

รายงานโครงการวิศวกรรมไฟฟ้า วิชา 2102499

การวิเคราะห์และพัฒนาประสิทธิภาพของระบบการส่งพลังงานแบบไร้สาย
โดยใช้เทคโนโลยีการสื่อสาร NFC

Analysis and Improvement of NFC Wireless Power Transfer
System Efficiency

นายณัฐชนน จริยานุรัตน์ เลขประจำตัว 6230159521
อาจารย์ที่ปรึกษา อ.ดร.ณพงศ์ ปณิธานธรรม

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย
ปีการศึกษา 2565

ลงชื่ออาจารย์ที่ปรึกษาหลัก	ลงชื่ออาจารย์ที่ปรึกษาร่วม (ถ้ามี)	ลงชื่อตัวแทนบริษัท (เฉพาะนิสิตใน โปรแกรมความเชื่อมโยงอุตสาหกรรม)
 (ณพงศ์ ปณิธานธรรม)	(_____)	(_____)
วันที่ 12 พ.ค. ๖๖	วันที่ _____	วันที่ _____

บทคัดย่อ

ระบบการส่งพลังงานแบบไร้สายได้ถูกออกแบบเพื่อเพิ่มประสิทธิภาพ โดยการส่งพลังงานได้ใช้ความถี่สัญญาณในช่วงการสื่อสาร near-field communication หรือ NFC ที่ 13.56 MHz ซึ่งในการออกแบบต้องการส่งพลังงานให้กับโหลดที่ 1 W และแรงดัน 5 V การออกแบบดังกล่าวได้ใช้วงจรขยายกำลังแบบ Class-D และ Class-E เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพของระบบ สำหรับวงจรเรียงกระแสเพื่อควบคุมแรงดันโหลด การออกแบบและวัดประสิทธิภาพในโปรแกรม LTSpice โดยใช้โมเดลขององค์ประกอบแบบเหมือนจริง ทำให้ได้ระบบส่งพลังงานที่มีประสิทธิภาพดีส่องระบบ ได้แก่ ระบบที่ใช้ตัวขยายกำลังแบบ Class-D และการสร้างสัญญาณควบคุมสวิตช์หน้าวงจรเรียงกระแสแบบเปรียบเทียบแรงดันขาออกโดยตรง ซึ่งมีประสิทธิภาพสูงสุดอยู่ที่ 66% และช่วงของแรงดันขาเข้าอยู่ที่ช่วง 4.5 ถึง 5 V และอีกระบบ คือ ระบบที่ใช้ตัวขยายกำลังแบบ Class-E และการสร้างสัญญาณควบคุมสวิตช์หน้าวงจรเรียงกระแสแบบใช้ monostable pulse generator ซึ่งมีประสิทธิภาพสูงสุดอยู่ที่ 70% และช่วงของแรงดันขาเข้าอยู่ที่ช่วง 17 ถึง 22 V

คำสำคัญ: การส่งพลังงานแบบไร้สาย, ตัวขยายกำลังแบบคลาส D, ตัวขยายกำลังแบบคลาส E, การสวิตช์ด้านหน้าวงจรเรียงกระแส, การกำเนิดสัญญาณพัลส์แบบเอกสเตียร

Abstract

A wireless power transfer system has been designed and improved for higher power transfer efficiency. The frequency used in this system is at the near-field communication (NFC) frequency which is 13.56 MHz. The target power to be transferred is 1 W at 5 V. The system utilized a class-D or class-E amplifier for higher output efficiency and utilized a rectifier for AC to DC conversion. The pre-rectifier switching is implemented to control the output voltage. Simulation of the designed systems gives the two most efficient designs. The first design uses a class-D amplifier with pre-rectifier switching controlled by direct comparison of the output voltage, which gives 66% maximum efficiency and works at 4.5 V to 5 V of input voltage. The second design uses a class-E amplifier with pre-rectifier switching controlled by a monostable pulse generator, which gives 70% maximum efficiency and works at 17 V to 22 V of input voltage.

Keywords: wireless power transfer, class-D amplifier, class-E amplifier, pre-rectifier switching, monostable pulse generator

สารบัญ

สารบัญ	ii
สารบัญรูปภาพ	iv
สารบัญตาราง	ix
1 บทนำ	1
1.1 ที่มาและความสำคัญของโครงงาน	1
1.2 วัตถุประสงค์ของโครงงาน	2
1.3 ขอบเขตของโครงงาน	2
1.4 ผลลัพธ์ที่คาดหวังจากโครงงาน	3
1.5 ขั้นตอนการดำเนินงาน	3
2 หลักการและทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง	4
2.1 เทคโนโลยี NFC เพื่อใช้ในการชาร์จพลังงานแบบไร้สาย	4
2.2 ประสิทธิภาพในการส่งพลังงานแบบไร้สายในเชิงทฤษฎี	4
2.2.1 กรณีแรก: วงจรปรับจุนแบบอนุกรม ทั้งฝั่งของภาคส่งและภาครับพลังงาน	4
2.2.2 กรณีที่สอง: วงจรปรับจุนแบบอนุกรมในภาคส่งพลังงาน และแบบขนานในภาครับพลังงาน	5
2.3 องค์ประกอบทางวิเคราะห์ของการส่งพลังงานแบบไร้สาย	6
2.4 การออกแบบตัวขยายกำลังในวงจรภาคส่งพลังงาน	7
2.4.1 หลักการเบื้องต้นของวงจรขยายแบบ class-D resonant converter	7
2.4.2 การออกแบบวงจรขยายแบบ class-D resonant converter	9
2.4.3 วงจรรวมที่จะใช้ในการขับทรานซิสเตอร์ของตัวขยายกำลังแบบ Class-D	11
2.4.4 วงจรตัวขยายกำลังแบบ Class-E	14
2.4.5 ทรานซิสเตอร์ที่นำมาใช้ในตัวขยายกำลัง	15
2.5 การออกแบบวงจรเรียงกระแส และการสวิตช์ด้านหน้าวงจรเรียงกระแส	18
2.5.1 ความต้านทานสมมูลของวงจรเรียงกระแสแบบ full-bridge rectifier	18
2.5.2 การสวิตช์ด้านหน้าวงจรเรียงกระแส และการหาประสิทธิภาพของวงจรนี้	19

2.5.3	การสร้างสัญญาณควบคุมสวิตช์ด้านหน้าจอเรียงกระแสโดยใช้ monostable pulse generator	21
2.5.4	การสร้างสัญญาณโดยการเปรียบเทียบแรงดันขากับแรงดันอ้างอิงโดยตรง	24
3	ผลลัพธ์ของโครงงานและการอภิปรายผล	25
3.1	การวัดประสิทธิภาพของการส่งพลังงานแบบเบื้องต้นของวงจรการสื่อสารแบบ NFC ที่มีอยู่แล้ว .	26
3.1.1	การวัดประสิทธิภาพโดยรวม	26
3.1.2	การวัดประสิทธิภาพเฉพาะส่วนของวงจรเรียงกระแส	32
3.1.3	แนวทางการปรับปรุงประสิทธิภาพของระบบการส่งพลังงาน	33
3.2	รูปร่างของเสาอากาศที่ใช้ในการทดลอง	34
3.3	การหาประสิทธิภาพเพื่อเลือกว่าจะปรับจูน	35
3.4	การทดสอบประสิทธิภาพของวงจรขยายกำลังแบบ Class-D เบื้องต้น	37
3.4.1	การใช้งานวงจรรวม LMG1210 ของ Texas Instruments ในวงจรขยายแบบ Class-D	38
3.5	การทดสอบประสิทธิภาพของวงจรขยายกำลังแบบ Class-E เบื้องต้น	40
3.6	การทดสอบประสิทธิภาพของวงจรตัวเรียงกระแสเบื้องต้น	42
3.7	การทดสอบประสิทธิภาพของวงจรตัวเรียงกระแส แบบมีสวิตช์ด้านหน้าจอเรียงกระแส	43
3.8	การทดสอบประสิทธิภาพของระบบการส่งพลังงานแบบไร้สายโดยใช้อุปกรณ์ประกอบเมื่อจริง . .	45
3.8.1	การอภิปรายผล	49
3.8.2	ข้อเสนอในการออกแบบจากผลการทดลอง	52
3.8.3	การอภิปรายผลเรื่องการสั่นของแรงดันขากลางระบบ	53
3.9	การวิเคราะห์กำลังสูญเสียที่ส่วนประกอบต่าง ๆ ในระบบ	53
3.10	ข้อเสนอในการเพิ่มประสิทธิภาพของระบบการส่งพลังงานแบบไร้สายเพิ่มเติม	54
3.11	ข้อเสนอของการออกแบบระบบควบคุมเพิ่มเติม	56
4	บทสรุป	57
4.1	สรุปผลการดำเนินการ	57
4.2	ปัญหา อุปสรรค และแนวทางแก้ไข	57
4.3	ข้อเสนอแนะ	57
5	กิตติกรรมประกาศ	59
เอกสารอ้างอิง		59

สารบัญรูปภาพ

2.1	(a) วงจรปรับจูนแบบอนุกรม ทั้งฝั่งของภาคส่งและภาครับพลังงาน และ (b) คือ วงจรสมมูลของวงจร (a)	5
2.2	(a) วงจรปรับจูนแบบอนุกรมในภาคส่งพลังงาน และแบบขนาดในภาครับพลังงาน และ (b) คือ วงจรสมมูลของวงจร (a)	5
2.3	องค์ประกอบทางจรดของการส่งพลังงานแบบไร้สาย	6
2.4	รูปแบบของวงจรขยายคลาส D	7
2.5	รูปแบบของสัญญาณที่สำคัญต่าง ๆ ในเชิงเวลา ในวงจรขยาย class-D ที่แสดงในรูปที่ 2.4	8
2.6	ลักษณะของวงจรขยายแบบ class-D resonant converter ที่จะใช้ในการออกแบบในโครงงาน (อ้างอิงจาก [11])	9
2.7	วงจร gate drive แบบมีทั้ง high-side และ low-side จังหวะที่มีการชาร์จตัวเก็บประจุที่ใช้ในการขับ high-side gate drive (bootstrap capacitor: C_{BOOT}) (อ้างอิงจาก [13])	11
2.8	วงจร gate drive แบบมีทั้ง high-side และ low-side จังหวะที่มีการขับ high-side gate drive ซึ่งใช้ประจุจาก C_{BOOT} (อ้างอิงจาก [13])	12
2.9	ส่วนประกอบทางวงจรภายในวงจรรวมโดยคร่าว และการใช้งานอย่างง่ายของวงจรรวม LMG1210 ของ Texas Instruments (อ้างอิงจาก [14])	13
2.10	รายละเอียดของรูปแบบสัญญาณข้าอกหั้งสองสัญญาณที่ขับทรานซิสเตอร์ฝั่ง high-side และ low-side (HI และ LI ตามลำดับ) เมื่อวงจรรวม LMG1210 ทำงานแบบ PWM mode (อ้างอิงจาก [14])	14
2.11	การเลือก荷载ของวงจรรวม LMG1210 สามารถทำได้โดยการต่อขา DLH และ DHL ตามตารางนี้ (อ้างอิงจาก [14])	14
2.12	ตัวขยายกำลังแบบ Class-E (อ้างอิงรูปภาพจาก [15])	15
2.13	รูปแบบของสัญญาณแรงดันและกระแสในทรานซิสเตอร์ของตัวขยายกำลังแบบ Class-E (อ้างอิงรูปภาพจาก [15])	15
2.14	สมบัติทางไฟฟ้าของ silicon (Si), gallium nitride (GaN) และ silicon carbide (SiC) (อ้างอิงจาก [17])	16
2.15	ค่า $R_{DS(on)}$ ต่ำสุดในเชิงทฤษฎีของสารกึ่งตัวนำทั้งสามแบบ เปรียบเทียบกับ breakdown voltage (อ้างอิงจาก [17])	17
2.16	(ซ้าย) กลไกการเกิด two-dimensional electron gas (2DEG) บน gallium nitride โดยการเกิดความเค้นที่สร้างจากการปัลส์ AlGaN (ขวา) การนำ 2DEG ดังกล่าวไปนำกระแสไฟฟ้าในทรานซิสเตอร์ (อ้างอิงจาก [17])	17

2.17	depletion-mode HEMT ซึ่งสามารถควบคุมได้โดยการใช้แรงดันที่เป็นลบจ่ายให้เป็น gate-drain voltage (อ้างอิงจาก [17])	17
2.18	enhancement-mode HEMT ซึ่งสามารถควบคุมได้โดยการใช้แรงดันที่เป็นบวกจ่ายให้เป็น gate-drain voltage (อ้างอิงจาก [17])	18
2.19	full-bridge rectifier แบบพื้นฐาน (อ้างอิงรูปภาพจาก [18])	18
2.20	วงจรสมมูลหั้งในฝั่งด้านหน้าของเรียงกระแส และฝั่งด้านหลังของเรียงกระแส (อ้างอิงรูปภาพจาก [18])	19
2.21	วงจรเรียงกระแสแบบ pre-rectifier switching และรูปแบบของสัญญาณเชิงเวลาที่เกี่ยวข้อง [19]	20
2.22	การสร้างสัญญาณควบคุมสวิตช์ด้านหน้าของเรียงกระแส (อ้างอิงจาก [19])	22
2.23	(a) วงจร monostable pulse generator (b) การสร้างสัญญาณ VCmp ซึ่งลักษณะเป็นคลื่นที่มี pulse-width modulation (PWM) (c) รูปแบบสัญญาณที่สำคัญต่าง ๆ ในวงจร (อ้างอิงจาก [19])	23
2.24	การเปรียบเทียบค่าแรงดันขาอกกับแรงดันอ้างอิงแล้วสร้างเป็นสัญญาณ VCmp โดยตรง	24
3.1	องค์ประกอบทางวิศวกรรม SIC4311 (ได้รับความอนุเคราะห์จากบริษัท ซิลิคอนคราฟท์ เทคโนโลยี จำกัด (มหาชน))	26
3.2	แผนภาพการทดสอบประสิทธิภาพของระบบ	27
3.3	การทดลองวัดประสิทธิภาพของระบบส่งรับพลังงานไร้สาย เมื่อว่างเสากาศของตัวรับและของตัวส่งแบบซ้อนกัน	28
3.4	การทดลองวัดประสิทธิภาพของระบบส่งรับพลังงานไร้สาย เมื่อว่างเสากาศของตัวรับและของตัวส่งตรงกัน แต่ห่างกัน 2 cm	28
3.5	กราฟแสดงแรงดันที่กระแสโหลดต่างกัน จากขา HV ที่ตั้งค่าตัว limiting แรงดันที่ 6.5 V	29
3.6	กราฟแสดงแรงดันที่กระแสโหลดต่างกัน จากขา HV ที่ตั้งค่าตัว limiting แรงดันที่ 5.2 V	29
3.7	กราฟแสดงแรงดันที่กระแสโหลดต่างกัน จากขา XVDD ที่ถูกควบคุมแรงดันด้วย LDO ที่ 3.3 V	29
3.8	กราฟแสดงกำลังงานที่จ่ายได้ที่กระแสโหลดแตกต่างกัน จากขา HV ที่ตั้งค่าตัว limiting แรงดันที่ 6.5 V	30
3.9	กราฟแสดงกำลังงานที่จ่ายได้ที่กระแสโหลดแตกต่างกัน จากขา HV ที่ตั้งค่าตัว limiting แรงดันที่ 5.2 V	30
3.10	กราฟแสดงกำลังงานที่จ่ายได้ที่กระแสโหลดแตกต่างกัน จากขา XVDD ที่ถูกควบคุมแรงดันด้วย LDO ที่ 3.3 V	30
3.11	การวัดประสิทธิภาพเฉพาะส่วนของวงจรเรียงกระแสในวงจรรวม SIC4311	32
3.12	เสากาศฝั่งภาคส่งพลังงานที่ใช้ (ไม่บรรทัดด้านบนแสดงเป็นหน่วยมิลลิเมตร)	34
3.13	เสากาศฝั่งภาครับพลังงานที่ใช้ (ไม่บรรทัดด้านบนแสดงเป็นหน่วยมิลลิเมตร)	34
3.14	วงจรจำลองใน LTSpice ของระบบการส่งพลังงานที่มีการปรับจูนโดยใช้วงจรปรับจูนแบบอนุกรม ทั้งฝั่งของภาคส่งและภาครับพลังงาน	36

3.15	วิจารณาลงใน LTSpice ของระบบการส่งพลังงานที่มีการปรับจูนโดยใช้วงจรปรับจูนแบบอนุกรมในฝั่งของภาคส่งและแบบขนาดในฝั่งของภาครับพลังงาน	36
3.16	ประสิทธิภาพของการส่งพลังงานของระบบการส่งพลังงานที่มีการปรับจูนโดยใช้วงจรปรับจูนแบบอนุกรม ทึ้งฝั่งของภาคส่งและภาครับพลังงาน เทียบกับความต้านทานโหลด	36
3.17	ประสิทธิภาพการส่งพลังงานของของระบบที่มีการปรับจูนโดยแบบอนุกรมในฝั่งของภาคส่งและแบบขนาดในฝั่งของภาครับพลังงาน เทียบกับความต้านทานโหลด	36
3.18	วิจารณาลงใน LTSpice สำหรับการวัดประสิทธิภาพเบื้องต้นของตัวขยายกำลังแบบ class-D . .	37
3.19	ความสัมพันธ์ระหว่างประสิทธิภาพของการส่งพลังงาน เมื่อขนาดของความต้านทานโหลดเปลี่ยนไป สำหรับวงจรแบบ Class-D	38
3.20	ความสัมพันธ์ระหว่างกำลังงานที่จ่ายจากแหล่งกำเนิด เมื่อขนาดของความต้านทานโหลดเปลี่ยนไป สำหรับวงจรแบบ Class-D	38
3.21	การใช้งานวงจรรวม LMG1210 ของ Texas Instruments ในวงจรขยายแบบ Class-D โดยด้วยแบบ independent input	39
3.22	ความสัมพันธ์ระหว่างประสิทธิภาพของการส่งพลังงาน เมื่อ dead time เปลี่ยนไป สำหรับวงจรแบบ Class-D ที่ใช้ gate drive รหัส LMG1210	39
3.23	ความสัมพันธ์ระหว่างกำลังข้ออก เมื่อ dead time เปลี่ยนไป สำหรับวงจรแบบ Class-D ที่ใช้ gate drive รหัส LMG1210	39
3.24	การใช้งานวงจรรวม LMG1210 ของ Texas Instruments ในวงจรขยายแบบ Class-D โดยด้วยแบบ pulse-width modulation	40
3.25	วิจารณาลงใน LTSpice สำหรับการวัดประสิทธิภาพเบื้องต้นของตัวขยายกำลังแบบ class-E . .	41
3.26	ความสัมพันธ์ระหว่างประสิทธิภาพของการส่งพลังงาน เมื่อขนาดของความต้านทานโหลดเปลี่ยนไป สำหรับวงจรแบบ Class-E	41
3.27	ความสัมพันธ์ระหว่างกำลังงานที่จ่ายจากแหล่งกำเนิด เมื่อขนาดของความต้านทานโหลดเปลี่ยนไป สำหรับวงจรแบบ Class-E	42
3.28	วิจารณ์เรียงกระแสที่ใช้ในการจำลองเพื่อวัดหาประสิทธิภาพ	43
3.29	ประสิทธิภาพการแปลงพลังงานของวงจรเรียงกระแสที่ใช้ Schottky diode รหัส 1N5817 ในสภาพไฟลดต่ำกัน	43
3.30	การทดสอบประสิทธิภาพของวงจรตัวเรียงกระแส แบบที่มีสวิตช์ด้านหน้าวงจรเรียงกระแส โดยใช้การเปรียบเทียบแรงดันข้ออกของโหลดโดยตรงเพื่อสร้างสัญญาณควบคุมเปิดปิดสวิตช์ .	44
3.31	ความสัมพันธ์ระหว่างประสิทธิภาพของการส่งพลังงานของวงจร เมื่อเทียบกับ duty cycle ของสัญญาณควบคุมสวิตช์ที่เปลี่ยนไป ในสภาพไฟโหลดที่ต่ำกันซึ่งควบคุมแรงดันไฟโหลดอยู่ที่ 5 V .	44
3.32	รูปแบบทางวงจรเพื่อทดสอบประสิทธิภาพของระบบการส่งพลังงานแบบไร้สายโดยใช่องค์ประกอบเบื้องจริง	45

3.33 ตัวขยายกำลังแบบ Class-D และการสร้างสัญญาณควบคุมสวิตช์หน้างจรเรียงกระแสแบบเปรียบเทียบแรงดันขาออกโดยตรง ดังในหัวข้อที่ 2.5.4	47
3.34 ตัวขยายกำลังแบบ Class-D และการสร้างสัญญาณควบคุมสวิตช์หน้างจรเรียงกระแสแบบใช้ monostable pulse generator ดังในหัวข้อที่ 2.5.3	47
3.35 ตัวขยายกำลังแบบ Class-E และการสร้างสัญญาณควบคุมสวิตช์หน้างจรเรียงกระแสแบบเปรียบเทียบแรงดันขาออกโดยตรง ดังในหัวข้อที่ 2.5.4	48
3.36 ตัวขยายกำลังแบบ Class-E และการสร้างสัญญาณควบคุมสวิตช์หน้างจรเรียงกระแสแบบใช้ monostable pulse generator ดังในหัวข้อที่ 2.5.3	48
3.37 ความสัมพันธ์ระหว่างประสิทธิภาพของการส่งพลังงาน เมื่อเปรียบเทียบกับแรงดันขาเข้าของวงจรตัวขยายกำลังที่เปลี่ยนไป ในทุกสี่การทดลอง และที่ระยะห่างของเสาอากาศที่แตกต่างกัน (0.5, 1.0 และ 1.5 cm) ในกรณีที่กำลังที่ส่งอยู่ที่ 1 W และแรงดันขาออก 5 V (ความต้านทานโหลด 25 Ω)	49
3.38 ความสัมพันธ์ระหว่างการสั่นของแรงดันขาออกสูงสุด (output voltage ripples) เมื่อเปรียบเทียบกับแรงดันขาเข้าของวงจรตัวขยายกำลังที่เปลี่ยนไป ในทุกสี่การทดลอง และที่ระยะห่างของเสาอากาศที่แตกต่างกัน (0.5, 1.0 และ 1.5 cm) ในกรณีที่กำลังที่ส่งอยู่ที่ 1 W และแรงดันขาออก 5 V (ความต้านทานโหลด 25 Ω)	49
3.39 ความสัมพันธ์ระหว่างประสิทธิภาพของการส่งพลังงาน เมื่อเปรียบเทียบกับแรงดันขาเข้าของวงจรตัวขยายกำลังที่เปลี่ยนไป ในทุกสี่การทดลอง และที่ระยะห่างของเสาอากาศที่แตกต่างกัน (0.5, 1.0 และ 1.5 cm) ในกรณีที่กำลังที่ส่งอยู่ที่ 2 W และแรงดันขาออก 5 V (ความต้านทานโหลด 12.5 Ω)	50
3.40 ความสัมพันธ์ระหว่างการสั่นของแรงดันขาออกสูงสุด (output voltage ripples) เมื่อเปรียบเทียบกับแรงดันขาเข้าของวงจรตัวขยายกำลังที่เปลี่ยนไป ในทุกสี่การทดลอง และที่ระยะห่างของเสาอากาศที่แตกต่างกัน (0.5, 1.0 และ 1.5 cm) ในกรณีที่กำลังที่ส่งอยู่ที่ 2 W และแรงดันขาออก 5 V (ความต้านทานโหลด 12.5 Ω)	50
3.41 ความสัมพันธ์ระหว่างประสิทธิภาพของการส่งพลังงาน เมื่อเปรียบเทียบกับแรงดันขาเข้าของวงจรตัวขยายกำลังที่เปลี่ยนไป ในทุกสี่การทดลอง และที่ระยะห่างของเสาอากาศที่แตกต่างกัน (0.5, 1.0 และ 1.5 cm) ในกรณีที่กำลังที่ส่งอยู่ที่ 0.5 W และแรงดันขาออก 5 V (ความต้านทานโหลด 50 Ω)	51
3.42 ความสัมพันธ์ระหว่างการสั่นของแรงดันขาออกสูงสุด (output voltage ripples) เมื่อเปรียบเทียบกับแรงดันขาเข้าของวงจรตัวขยายกำลังที่เปลี่ยนไป ในทุกสี่การทดลอง และที่ระยะห่างของเสาอากาศที่แตกต่างกัน (0.5, 1.0 และ 1.5 cm) ในกรณีที่กำลังที่ส่งอยู่ที่ 0.5 W และแรงดันขาออก 5 V (ความต้านทานโหลด 50 Ω)	51

