve(mm ³)	Aw(mm ²)		
EI-10	E:10.0 ^{+0.3} I:10.2 ^{+0.3}	6.6±0.2	E:4.9 ^{+0.1} I:5.0 ^{+0.1}	7.7 ^{+0.3} -0	2.4±0.2	4.2±0.1	1.0 ^{+0.2} -0	1.59	11.0	17.5	192.4	11.4	0.97	
EI-12ZT	12.0±0.3	9.6±0.3	5.0 ⁺⁰ -0.4	8.0±0.3	3.0 ⁺⁰ -0.4	5.6 ^{+0.3} -0.2	2.0±0.1	1.31	16.6	21.7	359.0	14.5	1.9	
EI-12HB	E:12.2 ^{+0.25} I:12.35 ^{+0.25}	8.95±0.3	2.8±0.2	9.0±0.25	2.5±0.2	5.15±0.15	1.9±0.1	2.48	8.7	21.5	185.6	16.7	1.2	
EI-12.2	E:12.2 ^{+0.25} I:12.35 ^{+0.25}	9.0±0.3	E:5.3 ^{+0.2} I:5.5 ^{+0.2}	9.0±0.25	2.5±0.2	5.2±0.15	1.5±0.15	1.32	16.4	21.6	352.7	16.9	2.2	
EI-12.5	E:12.5 ^{+0.2} I:12.6 ^{+0.2}	9.1±0.35	5.0±0.2	9.2 ^{+0.25} -0.15	2.5 ^{+0.1} -0.2	5.0±0.15	1.6±0.15	1.36	15.7	21.4	336.9	17.0	1.9	10P
EI-13x6.7x6.5	13.0±0.3	6.7±0.25	6.5±0.2	9.8±0.3	3.8±0.15	4.0 ^{+0.2} -0	1.1±0.15	0.96	19.4	18.6	362.0	12.3	1.9	
EI-13	13.0±0.3	12.0±0.35	6.3 ⁺⁰ -0.3	10.2±0.2	2.8 ^{+0.1} -0.2	9.2±0.2	1.4±0.15	1.77	17.1	30.2	517.3	34.3	2.5	
EI-14C	13.8±0.2	11.7±0.4	2.7 ^{+0.1} -0.2	9.4±0.2	4.8 ^{+0.1} -0.4	7.0 ^{+0.3} -0	2.3±0.2	2.16	12.1	26.1	315.3	16.6	3.4	
EI-16	16.0±0.3	14.3±0.4	5.0 ⁺⁰ -0.3	12.0±0.3	4.2 ⁺⁰ -0.4	10.2 ^{+0.1} -0.2	2.05±0.2	1.78	19.6	34.8	679.6	40.8	3.6	6P
EI-19x12x5	19.0±0.3	11.98±0.3	5.2 ⁺⁰ -0.4	14.5±0.3	4.7 ⁺⁰ -0.4	7.18±0.13	2.4±0.15	1.37	23.1	31.6	731.2	35.9	4.2	
EI-19E	19.0±0.3	15.1±0.4	7.85 ⁺⁰ -0.4	14.0 ^{+0.4} -0.7	5.0 ^{+0.1} -0.2	10.0 ^{+0.4} -0	2.4±0.2	0.99	37.7	37.2	1045	46.6	7.0	
EI-19ZT	19.0±0.3	15.8 ^{+0.4} -0.3	5.2 ⁺⁰ -0.4	14.5±0.3	4.7 ⁺⁰ -0.5	11.0 ^{+0.3} -0.2	2.4±0.2	1.72	22.9	39.4	902.2	55.5	4.2	
EI-19	19.0±0.3	15.9±0.4	5.1 ⁺⁰ -0.5	14.0±0.3	5.1 ⁺⁰ -0.5	11.3±0.3	2.35±0.2	1.68	23.3	39.2	914.2	51.7	4.7	7P
EI-22	22.0±0.4	18.6±0.4	6.0 ⁺⁰ -0.6	14.0±0.3	6.0 ⁺⁰ -0.6	10.6±0.3	4.0±0.2	1.02	39.6	40.2	1592	44.0	8.1	10P
EI-22AT	22.0±0.3	18.8±0.4	5.7±0.2	15.75 ^{+0.5} -0	5.7±0.2	10.8±0.2	4.0±0.2	1.15	36.6	42.1	1541	55.6	8.2	10P
EI-25	25.0±0.4	20.0±0.4	6.55±0.3	16.6±0.3	6.55±0.3	13.6±0.25	3.2±0.15	1.17	42.2	49.4	2084	81.9	10.4	8P
EI-25.3	25.3±0.4	18.3±0.4	7.0 ⁺⁰ -0.5	19.3±0.3	6.5±0.25	12.2 ^{+0.4} -0.1	2.9 ⁺⁰ -0.3	1.14	41.3	47.0	1943	79.0	9.9	
EI-25.4	25.4±0.4	19.05±0.5	6.35±0.25	19.0±0.3	6.35±0.3	12.7±0.3	3.2±0.2	1.19	40.4	48.0	1942	80.3	10.1	

Electrical Characteristics 電気的特性

Cores 形名	AL-Value (mH/N ²) ±25%							
	2E1:1500	2E6:1020			2F8: 980			
EI-10	2E1:1500	2E6:1020			2F8: 980			
EI-12ZT	2E4:1900							
EI-12HB	2E1:1200	2E4: 950						
EI-12.2	2E4:1600							
EI-12.5	2G1:2000	2E4:1550	2E6:1400	2G8:1250				
EI-13x6.7x6.5	2F6:2200	2E6:2000		2G8:1850				
EI-13	2G1:2100	2E4:1550	2E6:1400	2G8:1250				
EI-14C	2G1:1800	2E4:1150	2E6:1100	2G8:1100				
EI-16	2E1:2100	2E4:1700	2E6:1500	2G8:1250				
EI-19x12x5								
EI-19E	2E1:3700	2E4:3000	2E6:2800					
EI-19ZT	2E1:2200	2E4:1800	2E6:1600	2G8:1270				
EI-19	2G1:2750	2E6:1700		2G8:1500				
EI-22	2E1:4000	2E6:2800						
EI-22AT	2E1:3300	2E4:2800	2E6:2500	2G8:2000				
EI-25	2G1:4550	2E4:2900	2E6:2400	2G8:2050				
EI-25.3	2E4:2800	2E6:2600		2F8:1900				
EI-25.4	2E1:3400	2E6:2500		2G8:2200				

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Material Characteristics 材質特性