3.43	กำลังสูญเสียในระบบที่ใช้ตัวขยายกำลังแบบ Class-D และการสร้างสัญญาณควบคุมสวิตช์หน้าวงจรเรียงกระแสแบบเบรี่ยบเทียบแรงดันขาออกโดยตรง จำแนกตามส่วนประกอบที่ทำให้เกิดกำลังสูญเสีย	54
3.44	กำลังสูญเสียในระบบที่ใช้ตัวขยายกำลังแบบ Class-E และการสร้างสัญญาณควบคุมสวิตช์หน้าวงจรเรียงกระแสแบบใช้ monostable pulse generator จำแนกตามส่วนประกอบที่ทำให้เกิดกำลังสูญเสีย	54
3.45	โครงสร้างของระบบการส่งพลังงานแบบไร้สายโดยรวมที่เสนอ	56

สารบัญตาราง

3.1	จุดทำงานที่ทำให้ได้กำลังสูงที่สุดจากขา HV ที่ตั้งค่าตัว limiting แรงดันที่ 6.5 V	31
3.2	จุดทำงานที่ทำให้ได้กำลังสูงที่สุดจากขา HV ที่ตั้งค่าตัว limiting แรงดันที่ 5.2 V	31
3.3	จุดทำงานที่ทำให้ได้กำลังสูงที่สุดจากขา XVDD ที่ถูกควบคุมแรงดันด้วย LDO ที่ 3.3 V	31
3.4	กำลังขาเข้าที่ใช้จ่ายให้กับเสาอากาศภาคส่งพลังงาน เมื่อวางแผนการของตัวและรับและตัวส่งพลังงานที่ระยะห่างต่างกัน	31
3.5	ประสิทธิภาพของการส่งพลังงานในแต่ละกรณี ที่ระยะห่างของเสาอากาศที่ต่างกัน	31
3.6	กระแสโหลดที่จ่ายจากขา HV เมื่อแรงดันโหลดเป็น 3.3 V	32
3.7	ประสิทธิภาพของตัวเรียงกระแส ในวงจรรวม SIC4311 ที่ค่าโหลดต่าง ๆ กัน	33
3.8	ค่าความหนึ่นຍวนนำสมมูลและ coupling coefficient ของเสาอากาศทั้งสองที่ระยะห่างที่ต่างกัน	35
3.9	กำลังสูญเสียที่ส่วนประกอบต่าง ๆ ของระบบการส่งพลังงานแบบไร้สาย ในสองกรณี	55

1 บทนำ

1.1 ที่มาและความสำคัญของโครงการ

การส่งพลังงานแบบไร้สาย (wireless power transfer: WPT) นับว่ามีความสำคัญอย่างมากกับการใช้งานประเภทต่าง ๆ นับตั้งแต่การชาร์จพลังงานแบบไร้สายกับอุปกรณ์ทางไฟฟ้าขนาดเล็ก (เช่น นาฬิกาดิจิทัล หูฟัง โทรศัพท์) หรือขนาดใหญ่ (เช่น รถยนต์ไฟฟ้า) การส่งพลังงานแบบไร้สายให้กับอุปกรณ์ทางการแพทย์ที่ฝังในร่างกาย (implantable medical devices: IMDs)

สำหรับกำลังงานที่จำเป็นต้องส่งในการส่งพลังงานแบบไร้สายนั้น ขึ้นอยู่กับงานแต่ละประเภท สำหรับการส่งพลังงานแบบไร้สายให้กับอุปกรณ์ทางการแพทย์ที่ฝังในร่างกาย ซึ่งอุปกรณ์จำเป็นต้องมีขนาดเล็ก กำลังงานที่ต้องใช้สำหรับงานดังกล่าวจะอยู่ในช่วงระดับมิลลิวัตต์ (milliwatt) ถึงระดับไมโครวัตต์ (microwatt) และการส่งพลังงานควรมีประสิทธิภาพ (efficiency) สูง เพื่อไม่ให้พลังงานที่เสียไปถูกดูดกลืนโดยเนื้อเยื่อของผิวนาง ทำให้เกิดอันตรายต่อสุขภาพของผู้ที่ถูกฝังอุปกรณ์นั้น นอกจากนั้นตัวรับและตัวส่งพลังงานจะต้องมีขนาดเล็กมาก เพื่อให้สามารถฝังอุปกรณ์นั้นลงภายในร่างกายได้ สำหรับชาร์จพลังงานแบบไร้สายกับอุปกรณ์ไฟฟ้าขนาดเล็กที่ใช้ในชีวิตประจำวัน (small consumer electronics devices) กำลังงานที่ต้องใช้จะเพิ่มขึ้นอยู่ในระดับ 1-5 วัตต์ (watt) ขนาดของตัวรับและตัวส่งพลังงานควรมีขนาดเล็กเพื่อให้สามารถบรรจุลงในอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ดังกล่าวได้ ดังนั้น องค์ประกอบทางวงจรทั้งหมด เช่น ตัวเรียงกระแส (rectifier) และตัวควบคุมแรงดัน (voltage regulator) ควรจะอยู่ในวงจรรวม (integrated circuit) เดียวกัน หรืออยู่ในแผ่นวงจรพิมพ์ (printed circuit board) ขนาดเล็กเดียวกันเพื่อให้ขนาดของวงจรในอุปกรณ์นั้นมีขนาดกะทัดรัด

ปัจจุบัน มาตรฐานการส่งพลังงานแบบไร้สายที่ได้รับความนิยมได้แก่ มาตรฐานการชาร์จพลังงานไร้สาย Qi Low Power System Description ซึ่งใช้สำหรับการชาร์จไฟกำลังสูงสุด 5 W และใช้สำหรับการชาร์จอุปกรณ์ไฟฟ้าขนาดเล็ก เช่น โทรศัพท์มือถือ นาฬิกาข้อมือ ซึ่งเสนอโดยสมาคม Wireless Power Consortium และใช้คลื่น파ห�ความถี่ 110 ถึง 205 kHz นอกจากนั้น ยังมีมาตรฐานใหม่ เป็นการส่งพลังงานไร้สายโดยใช้คลื่น파ห�ความถี่ของ Near-Field Communication หรือ NFC เป็นคลื่นที่ใช้ในการสื่อสารระหว่างอุปกรณ์ในระยะใกล้ ซึ่งมีความถี่อยู่ที่ 13.56 MHz ซึ่งมาตรฐานนี้เสนอโดย NFC Forum เมื่อเดือนตุลาคม 2021 คือมาตรฐาน Wireless Charging Specification 2.0 หรือ WLC 2.0 สามารถจ่ายกำลังงานจ่ายสูงสุด 1 W และสามารถใช้เสาอากาศคู่เดียวในการจ่ายทั้งพลังงานไฟฟ้าและสื่อสารในคลื่นความถี่ NFC ได้ในตัวเดียวกัน [1]

ข้อดีของการใช้คลื่น파ห�ความถี่สูงในการส่งพลังงานแบบไร้สาย คือ ขนาดของตัวเหนี่ยวแนมและตัวเก็บประจุของฝั่งตัวรับและตัวส่งพลังงานจะสามารถทำให้มีขนาดที่เล็กลงได้ คือ รวมไปถึงขนาดของเสาอากาศ (antenna) ที่ใช้ในการรับและส่งพลังงาน ตัวเก็บประจุที่ใช้ในการปรับจุน (tuning) และตัวเก็บประจุที่ใช้ในการกรอง (filtering) นอกจากนั้น ที่ความถี่สูง การออกแบบเสาอากาศเพื่อให้มีค่าคุณภาพ (qualify factor) สูงสามารถทำได้จ่ายมากขึ้น จึงทำให้การส่งพลังงานแบบไร้สายที่คลื่น파ห�ความถี่สูง มีประสิทธิภาพที่สูงกว่าการส่งพลังงานที่คลื่น파ห�ความถี่ต่ำ

กว่า แต่ก็แลกด้วยกำลังที่ส่งได้จะมีขนาดที่ลดลง ดังนั้นการส่งพลังงานแบบไร้สายที่ความถี่สูงจะถูกประยุกต์ใช้กับงานที่เกี่ยวข้องกับอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ขนาดเล็กที่ใช้กำลังไฟฟ้าน้อย

หนึ่งในการส่งพลังงานแบบไร้สายที่ความถี่สูง คือ การส่งพลังงานที่ความถี่ของ Near-Field Communication หรือ NFC ซึ่งมีค่าความถี่เป็น 13.56 MHz จึงเป็นมาตรฐานที่นิยมใช้ในการชาร์จพลังงานแบบไร้สายให้กับอุปกรณ์ทางการแพทย์ที่ฝังในร่างกาย (implantable medical devices: IMDs) ซึ่งใช้พลังงานต่ำ และต้องการประสิทธิภาพการส่งพลังงานที่สูง นอกจากนั้น ในปัจจุบันมีหลายบริษัทที่เริ่มน้ำความถี่คลื่น파หะของ NFC มาใช้ในการชาร์จพลังงานแบบไร้สายกับอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ขนาดเล็ก เช่น นาฬิกาดิจิทัล หูฟัง จากการสำรวจเทคโนโลยีของบริษัทที่ระบบชาร์จด้วย NFC แล้ว เช่น STMicroelectronics [2] (สูงสุด 1 W), NXP [3] (สูงสุด 0.5 W), Pantronics [4] (สูงสุด 1 W), Lapis Technology [5] (สูงสุด 1 W) และ NuCurrent Inc. [6] (สูงสุด 3 W)

การส่งพลังงานแบบไร้สายโดยใช้คลื่นความถี่ของ Near-Field Communication จึงเป็นทางเลือกใหม่ของการชาร์จพลังงานให้กับอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ขนาดเล็ก เนื่องด้วยขนาดของอุปกรณ์ตัวรับและตัวส่งพลังงานที่สามารถทำให้เล็กพอด้วยขนาดในอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ขนาดเล็ก ทำให้การออกแบบผลิตภัณฑ์ดังกล่าวในเชิงพาณิชย์ทำได้ง่าย และมีข้อจำกัดทางกายภาพที่ลดลง

1.2 วัตถุประสงค์ของโครงการ

เพื่อวิเคราะห์ประสิทธิภาพของระบบการส่งพลังงานแบบไร้สาย (wireless power transfer: WPT) ที่ใช้การส่งพลังงานโดยใช้เทคโนโลยี Near-Field Communication หรือ NFC ปรับปรุงประสิทธิภาพของระบบดังกล่าวให้ดีขึ้น และทดสอบประสิทธิภาพของวงจรที่ปรับปรุงนั้นโดยใช้การจำลองบนโปรแกรม LTSpice ทั้งภาคตัวรับและตัวส่งพลังงาน โดยใช้โมเดลขององค์ประกอบทุกองค์ประกอบแบบละเอียดทั้งหมด

1.3 ขอบเขตของโครงการ

สำหรับโครงการนี้ ทางผู้จัดทำได้รับความอนุเคราะห์จาก บริษัท ชิลิคอน คราฟท์ เทคโนโลยี จำกัด (มหาชน) ให้ผู้จัดทำสามารถใช้งานรวม RA12 และ SIC-4311 ซึ่งเป็นวงจรรวมของตัวส่งพลังงาน (reader) และตัวรับพลังงาน (tag) ของเทคโนโลยี Near-Field Communication ตามลำดับ รวมถึงสามารถใช้บอร์ดชุดพัฒนา (RA12 Development Kit) เพื่อใช้ในการทดลองประสิทธิภาพเบื้องต้นของระบบการส่งพลังงานโดยใช้ NFC อย่างเบื้องต้นได้ ผู้จัดทำจึงกำหนดขอบเขตของโครงการนี้ ดังนี้

- วิเคราะห์ประสิทธิภาพของระบบการส่งพลังงานไร้สายเบื้องต้น เมื่อทดสอบการส่งพลังงานด้วยบอร์ด RA12 Development Kit เสาอากาศภาครับและภาคส่งขนาด $3 \times 5 \text{ cm}$ และการรับพลังด้วยวงจรรวม SIC-4311
- วิเคราะห์ประสิทธิภาพของวงจรแต่ละส่วน ได้แก่ ตัวขยายกำลัง (power amplifier) การรับส่งพลังงานระหว่างเสาอากาศ (antennas) ตัวเรียงกระแส (rectifier) ของระบบของข้อที่แล้ว เพื่อหาคอขวด (bottleneck) ของการส่งพลังงานแบบไร้สายในระบบดังกล่าว
- ปรับปรุงประสิทธิภาพของระบบดังกล่าวให้ดีขึ้น เนื่องในส่วนที่ไม่ใช่เสาอากาศ และทดสอบประสิทธิภาพของวงจรที่ปรับปรุงนั้นโดยใช้การจำลองบนโปรแกรม LTSpice ทั้งภาคตัวรับและตัวส่งพลังงาน โดยใช้โมเดลของ

องค์ประกอบทุกองค์ประกอบแบบละเอียดทั้งหมด

4. ในการรับส่งพลังงานไร้สายนี้ จะใช้ในขอบเขตการประยุกต์ใช้ที่ว่างเสากาศของภาครับและภาคส่งพลังงานแบบ วงไกล์กัน (ไม่เกิน 2 cm) และวางตรงกันเท่านั้น

1.4 ผลลัพธ์ที่คาดหวังจากโครงการ

ผลลัพธ์เชิงตัวเลขของประสิทธิภาพของระบบการส่งพลังงานไร้สายเบื้องต้น เมื่อทดสอบการส่งพลังงานด้วยบอร์ด RA12 Development Kit เสาอากาศภาครับและภาคส่งขนาด $3 \times 5 \text{ cm}$ และการรับพลังด้วยวงจรรวม SIC-4311 และผลลัพธ์เชิงตัวเลขของประสิทธิภาพของวงจรแต่ละส่วน ได้แก่ ตัวขยายกำลัง (power amplifier) การรับส่งพลังงาน ระหว่างเสาอากาศ (antennas) ตัวเรียงกระแส (rectifier) ของระบบของข้อที่แล้ว เพื่อหาคอขวด (bottleneck) ของการส่งพลังงานแบบไร้สายในระบบตั้งกล่าว

จากนี้ ปรับปรุงประสิทธิภาพของระบบดังกล่าวให้ดีขึ้น เนพาะในส่วนที่ไม่ใช่เสาอากาศ และทดสอบประสิทธิภาพ ของวงจรที่ปรับปรุงนั้นโดยใช้การจำลองบนโปรแกรม LTSpice ทั้งภาคตัวรับและตัวส่งพลังงาน โดยใช้โมเดลขององค์ประกอบทุกองค์ประกอบแบบละเอียดทั้งหมด โดยระบบดังกล่าวจะใช้ในขอบเขต คือ เสาอากาศของภาครับและภาคส่งพลังงานจะวางแบบไกล์กัน (ไม่เกิน 2 cm) และวางตรงกันเท่านั้น

1.5 ขั้นตอนการดำเนินงาน

สำหรับขั้นตอนการดำเนินงานของโครงการนี้สามารถจำแนกออกได้เป็นดังนี้

1. การทบทวนวรรณกรรมที่เกี่ยวข้องกับการออกแบบระบบส่งพลังงานแบบไร้สาย
2. การทดสอบประสิทธิภาพเบื้องต้นของระบบการสื่อสารแบบไร้สายโดยใช้เทคโนโลยี NFC ของบริษัท ซิลิคอน คราฟท์ เทคโนโลยี จำกัด (มหาชน) และหาคอขวดของการส่งพลังงานเพื่อที่จะปรับปรุงประสิทธิภาพของการส่งพลังงาน
3. การออกแบบองค์ประกอบต่าง ๆ ในระบบการสื่อสารแบบไร้สาย ได้แก่ ตัวขยายกำลัง และ วงจรควบคุมแรงดัน ข้ามกันของโหลด จากนั้นจึงวัดประสิทธิภาพของส่วนประกอบต่าง ๆ ของระบบการส่งพลังงานนั้น
4. การวัดประสิทธิภาพรวมของระบบที่ได้ออกแบบดังกล่าว

2 หลักการและมาตรฐานที่เกี่ยวข้อง

2.1 เทคโนโลยี NFC เพื่อใช้ในการชาร์จพลังงานแบบไร้สาย

สำหรับมาตรฐานการชาร์จพลังงานแบบไร้สายที่ได้รับความนิยมในปัจจุบัน ได้มีมาอยู่ก่อนแล้วตั้งแต่ปี 2010 โดยสมาคม Wireless Power Consortium (WPC) ได้ออกมาตรฐานคือ Qi Low Power System Description ซึ่งใช้สำหรับการชาร์จไฟกำลังต่ำสุดประมาณ 5 W และใช้สำหรับการชาร์จอุปกรณ์ไฟฟ้าขนาดเล็ก เช่น โทรศัพท์มือถือ นาฬิกาอัจฉริยะ ฯลฯ เป็นมาตรฐานที่ใช้อย่างแพร่หลายอย่างมาก [7]

สำหรับเทคโนโลยี NFC หรือ Near-Field Communication เป็นเทคโนโลยีที่ใช้ในการสื่อสารระหว่างอุปกรณ์ในระยะใกล้ ซึ่งมีความถี่ในการสื่อสารอยู่ที่ 13.56 MHz โดยหลักการของการสื่อสารนั้นเป็นการใช้การเหนี่ยวนำระหว่างวงจรเส้าอากาศ (antenna) ดังนั้นการสื่อสารโดยใช้เทคโนโลยี NFC จึงเป็นการส่งผ่านพลังงานแบบไร้สายไปในตัวด้วย เช่น ในตอนที่ตัวอ่าน (reader) จะอ่านข้อมูลจากตัวส่งข้อมูล (tag) จะได้ว่าตัวอ่านก็จะส่งผ่านพลังงานให้กับตัวส่งข้อมูลนั้นด้วย [8]

ดังนั้น เมื่อเดือนตุลาคม 2021 ที่ผ่านมา NFC Forum ซึ่งเป็นองค์กรที่สนับสนุนและออกแบบมาตรฐานสำหรับเทคโนโลยี NFC จึงได้เสนอและรับรองมาตรฐานใหม่สำหรับการชาร์จไฟฟ้าไร้สายโดยใช้เทคโนโลยี NFC คือมาตรฐาน Wireless Charging Specification 2.0 หรือ WLC 2.0 เพื่อขยายขอบเขตการใช้งานคลื่นความถี่ NFC ให้สามารถใช้ในการชาร์จพลังงานได้ด้วย จากเดิมที่เน้นการสื่อสารระยะใกล้เพียงอย่างเดียว [1]

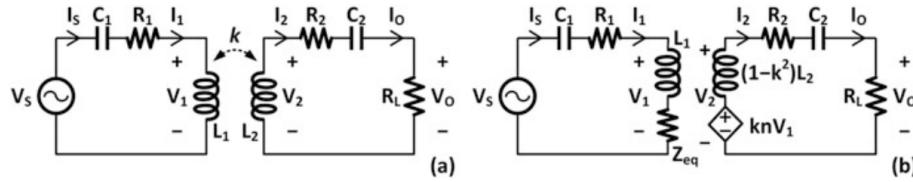
เทคโนโลยี NFC นั้นมีความแตกต่างจากมาตรฐาน Qi ของ WPC คือ การทำงานของ NFC อยู่ในความถี่ที่สูงกว่าของ Qi มาก และทำงานที่กำลังส่งคลื่นวิทยุ (radio frequency: RF) ที่ต่ำกว่าของมาตรฐาน Qi ดังนั้นความเหมาะสมสมของการชาร์จไฟฟ้าด้วย NFC จึงใช้ได้สำหรับอุปกรณ์ไฟฟ้าที่มีขนาดเล็ก นอกจากนั้นยังคงมีการปรับปรุงเทคโนโลยี NFC ให้สามารถส่งผ่านพลังงานได้มากกว่าเดิมหากต้องการที่จะใช้ในการชาร์จพลังงานแบบไร้สายในอุปกรณ์ที่กว้างขวางมากกว่าเดิม [9]

2.2 ประลิทธิภาพในการส่งพลังงานแบบไร้สายในเชิงทฤษฎี

ในหัวข้อนี้ สามารถอ้างอิงการคำนวณอย่างละเอียดได้จาก [10]

2.2.1 กรณีแรก: วงจรปรับจูนแบบอนุกรม ทั้งผึ้งของภาคส่งและภาครับพลังงาน

จากรูปที่ 2.1 (a) ให้ L_1, L_2 เป็นความเหนี่ยวนำ (inductance) ของชุด漉ภาคส่งพลังงาน (Transmission: Tx) และของภาครับพลังงาน (Receiver: Rx) ตามลำดับ และ M คือ mutual inductance ระหว่างชุด漉ทั้งสองให้ R_1, R_2 คือความต้านทานของชุด漉ของภาคส่งพลังงานและของภาครับพลังงาน ตามลำดับ จากนั้นกำหนดให้ coupling coefficient คือ $k = M/\sqrt{L_1 L_2}$ และ turn-ratio คือ $n = \sqrt{L_2/L_1}$ และนิยามค่า quality factor



รูปที่ 2.1: (a) วงจรปรับจุนแบบอนุกรม ทั้งผ่องของภาคส่งและภาครับพลังงาน และ (b) คือ วงจรสมมูลของวงจร (a)

ต่าง ๆ เป็นดังนี้คือ $Q_1 = \omega L_1/R_1$, $Q_2 = \omega L_2/R_2$, $Q_S = \omega L_2/(R_2 + R_L)$, $Q_L = \omega L_2/R_L$ โดยที่ ω คือความถี่ของสัญญาณ V_S จากนั้น แปลงวงจร (a) ให้เป็นวงจรสมมูล (b) จะได้ว่า Z_{eq} จะมีค่าเป็น

$$Z_{eq}(j\omega) = \frac{(\omega M)^2}{R_L + R_2 + 1/(j\omega C_2) + j\omega L_2} \quad (2.1)$$

ดังนั้น หากวงจรตั้งกล่าวทำงานที่ความถี่เรโซแนนซ์ คือ $\omega_o = 1/\sqrt{L_1 C_1} = 1/\sqrt{L_2 C_2}$ จะได้ว่า

$$Z_{eq}(j\omega_o) = \frac{(\omega_o M)^2}{R_L + R_2} = \left(\frac{k Q_s}{n} \right)^2 (R_L + R_2) \quad (2.2)$$

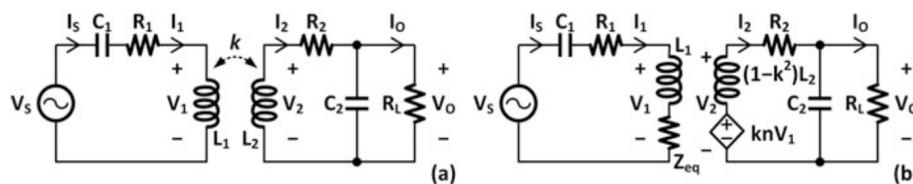
จากนั้น จึงคำนวณหา voltage gain $A_T = |V_o|/V_s$ ได้ว่า

$$A_T = \frac{|V_o|}{V_s} = \frac{\omega_o k R_L \sqrt{L_1 L_2}}{(R_L + R_2) \left(R_1 + \frac{\omega_o^2 k^2 L_1 L_2}{R_L + R_2} \right)} \quad (2.3)$$

และ link efficiency $\eta_T = P_o/P_s$ โดยที่ P_o, P_s คือพลังงานที่จ่ายถึงโหลด R_L และพลังงานที่จ่ายจากแหล่ง V_s ตามลำดับ ได้ว่า

$$\eta_T = \frac{P_o}{P_s} = \frac{1}{1 + \frac{n^2}{k^2 Q_s^2} \frac{R_1}{R_L} + \frac{R_2}{R_L}} \quad (2.4)$$

2.2.2 กรณีที่สอง: วงจรปรับจุนแบบอนุกรมในภาคส่งพลังงาน และแบบขนานในภาครับพลังงาน



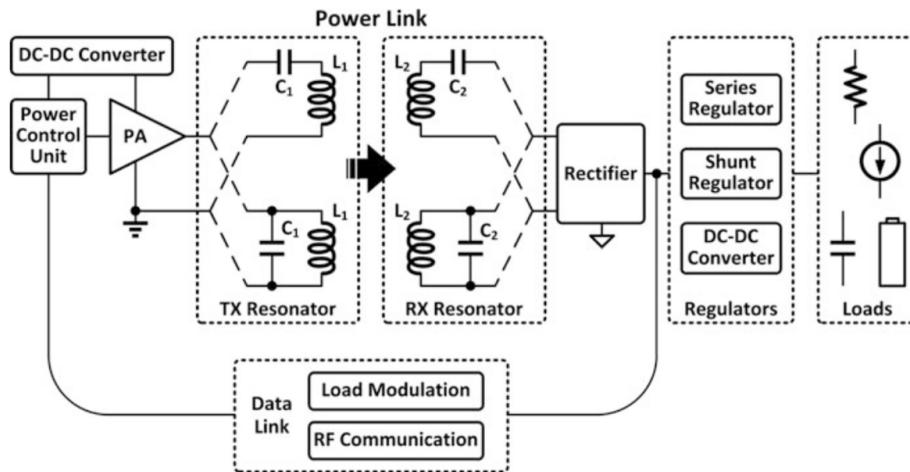
รูปที่ 2.2: (a) วงจรปรับจุนแบบอนุกรมในภาคส่งพลังงาน และแบบขนานในภาครับพลังงาน และ (b) คือ วงจรสมมูลของวงจร (a)

จากรูปที่ 2.2 เมื่อแปลงวงจร (a) เป็นวงจรสมมูล (b) และให้ $\omega_o = 1/\sqrt{L_1 C_1} = 1/\sqrt{L_2 C_2}$ จะได้ว่า

$$Z_{eq}(j\omega_o) = \frac{\omega_o^2 M^2 (R_2 + \omega_o C_2 R_L (\omega_o L_2 + \omega_o C_2 R_2 R_L) - j\omega_o L_2)}{R_2^2 + (\omega_o L_2 + \omega_o C_2 R_2 R_L)^2} \quad (2.5)$$

เนื่องจากสมการของวงจรมีความซับซ้อนอย่างมาก และการประมาณโดยใช้สมมติฐานจะใช้ไม่ได้ในกรณีที่ต่างกัน (เช่น ระหว่างช่วงที่โหลดต่ำ และช่วงที่โหลดสูง) ดังนั้น voltage gain $A_T = |V_o|/V_S$ และ link efficiency $\eta_T = P_o/P_S$ ของกรณีนี้ที่ R_L ค่าต่าง ๆ จะถูกคำนวณโดยการ simulation ซึ่งจะพูดถึงในบทที่ 3

2.3 องค์ประกอบทางวิธีการส่งพลังงานแบบไร้สาย



รูปที่ 2.3: องค์ประกอบทางวิธีการส่งพลังงานแบบไร้สาย

องค์ประกอบทางวิธีการส่งพลังงานแบบไร้สาย สามารถแบ่งพิจารณาได้เป็นส่วนดังรูปที่ 2.3

- ตัวควบคุมแรงดัน (regulators) ซึ่งสามารถทำได้สองแบบ คือ
 - ตัวควบคุมแรงดันเชิงเส้น (linear regulator) ซึ่งใช้การปรับ on-resistance ของทรานซิสเตอร์ในการรักษาแรงดันไฟฟ้าคงที่ ซึ่งข้อดีคือ สามารถทำให้วัสดุขนาดเล็ก แรงดันข้ออกมีการสั่น (ripples) ที่น้อย และมีช่วง bandwidth ที่กว้าง
 - ตัวควบคุมแรงดันแบบสวิตช์ (switching regulator) ซึ่งมีประสิทธิภาพที่สูงกว่าตัวควบคุมแรงดันเชิงเส้น แต่ข้อเสียคือมีช่วง bandwidth ที่แคบกว่า และวัสดุขนาดใหญ่ แรงดันข้อออกมีการสั่น (ripples) ที่มาก
- การควบคุมแรงดันไฟฟ้า (voltage regulation) สามารถทำได้สองที่ คือที่ภาครับหลังตัวเรียงกระแส (rectifier) และทำได้ที่ภาคส่งพลังงาน (transmission side: TX)
- การส่งข้อมูลแรงดันข้อออกของผู้ภาครับ (receiver side: RX) กลับไปที่ภาคส่ง เพื่อให้ภาคส่งปรับพลังงานส่งให้มีประสิทธิภาพการส่ง
- กำลังไฟฟ้าที่ส่งจากตัวขยายกำลัง (power amplifier) ของภาคส่งพลังงาน สามารถปรับให้เหมาะสมได้เพื่อให้เพิ่มประสิทธิภาพของการส่ง-รับพลังงาน

ทั้งนี้ การส่งพลังงานแบบไร้สายควรจะมีการควบคุมพลังงานเชิงมหาศาลของทั้งระบบ (global power control) นั่นคือ ภาคส่งพลังงานควรจะรับรู้ถึงการใช้พลังงานของภาครับพลังงาน เหตุผลเนื่องจากหากภาครับพลังงานได้รับพลังงานเกินกว่าที่ภาครับจำเป็นในช่วงเวลาหนึ่ง พลังงานที่เกินไปจากที่จะเป็นจะถูกสูญเสียในรูปของความร้อนภายในตัวควบคุมแรงดันเชิงเส้น (linear regulator) หรือวงจรป้องกันแรงดันไฟฟ้าเกิน (over-voltage protection circuits)

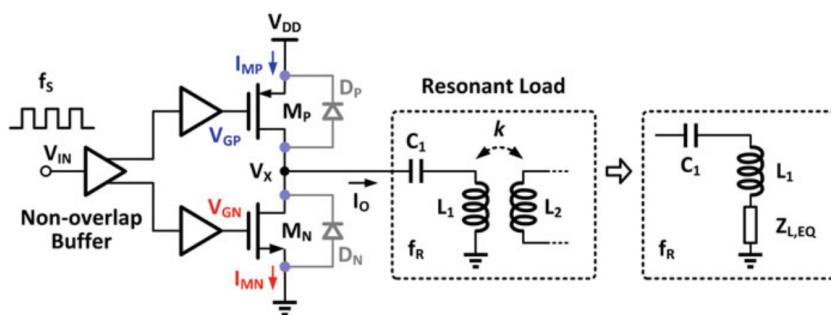
อีน ๆ ทำให้ประสิทธิภาพของการส่ง-รับพลังงานไร้สายลดลง นอกจานี้ เทคนิคการออกแบบที่ทำให้ความซับซ้อนของระบบรับส่งพลังงานไร้สายลดลง คือการควบคุมขนาดของพลังงานที่ส่งออกจากภาคส่งพลังงาน เพื่อให้สามารถลดหรือตัดตอนส่วนของวงจรที่ใช้ในการควบคุมหรือเปลี่ยนแปลงแรงดันของภาครับพลังงาน เพื่อให้ระบบมีความซับซ้อนน้อยลง มีขนาดที่เล็กลง และมีประสิทธิภาพที่ดีขึ้น

2.4 การออกแบบตัวขยายกำลังในวงจรภาคส่งพลังงาน

สำหรับในโครงงานนี้ จะใช้ topology แบบ class-D amplifier โดยใช้หลักการ resonant converter (ไม่ใช้ pulse-width modulation) ในการออกแบบตัวขยายกำลัง (power amplifier) ซึ่งจะอ้างอิงจากงานของ A. Oyane, T. Senanayake, F. Hattori, J. Imaoka, M. Yamamoto and M. Masuda (2020) [11]

2.4.1 หลักการเบื้องต้นของวงจรขยายแบบ class-D resonant converter

วงจรขยายแบบ class-D มีรูปแบบดังรูปที่ 2.4 สำหรับหลักการการทำงานของวงจร คือการใช้สัญญาณแบบ square wave ในการเปิดปิดทรานซิสเตอร์กำลัง (power amplifier) M_P และ M_N เพื่อขับโหลดที่จุด V_X โดยสำหรับในกรณีของการขับโหลดที่เป็นวงจรการส่งพลังงานแบบไร้สาย โหลดจะประกอบไปด้วยเสาอากาศ L_1 ของภาคส่งพลังงาน L_2 ของภาครับพลังงาน และตัวเก็บประจุ C_1 ที่ใช้ในการปรับความถี่เรโซแนนซ์ของวงจร นอกจานี้ โหลดในฝั่งของภาครับพลังงานยังสามารถถูกแปลงให้เป็นออมพิแคนซ์สมมูล $Z_{L,EQ}$ เมื่อพิจารณาจากภาคส่งพลังงาน เพื่อให้การวิเคราะห์วงจรทำได้ง่ายลง

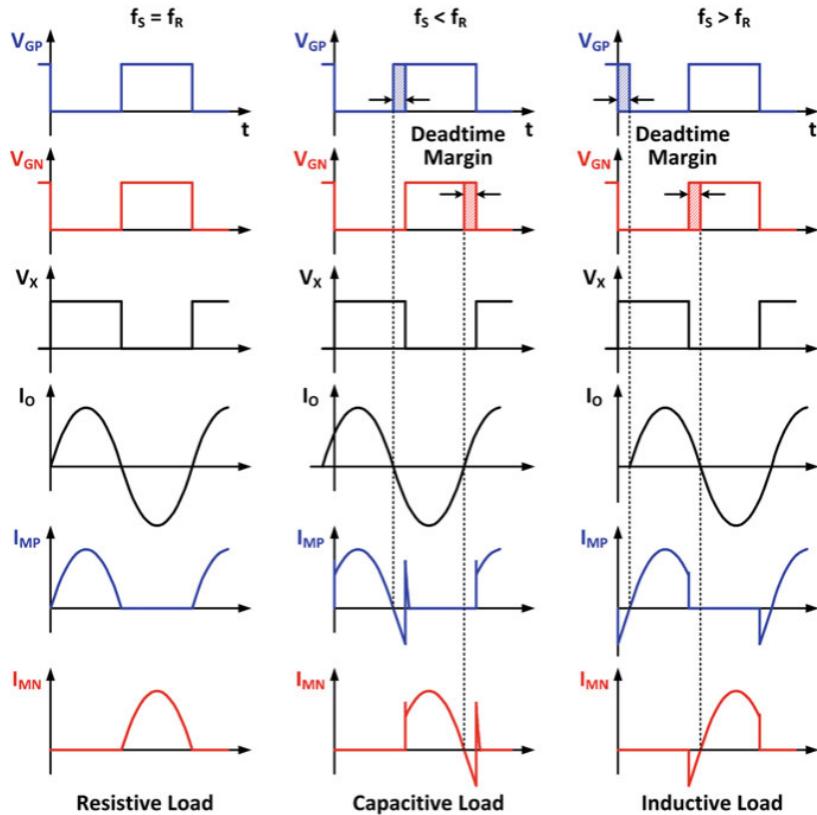


รูปที่ 2.4: รูปแบบของวงจรขยายคลาส D

โดยจากรูป ให้ความถี่สัญญาณควบคุม V_{IN} แทนด้วย f_S และกำหนดให้ความถี่เรโซแนนซ์ของวงจรจ่ายพลังงานแทนด้วย f_R สำหรับรูปแบบสัญญาณ (waveforms) ของสัญญาณต่าง ๆ ที่เกี่ยวข้องกับวงจรได้แสดงไว้ในรูปที่ 2.5 [10]

พิจารณาในกรณีแรก คือ $f_S = f_R$ นั่นคือ $Z_{L,EQ}$ เป็น resistive load จะเห็นว่าในกรณีดังกล่าวจะทำให้การเปิด-ปิดตัวทรานซิสเตอร์กำลัง M_P และ M_N ไม่เกิดการสูญเสียเลย เนื่องจาก drain-source voltage ของทรานซิสเตอร์ทั้งสองตัวเป็นศูนย์ก่อนที่แต่ละตัวจะนำกระแสทั้งคู่

ต่อมา เมื่อพิจารณาในกรณีที่สอง คือ $f_S < f_R$ นั่นคือ $Z_{L,EQ}$ เป็น capacitive load จะเห็นว่าในกรณีดังกล่าว ก่อนที่ M_P จะหยุดทำงาน และ M_N จะเริ่มทำงาน (สังเกตจากช่วงที่ V_{GP} ถูกแรเงา) จะเห็นว่ากระแส I_{MP} จะมีค่า



รูปที่ 2.5: รูปแบบของสัญญาณที่สำคัญต่าง ๆ ในเชิงเวลา ในวงจรขยาย class-D ที่แสดงในรูปที่ 2.4

เป็นลบ หลังจากนั้น เมื่อ M_P หยุดทำงาน และ M_N เริ่มทำงาน¹ จะทำให้กระแส I_{MN} เป็นบวกทันที ในขณะที่ V_X ซึ่งเป็น drain-source voltage ของ M_N ยังมีค่าสูงอยู่ นั่นคือ เกิดการ hard-switch ที่ M_N นอกจากนั้น parasitic charge ที่ถูกเก็บไว้ในจุด X จะถูกนำออกในขณะดังกล่าว ทำให้เกิด switching loss อย่างมาก สถานการณ์ในการทำงานเดียวกันเกิดขึ้นเมื่อตอนที่ M_N หยุดทำงาน และ M_P เริ่มทำงาน

จากนั้น เมื่อพิจารณาถึงกรณีสุดท้าย คือ $f_S > f_R$ นั่นคือ $Z_{L,EQ}$ เป็น inductive load จะได้ว่า ในตอนที่ M_P เพิ่งหยุดทำงาน และ M_N เพิ่งเริ่มทำงาน (สังเกตจากช่วงที่ V_{GN} ถูกแรงงาน) จะได้ว่ากระแส I_{MP} เป็นศูนย์ทันที ในขณะที่ $(V_{DD} - V_X)$ ซึ่งเป็น drain-source voltage ของ M_P ยังมีค่าสูงอยู่ นั่นคือ เกิดการ hard-switch ที่ M_P จากนั้น จะเห็นได้ว่าในขณะดังกล่าว I_O จะ discharge ตัว parasitic charge ที่ถูกเก็บไว้ในจุด X ไปยังโหลด ทำให้ไม่เกิด switching loss สถานการณ์ในการทำงานเดียวกันเกิดขึ้นเมื่อตอนที่ M_N หยุดทำงาน และ M_P เริ่มทำงาน

จะเห็นได้ว่า ในการทำให้วงจรแบบ class-D amplifier ไม่เกิดการสูญเสียแบบ switching loss จะได้ว่าเราต้อง ทำให้ $f_S > f_R$ นั่นคือ เพศของกระแส I_O จะต้องตาม (lag) เพศของสัญญาณ V_X ดังนั้นในการออกแบบวงจรนี้ เราจะเน้นไปทางการที่ทำให้ $Z_{L,EQ}$ เป็นแบบ inductive load

จากนั้น จึงพิจารณาในกรณีที่ $Z_{L,EQ}$ เป็นแบบ inductive load อย่างละเอียด จะเห็นว่า การ switching เปิด-ปิดตัวทรานซิสเตอร์กำลังนั้น จำเป็นต้องมี deadtime นั่นคือ ช่วงที่ M_P และ M_N ทำงาน จะต้องไม่ซ้อนทับกัน และช่วงที่ทั้งคู่หยุดทำงานจะต้องมีระยะเวลาที่สั้นและเหมือนกัน เรียกช่วงที่ทั้งคู่หยุดทำงานนี้ว่าเป็น dead-time

ทั้งนี้ เนื่องจากหากพิจารณารูปที่ 2.4 อีกรัง จะเห็นว่าหากมีช่วงที่ M_P และ M_N ทำงานพร้อมกัน จะทำให้

¹หยุดทำงานในที่นี้หมายถึง cutoff mode และเริ่มทำงานคือการออกจาก cutoff mode

กระแสไฟออกจาก V_{DD} ลง ground ทันทีผ่าน M_P และ M_N ที่มีความต้านทาน $R_{DS,on}$ ที่ต่ำในตอนนั้น ทำให้เกิดการสูญเสียอย่างมาก ดังนั้น จะต้องมีช่วงเวลาที่มีการรอ ก่อนที่จะเปิดทรานซิสเตอร์ตัวหนึ่ง จะต้องรอให้ทรานซิสเตอร์อีกตัวปิดจนสมบูรณ์ก่อน ไม่ว่าอย่างไรก็ตาม การมีช่วงที่ M_P และ M_N หยุดทำงานพร้อมกันนานกินไป จะทำให้เกิดการสูญเสียที่เกิดจากการนำกระแสผ่าน body diode ในตัวทรานซิสเตอร์ได้

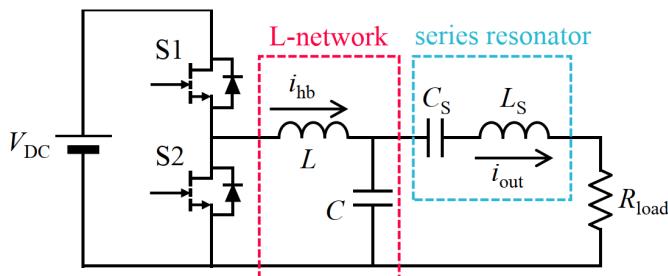
โดยจากรูปที่ 2.5 พิจารณาเฉพาะในกรณีของ $Z_{L,EQ}$ เป็น inductive load จะเห็นว่า ในช่วงที่ V_{GP} หรือ V_{GN} ถูกแรงงาน จะเป็นช่วงที่สามารถเป็น dead-time ได้ (ในภาพเขียนว่าเป็น Deadtime Margin) กล่าวคือ M_P และ M_N จะต้องทำงานให้ทันก่อนที่ I_{MP} และ I_{MN} จะต้องมีค่าเป็นบวก จากนั้น พิจารณาในช่วงที่ I_{MP} และ I_{MN} มีค่าเป็นลบ จะได้ว่ามีสองกรณีที่เป็นไปได้คือ

1. กระแสไฟผ่านตัว FET ดังกล่าวเลย ซึ่งตัว FET นั้นจะต้องทำงาน คือ มี gate-source voltage ที่มีค่าสูง
2. กระแสไฟผ่านตัว body diode ของ FET ดังกล่าว นั่นคือช่วงเวลาที่ FET ยังไม่ทำงาน คือ gate-source voltage ยังมีค่าต่ำ

สำหรับการเลือก dead-time ที่เหมาะสม คือการเลือกระยะเวลาให้มีระยะเวลานานพอที่ทรานซิสเตอร์อีกตัวหนึ่ง จะหยุดทำงานอย่างสมบูรณ์ แต่สั้นที่สุด เพื่อที่จะทำให้กระแสติดลบของ I_{MP} และ I_{MN} ไหลผ่านตัว FET แทนที่จะเป็น body diode เนื่องจากการไฟล์ผ่าน body diode จะทำให้เกิดการสูญเสียที่เกิดจาก forward voltage ของ FET body diode นั้น

2.4.2 การออกแบบจรรยาบรรณแบบ class-D resonant converter

สำหรับการออกแบบจรรยาบรรณแบบ class-D resonant converter จะอ้างอิง A. Oyane, T. Senanayake, F. Hattori, J. Imaoka, M. Yamamoto and M. Masuda (2020) [11] ซึ่งมีลักษณะของวงจรเป็นดังรูปที่ 2.6



รูปที่ 2.6: ลักษณะของวงจรรยาบรรณแบบ class-D resonant converter ที่จะใช้ในการออกแบบในโครงงาน (อ้างอิงจาก [11])

จากภาพ จะเห็นว่ามีส่วนประกอบทางวงจร ได้แก่

- half-bridge switch ที่ประกอบด้วยทรานซิสเตอร์ S_1 และ S_2 ทำหน้าที่จ่ายกำลังงานให้กับโหลดแบบ class-D
- L-network ที่ประกอบไปด้วยตัวเหนี่ยวน้ำ L และตัวเก็บประจุ C ทำหน้าที่เป็นตัวกำหนดว่ากำลังงานที่จ่ายให้กับโหลดจะมีค่ามากหรือน้อยเท่าใด
- series resonator ซึ่งทำหน้าที่กรองคลื่น harmonic ที่ไม่ใช่ความถี่หลัก ก่อนที่กำลังงานจะถูกส่งไปยังโหลด ประกอบไปด้วยตัวเหนี่ยวน้ำ L_S และตัวเก็บประจุ C_S ที่ต่อแบบอนุกรม โดยความถี่เรโซแนนซ์ $\omega_o = 1/\sqrt{L_S C_S}$ จะต้องมีค่าเท่ากับความถี่ของการ switching ของวงจร half-bridge switch