■ Standard Characteristics of Mn-Zn Materials Mn-Znフェライト標準材質特性

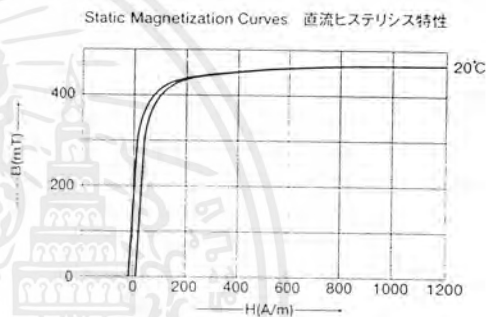
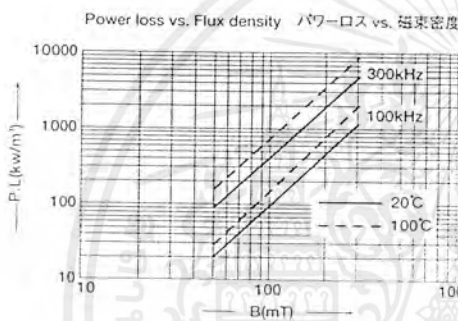
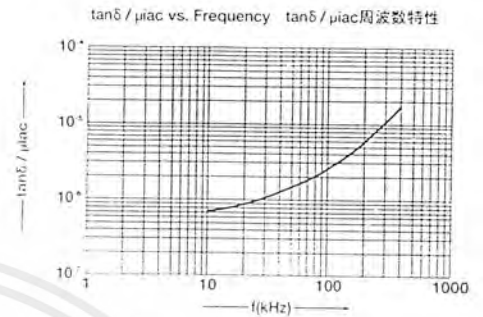
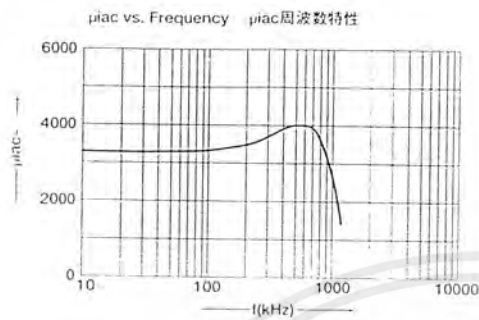
Material 材質名	μ_{iac}	$\tan \delta$	α	Bms	Hc	Tc	ρ	d
	10kHz	10kHz	20~60°C	1200A/m(mT)	(A/m)	[°C]	($\Omega \cdot m$)	(kg/m ³)
2H1	15000	0.95×10^{-4}	0.17×10^{-6}	350	2.3	105	0.06	5.0×10^3
2H2	13000	0.7×10^{-4}	0.93×10^{-6}	400	3.0	125	0.07	4.9×10^3
2E2	10000	1.5×10^{-4}	0.1×10^{-6}	370	4.0	120	0.024	4.9×10^3
2E2B	10000	0.34×10^{-4}	0.28×10^{-6}	390	5.0	120	0.047	4.9×10^3
2G1	7000	0.54×10^{-4}	0.41×10^{-6}	410	6.0	135	0.02	4.8×10^3
2E1	7000	2.44×10^{-4}	-0.9×10^{-6}	420	7.1	>150	0.012	4.9×10^3
2G3	6000	0.16×10^{-4}	0.28×10^{-6}	430	6.7	145	0.2	4.9×10^3
2F1	5300	0.2×10^{-4}	1.0×10^{-6}	370	7.2	110	0.13	4.8×10^3
2G4	5300	0.1×10^{-4}	0.28×10^{-6}	460	6.0	160	1.3	4.9×10^3
2D3C	4300	0.29×10^{-4}	0.33×10^{-6}	390	7.5	140	0.28	4.8×10^3
2E4	4000	0.15×10^{-4}	-0.5×10^{-6}	450	11.9	180	0.1	4.8×10^3
2F6	3300	0.07×10^{-4}	2.65×10^{-6}	470	11.9	>200	2.1	4.8×10^3
2E5	3000	0.1×10^{-4}	-0.5×10^{-6}	490	11.9	>200	0.23	4.9×10^3
2C3	2300	0.19×10^{-4}	1.6×10^{-6}	350	12	120	5.5	4.8×10^3
2G8	2300	0.26×10^{-4} (100kHz)	2.8×10^{-6}	520	9.0	>200	13	4.8×10^3
2F8	2200	0.1×10^{-4}	5.3×10^{-6}	470	7.9	>200	8	4.8×10^3
2H8	1700	0.26×10^{-4} (100kHz)	2.0×10^{-6}	480	15.5	>250	11	4.8×10^3
2H6	800	1.3×10^{-4} (500kHz)	0.4×10^{-6}	490	22.0	>200	2.3	4.8×10^3

The values were obtained from testing methods carried out in accordance with JIS-C2561 : General Testing Methods for Cores Made of Ferromagnetic Oxides.

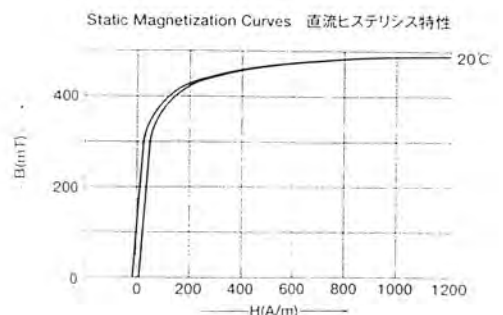
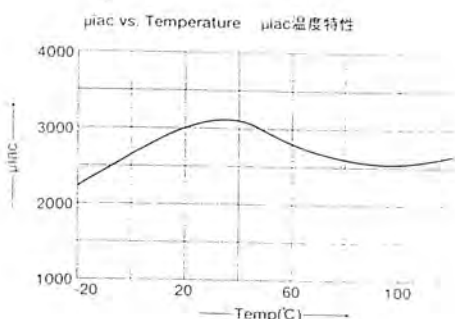
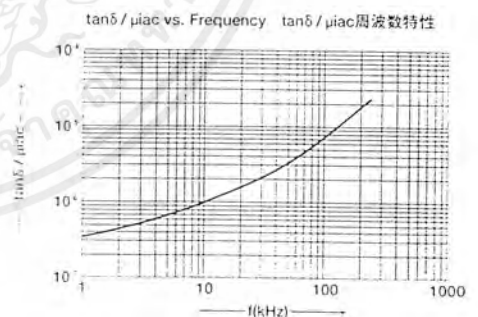
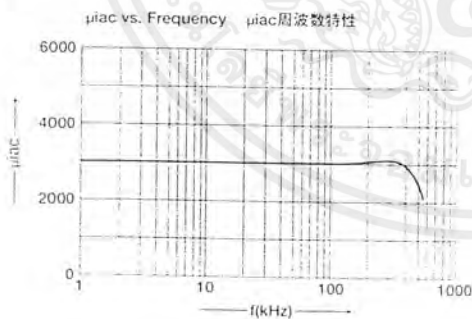
材質特性の測定方法は概ねJIS-C2561に準じたものです。
特性はすべて代表値であり保証値ではありません。