การวิเคราะห์กำลังงานที่ส่งจากวงจรไปยังโหลดสามารถทำได้ดังนี้ โดยเริ่มพิจารณาจากแรงดันที่จ่ายให้กับฝั่งขาเข้าของ L-network ซึ่งมีลักษณะเป็น square wave ที่มีค่าสูงและค่าต่ำเป็น V_{DC} และ 0 ตามลำดับ ดังนั้นจะได้ว่า amplitude ของสัญญาณ square wave ตั้งกล่าวจะมีค่าเป็น $V_{DC}/2$ จากนั้น เมื่อพิจารณาว่ามีเพียงความถี่เดียวเท่านั้นที่จะถูกกรองและนำไปจ่ายที่โหลด ซึ่งจะถูกกำหนดโดยความถี่เรโซแนนซ์จาก series resonator นั้นคือ $\omega_o = 1/\sqrt{L_{SCS}}$ ดังนั้น เราสามารถพิจารณาเฉพาะองค์ประกอบความถี่ของ square wave ซึ่งมี first harmonic เป็นสัญญาณ sine wave ที่มี amplitude เป็น $4/\pi$ เท่าของ amplitude ของสัญญาณ square wave (ซึ่งได้จากการวิเคราะห์อนุกรมฟูเรียร์ โดยอ้างอิงจาก [12]) ดังนั้น จะได้ว่า แรงดันที่จ่ายให้กับฝั่งขาเข้าของ L-network จะมีองค์ประกอบ sine wave หลักที่มีความถี่ ω_o และมี amplitude เป็น

$$V_{in} = \frac{4}{\pi} \frac{V_{DC}}{2} \quad (2.6)$$

จากทฤษฎีวงจรพื้นฐาน จะได้ว่ากำลังที่จ่ายเข้าไปยังฝั่งขาเข้าของ L-network จะเท่ากับกำลังที่จ่ายไปให้โหลดโดยตรง ทั้งนี้เนื่องจากตัวเก็บประจุและตัวเหนี่ยววนไม่ได้ทำให้เกิดการสูญเสียพลังงาน ดังนั้น จะได้ว่า กำลังที่จ่ายให้กับฝั่งขาเข้าของ L-network (P_{in}) จะเท่ากับกำลังที่จ่ายให้โหลด (P_{load}) ซึ่งมีค่าความถี่เป็น

$$P_{load} = P_{in} = \frac{1}{2} Re \left[\frac{\left(\frac{4}{\pi} \frac{V_{DC}}{2} \right)^2}{Z_{in}^*} \right] \quad (2.7)$$

($\frac{1}{2}$ มาจากการที่ค่า $\frac{4}{\pi} \frac{V_{DC}}{2}$ เป็น amplitude จึงต้องเปลี่ยนเป็นค่า RMS) โดยที่ Z_{in} คือ complex impedance สมมูล เมื่อมองเข้าไปยังฝั่งขาเข้าของ L-network หากกำหนดให้ $Z_{in} = r_{in} + jx_{in}$ จะได้ว่า

$$P_{load} = \frac{1}{2} Re \left[\frac{\left(\frac{4}{\pi} \frac{V_{DC}}{2} \right)^2}{r_{in} - jx_{in}} \right] = \frac{\left(\frac{4}{\pi} \frac{V_{DC}}{2} \right)^2 r_{in}}{2(r_{in} + jx_{in})} \quad (2.8)$$

โดยจากหัวข้อที่แล้ว complex impedance สมมูล ควรที่จะมีลักษณะเป็น inductive load เพื่อที่จะทำให้ switching loss ในวงจรранชิสเตอร์มีค่าน้อย ดังนั้น จะได้ว่า

$$x_{in} = r_{in} \tan(\theta) > 0 \quad (2.9)$$

โดยที่มุม θ คือมุมที่กระแสที่จ่ายให้กับฝั่งขาเข้าของ L-network ตามหลัง (lagging) แรงดันที่จ่ายให้กับฝั่งขาเข้าของ L-network จากนั้น คำนวณหา Z_{in} จริง ได้ว่า

$$Z_{in} = j\omega L + \frac{R_{load}/(j\omega C)}{R_{load} + 1/(j\omega C)} \quad (2.10)$$

$$= \frac{R_{load}}{1 + (\omega C R_{load})^2} + j\omega \left(L - \frac{C R_{load}^2}{1 + (\omega C R_{load})^2} \right) \quad (2.11)$$

$$= r_{in} + jx_{in} \quad (2.12)$$

เมื่อแก้สมการดังกล่าวแล้ว จะได้ว่า

$$C = \frac{1}{\omega R_{load}} \sqrt{\frac{R_{load}}{r_{in}} - 1} \quad (2.13)$$

$$L = \frac{x_{in}}{\omega} + \frac{CR_{load}^2}{1 + (\omega CR_{load})^2} \quad (2.14)$$

ดังนั้น วิธีการออกแบบวงจรกำลังขยายนี้ สามารถทำโดยการกำหนดกำลังที่ต้องการจ่ายให้กับโหลด แรงดันที่จ่ายให้กับวงจรทรานซิสเตอร์ (V_{DC}) และมุม θ ที่ต้องการใช้ในวงจร จากนั้นนำมูลค่าดังกล่าวหาความสัมพันธ์ระหว่าง r_{in} และ x_{in} ดังสมการที่ 2.9 และนำการคำนวณที่ได้มาไปแทนในสมการที่ 2.8 จากนั้น เมื่อได้ค่า r_{in} และ x_{in} ที่ต้องการแล้ว จึงสามารถคำนวณหาค่า C, L ได้โดยใช้สมการที่ 2.13 และ 2.14 ตามลำดับ

สำหรับการออกแบบค่า C_S, L_S สามารถใช้สมการ

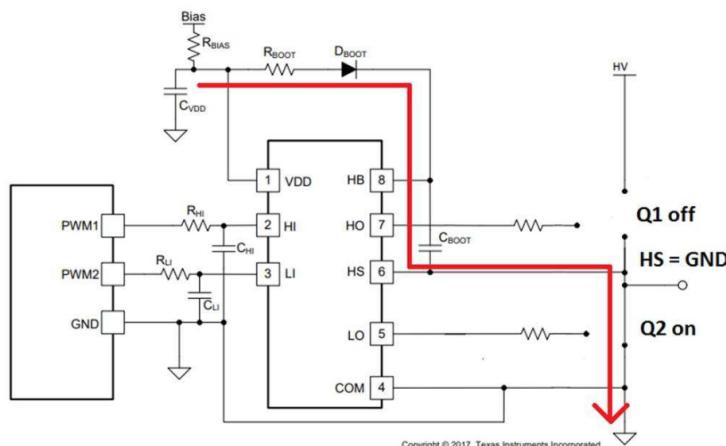
$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{L_S C_S}} \quad (2.15)$$

โดยที่ ω_o คือความถี่ของสัญญาณแรงดันที่ต้องการจ่ายไปยังโหลด โดยเราสามารถออกแบบค่า quality factor ของสัญญาณจ่ายนี้ได้โดยตรงจากการออกแบบค่า C_S, L_S ซึ่งจะได้ค่า quality factor ดังกล่าวคือ

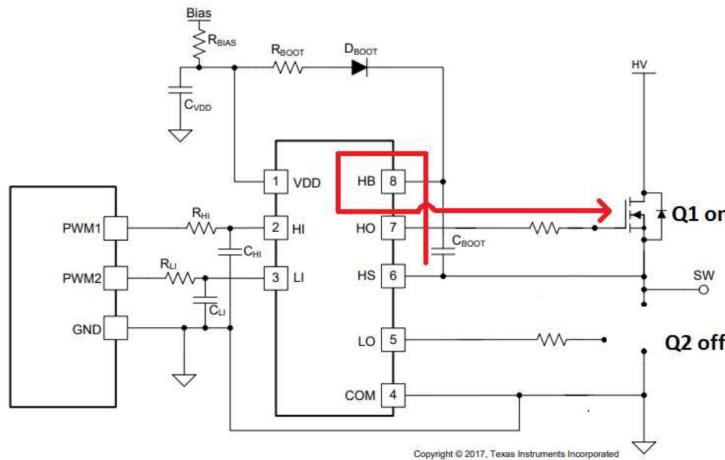
$$Q = \frac{1}{R_{load}} \sqrt{\frac{L_S}{C_S}} \quad (2.16)$$

2.4.3 วงจรรวมที่จะใช้ในการขับทรานซิสเตอร์ของตัวขยายกำลังแบบ Class-D

เนื่องจากทรานซิสเตอร์แบบ enhancement-mode HEMT มีคุณสมบัติที่เหมือนกับ NMOS เมื่อเปรียบเทียบกับ MOSFET แต่ยังไม่มี enhancement-mode HEMT แบบ PMOS ดังนั้นการขับทรานซิสเตอร์แบบ half-bridge class-D จึงจำเป็นต้องมีรูปแบบวงจรที่เป็น gate drive แบบมีทั้ง high-side และ low-side ดังรูปที่ 2.7 และ 2.8



รูปที่ 2.7: วงจร gate drive แบบมีทั้ง high-side และ low-side จึงระหว่างที่มีการชาร์จตัวเก็บประจุที่ใช้ในการขับ high-side gate drive (bootstrap capacitor: C_{BOOT}) (อ้างอิงจาก [13])



รูปที่ 2.8: วงจร gate drive แบบมีหัว high-side และ low-side จังหวะที่มีการขับ high-side gate drive ซึ่งใช้ประจุจาก C_{BOOT} (อ้างอิงจาก [13])

จากรูปที่ 2.7 และ 2.8 วงจร gate-drive ที่ใช้ในการขับทรานซิสเตอร์ในวงจร half-bridge นี้จะประกอบไปด้วย ส่วนประกอบทางวงจรที่สำคัญดังนี้ ได้แก่

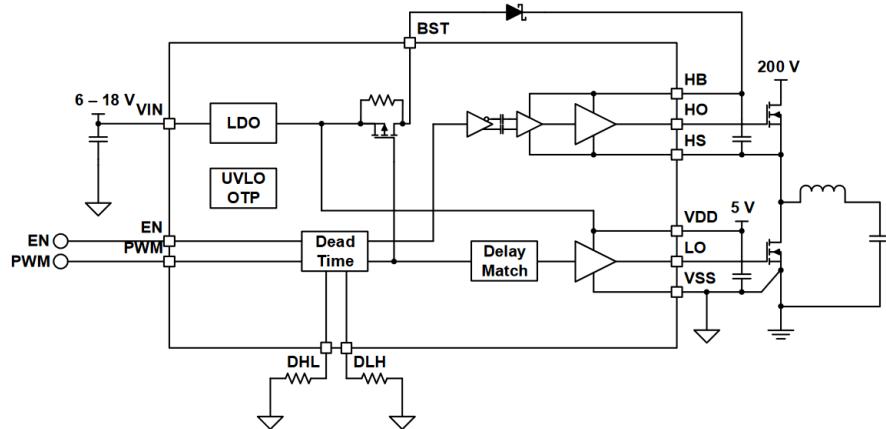
- ตัวควบคุมที่จ่ายสัญญาณควบคุมแบบ pulse-width modulation คือ PWM1 และ PWM2 โดยสัญญาณหัวคู่จะนำไปควบคุมการขับ high-side transistor และ low-side transistor ตามลำดับ และหัวสองสัญญาณจะต้องไม่เทบซ้อนกัน และควรมี dead-time ที่เหมาะสมเพื่อที่จะไม่ทำให้ทรานซิสเตอร์หัวสองไม่ short-circuit พร้อมกันและทำให้กระแสไฟลัดโดยตรงจาก HV ลง ground
- ขา LO และขา HO ที่ใช้ในการขับ low-side transistor และ high-side transistor ตามลำดับ
- วงจรชาร์จตัวเก็บประจุที่ใช้ในการขับ high-side gate drive นั่นคือ bootstrap capacitor (C_{BOOT}) ซึ่งประกอบไปด้วย R_{BOOT} และ D_{BOOT} โดยตัวต้านทานดังกล่าวกำหนดความเร็วในการชาร์จตัวเก็บประจุ C_{BOOT} และ D_{BOOT} เป็นตัวป้องกันไม่ให้กระแสไฟลัดย้อนกลับ นอกจากนั้น ขนาดของ C_{BOOT} จะต้องมีค่าที่เหมาะสม เพื่อที่ประจุนั้นจะมีค่ามากพอที่จะจ่ายให้กับ high-side gate drive ในช่วงระยะเวลาทั้งหมดของ duty cycle ที่ high-side gate drive ต้องทำงาน

สำหรับหลักการในการทำงานของวงจรสังเกตว่ามีด้วยกันสองจังหวะ

- จังหวะแรกคือตอนที่ทรานซิสเตอร์ผ่าน low-side กำลังทำงาน ซึ่งจะทำให้เกิดการ short-circuit ดังรูปที่ 2.7 และจะทำให้เกิดการชาร์จประจุใน C_{BOOT}
- จากนั้นในจังหวะที่สอง คือจังหวะที่ทรานซิสเตอร์ผ่าน low-side หยุดทำงาน และทรานซิสเตอร์ผ่าน high-side เริ่มทำงาน ดังรูปที่ 2.8 ซึ่งการขับทรานซิสเตอร์ผ่าน high-side จะต้องใช้ประจุจาก C_{BOOT} ซึ่งจะต้องมีความจุไฟฟ้ามากพอ โดยประจุทั้งหมดที่จ่ายให้กับการขับทรานซิสเตอร์ผ่าน high-side ควรจะต้องมีค่าน้อยกว่า 10% ของประจุทั้งหมดของ C_{BOOT} [13]

นอกจากนั้น ยังมีรายละเอียดเพิ่มเติม คือ ขนาดของ C_{VDD} ที่ใช้ในการชาร์จ C_{BOOT} ในช่วงจังหวะแรกดังรูปที่ 2.7 ควรจะมีค่าเป็น 10 เท่าของ C_{BOOT}

วงจรรวม LMG1210 ของ Texas Instruments



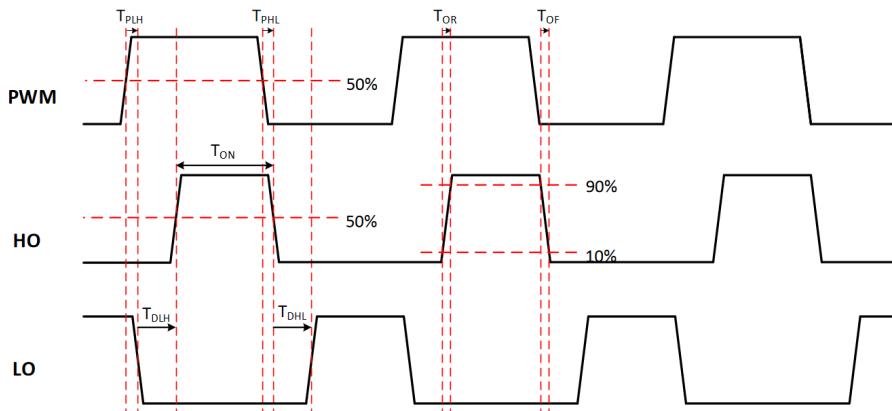
รูปที่ 2.9: ส่วนประกอบทางวงจรภายในวงจรรวมโดยคร่าว และการใช้งานอย่างง่ายของวงจรรวม LMG1210 ของ Texas Instruments (อ้างอิงจาก [14])

สำหรับวงจรรวมที่จะใช้เป็น high-side และ low-side gate drives ของวงจร half-bridge ในโครงงานนี้ จะเลือกใช้งาน LMG1210 ของ Texas Instruments โดยมีส่วนประกอบทางวงจรภายในวงจรรวมโดยคร่าว และการใช้งานอย่างง่ายแสดงในรูปที่ 2.9 ซึ่งมีสมบัติโดยคร่าวดังนี้ ได้แก่

- สามารถทำงานได้ที่ความถี่สูงสุด 50 MHz
- propagation delay ระหว่างสัญญาณควบคุมและสัญญาณจ่ายออก ปกติประมาณ 10 ps
- mismatch ทางเวลาระหว่าง output ฝั่ง high-side และ low-side มีค่าสูงสุด 3.4 ps
- input pulse width ที่สั้นที่สุดที่สามารถเปลี่ยน output ที่สอดคล้องได้ คือ 4 ps
- source current สูงสุด 3 A และ sink current สูงสุด 1.5 A
- สามารถต่อ bootstrap diode ภายนอกได้
- มี low-dropout regulator ภายในวงจรรวมในตัว
- สามารถรับการเปลี่ยนแปลง voltage ที่ขา HS ได้สูงสุด 300 V/ns
- ความจุไฟฟ้าขาออกของขา HO และ LO มีค่าเพียง 1 pF
- มีกลไก undervoltage-lockout (UVLO) และ wanglar protection ต้านแรงดันมากเกินไป (overvoltage protection)
- บรรจุภัณฑ์วงจรรวมแบบ WQFN เพื่อความหนาแน่นในการเชื่อมต่อทางไฟฟ้าที่ดี
- มีสองโหมดในการทำงานได้แก่
 - Independent input mode คือโหมดการทำงานที่สัญญาณควบคุมขาเข้า ควบคุมสัญญาณขาออกได้โดยตรง โดยสำหรับการขับทรานซิสเตอร์ฝั่ง high-side สามารถควบคุมโดยให้สัญญาณเข้าในขา EN และ การขับทรานซิสเตอร์ฝั่ง low-side สามารถควบคุมโดยให้สัญญาณเข้าในขา PWM โดยสัญญาณขาออกจะ มีค่าตรงกับสัญญาณขาเข้า และมี propagation delay ปกติประมาณ 10 ps
 - PWM mode คือโหมดการทำงานที่สัญญาณควบคุมขาเข้าแบบ pulse-width modulation เพียงหนึ่ง สัญญาณสามารถควบคุมสัญญาณขาออกที่ขับทรานซิสเตอร์ฝั่ง high-side และ low-side ได้พร้อมกัน โดยวงจร LMG1210 จะทำหน้าที่สร้าง dead-time ระหว่างสัญญาณขาออกด้วยตัวมันเอง นอกจากรักษา

เราสามารถควบคุม dead-time ทั้ง rising-edge และ falling-edge ได้โดยการเลือกค่าตัวต้านทานที่เหมาะสมที่ต่อจากขา DLH และ DHL ลง ground ตามลำดับ โดยสมการระหว่าง dead-time และค่าตัวต้านทานได้กำหนดไว้ใน datasheet ของ LMG1210 [14]

สำหรับรายละเอียดของรูปแบบสัญญาณข้าอกอักหั่งสองสัญญาณที่ขับทรานซิสเตอร์ฝั่ง high-side และ low-side (HI และ LI ตามลำดับ) เมื่อวงจรรวมทำงานแบบ PWM mode ได้แสดงไว้ในรูปที่ 2.10 นอกจากนั้น การเลือก荷หนดของวงจรรวมดังกล่าวสามารถทำได้โดยการต่อขา DLH และ DHL ให้ถูกต้องดังรูปที่ 2.11



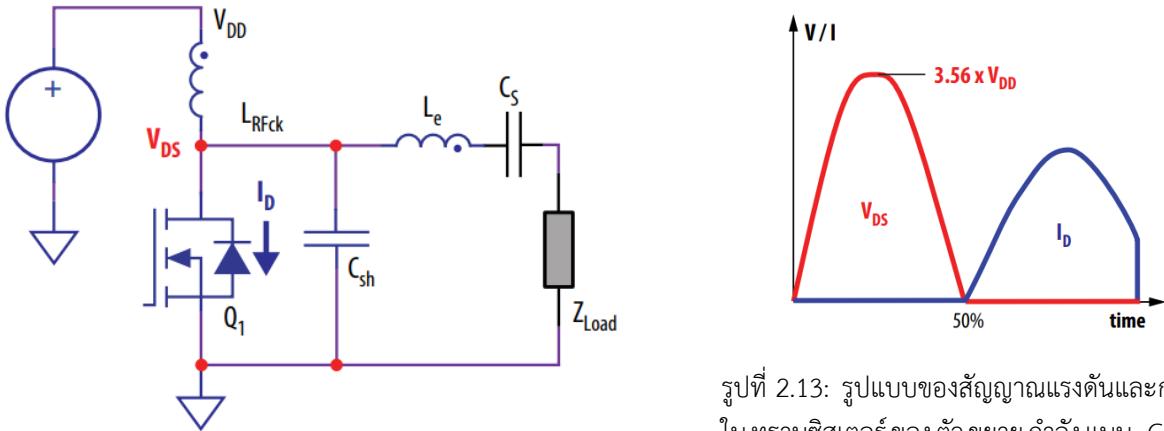
รูปที่ 2.10: รายละเอียดของรูปแบบสัญญาณข้าอกอักหั่งสองสัญญาณที่ขับทรานซิสเตอร์ฝั่ง high-side และ low-side (HI และ LI ตามลำดับ) เมื่อวงจรรวม LMG1210 ทำงานแบบ PWM mode (อ้างอิงจาก [14])

Operating Mode	DHL	DLH
PWM		
Independent Input Mode	Leave Floating or Tie to VSS	VDD

รูปที่ 2.11: การเลือก荷หนดของวงจรรวม LMG1210 สามารถทำได้โดยการต่อขา DLH และ DHL ตามตารางนี้ (อ้างอิงจาก [14])

2.4.4 วงจรตัวขยายกำลังแบบ Class-E

สำหรับรูปแบบของวงจรตัวขยายกำลังแบบ Class-E ได้แสดงไว้ในรูปที่ 2.12 ข้อดีของวงจรแบบ Class-E คือการที่วงจรใช้ทรานซิสเตอร์เพียงแค่หนึ่งตัวเท่านั้น และทรานซิสเตอร์ดังกล่าวจะเกิดการสวิตช์ในจุดเวลาที่แรงดันคร่อมและกระแสที่ผ่านมีค่าเป็นศูนย์พอดีดังในรูปที่ 2.13 ซึ่งจะทำให้วงจรตัวขยายกำลังนี้มีประสิทธิภาพในการจ่ายกำลังงานเชิงทฤษฎีอยู่ที่ 100% ไม่ว่าอย่างไรก็ตาม การออกแบบที่ขับข้อนของมันทำให้ค่าขององค์ประกอบในวงจรที่ต้องใช้จำเป็นต้องมีค่าที่แม่นยำ และเนื่องจากในการใช้งานจริงของวงจรตัวขยายกำลังนั้น โหลดที่ตัวขยายกำลังเห็นมักจะเปลี่ยนแปลงไปไม่คงที่ ทำให้รูปแบบของแรงดันคร่อมและกระแสที่ผ่านตัวทรานซิสเตอร์ในตัวขยายกำลังนี้อาจไม่ได้เกิดการสวิตช์ที่จุดศูนย์พอดีและทำให้เกิดการสูญเสียกำลังงานที่ทรานซิสเตอร์ ไม่ว่าอย่างไรก็ตาม ในโครงงานนี้จะใช้ทรานซิสเตอร์ที่สวิตซ์อย่างรวดเร็วคือแบบ GaN-HEMT ซึ่งจะได้กล่าวต่อไปในหัวข้อที่ 2.4.5 ซึ่งจะช่วยบรรเทากำลัง



รูปที่ 2.12: ตัวขยายกำลังแบบ Class-E (อ้างอิงรูปภาพจาก [15])

รูปที่ 2.13: รูปแบบของสัญญาณแรงดันและกระแสในทรานซิสเตอร์ของตัวขยายกำลังแบบ Class-E (อ้างอิงรูปภาพจาก [15])

สัญเสียงในวงจรตัวขยายกำลังนี้ได้

สำหรับสมการการออกแบบวงจรตัวขยายกำลังแบบ Class-E มีหลากหลายมาก ทั้งในรูปแบบที่ซับซ้อน และรูปแบบอย่างง่ายซึ่งเกิดจากการประมาณเชิงตัวเลขมาแล้ว ซึ่งการประมาณดังกล่าวจะทำให้ได้สูตรอย่างง่ายในการออกแบบค่าขององค์ประกอบทางวงจรต่าง ๆ ในรูปที่ 2.12 ซึ่งมีสมการเป็น

$$\omega L_{RFck}/R_{Load} = \infty \quad (2.17)$$

$$\omega C_{sh}/R_{Load} = 0.1836 \quad (2.18)$$

$$P_{Load}R_{Load}/V_{DD}^2 = 0.5768 \quad (2.19)$$

$$\omega L_e/R_{Load} = 1.152 \quad (2.20)$$

โดยที่อิงค่า \$L_{RFck}, C_{sh}, L_e\$ จากรูปที่ 2.12 และจากรูปดังกล่าว \$Z_{Load}\$ คือโหลดที่เห็นจากตัวขยายกำลัง ซึ่งสมมูลกับ \$L_1, Z_{eq}\$ ที่ต่อแบบอนุกรมกันดังแสดงในรูปที่ 2.1 (b) และ \$C_S\$ ก็คือตัวเก็บประจุที่ใช้ matching กับ \$Z_{Load}\$ นั้นคือ \$C_S\$ สมมูลกับ \$C_1\$ ในรูปที่ 2.1 นอกจากนั้น ในสี่สมการข้างต้น \$P_{Load}\$ คือกำลังงานที่ต้องการจ่ายให้โหลด และ \$V_{DD}\$ คือแรงดันตรงที่จ่ายให้กับวงจรขยายกำลังนี้

ค่าของ \$L_{RFck}\$ ที่มากพอที่จะทำให้สี่สมการด้านบนสามารถใช้ได้ จะต้องสอดคล้องกับเงื่อนไข คือ

$$\omega L_{RFck}/R_{Load} > 22 \quad (2.21)$$

การออกแบบโดยใช้ระบบสมการข้างต้นได้อ้างอิงจากงานต้นฉบับของ F. Raab (1977) [16]

2.4.5 ทรานซิสเตอร์ที่นำมาใช้ในตัวขยายกำลัง

สำหรับทรานซิสเตอร์ที่จะใช้ในวงจรตัวขยายกำลัง จะใช้แบบ gallium nitride high-electron-mobility transistor (GaN-HEMT) ซึ่งมีคุณสมบัติทางไฟฟ้าที่ดีกว่าทรานซิสเตอร์ MOSFET ที่ใช้ substrate เป็นซิลิโคนตามแบบดั้งเดิม ในหลายแห่งมุ่ง ซึ่งจะได้กล่าวรายละเอียดในหัวข้อถัดไป

สมบัติทางไฟฟ้าของ gallium nitride

Parameters		Silicon	GaN	SiC
Band Gap E_g	eV	1.12	3.39	3.26
Critical Field E_{crit}	MV/cm	0.23	3.3	2.2
Electron Mobility μ_n	cm ² /V·s	1400	1500	950
Permittivity ϵ_r		11.8	9	9.7
Thermal Conductivity λ	W/cm·K	1.5	1.3	3.8

รูปที่ 2.14: สมบัติทางไฟฟ้าของ silicon (Si), gallium nitride (GaN) และ silicon carbide (SiC) (อ้างอิงจาก [17])

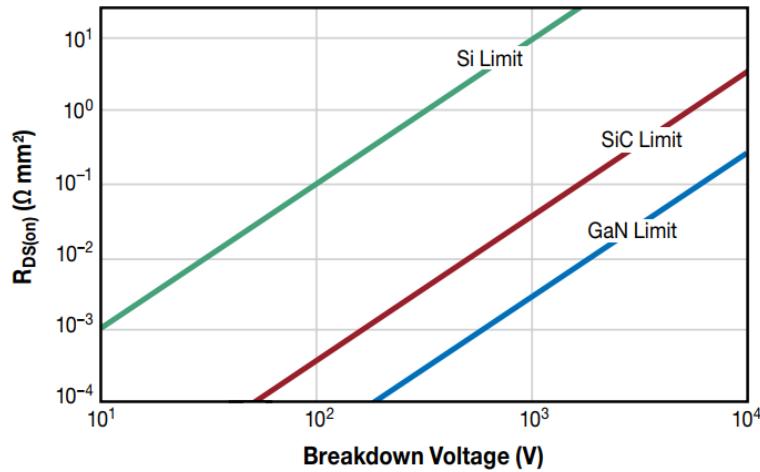
จากราฟที่ 2.14 เป็นสมบัติของสารกึ่งตัวนำทั้งหมดสามชนิดที่ใช้อย่างแพร่หลายในปัจจุบัน คือ silicon (Si), gallium nitride (GaN) และ silicon carbide (SiC) โดยสองอย่างหลังนั้นเป็นสารกึ่งตัวนำที่เพิ่งจะได้รับความนิยมในช่วงสิบปีหลังที่ผ่านมา เนื่องจากสมบัติทางไฟฟ้าที่ดีกว่าซิลิโคน ซึ่งได้แก่

1. ทั้ง GaN และ SiC ต่างก็เป็นสารกึ่งตัวนำที่มีช่วง band gap ที่กว้างกว่าซิลิโคนมาก ผลสืบเนื่องจากการที่ทั้งสองมีช่วง band gap ที่กว้างนี้จะทำให้มีอ่อนน้อมไปประกอบเป็นตัวทรานซิสเตอร์จะทำให้ leakage current หรือกระแสรั่วที่ทรานซิสเตอร์มีค่าลดลง และทำให้ทรานซิสเตอร์สามารถทำงานในอุณหภูมิที่สูงขึ้นได้
2. การที่ทั้ง GaN และ SiC มี critical field คือความต้านทานสนามไฟฟ้าที่สูงกว่า Si ทำให้เมื่อนำไปสร้างเป็นทรานซิสเตอร์ จะทำให้ระยะห่างระหว่าง source-drain สามารถทำให้เล็กลงได้แต่ยังทำให้ breakdown voltage ของทรานซิสเตอร์นั้นยังเท่าเดิมอยู่ หากพิจารณาโดยใช้สมการของ Poisson ในการคำนวณหาประจุระหว่าง source และ drain จะได้ว่า $qN_A = \epsilon_0\epsilon_r E_{crit}/w$ โดยที่ q คือขนาดประจุของอิเล็กตรอน N_A คือจำนวนประจุ $\epsilon_0\epsilon_r$ คือ electron mobility ของสารกึ่งตัวนำนั้น E_{crit} คือ critical field และ w คือความห่างระหว่าง source-drain จะเห็นว่า หาก E_{crit} เพิ่มขึ้น 10 เท่า จะทำให้ออกแบบ w ให้ลดลง 10 เท่าได้โดยรักษา breakdown voltage ให้เท่าเดิม และยังทำให้ N_A เพิ่มขึ้นถึง $10 \times 10 = 100$ เท่า และเนื่องจาก w ที่ลดลงถึง 10 เท่านี้ก็ทำให้อิเล็กตรอนดังกล่าวจำเป็นต้องเดินทางในระยะที่สั้นลง ทำให้การนำไฟฟ้าของอุปกรณ์ดีขึ้นไปอีกมาก
3. นอกจากนั้น เนื่องจาก critical field ที่ต่ำ ยังทำให้ $R_{DS(on)}$ ของอุปกรณ์ทรานซิสเตอร์ต่ำลงที่ breakdown voltage เดียวกัน ซึ่งกราฟแสดงค่า $R_{DS(on)}$ ต่ำสุดในเชิงทฤษฎีของสารกึ่งตัวนำทั้งสามแบบ เปรียบเทียบกับ breakdown voltage ได้แสดงไว้ในรูปที่ 2.15

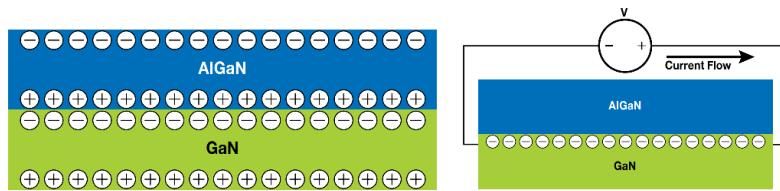
โครงสร้างของทรานซิสเตอร์แบบ GaN-HEMT

เนื่องจากอัตราตอนของ GaN แต่ละอัตราความเป็นประจุ ดังนั้นสมบัติทาง piezoelectric ของมันจึงเกิดขึ้นหากมีความเค้น (strain) เกิดขึ้นในผลึก และทำให้ประจุบวกและลบของมันเกิดการย้ายที่ทำให้เกิดสนามไฟฟ้า

สามารถสร้างความเค้นกับ GaN ได้โดยการปลูกผลึก aluminium gallium nitride (AlGaN) ลงบนผลึกของ GaN ซึ่งจะทำให้เกิดพื้นผิวสัมผัสที่มีประจุเกิดขึ้น ซึ่งเรียกว่า two-dimensional electron gas (2DEG) ที่มี electron mobility ที่สูงขึ้นกว่าเดิม และเป็นพื้นที่ที่ถูกจำกัดเฉพาะบริเวณที่มีการปลูก AlGaN เทคนิคดังกล่าวเป็นพื้นฐานที่สำคัญในการสร้างทรานซิสเตอร์แบบ GaN-HEMT สำหรับกลไกการเกิดประจุแบบดังกล่าวได้แสดงในรูปที่ 2.16

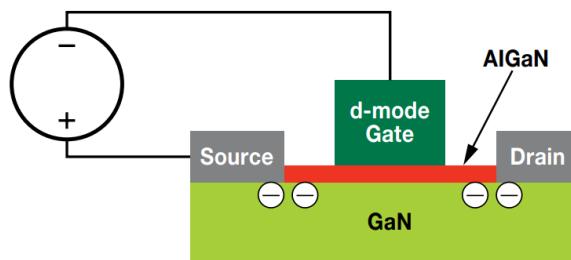


รูปที่ 2.15: ค่า $R_{DS(on)}$ ต่ำสุดในเชิงทฤษฎีของสารกึ่งตัวนำทั้งสามแบบ เปรียบเทียบกับ breakdown voltage (อ้างอิงจาก [17])



รูปที่ 2.16: (ซ้าย) กลไกการเกิด two-dimensional electron gas (2DEG) บน gallium nitride โดยการเกิดความเด่นที่สร้างจากการปลูก AlGaN (ขวา) การนำ 2DEG ดังกล่าวไปนำกระแสไฟฟ้าในทรานซิสเตอร์ (อ้างอิงจาก [17])

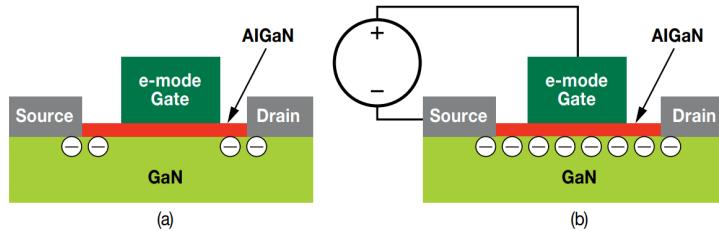
สำหรับการนำโครงสร้างดังกล่าวไปใช้ในการสร้างทรานซิสเตอร์แบบ FET สามารถทำได้โดยเพิ่นฐานคือการทำเป็นแบบ depletion-mode HEMT ดังรูปที่ 2.17 โดยการสร้าง gate ข้างบนบริเวณ 2DEG ดังกล่าว การควบคุมการทำงาน คือ สร้างแรงดันที่เป็นลบบน gate นั้นเมื่อเทียบกับขา source นั้นของทรานซิสเตอร์เพื่อให้ทรานซิสเตอร์นั้นหยุดทำงาน และไม่ใส่แรงดันเมื่อตอนที่ต้องการให้ทรานซิสเตอร์นั้นทำงาน แต่ข้อเสียของ depletion-mode HEMT คือการนำไปใช้ออกแบบในวงจรจริงจะทำได้ลำบาก เนื่องจากผู้ออกแบบจะต้องการแหล่งจ่ายแรงดันที่เป็นลบ



รูปที่ 2.17: depletion-mode HEMT ซึ่งสามารถควบคุมได้โดยการใช้แรงดันที่เป็นลบจ่ายให้เป็น gate-drain voltage (อ้างอิงจาก [17])

ดังนั้นจึงมีหลายงานวิจัยที่ได้ออกแบบ HEMT อีกแบบหนึ่งที่ทำงานแบบ enhancement-mode ดังรูปที่ 2.18 กล่าวคือ ทรานซิสเตอร์จะทำงานเมื่อ gate-source voltage เป็นบวก และไม่ทำงานเมื่อเป็นศูนย์ ซึ่งจะทำให้การออกแบบวงจรจริงที่ต้องใช้ทรานซิสเตอร์แบบดังกล่าวง่ายลงอย่างมาก สำหรับเทคนิคในการออกแบบ enhancement-

mode HEMT ดังกล่าวมีได้หลายวิธี คือ Recessed Gate Enhancement-Mode Structure, Implanted Gate Enhancement-Mode Structure, pGaN Gate Enhancement-Mode Structure และ Hybrid Normally Off Structures ซึ่งหนังสือ [17] ได้อธิบายถึงแต่ละเทคนิคอย่างละเอียด

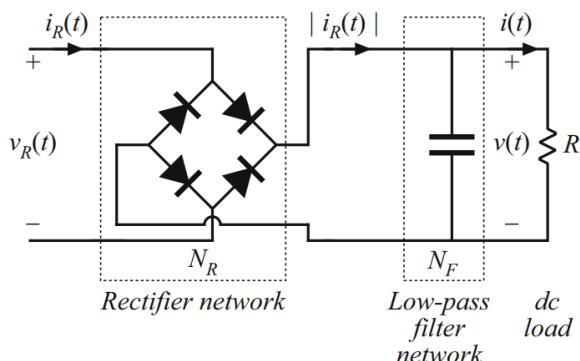


รูปที่ 2.18: enhancement-mode HEMT ซึ่งสามารถควบคุมได้โดยการใช้แรงดันที่เป็นบวกจ่ายให้เป็น gate-drain voltage (อ้างอิงจาก [17])

ข้อดีของ enhancement-mode HEMT เมื่อเทียบกับ MOSFET ปกติที่ใช้ชิลิคอน คือการที่ enhancement-mode HEMT นั้นไม่มี minority carrier conduction ดังนั้นการปิดทรานซิสเตอร์จึงเกิดได้ทันทีเมื่อ forward voltage ระหว่าง gate และ drain ถูกปิด ซึ่งจะทำให้ความเร็วของการ switching ของทรานซิสเตอร์แบบ HEMT มีความเร็วอย่างมากเมื่อเทียบกับ MOSFET ปกติที่ใช้ชิลิคอน

2.5 การออกแบบวงจรเรียงกระแส และการสวิตช์ด้านหน้าวงจรเรียงกระแส

2.5.1 ความต้านทานสมมูลของวงจรเรียงกระแสแบบ full-bridge rectifier



รูปที่ 2.19: full-bridge rectifier แบบพื้นฐาน (อ้างอิงรูปภาพจาก [18])

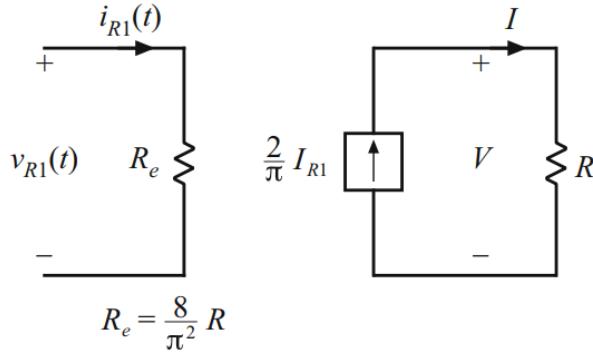
สำหรับความต้านทานสมมูลของวงจรเรียงกระแสแบบ full-bridge rectifier ที่แสดงในรูปที่ 2.19 สามารถคำนวณได้โดยอ้างอิงจากบทที่ 22 ของหนังสือ [18] โดยแรงดัน $v_R(t)$ เป็น square wave และ $i_R(t)$ เป็นกระแสไฟฟ้าแบบ sine wave ที่มีเฟสตรงกับ $v_R(t)$ ซึ่งจะได้ว่า ความต้านทานสมมูลเมื่อมองจากขาเข้าของวงจร full-bridge rectifier ในภาพดังกล่าวจะมีค่าเท่ากับ

$$R_e = \frac{8}{\pi^2} R \quad (2.22)$$

สำหรับวงจรสมมูลทั้งในฝั่งด้านหน้าของวงจรเรียงกระแส และฝั่งด้านหลังของวงจรเรียงกระแส สามารถเขียนได้ดังรูปที่ 2.20 โดยที่ฝั่งด้านหน้าเรียงกระแสจะเป็นสัญญาณแบบ AC และฝั่งด้านหลังของวงจรเรียงกระแสจะเป็นสัญญาณแบบ DC จะเห็นได้ว่าที่ฝั่งด้านหลังของวงจรเรียงกระแสนั้น แหล่งกำเนิดกำลังจะเป็น current source ที่มีขนาดเป็น

$$I = \frac{2}{\pi} I_{R1} \quad (2.23)$$

โดยที่ I_{R1} คือกระแสขาเข้าฝั่งด้านหน้าของวงจรเรียงกระแส



รูปที่ 2.20: วงจรสมมูลทั้งในฝั่งด้านหน้าของวงจรเรียงกระแส และฝั่งด้านหลังของวงจรเรียงกระแส (อ้างอิงรูปภาพจาก [18])

2.5.2 การสวิตช์ด้านหน้าของวงจรเรียงกระแส และการหาประสิทธิภาพของวงจรนี้

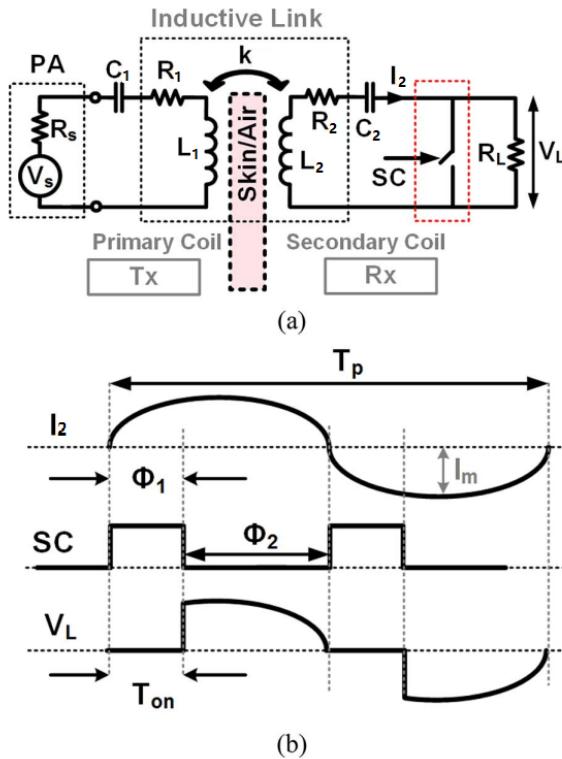
สำหรับการออกแบบวงจรเรียงกระแส จะใช้วงจรควบคุมแบบ pre-rectifier switching ซึ่งมีรูปแบบทางวงจรโดยคร่าวดังแสดงในรูปที่ 2.21 [19] โดยในรูปที่ 2.21 ดังกล่าว ค่าของโหลด R_L คือ equivalent resistance ของวงจร full-bridge rectifier แบบพื้นฐาน ซึ่งได้แสดงแล้วในรูปที่ 2.19

จะเห็นได้ว่า ในวงจรดังกล่าวประกอบไปด้วย primary coil ซึ่งเป็นเสาอากาศที่ส่งพลังงาน และ secondary coil ซึ่งเป็นเสาอากาศที่รับพลังงาน โดยวงจร มีรูปแบบที่คล้ายคลึงกับรูปที่ 2.1 ที่กล่าวถึงไปแล้วในหัวข้อที่ 2.2.1 ซึ่งคำนวณหาประสิทธิภาพของระบบส่งพลังงาน แต่ต่างกันเฉพาะการมีสวิตช์ที่อยู่ด้านหน้าโหลด

จากภาพที่ 2.21 จะเห็นได้ว่า สวิตช์จะเริ่มต้นทำงานทุกครั้งในเวลาที่กระแส I_2 มีค่าข้ามผ่าน (cross) ค่าศูนย์ โดยการเริ่มทำงานของสวิตช์จะทำให้กระแส I_2 ไม่ผ่าน R_L แต่จะไปผ่านสวิตช์แทนและทำให้กระแสไหลวนซ้ำใน LC-tank ที่ประกอบไปด้วย L_2 และ C_2 ดังนั้นการทำงานของสวิตช์จะทำให้โหลดไม่ได้รับพลังงานในช่วงระยะเวลาดังกล่าว และเมื่อสวิตช์ได้หยุดทำงาน จะทำให้กระแส I_2 นั้นกลับมาผ่านที่โหลดเช่นเดิม ทำให้ช่วงเวลาดังกล่าวเป็นช่วงที่โหลดได้รับพลังงาน ดังนั้น จึงได้ว่าความสามารถควบคุมพลังงานที่ส่งให้กับระบบได้โดยการควบคุมระยะเวลาเปิดปิดของสวิตช์ ดังกล่าวในวงจร ซึ่งสามารถควบคุมได้โดยสัญญาณที่มี duty cycle

$$D = \frac{2T_{on}}{T_p} \quad (2.24)$$

สำหรับการคำนวณหาประสิทธิภาพของระบบ เราสามารถใช้การคำนวณที่กล่าวแล้วในหัวข้อที่ 2.2.1 โดยเรา



รูปที่ 2.21: วงจรเรียงกระแสแบบ pre-rectifier switching และรูปแบบของสัญญาณเชิงเวลาที่เกี่ยวข้อง [19]

สามารถต่ออยู่ด้วยการแปลงวงจรในรูปที่ 2.21 ให้เป็นวงจรสมมูลดังรูปที่ 2.1 ได้ ซึ่งจะทำให้เราได้ความต้านทานสมมูลของ R_L และ R_2 ที่นำไปคำนวณหาประสิทธิภาพของระบบส่งพลังงานได้ สำหรับการแปลงวงจรที่กล่าวถึงนี้ จะให้เทคนิคคือการหา quality factor ของวงจรผังภาครับพลังงาน

ก่อนอื่น กลับมาพิจารณาที่รูป 2.21 ก่อน โดยการคำนวณ quality factor ของวงจรผังภาครับพลังงาน สามารถทำได้โดยการหาพลังงานที่เก็บไว้ในตัวเหนี่ยวนำ L_2 ต่อพลังงานที่สูญเสียทั้งหมดในวงจรผังภาคส่งพลังงาน ภายในระยะเวลาหนึ่งค่าของการทำงานของวงจร ซึ่งจะทำให้ได้ว่าสมการของ quality factor นี้จะเป็น

$$Q_{2,eq} = \omega_p \frac{(1/2)L_2|I_m|^2}{P_{sw} + P_{RL} + P_{R2}} \quad (2.25)$$