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2F6



2E6



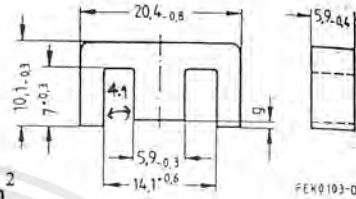
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

E 20/10/6 (EF 20)
Core

- In accordance with IEC 1246
- E cores are supplied as pieces

Magnetic characteristics (per set)

$\Sigma l/A = 1,44 \text{ mm}^{-1}$
 $l_e = 46,3 \text{ mm}$
 $A_e = 32,1 \text{ mm}^2$
 $A_{\min} = 31,9 \text{ mm}^2$
 $V_e = 1490 \text{ mm}^3$



$S = 0.321 \text{ cm}^2$

Approx. weight 7,3 g/set

$W = 0.574 \text{ cm}^2$

Ungapped

$A_p = 0.184 \text{ cm}^4$

Material	A_L value	μ_e	$A_{L\min}$	P_V	Ordering code	PU
	nH					
N30	2150 + 30/- 20 %	2460			B66311-G-X130	1470
N27	1300 + 30/- 20 %	1490	1090	0,27 (200 mT, 25 kHz, 100 °C)	B66311-G-X127	
N67	1350 + 30/- 20 %	1540	1090	0,92 (200 mT, 100 kHz, 100 °C)	B66311-G-X167	

Gapped

Material	g	A_L value approx.	μ_e	Ordering code	PU
	mm				
N27	0,09 ± 0,01	329	415	B66311-G90-X1**	1470
N67	0,17 ± 0,02	227	259	B66311-G170-X1**	
	0,25 ± 0,02	171	195	B66311-G250-X1**	
	0,50 ± 0,05	103	118	B66311-G500-X1**	

The A_L value in the table applies to a core set comprising one ungapped core (dimension $g = 0$) and one gapped core (dimension $g > 0$).

Calculation factors (see page 437 for formulas)

Material	Relationship between air gap – A_L value		Calculation of saturation current			
	$K1$ (23 °C)	$K2$ (23 °C)	$K3$ (23 °C)	$K4$ (23 °C)	$K3$ (100 °C)	$K4$ (100 °C)
N27	62,2	-0,692	88,1	-0,847	80,9	-0,865
N67	62,2	-0,692	85,9	-0,820	80,9	-0,881

Validity range: $K1, K2: 0,05 \text{ mm} < s < 1,50 \text{ mm}$
 $K3, K4: 50 \text{ nH} < A_L < 430 \text{ nH}$

Siemens Matsushita Components

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

SIFERRIT Materials

Material properties (continued)

Preferred application			Power transformers				
Material			N 59	N 49	N 53	N 62	N 27
Base material			MnZn	MnZn	MnZn	MnZn	MnZn
	Symbol	Unit					
Initial permeability ($T = 25\text{ °C}$)	μ_i		850 $\pm 25\%$	1300 $\pm 25\%$	1700 $\pm 25\%$	1900 $\pm 25\%$	2000 $\pm 25\%$
Flux density ($H = 1200\text{ A/m}$, $f = 10\text{ kHz}$)	$B_S(25\text{ °C})$	mT	460	460	490	500	500
	$B_S(100\text{ °C})$	mT	370	370	420	410	410
Coercive field strength ($f = 10\text{ kHz}$)	$H_c(25\text{ °C})$	A/m	60	55	26	18	23
	$H_c(100\text{ °C})$	A/m	50	45	16	11	19
Optimum frequency range	f_{\min}	kHz	500	300	—	—	—
	f_{\max}	kHz	1500	1000	200	200	150
Hysteresis material constant	η_B	$10^{-6}/\text{mT}$	—	—	—	—	< 1,5
Curie temperature	T_C	°C	> 240	> 240	> 240	> 240	> 220
Mean value of α_F at 20 ... 55 °C		$10^{-6}/\text{K}$	—	—	—	—	3
Density (typical values)		kg/m ³	4750	4750	4800	4800	4750
Relative core losses	P_V						
25 kHz, 200 mT, 100 °C		mW/g mW/cm ³			20 100	16 80	32 155
100 kHz, 200 mT, 100 °C		mW/g mW/cm ³			125 625	105 525	190 920
300 kHz, 100 mT, 100 °C		mW/g mW/cm ³		120 600	135 670		
500 kHz, 50 mT, 100 °C		mW/g mW/cm ³	39 180	24 120			
1 MHz, 50 mT, 100 °C		mW/g mW/cm ³	110 510	115 560			
Resistivity	ρ	Ωm	26	11	6	4	3
Core shapes			EFD	RM, Ring, EFD, ER	E, U	ETD, E, U	P, PM, ETD, EC, ER, E, U, Ring
Other material properties (graphs) see page			76	79	82	85	88

SIFERRIT Materials

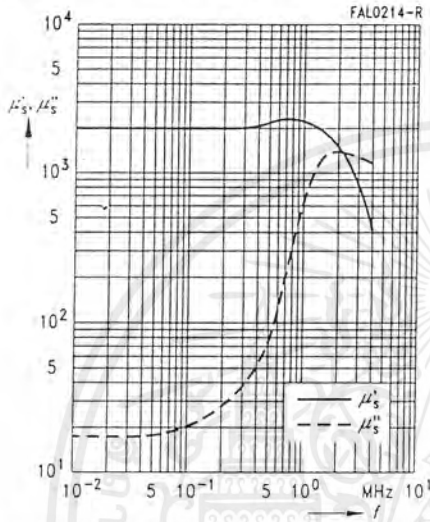
Material properties (continued)

Preferred application			Power transformers				
Material			N 67	N 87	N 72	N 41	N 61
Base material			MnZn	MnZn	MnZn	MnZn	MnZn
	Symbol	Unit					
Initial permeability ($T = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$)	μ_i		2100 $\pm 25\%$	2200 $\pm 25\%$	2500 $\pm 25\%$	2800 $\pm 25\%$	3000 $\pm 25\%$
Flux density ($H = 1200\text{ A/m}$, $f = 10\text{ kHz}$)	$B_S (25\text{ }^{\circ}\text{C})$	mT	480	480	480	490	490
	$B_S (100\text{ }^{\circ}\text{C})$	mT	380	380	370	390	390
Coercive field strength ($f = 10\text{ kHz}$)	$H_c (25\text{ }^{\circ}\text{C})$	A/m	20	16	15	22	17
	$H_c (100\text{ }^{\circ}\text{C})$		14	9	11	20	18
Optimum frequency range	f_{\min}	kHz	—	—	—	—	—
	f_{\max}	kHz	300	500	300	150	150
Hysteresis material constant	η_B	$10^{-6}/\text{mT}$	< 1,4	< 1,4	—	< 1,4	—
Curie temperature	T_C	$^{\circ}\text{C}$	> 220	> 210	> 210	> 220	> 220
Mean value of α_F at 20 ... 55 $^{\circ}\text{C}$		$10^{-6}/\text{K}$	4	4	—	4	—
Density (typical values)		kg/m^3	4800	4800	4800	4800	4850
Relative core losses 25 kHz, 200 mT, 100 $^{\circ}\text{C}$	P_V	mW/g	17	—	16	35	32
		mW/cm ³	80	—	80	180	165
100 kHz, 200 mT, 100 $^{\circ}\text{C}$	P_V	mW/g	105	80	110	280	220
		mW/cm ³	525	385	540	1400	1100
300 kHz, 100 mT, 100 $^{\circ}\text{C}$	P_V	mW/g	115	85	—	—	—
		mW/cm ³	560	410	—	—	—
500 kHz, 50 mT, 100 $^{\circ}\text{C}$	P_V	mW/g	—	—	—	—	—
		mW/cm ³	—	—	—	—	—
1 MHz, 50 mT, 100 $^{\circ}\text{C}$	P_V	mW/g	—	—	—	—	—
		mW/cm ³	—	—	—	—	—
Resistivity	ρ	Ωm	6	8	12	2	2
Core shapes			RM, P, EP, ETD, ER, EFD, E, U, Ring	RM, P, PM, ETD, EFD, E, ER	E, EFD	RM, P	Ring, $\leq R12,5$ E, $\leq E14$
Other material properties (graphs) see page			91	94	97	100	103

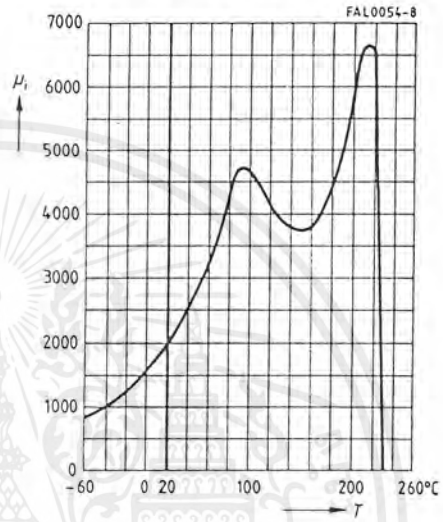
Siemens Matsushita Components

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

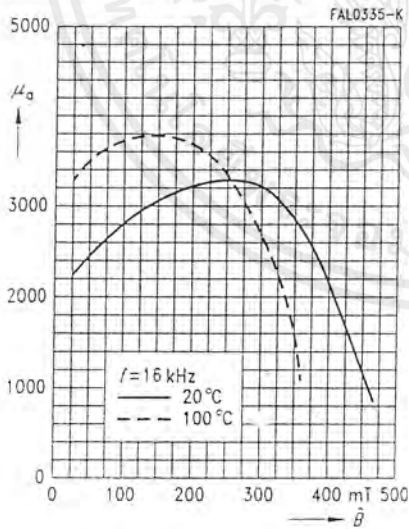
Complex permeability
versus frequency
(measured with R10 ring cores, $\hat{B} \leq 0,25$ mT)



Initial permeability μ_i
versus temperature
(measured with R10 ring cores, $\hat{B} \leq 0,25$ mT)



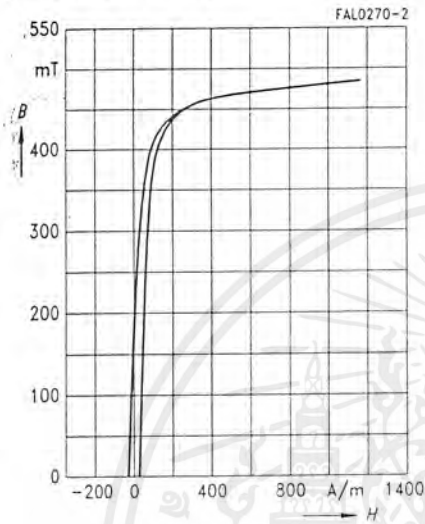
Amplitude permeability versus AC field
flux density
(measured with ungapped E cores)



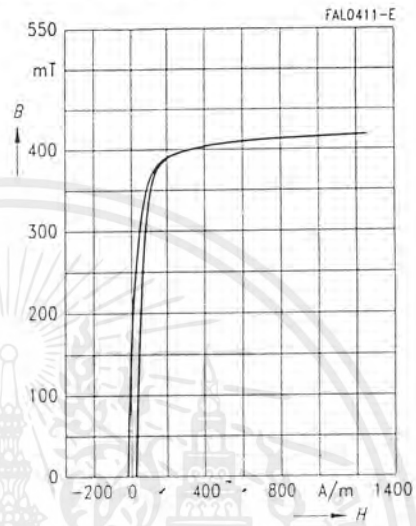
Siemens Matsushita Components

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

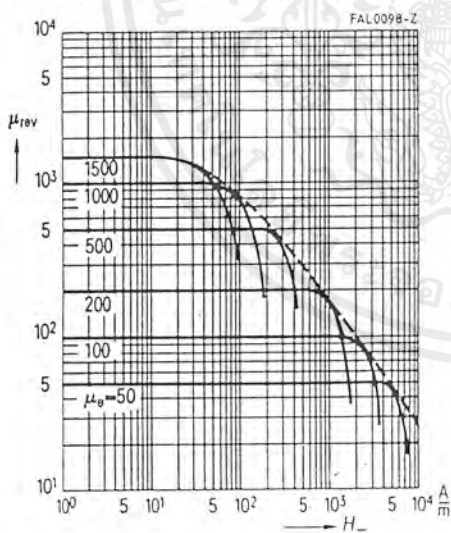
Dynamic magnetization curves
(typical values)
($f = 10 \text{ kHz}$, $T = 25 \text{ }^\circ\text{C}$)



Dynamic magnetization curves
(typical values)
($f = 10 \text{ kHz}$, $T = 100 \text{ }^\circ\text{C}$)



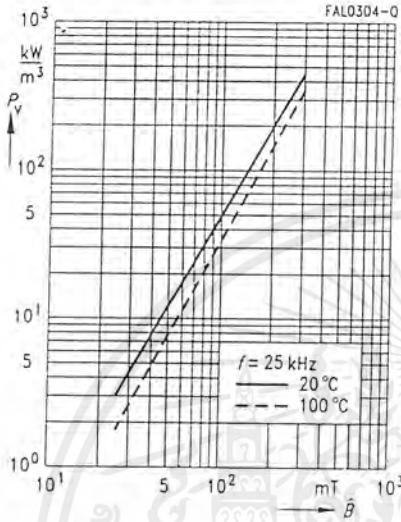
DC magnetic bias
of P, PM and E cores
($\dot{B} \leq 0,25 \text{ mT}$, $f = 10 \text{ kHz}$, $T = 25 \text{ }^\circ\text{C}$)