(เทียบจากรูปที่รูป 2.21) โดยที่ I_m คือค่ายอดของสัญญาณกระแส I_2 และ ω_p คือความถี่ที่วงจรรับส่งพลังงานนี้ทำงาน และ P_{sw}, P_{R2}, P_{RL} คือกำลังเฉลี่ยที่สูญเสียในสวิตช์ SC สูญเสียในตัวต้านทาน R_2 และส่งไปที่โหลด R_L ตามลำดับ

หากพิจารณากำลังที่สูญเสียใน R_2 สามารถพิจารณาได้อย่างง่าย เนื่องจากกระแส I_2 จำเป็นต้องผ่าน R_2 ตลอดเวลา ดังนั้นจะได้ว่า

$$P_{R2} = \frac{1}{2}|I_m|^2 R_2 \quad (2.26)$$

สำหรับการคำนวณ P_{sw}, P_{RL} จะต้องใช้สมการดังนี้ในการคำนวณ คือ

$$P_{sw} = \frac{1}{T_p} \times 2 \times \int_0^{T_{on}} R_{sw}[I_m \sin(\omega_p t)]^2 dt \quad (2.27)$$

$$P_L = \frac{1}{T_p} \times 2 \times \int_{T_{on}}^{(1/2)T_p} R_L[I_m \sin(\omega_p t)]^2 dt \quad (2.28)$$

โดยที่ R_{sw} คือความต้านทานของสวิตช์ในช่วงที่สวิตช์ทำงาน สาเหตุที่สมการข้างบนต้องคูณด้วย $\frac{1}{T_p}$ เนื่องจาก การคำนวณต้องการเฉลี่ยกำลังสูญเสียต่อค่าการทำงาน และสาเหตุที่คูณด้วยสอง เนื่องจากช่วงเวลาที่กระแส I_2 เป็นบวกและเป็นลบ มีการสูญเสียกำลังงานที่เท่ากัน

การคำนวณสมการด้านบนจะทำให้ได้ว่า

$$P_{sw} = \frac{1}{T_p} R_{sw} |I_m|^2 \left[T_{on} - \frac{1}{2\omega_p} \sin(2\omega_p T_{on}) \right] \quad (2.29)$$

$$P_L = \frac{1}{T_p} R_L |I_m|^2 \left[\frac{\pi}{\omega_p} - T_{on} + \frac{1}{2\omega_p} \sin(2\omega_p T_{on}) \right] \quad (2.30)$$

แทน $D = \frac{2T_{on}}{T_p}$ และ $\frac{\omega_p}{2\pi} = \frac{1}{T_p}$ แล้วจัดรูป จะทำให้ได้ว่า

$$P_{sw} = \frac{1}{2} R_{sw} |I_m|^2 \left[D - \frac{1}{2\pi} \sin(2\pi D) \right] \quad (2.31)$$

$$P_L = \frac{1}{2} R_L |I_m|^2 \left[1 - D + \frac{1}{2\pi} \sin(2\pi D) \right] \quad (2.32)$$

ดังนั้น

$$Q_{2,eq} = \frac{\omega_p L_2}{R_2 + R_{sw} [D - \frac{1}{2\pi} \sin(2\pi D)] + R_L [1 - D + \frac{1}{2\pi} \sin(2\pi D)]} = \frac{\omega_p L_2}{R_{2,eq} + R_{L,eq}} \quad (2.33)$$

โดยที่

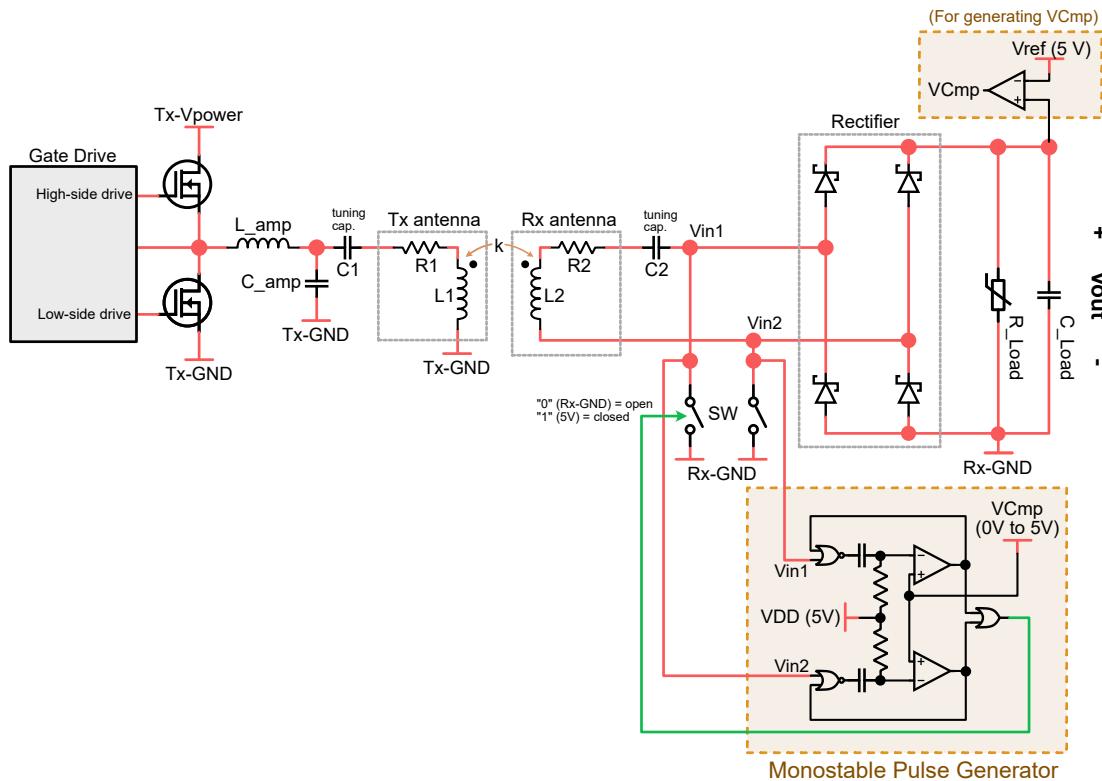
$$R_{2,eq} = R_2 + R_{sw} \left[D - \frac{1}{2\pi} \sin(2\pi D) \right] \quad (2.34)$$

$$R_{L,eq} = R_L \left[1 - D + \frac{1}{2\pi} \sin(2\pi D) \right] \quad (2.35)$$

เราสามารถใช้ค่า $R_{2,eq}, R_{L,eq}$ แทนลงในสมการที่ 2.4 เพื่อหาประสิทธิภาพของระบบได้ตามต้องการ

2.5.3 การสร้างสัญญาณควบคุมสวิตช์ด้านหน้าງจรเรียงกระแสโดยใช้ monostable pulse generator

สำหรับการสร้างสัญญาณควบคุมสวิตช์ด้านหน้าງจรเรียงกระแส สามารถสร้างได้โดยการใช้ monostable pulse generator ซึ่งมีแรงดันขาเข้าจากสัญญาณแรงดันหลัง tuning capacitor ที่อยู่ฝั่งรับพลังงาน ดังได้แสดงในรูปที่ 2.22 รายละเอียดของการทำงานของวงจร monostable pulse generator ดังกล่าว ให้พิจารณาต่อในภาพที่ขยายขึ้น



รูปที่ 2.22: การสร้างสัญญาณควบคุมสวิตช์ด้านหน้าของจริงเรียงกระแส (อ้างอิงจาก [19])

ในรูปที่ 2.23

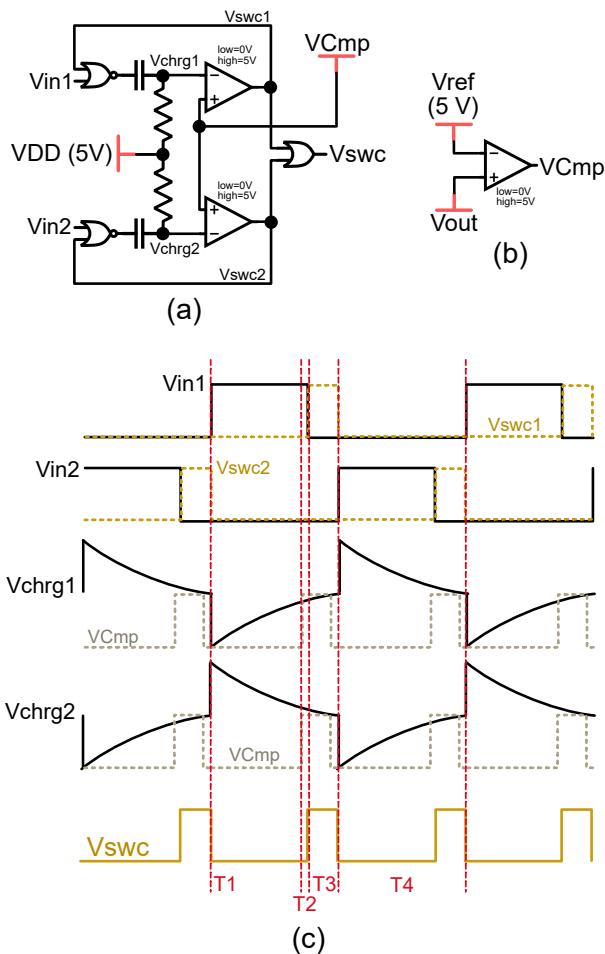
จากรูปที่ 2.23 (b) สัญญาณ $VCmp$ จะถูกสร้างขึ้นจากการเปรียบเทียบระหว่างแรงดันอ้างอิง และแรงดันขาออก (ในโครงงานนี้จะต้องการให้แรงดันขาออกหรือ $Vout$ มีค่าเป็น 5 V ดังนั้นจึงตั้งค่าแรงดันอ้างอิง $Vref$ ตั้งกล่าวให้มีขนาดเป็น 5 V เช่นกัน) เนื่องจากการควบคุมแรงดัน $Vout$ มีการใช้สัญญาณควบคุมสวิตช์ $Vswc$ ซึ่งมีความถี่เท่ากับความถี่แรงดันจากผู้จ่ายพลังงาน ดังนั้นการเกิดการสั่น (ripples) ของแรงดันขาออก $Vout$ นั้นจะมีความถี่ที่เท่ากับความความถี่แรงดันจากผู้จ่ายพลังงาน และทำให้ $VCmp$ มีความถี่ที่เท่ากันไปด้วย

จากนั้น พิจารณารูปที่ 2.23 (a) เพื่อการอธิบายที่ง่าย เราจะพิจารณาเฉพาะสัญญาณ $Vin1$, $Vswc1$, $VCmp$, $Vchrg1$ และ $Vswc$ เราจะเริ่มพิจารณาดังนี้

1. ในช่วงระยะเวลา $T1$ จะเป็นช่วงที่ SW ในรูปที่ 2.22 หยุดทำงาน และจะทำให้กำลังงานที่ได้รับมาถูกส่งให้กับโหลด ในจุดเวลาดังกล่าว เนื่องจากสัญญาณขาออกของ NOR gate ที่มีสัญญาณขาเข้าเป็น $Vin1$ และ $Vswc1$ จะถูกตัดลง ground ซึ่ง ตัวเก็บประจุที่เพิ่งถูกเอาประจุออกจากจนหมดจะทำให้ $Vchrg1$ ดึงลงไปที่ ground ด้วย (แรงดันคร่อมประจุไม่สามารถเปลี่ยนทันทีทันใดได้) จากนั้นในช่วงเวลาดังกล่าว $Vchrg1$ จะถูกเติมประจุกลับมาให้มีค่าเป็น VDD นอกจากนั้นแรงดัน $Vout$ จะค่อย ๆ สูงขึ้นเรื่อย ๆ เนื่องจากกำลังงานยังถูกจ่ายให้กับโหลด
2. ที่ช่วงเวลา $T2$ จะเป็นช่วงที่ $Vout$ เริ่มมากกว่า $Vref$ ทำให้ $VCmp$ เปลี่ยนเป็นค่า VDD ซึ่งสัญญาณ $VCmp$ ดังกล่าวจะทำให้ $Vswc1$ ถูกเปลี่ยนเป็นค่าสูงในระยะเวลา $T3$
3. ในช่วงเวลา $T3$ เมื่อ $Vswc1$ ถูกเปลี่ยนเป็นค่าสูง จะทำให้ SW ในรูปที่ 2.22 เริ่มทำงาน จึงทำให้กำลังงานที่ได้รับจากภาคส่วนพลังงานไม่ได้ถูกส่งให้กับโหลดอีกต่อไป ดังนั้น จะได้ว่า $Vout$ จะมีค่าลดลงในช่วงระยะเวลา

จนกระทั่งเมื่อ V_{out} กลับมา มีค่า น้อยกว่า V_{ref} จะทำให้ $VCmp$ เปลี่ยนกลับมา มีค่า ต่ำ ซึ่งจะทำให้ในเวลา T_4 สัญญาณ V_{swc1} จะถูกดึงลง ต่ำ เช่น กัน และทำให้ SW ในรูปที่ 2.22 หยุดทำงาน อีกครั้ง ในช่วงเวลา T_4

4. ในช่วงเวลา T_4 เมื่อ ทั้ง V_{in1} และ V_{swc1} มีค่า ต่ำ จะทำให้ สัญญาณ ขาออกของ NOR gate ที่มี สัญญาณ ขาเข้า เป็น V_{in1} และ V_{swc1} กลับมา มีค่า สูง ทั้งนี้ เนื่องจาก ในช่วงเวลา ที่แล้ว ตัวเก็บประจุได้ถูกเติมประจุจน มีแรงดัน เป็น VDD ดังนั้น ตอนเริ่ม ช่วงเวลา นี้ จะทำให้ V_{chrg1} มีค่า เป็น 2 เท่า ของ VDD และ จะถูก discharge ไปเรื่อยๆ ในช่วงเวลา นี้ จังหวะ ทั้ง V_{swc1} มีแรงดัน เป็น VDD โดย ช่วงเวลา ดังกล่าว V_{swc1} จะ มีค่า แรงดันมาก กว่า VDD ตลอด ดังนั้น V_{swc1} จะ ไม่ถูกเปลี่ยน เป็น ค่า สูง อีก แต่ ตอน



รูปที่ 2.23: (a) วงจร monostable pulse generator (b) การสร้างสัญญาณ $VCmp$ ซึ่งลักษณะเป็นคลื่นที่มี pulse-width modulation (PWM) (c) รูปแบบสัญญาณที่สำคัญต่างๆ ในวงจร (อ้างอิงจาก [19])

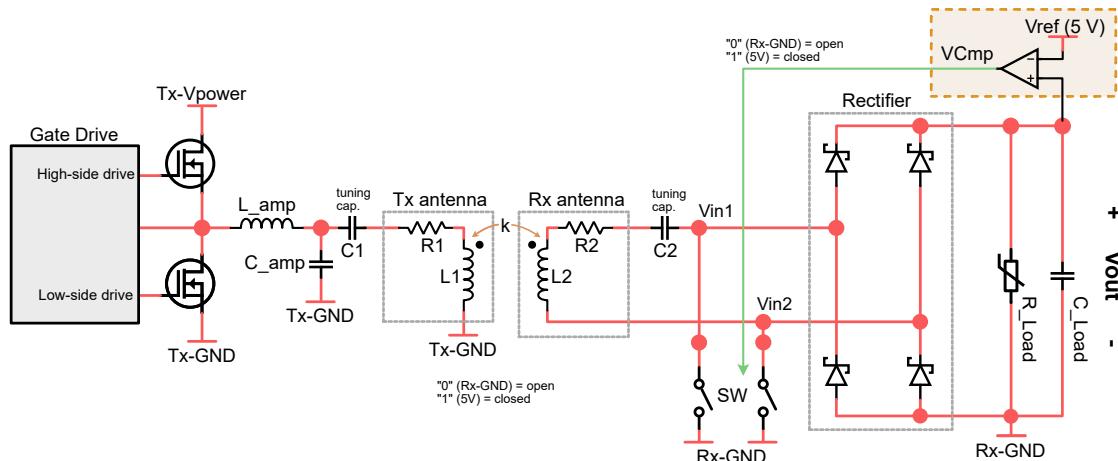
สำหรับรูปแบบของสัญญาณ V_{in2} , V_{swc2} , V_{chrg2} สามารถอธิบายได้ในทำง เดียวกัน กับ V_{in1} , V_{swc1} , V_{chrg1} เพียงแค่ เปลี่ยนเวลาไป ครึ่ง ของ การทำงาน

วงจร monostable pulse generator ในรูปที่ 2.23 (a) ดังกล่าว ได้ถูกเสนอโดยงานของ M. Kiani, B. Lee, P. Yeon และ M. Ghovanloo (2015) [19] โดย ต่าง กัน เฉพาะ การ สร้าง สัญญาณ $VCmp$ ซึ่ง ใน งาน ของ [19] ได้ใช้ charge pump ในการ สร้าง สัญญาณ $VCmp$ ทำให้ สัญญาณ $VCmp$ มีลักษณะ เป็น แรงดัน ตรง (DC voltage) ไม่ใช่ สัญญาณ PWM

ไม่ว่าอย่างไรก็ตาม ปัญหาของการทำให้สัญญาณ VCmp มีลักษณะเป็นแรงดันตรง มีข้อเสียในโครงงานนี้เนื่องจากทั้งตัวขยายกำลังแบบ Class-D และ Class-E มีการจ่ายกำลังงานโดยเปลี่ยนแปลงไปตามโหลดที่เปลี่ยนไป ในทั้งสองวงจร ทั้งนี้ เมื่อแรงดันขาออก V_{out} ของวงจรมีค่ามากกว่า V_{ref} จะทำให้วงจร pre-rectifier switching มี duty cycle ของสัญญาณควบคุมสวิตซ์ที่มากขึ้นเพื่อให้ลดกำลังงาน การเปลี่ยนแปลง duty cycle ดังกล่าวจะทำให้ความต้านทานสมมูลของโหลดที่เห็นจากตัวขยายกำลังเปลี่ยนแปลงไปด้วย การเปลี่ยนแปลงโหลดที่เห็นจากตัวขยายกำลังดังกล่าวจะทำให้การจ่ายกำลังงานเปลี่ยนแปลงไปด้วย หากการเปลี่ยนแปลงกำลังงานที่จ่ายดังกล่าวมีค่าเพิ่มขึ้น สิ่งที่เกิดขึ้นคือจะเกิดการป้อนกลับเชิงบวก (positive feedback) เนื่องจาก กำลังงานที่จ่ายเพิ่มขึ้นจะทำให้ V_{out} ของวงจรเพิ่มขึ้น และทำให้ความต้านทานสมมูลของโหลดเปลี่ยนแปลงไปอีก และก็จะทำให้กำลังงานที่จ่ายเพิ่มขึ้นอีก ซึ่งจะทำให้ V_{out} ไม่เสถียร หรือไม่สามารถควบคุมให้เท่ากับ V_{ref} ได้ ซึ่งวิธีการแก้ปัญหาดังกล่าวคือการทำให้ VCmp มีการตอบสนองกับ V_{out} ที่เปลี่ยนแปลงไปให้เร็วที่สุด นั่นคือการเปรียบเทียบกับ V_{ref} โดยตรง ทั้งนี้ หากการตอบสนองดังกล่าวเกิดขึ้นช้า จะทำให้ตัวขยายกำลังสามารถเห็นโหลดที่เปลี่ยนแปลงได้ทัน และอาจส่งผลให้กำลังงานถูกจ่ายมากขึ้นกว่าเดิมและทำให้เกิด positive feedback ดังที่อธิบายไปแล้ว ซึ่งการทำให้ VCmp เป็นกระแสตรง จำเป็นต้องมีกระบวนการจัดการสัญญาณ เช่น การใช้ low-pass filter หรือ charge pump ซึ่งจะทำให้การตอบสนองนั้นช้า และทำให้ตัวขยายกำลังสามารถเห็นโหลดที่เปลี่ยนแปลงได้ทันและเกิดการเปลี่ยนกำลังงานที่จ่ายออกมาก

2.5.4 การสร้างสัญญาณโดยการเปรียบเทียบแรงดันขาออกกับแรงดันอ้างอิงโดยตรง

สำหรับวิธีนี้จะเป็นการเปรียบเทียบค่าแรงดันขาออกกับแรงดันอ้างอิงแล้วสร้างเป็นสัญญาณ VCmp โดยตรง ดังเช่นในรูปที่ 2.24



รูปที่ 2.24: การเปรียบเทียบค่าแรงดันขาออกกับแรงดันอ้างอิงแล้วสร้างเป็นสัญญาณ VCmp โดยตรง

วงจรในรูปที่ 2.24 มีข้อดีกว่าในรูปที่ 2.22 หลายประการ ได้แก่ วงจร มีความย่างกว่ามาก และมี response time ที่รวดเร็วกว่าวงจรในรูปที่ 2.22 อย่างแน่นอน ทำให้ปัญหาที่เกิดจากการที่ตัวขยายกำลังจ่ายกำลังงานเปลี่ยนไปเนื่องจาก การเห็นโหลดที่เปลี่ยนไปถูกบรรเทาลง ไม่ว่าอย่างไรก็ตาม สัญญาณ VCmp ที่เกิดจากวงจรในรูปที่ 2.24 อาจมีการสั่นที่มากกว่าในวงจรของรูปที่ 2.22 ซึ่งจะทำให้เกิดกำลังงานสูญเสียที่สวิตซ์ที่มากกว่าได้ อย่างไรก็ตาม ทั้งสองวงจรในรูปที่ 2.22 และ 2.24 จะถูกนำไปทดสอบประสิทธิภาพต่อไปในบทที่ 3 ของรายงาน