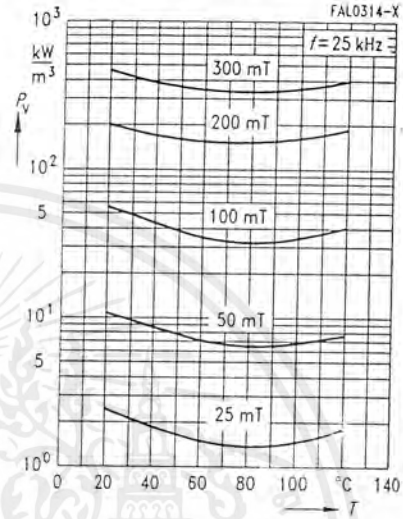
Siemens Matsushita Components

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

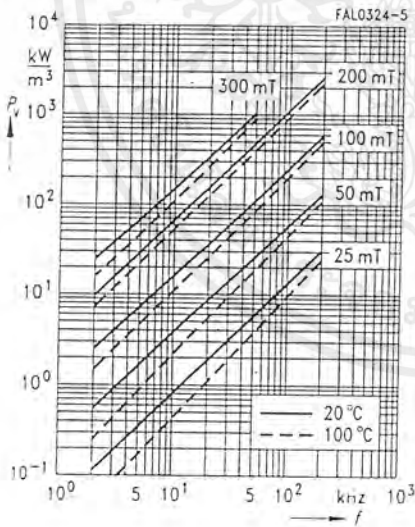
Relative core losses versus AC field flux density
(measured with R16 ring cores)



Relative core losses versus temperature
(measured with R16 ring cores)



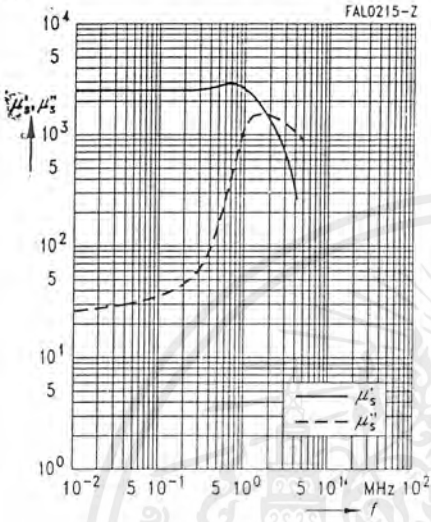
Relative core losses versus frequency
(measured with R16 ring cores)



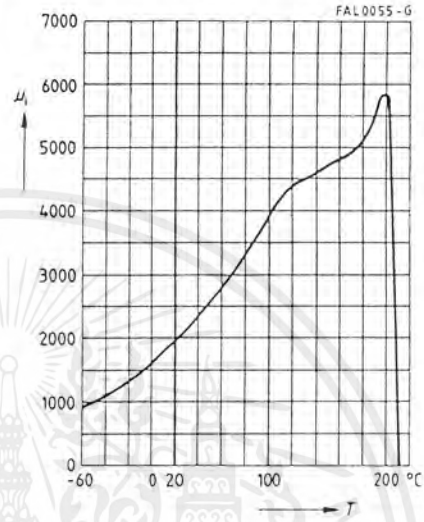
Siemens Matsushita Components

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

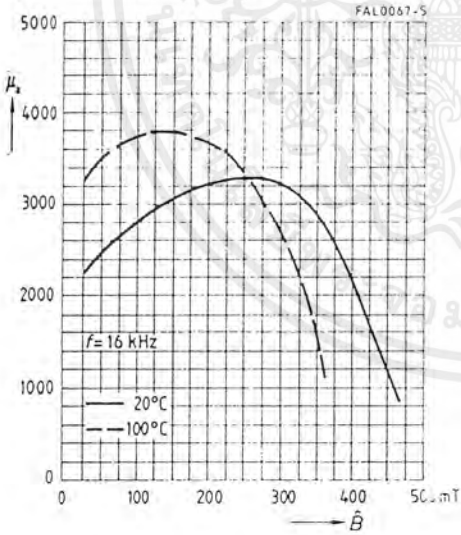
Complex permeability
versus frequency
(measured with R10 ring cores, $\hat{B} \leq 0,25$ mT)



Initial permeability μ_i
versus temperature
(measured with R10 ring cores, $\hat{B} \leq 0,25$ mT)



Amplitude permeability versus AC field
flux density
(measured with ungapped E cores)

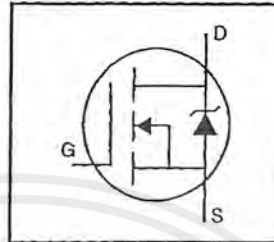


Siemens Matsushita Components

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

HEXFET® Power MOSFET

- Dynamic dv/dt Rating
- Repetitive Avalanche Rated
- Fast Switching
- Ease of Paralleling
- Simple Drive Requirements

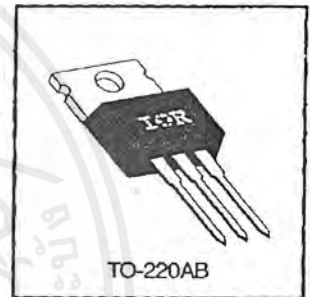


$V_{DSS} = 200V$
$R_{DS(on)} = 0.18\Omega$
$I_D = 18A$

Description

Third Generation HEXFETs from International Rectifier provide the designer with the best combination of fast switching, ruggedized device design, low on-resistance and cost-effectiveness.

The TO-220 package is universally preferred for all commercial-industrial applications at power dissipation levels to approximately 50 watts. The low thermal resistance and low package cost of the TO-220 contribute to its wide acceptance throughout the industry.



Absolute Maximum Ratings

	Parameter	Max.	Units
$I_D @ T_C = 25^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10 V$	18	A
$I_D @ T_C = 100^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10 V$	11	
I_{DM}	Pulsed Drain Current ①	72	
$P_D @ T_C = 25^\circ C$	Power Dissipation	125	W
	Linear Derating Factor	1.0	W/°C
V_{GS}	Gate-to-Source Voltage	± 20	V
E_{AS}	Single Pulse Avalanche Energy ②	580	mJ
I_{AR}	Avalanche Current ①	18	A
E_{AR}	Repetitive Avalanche Energy ①	13	mJ
dv/dt	Peak Diode Recovery dv/dt ③	5.0	V/ns
T_J	Operating Junction and	-55 to +150	°C
T_{STG}	Storage Temperature Range		
	Soldering Temperature, for 10 seconds		
	Mounting Torque, 6-32 or M3 screw	10 lbf•in (1.1 N•m)	

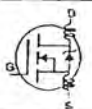
Thermal Resistance

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units
$R_{\theta JC}$	Junction-to-Case	—	—	1.0	°C/W
$R_{\theta CS}$	Case-to-Sink, Flat, Greased Surface	—	0.50	—	
$R_{\theta JA}$	Junction-to-Ambient	—	—	62	

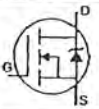
IRF640



Electrical Characteristics @ $T_J = 25^\circ\text{C}$ (unless otherwise specified)

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
$V_{(BR)DSS}$	Drain-to-Source Breakdown Voltage	200	—	—	V	$V_{GS}=0V, I_D=250\mu A$
$\Delta V_{(BR)DSS}/\Delta T_J$	Breakdown Voltage Temp. Coefficient	—	0.29	—	V/°C	Reference to $25^\circ\text{C}, I_D=1mA$
$R_{DS(on)}$	Static Drain-to-Source On-Resistance	—	—	0.18	Ω	$V_{GS}=10V, I_D=11A$ ④
$V_{GS(th)}$	Gate Threshold Voltage	2.0	—	4.0	V	$V_{DS}=V_{GS}, I_D=250\mu A$
g_{fs}	Forward Transconductance	6.7	—	—	S	$V_{DS}=50V, I_D=11A$ ④
I_{DSS}	Drain-to-Source Leakage Current	—	—	25	μA	$V_{DS}=200V, V_{GS}=0V$
		—	—	250		$V_{DS}=160V, V_{GS}=0V, T_J=125^\circ\text{C}$
I_{GSS}	Gate-to-Source Forward Leakage	—	—	100	nA	$V_{GS}=20V$
	Gate-to-Source Reverse Leakage	—	—	-100		$V_{GS}=-20V$
Q_g	Total Gate Charge	—	—	70	nC	$I_D=18A$
Q_{gs}	Gate-to-Source Charge	—	—	13		$V_{DS}=160V$
Q_{gd}	Gate-to-Drain ("Miller") Charge	—	—	39		$V_{GS}=10V$ See Fig. 6 and 13 ④
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	—	14	—	ns	$V_{DD}=100V$ $I_D=18A$ $R_G=9.1\Omega$ $R_D=5.4\Omega$ See Figure 10 ④
t_r	Rise Time	—	51	—		
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time	—	45	—		
t_f	Fall Time	—	36	—		
L_D	Internal Drain Inductance	—	4.5	—	nH	Between lead, 6 mm (0.25in.) from package and center of die contact 
L_S	Internal Source Inductance	—	7.5	—		
C_{iss}	Input Capacitance	—	1300	—	pF	$V_{GS}=0V$ $V_{DS}=25V$ $f=1.0MHz$ See Figure 5
C_{oss}	Output Capacitance	—	430	—		
C_{rss}	Reverse Transfer Capacitance	—	130	—		

Source-Drain Ratings and Characteristics

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
I_S	Continuous Source Current (Body Diode)	—	—	18	A	MOSFET symbol showing the integral reverse p-n junction diode. 
I_{SM}	Pulsed Source Current (Body Diode) ①	—	—	72		
V_{SD}	Diode Forward Voltage	—	—	2.0	V	$T_J=25^\circ\text{C}, I_S=18A, V_{GS}=0V$ ④
t_{rr}	Reverse Recovery Time	—	300	610	ns	$T_J=25^\circ\text{C}, I_F=18A$
Q_{rr}	Reverse Recovery Charge	—	3.4	7.1	μC	$di/dt=100A/\mu s$ ④
t_{on}	Forward Turn-On Time	Intrinsic turn-on time is negligible (turn-on is dominated by L_S+L_D)				

Notes:

- ① Repetitive rating; pulse width limited by max. junction temperature (See Figure 11)
- ② $V_{DD}=50V$, starting $T_J=25^\circ\text{C}$, $L=2.7mH$, $R_G=25\Omega$, $I_{AS}=18A$ (See Figure 12)
- ③ $I_{SD}\leq 18A$, $di/dt\leq 150A/\mu s$, $V_{DD}\leq V_{(BR)DSS}$, $T_J\leq 150^\circ\text{C}$
- ④ Pulse width $\leq 300\mu s$; duty cycle $\leq 2\%$.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