3 ผลลัพธ์ของโครงการและการอภิปรายผล

สำหรับโครงสร้างของบานี้ สามารถแบ่งได้ดังนี้ คือ

1. การทดสอบประสิทธิภาพการส่งพลังงานเบื้องต้นของของระบบการสื่อสารแบบไร้สายด้วย NFC ของบริษัท ชิลิคอน คราฟท์ เทคโนโลยี จำกัด (มหาชน) เพื่อหาความขาด และหาแนวทางในการปรับปรุงระบบการส่งพลังงานให้ดีมากขึ้น
2. การอธิบายรูป่างของ antennas ที่ใช้ในการทดลอง รวมถึงค่าทางวงจรต่าง ๆ ได้แก่ ความหนาแน่นนำสมมูล ความต้านทานสมมูล และ coupling coefficient ซึ่งได้มาจากการจำลองในซอฟแวร์ Ansys Electronics Desktop 2022 R2¹
3. การทดสอบประสิทธิภาพการส่งพลังงานที่ค่าโคลดต่าง ๆ ระหว่าง
 - ระบบการส่งพลังงานที่มีการปรับจูนโดยใช้วงจรปรับจูนแบบอนุกรม ทั้งฝั่งของภาคส่งและภาครับพลังงาน (ดังหัวข้อที่ 2.2.1)
 - ระบบการส่งพลังงานที่มีการปรับจูนโดยใช้วงจรปรับจูนแบบอนุกรมในฝั่งของภาคส่งและแบบขนาดในฝั่งของภาครับพลังงาน (ดังหัวข้อที่ 2.2.2)
- เนื่องจากโครงงานนี้ต้องการส่งพลังงานที่กำลังสูง (ประมาณ 1 W) ดังนั้นเราจะต้องการเน้นประสิทธิภาพที่สูงที่กำลังงานดักกล่าว และผลการทดลองที่ได้จะได้ว่าระบบการส่งพลังงานที่มีการปรับจูนโดยใช้วงจรปรับจูนแบบอนุกรม ทั้งฝั่งของภาคส่งและภาครับพลังงาน (ดังหัวข้อที่ 2.2.1) จะมีประสิทธิภาพที่โหลดสูงมากกว่า และทำให้เราลดนำการปรับจูนรูปแบบนี้ไปใช้ต่อไปในหัวข้อทั้งหมดที่เหลือ
4. การทดสอบประสิทธิภาพของวงจรขยายแบบ Class-D เบื้องต้น โดยใช้
 - ตัว gate drive แบบอุดมคติ
 - ตัว gate drive ของ Texas Instruments รหัส LMG1210 ซึ่งได้กล่าวไว้ในหัวข้อที่ 2.4.3
5. การทดลองประสิทธิภาพของวงจรขยายแบบ Class-E เบื้องต้น (เนื่องจากวงจรแบบ Class-E ไม่จำเป็นต้องมี high-side gate drive จึงสามารถขับได้โดยใช้ logic drive ทั่วไปได้)
6. การทดสอบประสิทธิภาพเบื้องต้นของวงจรเรียงกระแสเบื้องต้น
7. การทดสอบประสิทธิภาพเบื้องต้นของวงจรเรียงกระแสแบบที่มีการสวิตช์ด้านหน้าวงจรเรียงกระแส ที่ค่าโคลดต่าง ๆ และควบคุมแรงดันโหลดที่เท่ากัน (5 V)
8. การทดสอบประสิทธิภาพของระบบการส่งพลังงานแบบไร้สาย โดยเปรียบเทียบระหว่างการสร้างสัญญาณควบคุมแบบ
 - การสร้างสัญญาณควบคุมโดยใช้ monostable pulse generator ดังในหัวข้อที่ 2.5.3
 - การสร้างสัญญาณควบคุมแบบเปรียบเทียบโดยตรง ดังในหัวข้อที่ 2.5.4

¹ผลการทดลองได้รับความอนุเคราะห์มาจาก นาย มัชวน โลหิตศิริ ซึ่งทำโครงงานร่วมกับบริษัท ชิลิคอน คราฟท์ เทคโนโลยี จำกัด (มหาชน) เช่นเดียวกับโครงงานนี้

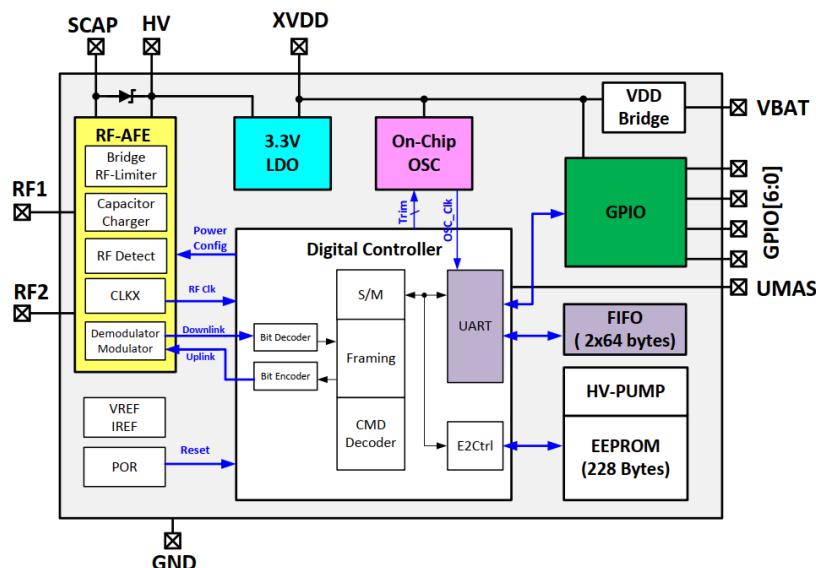
และเปรียบเทียบระหว่างการใช้ตัวขยายกำลังแบบ Class-D และ Class-E โดยจ่ายแรงดันขาเข้าที่แตกต่างกัน ที่โหลดที่แตกต่างกัน โดยควบคุมแรงดันขากอกที่โหลดให้อยู่ที่ 5 V และใช้องค์ประกอบทางวงจรแบบเหมือนจริง

9. การเสนอวิธีการควบคุมการส่งพลังงานจากฝั่งส่งพลังงานโดยการควบคุมแรงดันขาเข้า

3.1 การวัดประสิทธิภาพของการส่งพลังงานแบบเบื้องต้นของวงจรการสื่อสารแบบ NFC ที่มีอยู่แล้ว

ในหัวข้อนี้ เราจะวัดประสิทธิภาพการส่งพลังงานเบื้องต้น ของวงจรการสื่อสารแบบ NFC ของบริษัท ซิลิคอน คราฟท์ เทคโนโลยี จำกัด (มหาชน)

3.1.1 การวัดประสิทธิภาพโดยรวม



รูปที่ 3.1: องค์ประกอบทางวงจรภาคในวงจรรวม SIC4311 (ได้รับความอนุเคราะห์จากบริษัท ซิลิคอน คราฟท์ เทคโนโลยี จำกัด (มหาชน))

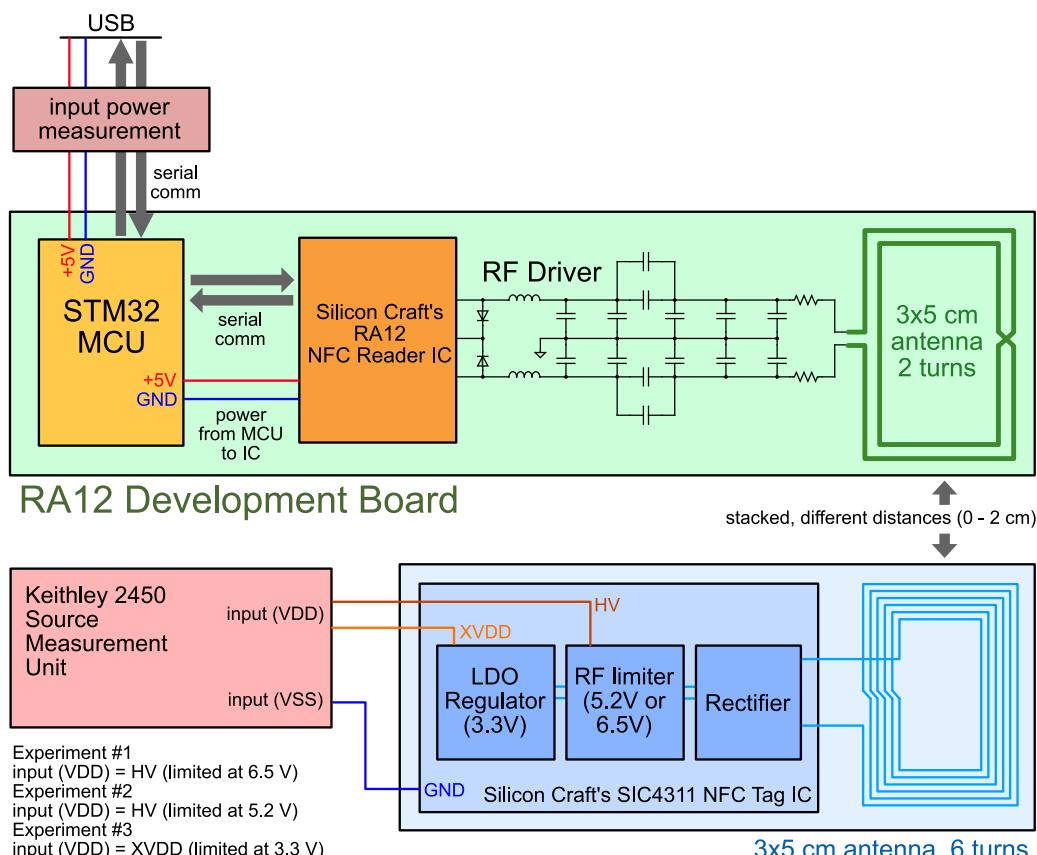
สำหรับระบบการส่งพลังงานที่จะใช้วัดประสิทธิภาพเบื้องต้นของการส่งพลังงานโดยใช้ความถี่ NFC จะใช้ภาคส่งพลังงานเป็นบอร์ดพัฒนา RA12 Development Kit ซึ่งเป็นบอร์ดพัฒนาที่ใช้ทดสอบวงจรรวม RA12 ซึ่งเป็นตัวอ่าน (reader) ของการสื่อสารแบบ NFC และตัวรับพลังงานจะใช้งานร่วม SIC4311 ซึ่งเป็นแท็ก (tag) ของการสื่อสารแบบ NFC ขนาดของเสาอากาศ (antennas) ของทั้งตัวรับและตัวส่งเป็นรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าแบบ กว้าง 3 เซนติเมตร ยาว 5 เซนติเมตร เสาอากาศของตัวส่งเป็นชุดลายบนแผ่นวงจรพิมพ์ 2 รอบ ในขณะที่เสาอากาศของตัวรับเป็นชุดลายบนแผ่นวงจรพิมพ์ 6 รอบ สำหรับวงจรรวม RA12 และ SIC4311 เป็นผลิตภัณฑ์ที่ออกแบบโดยบริษัท ซิลิคอน คราฟท์ เทคโนโลยี จำกัด (มหาชน)

สำหรับรายละเอียดของวงจรภายใน tag เป็นไปดังรูปที่ 3.1 โดยวงจรดังกล่าวสามารถรับพลังงานที่ได้จากการรับคลื่นสื่อสาร NFC ผ่านเสาอากาศเข้าสู่ขา RF1 และ RF2 ทางนั้นแรงดันไฟฟ้าดังกล่าวจะถูกเรียงกระแส (rectifying)

และจำกัดแรงดัน (limiting) ด้วย Bridge RF-limiter ภายในวงจรรวมดังกล่าว แรงดันนี้จะถูกจ่ายที่ขา HV ของวงจรรวม นอกจากนั้น แรงดันไฟฟ้าจากขา HV ยังสามารถผ่านเข้าไปที่ตัวความคุณแรงดันแบบ low-dropout regulator: LDO และจ่ายแรงดันแบบคงที่ 3.3 V ออกทางขา XVDD

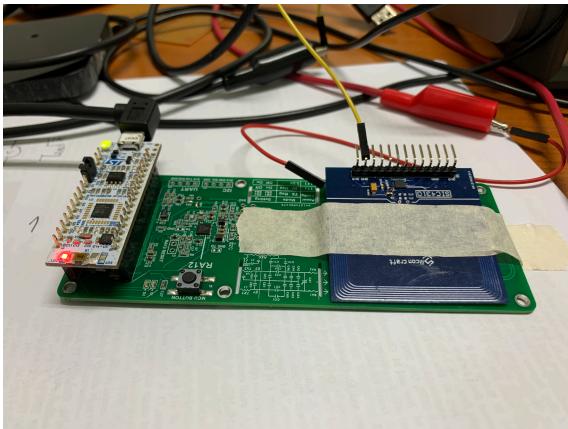
สำหรับแรงดันที่ออกจาก HV จะสามารถตั้งค่าใน register ของวงจรรวมให้ขับแรงดันได้สองค่า ได้แก่ 5.2 V และ 6.5 V

สำหรับการทดลองวัดประสิทธิภาพเบื้องต้นของการส่งพลังงานดังกล่าว เสาอากาศของภาคส่งและภาครับพลังงานได้ถูกนำมาวางแบบช้อนกัน หลังจากนั้นจึงตั้งค่าให้ภาคส่งพลังงานส่งคลื่น파หะของ NFC แบบต่อเนื่อง ซึ่งมีความถี่ที่ 13.56 MHz หลังจากนั้น จึงวางแผนเส้าอากาศของภาครับและภาคส่งให้อยู่ต่างกัน แต่มีระยะห่างที่แตกต่างกันตั้งแต่ 0 cm, 1 cm และ 2 cm การทดลองโดยคร่าวในแสดงเป็นแผนภาพในรูปที่ 3.2 และภาพการทดลองจริงได้แสดงในรูปที่ 3.3 และรูปที่ 3.4 จากนั้นจึงวัดแรงดันที่ออกจากขา HV ที่กระแสโหลดที่ต่างกัน โดยตั้งค่าตัว limiting แรงดันของ HV ที่ต่างกันด้วย คือที่ 5.2 V และ 6.5 V จากนั้น จึงวัดแรงดันที่ออกจากขา XVDD ซึ่งออกจาก low-dropout regulator: LDO ขนาด 3.3 V ที่กระแสโหลดที่ต่างกัน เครื่องมือที่ใช้ทดสอบผลดังกล่าวผู้จัดทำได้ใช้ Keithley 2450 Source Measurement Unit กราฟแสดงแรงดันและกระแสโหลดของทั้งสามการทดลองดังกล่าวได้ถูกแสดงในรูปที่ 3.5, 3.6 และ 3.7

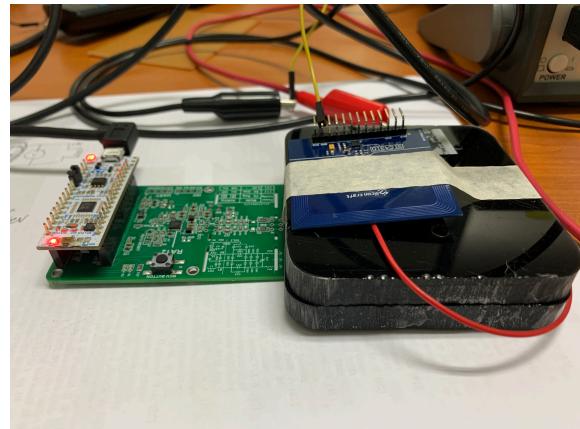


รูปที่ 3.2: แผนภาพการทดสอบประสิทธิภาพของระบบ

สำหรับกำลังงานที่ส่งได้ในแต่ละกรณี สามารถคำนวณได้อย่างง่ายโดยใช้สมการ $P_{out} = I_{out}V_{out}$ โดยกราฟระหว่างกำลังงานและกระแสโหลดที่จ่าย ในกรณีต่าง ๆ ทั้งสามกรณี ได้แสดงไว้ในรูปที่ 3.8, 3.9 และ 3.10



รูปที่ 3.3: การทดลองวัดประสิทธิภาพของระบบส่งรับ พลังงานไร้สาย เมื่อวางแผนอากาศของตัวรับและของตัวส่ง แบบซ้อนกัน



รูปที่ 3.4: การทดลองวัดประสิทธิภาพของระบบส่งรับ พลังงานไร้สาย เมื่อวางแผนอากาศของตัวรับและของตัวส่ง ตรงกัน แต่ห่างกัน 2 cm

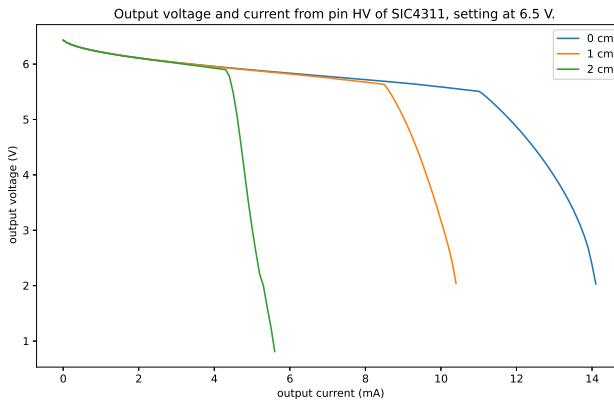
ตารางแสดงจุดทำงานที่ทำให้ได้กำลังสูงที่สุดในแต่ละกรณีได้สรุปไว้ในตารางที่ 3.1, 3.2 และ 3.3 โดยสรุปเฉพาะที่ การทดลองระยะห่างเสาอากาศของตัวรับ-ส่งที่ 0 cm, 1 cm และ 2 cm

สำหรับการทดลองเพื่อวัดกำลังข้าเข้าที่ใช้จ่ายให้กับเสาอากาศภาคส่งพลังงาน ได้ใช้วัดแรงดันและกระแสที่จ่าย ให้กับ RA12 Development Board เมื่อเปิดและไม่เปิดการจ่ายคลื่น NFC ผลลัต่างที่ได้นี้เองเป็นพลังงานที่ใช้ในการส่งพลังงานทั้งหมด ซึ่งค่ากำลังข้าเข้าได้วัดเมื่อวางแผนอากาศของตัวและรับและตัวส่งพลังงานที่ระยะห่างต่างกัน ทำให้ได้ผลการทดลองที่สรุปไว้ในตารางที่ 3.4

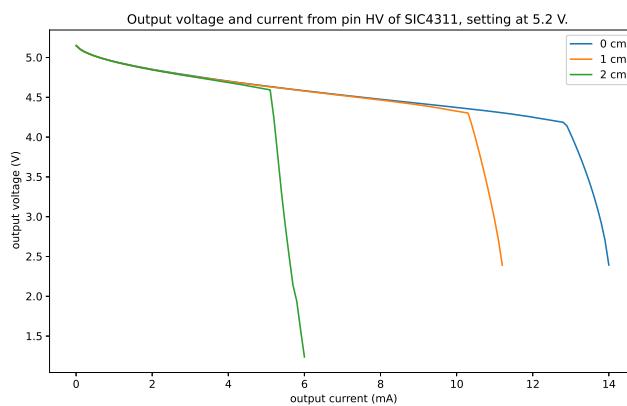
ประสิทธิภาพสูงสุดของแต่ละกรณีสามารถหาได้โดยการนำกำลังออกสูงสุดของแต่ละกรณี หารด้วยกำลังข้าเข้าของแต่ละกรณี ซึ่งทำให้ได้ผลตามตารางที่ 3.5

จากภาพที่ 3.5, 3.6 และ 3.7 จะเห็นได้ว่าแรงดันข้าออกนั้นได้ถูกจำกัดด้วย RF Limiter ในกรณีของแรงดันข้าออกจาก HV และถูกจำกัดด้วยตัวควบคุมแรงดัน (Regulator) ในกรณีของแรงดันข้าออกจาก XVDD ซึ่งผลคือทำให้ขนาดของกำลังที่วงจรรวมสามารถจ่ายได้ต่ำลง โดยหากพิจารณาจากรูปที่ 3.8, 3.9 และ 3.10 จะเห็นได้ว่ากำลังที่วงจรสามารถจ่ายได้จะถูกจำกัดในช่วงที่โหลดต่ำ คือ จะเห็นรูปของกราฟถูกจำกัดด้วยเส้นตรง ทั้งนี้เนื่องจาก $P = VI$ และ V ถูกจำกัดให้คงที่จึงได้กราฟเส้นตรงในช่วงดังกล่าว หากไม่มีการจำกัดด้วยตัวควบคุมแรงดัน (Regulator) หรือ RF Limiter จะทำให้กำลังจ่ายจากวงจรรวมในช่วงโหลดที่แรงดันที่ถูกจำกัดดังกล่าวมีค่าสูงขึ้น

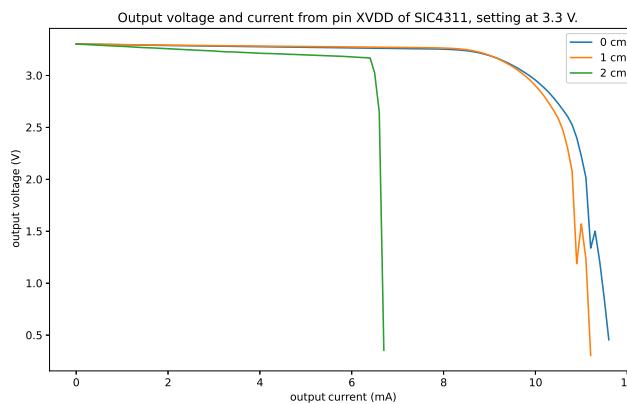
นอกจากนั้น หากพิจารณากระแสโหลดและกำลังที่จ่ายได้ เมื่อค่าของแรงดันจากขา HV ลดลงจนเหลือ 3.3 V ซึ่งเป็นแรงดันที่ใช้ในอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ทั่วไป จะได้ผลตามตารางที่ 3.6 โดยจะสังเกตเห็นว่า ในช่วงแรงดัน 3.3 V ซึ่งไม่ได้ถูกจำกัดด้วย RF Limiter อีกต่อไป กระแสโหลดที่จ่ายได้จากการส่องกรณีจะมีค่าที่ใกล้เคียงกัน (ที่ระยะห่างของเสาอากาศที่เท่ากัน)



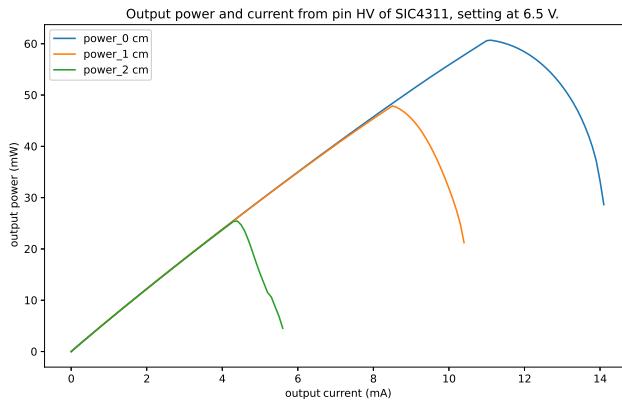
รูปที่ 3.5: กราฟแสดงแรงดันที่กระแสโซลิดต่างกัน จากขา HV ที่ตั้งค่าตัว limiting แรงดันที่ 6.5 V



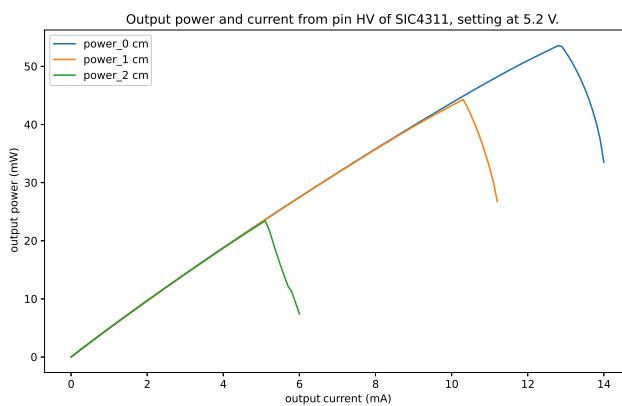
รูปที่ 3.6: กราฟแสดงแรงดันที่กระแสโซลิดต่างกัน จากขา HV ที่ตั้งค่าตัว limiting แรงดันที่ 5.2 V



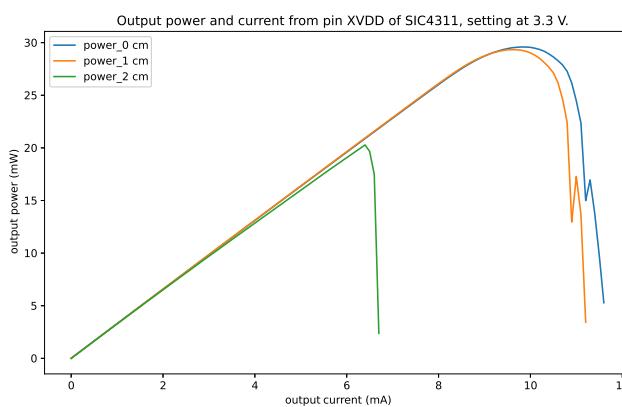
รูปที่ 3.7: กราฟแสดงแรงดันที่กระแสโซลิดต่างกัน จากขา XVDD ที่ถูกควบคุมแรงดันด้วย LDO ที่ 3.3 V