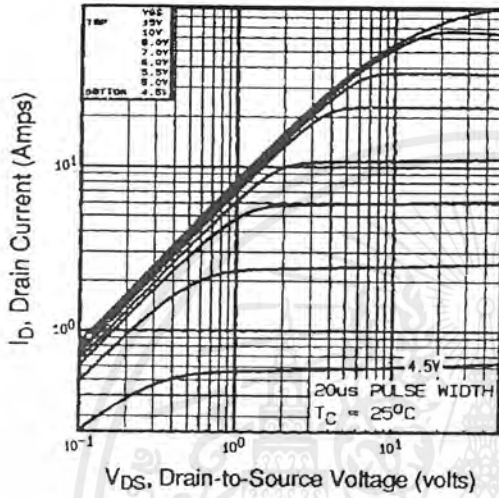


Fig 1. Typical Output Characteristics,
 $T_C=25^\circ\text{C}$

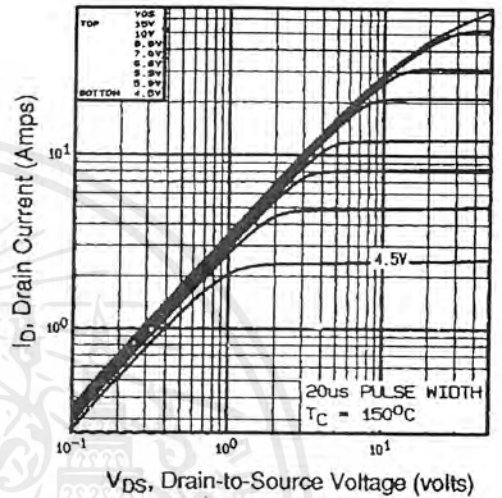


Fig 2. Typical Output Characteristics,
 $T_C=150^\circ\text{C}$

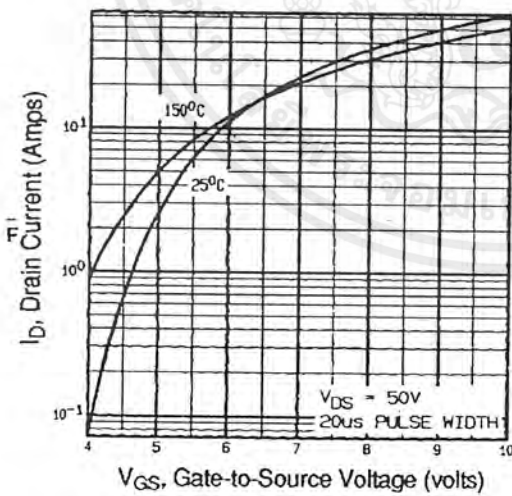


Fig 3. Typical Transfer Characteristics

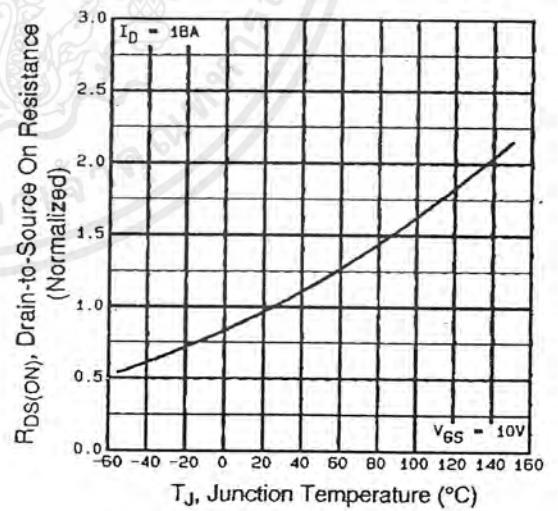


Fig 4. Normalized On-Resistance
Vs. Temperature

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

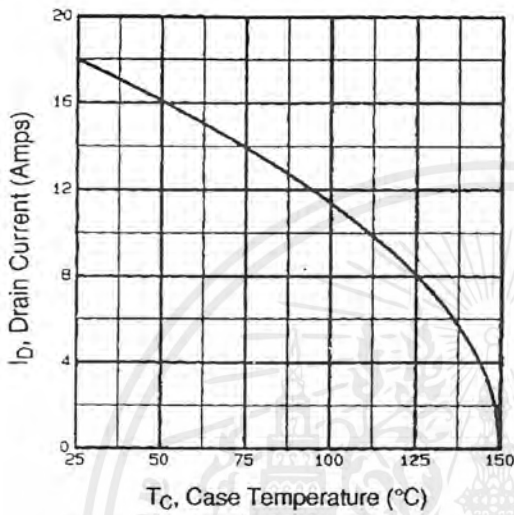


Fig 9. Maximum Drain Current Vs. Case Temperature

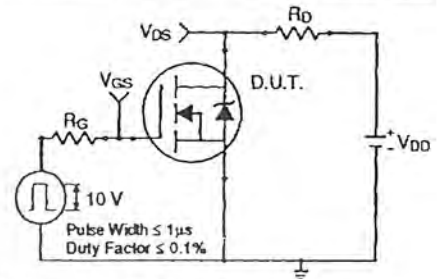


Fig 10a. Switching Time Test Circuit

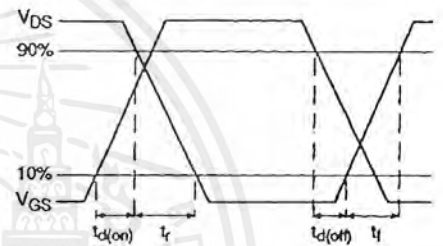


Fig 10b. Switching Time Waveforms

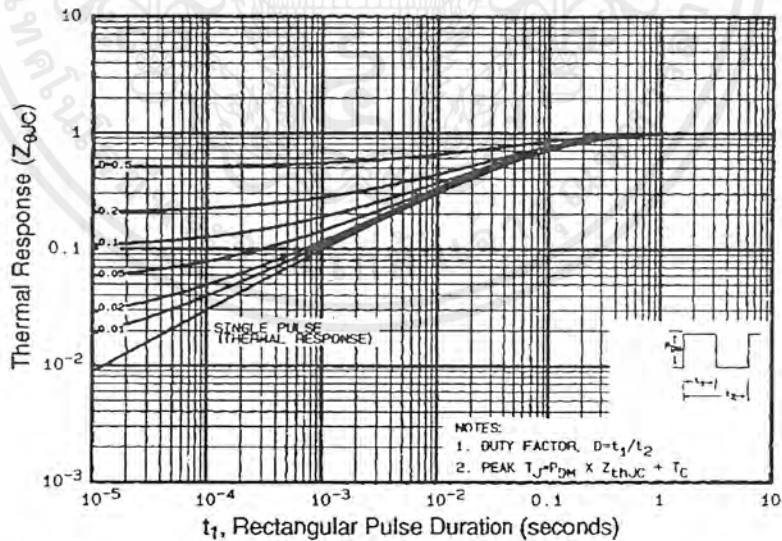


Fig 11. Maximum Effective Transient Thermal Impedance, Junction-to-Case

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

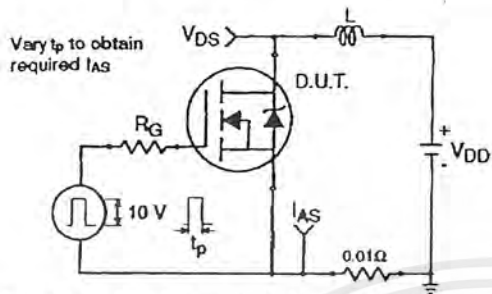


Fig 12a. Unclamped Inductive Test Circuit

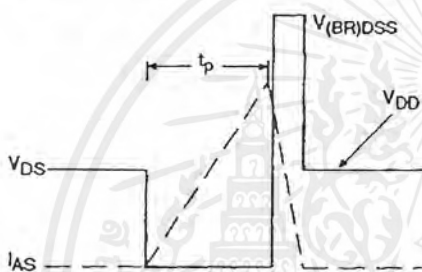


Fig 12b. Unclamped Inductive Waveforms

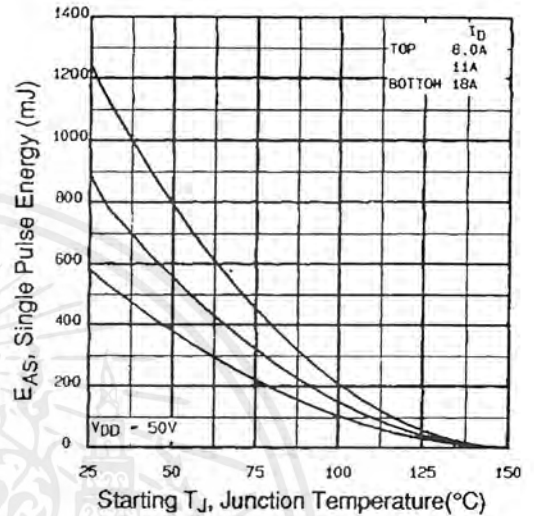


Fig 12c. Maximum Avalanche Energy Vs. Drain Current

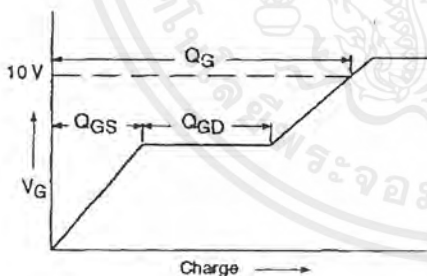


Fig 13a. Basic Gate Charge Waveform

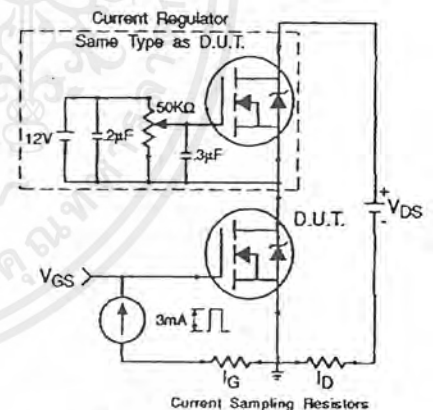


Fig 13b. Gate Charge Test Circuit

Appendix A: Figure 14, Peak Diode Recovery dv/dt Test Circuit – See page 1505

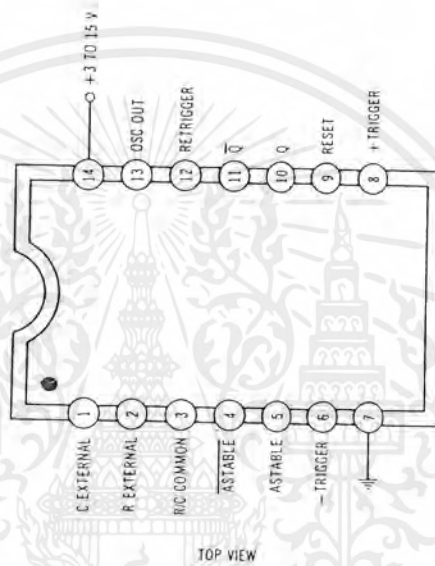
Appendix B: Package Outline Mechanical Drawing – See page 1509

Appendix C: Part Marking Information – See page 1516

Appendix E: Optional Leadforms – See page 1525

4047

MULTIVIBRATOR



This circuit may be used for astable or monostable applications. Complete details for its use appear in Chapter 4.

As a monostable, the circuit may be triggered with either a positive or negative trigger pulse, depending upon which input is used. The output pulse width is determined by an external R and C (the curves are shown in Fig. 4-46). R can vary from 10K to 1 megohm. C can range from 0.001 microfarad up. There are complementary outputs.

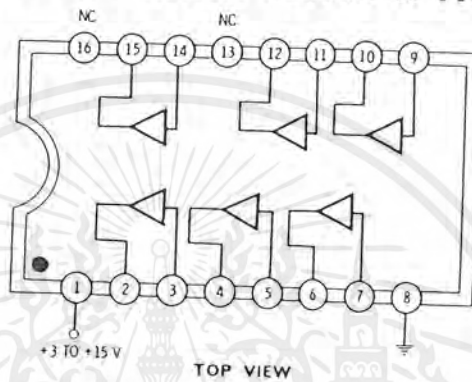
As an astable, the circuit is free running, which depends on the external R and C. Design curves are given in Fig. 4-48. The output frequency at the OSC output (pin 4) is twice that of the complementary outputs (pins 10 and 11), whose duty cycle are both 50%. The duty cycle of the waveform at the OSC output is not guaranteed to be 50%.

Typical quiescent current is 5 microamperes at 5 volts, 10 microamperes at 10 volts, and 20 microamperes at 15 volts.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4050

HEX NONINVERTING BUFFER & TTL DRIVER



All six buffers may be used independently. The buffers may be used as rise-time improvers, as voltage translators, or as current drivers for interfacing TTL and other logic.

On any buffer, the input low provides a low output, and vice versa.

The voltage on pin 1 sets the voltage swing at the output only. Input voltages up to +15 volts are safely accepted regardless of the selected output voltage.

With a +5-volt supply on pin 1, the output is TTL compatible. It provides 3.2 milliamperes or a fan-out to two regular TTL gates, or four LS TTL gates.

Note the unusual supply connections. This package should not normally be used with slow-rise-time inputs such as pulse shapers, monostable and astable circuits, etc. The internal power dissipation can become too great in these and other linear applications, particularly at high frequencies and high supply voltages.

Propagation delay is 30 nanoseconds at 10 volts and 60 nanoseconds at 5 volts. Total package current (unloaded) at 1 megahertz is 0.8 milliamperes at 5 volts and 1.6 milliamperes at 10 volts.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

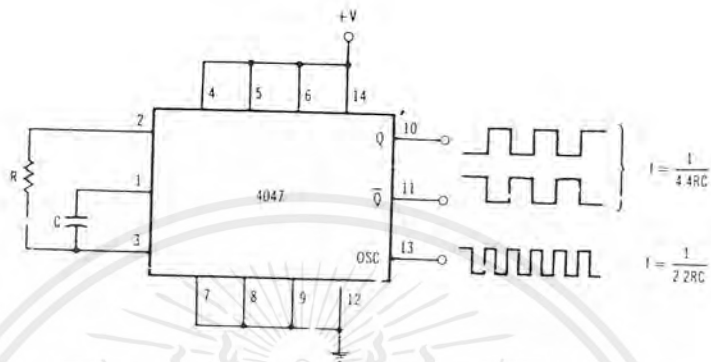
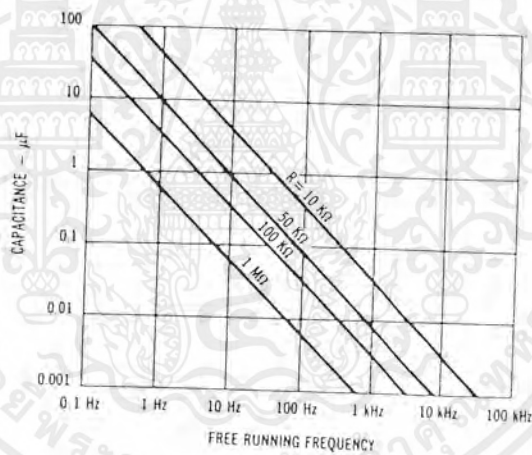


Fig. 4-47. A 4047 astable multivibrator with three outputs.



(A) Graph of R, C, and operating frequency at pin 13.

OUTPUT FREQUENCY (PIN 13):	$\frac{1}{2.2RC}$
DUTY CYCLE:	50:50 SYMMETRY, NOT GUARANTEED
OUTPUT FREQUENCY (PINS 10 OR 11):	$\frac{1}{4.4RC}$
DUTY CYCLE:	50%
LIMITS, MAX R	1 meg
MIN R	.10 K
MIN RECOMMENDED CAPACITANCE	.100 pF
MAX CAPACITANCE	LIMITED BY C LEAKAGE

(B) Design equations.

Fig. 4-48. Component values for a 4047 astable multivibrator.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้