รูปที่ 3.8: กราฟแสดงกำลังงานที่จ่ายได้ที่กระแสไฟหลดแตกต่างกัน จากขา HV ที่ตั้งค่าตัว limiting แรงดันที่ 6.5 V



รูปที่ 3.9: กราฟแสดงกำลังงานที่จ่ายได้ที่กระแสไฟหลดแตกต่างกัน จากขา HV ที่ตั้งค่าตัว limiting แรงดันที่ 5.2 V



รูปที่ 3.10: กราฟแสดงกำลังงานที่จ่ายได้ที่กระแสไฟหลดแตกต่างกัน จากขา XVDD ที่ถูกควบคุมแรงดันด้วย LDO ที่ 3.3 V

ระยะห่างของเสาอากาศ	กำลังงานจ่ายสูงสุด	กระแสไฟฟ้าที่กำลังจ่ายสูงสุด	แรงดันไฟฟ้าที่กำลังจ่ายสูงสุด
0 cm	60.69 mW	11.10 mA	5.46 V
1 cm	47.88 mW	8.50 mA	5.63 V
2 cm	25.44 mW	4.40 mA	5.78 V

ตารางที่ 3.1: จุดทำงานที่ทำให้ได้กำลังสูงที่สุดจากขา HV ที่ตั้งค่าตัว limiting แรงดันที่ 6.5 V

ระยะห่างของเสาอากาศ	กำลังงานจ่ายสูงสุด	กระแสไฟฟ้าที่กำลังจ่ายสูงสุด	แรงดันไฟฟ้าที่กำลังจ่ายสูงสุด
0 cm	53.58 mW	12.80 mA	4.19 V
1 cm	44.32 mW	10.30 mA	4.30 V
2 cm	23.43 mW	5.10 mA	4.59 V

ตารางที่ 3.2: จุดทำงานที่ทำให้ได้กำลังสูงที่สุดจากขา HV ที่ตั้งค่าตัว limiting แรงดันที่ 5.2 V

ระยะห่างของเสาอากาศ	กำลังงานจ่ายสูงสุด	กระแสไฟฟ้าที่กำลังจ่ายสูงสุด	แรงดันไฟฟ้าที่กำลังจ่ายสูงสุด
0 cm	29.59 mW	9.80 mA	3.02 V
1 cm	29.34 mW	9.60 mA	3.06 V
2 cm	20.28 mW	6.40 mA	3.17 V

ตารางที่ 3.3: จุดทำงานที่ทำให้ได้กำลังสูงที่สุดจากขา XVDD ที่ถูกควบคุมแรงดันด้วย LDO ที่ 3.3 V

ระยะห่างเสาอากาศ (cm)	0	1	2	3	4	5	6	7
กำลังงานขาเข้า (mW)	716	619	557	536	537	535	532	528

ตารางที่ 3.4: กำลังขาเข้าที่ใช้จ่ายให้กับเสาอากาศภาคส่งพลังงาน เมื่อว่างเสาอากาศของตัวและรับและตัวส่งพลังงานที่ระยะห่างต่างกัน

ระยะของเสาอากาศ	HV (limited at 6.5 V)	HV (limited at 5.2 V)	XVDD (limited at 3.3 V)
0 cm	8.47%	7.48%	4.13%
1 cm	7.74%	7.16%	4.73%
2 cm	4.57%	4.21%	3.64%

ตารางที่ 3.5: ประสิทธิภาพของการส่งพลังงานในแต่ละกรณี ที่ระยะห่างของเสาอากาศที่ต่างกัน

ข้อสังเกตของผลการทดลองนี้ 'ได้แก่'

1. จากรูปที่ 3.8, 3.9, และ 3.10 จะเห็นว่ามีช่วงที่กราฟมีรูปเป็นเส้นตรง ซึ่งเกิดจากการที่แรงดันขาออกถูกจำกัดด้วยวงจร RF limiter ในวงจรรวม

ระยะห่าง เสาอากาศ	แรงดันจ่าย จากขา HV	กระแสเจ่ายจาก HV (กรณีแรงดันถูกจำกัดที่ 6.5 V)	กระแสเจ่ายจาก HV (กรณีแรงดันถูกจำกัดที่ 5.2 V)
0 cm	3.3 V	13.5 mA	13.5 mA
1 cm	3.3 V	9.9 mA	10.8 mA
2 cm	3.3 V	4.9 mA	5.3 mA

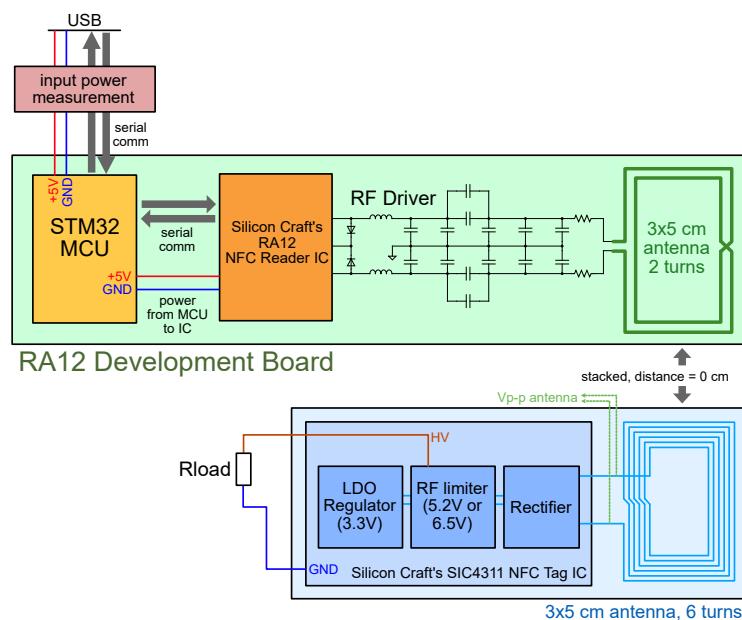
ตารางที่ 3.6: กระแสเจ่ายจากขา HV เมื่อแรงดันโหลดเป็น 3.3 V

2. จากตารางที่ 3.4 จะเห็นว่า ที่ระยะห่างของเสาอากาศของภาคส่งและภาครับพลังงานที่ใกล้มากขึ้นเรื่อยๆ จะทำให้กำลังงานที่ใช้ในการขับเสาอากาศฝั่งภาคส่งพลังงานมีค่าคงที่อยู่ที่ประมาณ 528 mW ดังนั้น จะเห็นว่ากำลังงานที่ส่งไปยังภาคส่งพลังงานที่แท้จริง คือผลต่างระหว่างกำลังงานที่ใช้ในการขับเสาอากาศฝั่งภาคส่งพลังงานเมื่อเสาอากาศฝั่งภาครับพลังงานอยู่ใกล้มากพอด้วยกำลังงานที่ใช้เป็นปกติในวงจรขับเสาอากาศฝั่งภาคส่งพลังงานอยู่แล้วซึ่งมีค่าประมาณ 528 mW

ด้วยสองสาเหตุนี้เอง จึงทำให้ประสิทธิภาพของระบบการส่งพลังงานนี้ค่อนข้างต่ำ

3.1.2 การวัดประสิทธิภาพเฉพาะส่วนของวงจรเรียงกระแส

สำหรับการหาประสิทธิภาพของวงจรเรียงกระแสในวงจรรวม SIC4311 จะใช้การทดลองดังรูปที่ 3.11



รูปที่ 3.11: การวัดประสิทธิภาพเฉพาะส่วนของวงจรเรียงกระแสในวงจรรวม SIC4311

การวัดประสิทธิภาพของวงจรเรียงกระแสนี้จะใช้การวัดแรงดันสลับแบบ peak-to-peak ที่เสาอากาศ และการวัดแรงดันตรงที่ออกมานอก RF limiter ที่ต่อตรงมาจากวงจรเรียงกระแส โดยเพื่อไม่ให้ตัววงจร RF limiter มีผลกระทบต่อการวัดประสิทธิภาพของวงจรเรียงกระแส การทดลองจึงจะใช้โหลดที่มีค่ามากพอที่จะทำให้แรงดันออกนี้มีค่าน้อยกว่าค่าแรงดันที่จะถูกจำกัดโดย RF limiter นั้น ดังนั้นเราจะตั้งค่าของ RF limiter ในวงจรรวมวนนี้ให้มีค่า

ที่สุดเท่าที่ทำได้ คือ 6.5 V

สำหรับการวัดกำลังขาออก สามารถทำได้ที่โหลดโดยตรง ในขณะที่การวัดประสิทธิภาพของกำลังขาเข้าจะใช้สมมติฐานจากหัวข้อที่แล้ว นั่นคือ กำลังงานที่ส่งไปยังภาคส่งพลังงานที่แท้จริง คือผลต่างระหว่างกำลังงานที่ใช้ในการขับเสาอากาศฝั่งภาคส่งพลังงานเมื่อเสาอากาศฝั่งภาครับพลังงานอยู่ใกล้มากพอด้วยกำลังงานที่ใช้เป็นปกติในวงจรขับเสาอากาศฝั่งภาคส่งพลังงานอยู่แล้วซึ่งมีค่าประมาณ 528 mW ซึ่งเนื่องจากการทดลองวัดประสิทธิภาพเฉพาะส่วนของวงจรเรียงกระแสใช้ระยะห่างระหว่างเสาอากาศของภาคส่งและภาครับพลังงานที่คงที่คืออยู่ที่ 0 cm ดังนั้น จะได้ว่าค่าของกำลังที่ส่งไปยังภาคส่งพลังงาน เป็น $716 - 528 = 188 \text{ mW}$

ดังนั้น จะได้ว่า ประสิทธิภาพของตัวเรียงกระแสในวงจรรวม SIC4311 ที่ค่าโหลดต่าง ๆ กัน มีค่าดังแสดงในตารางที่ 3.7 ทั้งนี้ ค่าของกำลังที่ส่งไปยังภาคส่งพลังงานเป็นค่าประมาณ จึงอาจเปลี่ยนแปลงจากค่า 188 mW สำหรับในกรณีของโหลดขนาดต่างกัน ค่าของประสิทธิภาพที่ได้จึงเป็นค่าประมาณโดยคร่าว

load (Ω)	Output power (W)	Input power (W)	Efficiency
267	0.048	0.188	0.255
218.6	0.042	0.188	0.223
197.6	0.040	0.188	0.213
147.2	0.029	0.188	0.154

ตารางที่ 3.7: ประสิทธิภาพของตัวเรียงกระแส ในวงจรรวม SIC4311 ที่ค่าโหลดต่าง ๆ กัน

3.1.3 แนวทางการปรับปรุงประสิทธิภาพของระบบการส่งพลังงาน

สำหรับผลการทดลองที่ได้ จะเห็นว่า

- กำลังขาเข้าของระบบส่งพลังงานยังมีขนาดที่ต่ำ (สูงสุดที่ 716 mW สำหรับกรณีที่เสาอากาศวางแบบชนิดกัน) ซึ่งหากโครงงานต้องการทำระบบที่ขนาดพลังงานขนาดที่ภาครับพลังงานมากกว่า 1 W จะได้ว่าพลังงานขาเข้าของภาคส่งพลังงานควรจะต้องเพิ่มขึ้นให้มากกว่า 1 W ขึ้นไปอย่างมาก เพื่อเพิ่มกำลังสูญเสียที่เกิดจากองค์ประกอบต่าง ๆ ในระบบการส่งพลังงานไว้สาย
- นอกจากนั้น จะเห็นว่าขนาดของพลังงานที่ออกจากภาครับพลังงานยังน้อยมาก (สูงสุดที่ 60.69 mW ในกรณีที่รับพลังงานจากขา HV ที่ถูก limited แรงดันที่ 6.5 V และเสาอากาศของภาครับส่งแบบชิดกัน) ซึ่งทำให้ได้ประสิทธิภาพของระบบรับส่งพลังงานสูงสุดเพียง 8.47% ซึ่งหากต้องการออกแบบระบบให้ได้ประสิทธิภาพมากขึ้นกว่าเดิม จะต้องเพิ่มประสิทธิภาพของระบบโดยการลดกำลังสูญเสียของแต่ละองค์ประกอบของระบบ ได้แก่
 - ตัวขยายกำลังเพื่อขับเสาอากาศฝั่งส่งพลังงาน ทั้งนี้ จะเห็นได้จากตารางที่ 3.4 ซึ่งได้ว่ากำลังงานที่ตัวขยายกำลังใช้เป็นปกติโดยที่ไม่ได้ส่งไปยังภาครับพลังงาน จะอยู่ที่ 528 mW ในขณะที่หากส่งกำลังงานสูงสุดในกรณีที่เสาอากาศทั้งภาครับและภาคส่งพลังงานอยู่แบบชิดติดกัน จะใช้พลังงานอยู่ที่ $716 - 528 = 188 \text{ mW}$ ซึ่งจะเห็นว่าประสิทธิภาพของส่วนดังกล่าวมีค่าสูงสุดเพียง 26%
 - ตัวเรียงกระแส ซึ่งจากตารางที่ 3.7 จะเห็นว่ามีประสิทธิภาพสูงสุดเพียง 25.5%
- ดังนั้น การปรับปรุงระบบการรับส่งพลังงานแบบไว้สายที่โครงงานนี้จะทำ มีดังนี้ ได้แก่

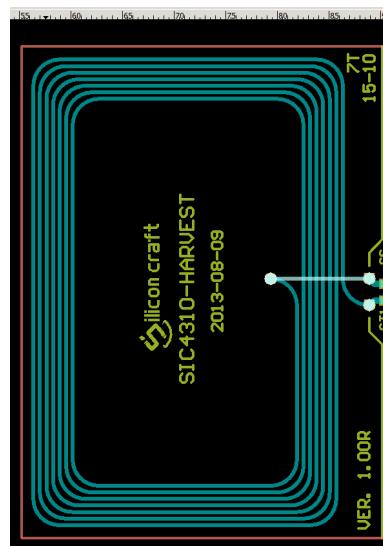
- การปรับปรุงตัวขยายกำลังให้เป็นแบบ Class-D และ Class-E เพื่อเพิ่มกำลังงานและเพิ่มประสิทธิภาพของการส่งพลังงาน
- การใช้ Schottky diode ในการสร้างวงจรเรียงกระแสเพื่อเพิ่มประสิทธิภาพการแปลงแรงดัน
- การใช้ prerectifier switching ในการควบคุมแรงดันขาออก และไม่ใช้ RF limiter ในการทำการดังกล่าว

3.2 รูปร่างของเสาอากาศที่ใช้ในการทดลอง

สำหรับเสาอากาศที่ใช้ในการทดลอง ในฝั่งภาคส่งพลังงานได้แสดงในรูปที่ 3.12 และในฝั่งภาครับพลังงานได้แสดงในรูปที่ 3.13 ทั้งสองรูปร่างเป็นรูปร่างของเสาอากาศที่ถูกออกแบบโดยบริษัท ซิลิคอน คราฟท์ เทคโนโลยี จำกัด (มหาชน) โดยรูปร่างของเสาอากาศทั้งสองสามารถบรรยายได้ดังนี้ คือ



รูปที่ 3.12: เสาอากาศฝั่งภาคส่งพลังงานที่ใช้ (ไม่บรรทัดด้านบนแสดงเป็นหน่วยมิลลิเมตร)



รูปที่ 3.13: เสาอากาศฝั่งภาครับพลังงานที่ใช้ (ไม่บรรทัดด้านบนแสดงเป็นหน่วยมิลลิเมตร)

- เสาอากาศฝั่งภาคส่งพลังงาน มีขนาดขดลอกสุด 30×50 mm รัศมีความโค้งมน 3.6 mm และจำนวนชด 2 ชด
- เสาอากาศฝั่งภาครับพลังงาน มีขนาดขดลอกสุด 30×45 mm รัศมีความโค้งมน 2.5 mm และจำนวนชด 7 ชด

โดยการหาความหนึ่ยวนำสมมูล ความต้านทานสมมูล และ coupling coefficient ของเสาอากาศทั้งสองที่ระยะห่างที่ต่าง ๆ กัน ได้ถูกหาโดยใช้โปรแกรม Ansys Electronics Desktop 2022 R2² ซึ่งจะได้ดังตารางที่ 3.8 และการจำลองด้วยไฟฟ้ากระแสตรง จะได้ว่าค่าความต้านทานของเสาอากาศฝั่งภาคส่งและภาครับพลังงาน จะมีความต้านทานที่กระแทกไฟฟ้าสลับ เมื่อชดเชยด้วย skin effect ที่ความถี่ 13.56 MHz แล้ว มีค่าเป็น 0.8336 Ω และ 2.8461 Ω ตามลำดับ

distance (mm)	Rx antenna (uH)	Tx antenna (nH)	coupl. coeff.
5	3.958	636.6	0.289
10	4.028	636.9	0.178
15	4.028	636.9	0.118
20	4.072	636.8	0.080
25	4.099	637.2	0.056
30	4.153	636.9	0.041
35	4.190	637.0	0.030
40	4.181	636.7	0.022
45	4.159	636.7	0.017
50	4.319	637.2	0.013
55	4.255	636.8	0.010
60	4.242	637.1	0.008

ตารางที่ 3.8: ค่าความหนึ่ยวนำสมมูลและ coupling coefficient ของเสาอากาศทั้งสองที่ระยะห่างที่ต่างกัน

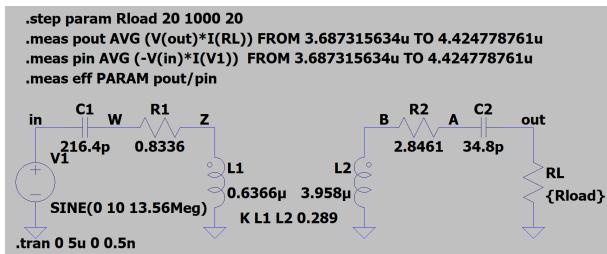
3.3 การหาประสิทธิภาพเพื่อเลือกวิธีการปรับจูน

ในหัวข้อนี้ จะทดสอบประสิทธิภาพการส่งพลังงานที่ค่าโหลดต่าง ๆ ระหว่าง

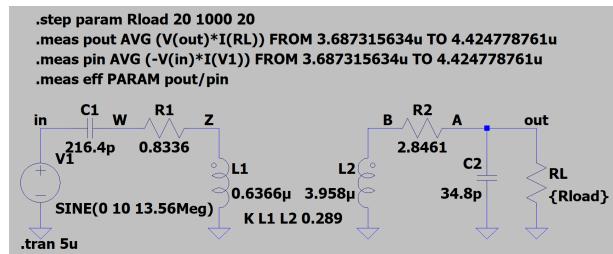
- ระบบการส่งพลังงานที่มีการปรับจูนโดยใช้วงจรปรับจูนแบบอนุกรม ทั้งฝั่งของภาคส่งและภาครับพลังงาน (ดังหัวข้อที่ 2.2.1)
- ระบบการส่งพลังงานที่มีการปรับจูนโดยใช้วงจรปรับจูนแบบอนุกรมในฝั่งของภาคส่งและแบบขนานในฝั่งของภาครับพลังงาน (ดังหัวข้อที่ 2.2.2)

โดยจะใช้ค่า L_1, L_2, R_1, R_2, k ของเสาอากาศฝั่งภาคส่งพลังงาน และภาครับพลังงาน จากหัวข้อที่ 3.2 สำหรับการจำลองใน LTSpice ได้มีการตั้งค่าดังรูปที่ 3.14 สำหรับระบบการส่งพลังงานที่มีการปรับจูนโดยใช้วงจรปรับจูนแบบอนุกรม ทั้งฝั่งของภาคส่งและภาครับพลังงาน และรูปที่ 3.15 สำหรับระบบการส่งพลังงานที่มีการปรับจูนโดยใช้วงจรปรับจูนแบบอนุกรมในฝั่งของภาคส่งและแบบขนานในฝั่งของภาครับพลังงาน

²ผลการทดลองได้รับความอนุเคราะห์มาจากการของนาย มีขวาน โลหิตศิริ ซึ่งทำโครงงานร่วมกับบริษัท ชิลลิคอน คราฟท์ เทคโนโลยี จำกัด (มหาชน) เช่นเดียวกับโครงงานนี้

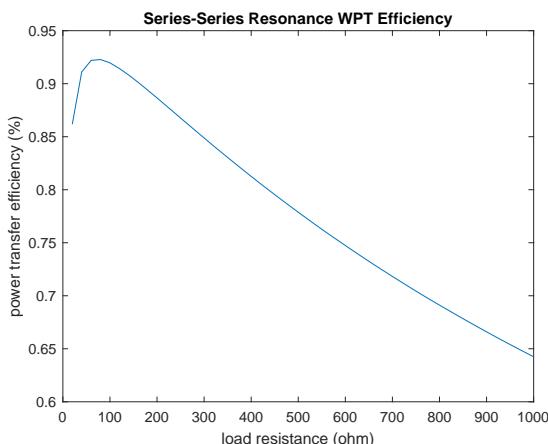


รูปที่ 3.14: วงจรจำลองใน LTSpice ของระบบการส่งพลังงานที่มีการปรับจูนโดยใช้วงจรปรับจูนแบบอนุกรม ทั้งฝั่งของภาคส่งและภาครับพลังงาน

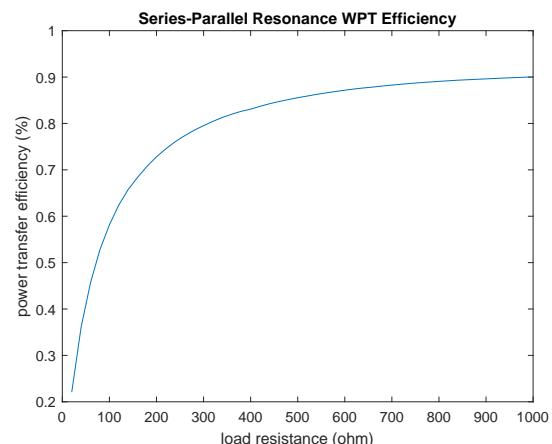


รูปที่ 3.15: วงจรจำลองใน LTSpice ของระบบการส่งพลังงานที่มีการปรับจูนโดยใช้วงจรปรับจูนแบบอนุกรมในฝั่งของภาคส่งและแบบขนาดในฝั่งของภาครับพลังงาน

โดยเมื่อเปรียบเทียบค่าประสิทธิภาพของการส่งพลังงาน นั้นคือ กำลังงานที่เหลือได้รับหารด้วยกำลังงานที่จ่ายจากแหล่งกำเนิด (power conversion efficiency) เทียบกับความต้านทานของโหลด จะได้ดังรูปที่ 3.16 สำหรับระบบการส่งพลังงานที่มีการปรับจูนโดยใช้วงจรปรับจูนแบบอนุกรม ทั้งฝั่งของภาคส่งและภาครับพลังงาน และรูปที่ 3.17 สำหรับระบบการส่งพลังงานที่มีการปรับจูนโดยใช้วงจรปรับจูนแบบอนุกรมในฝั่งของภาคส่งและแบบขนาดในฝั่งของภาครับพลังงาน



รูปที่ 3.16: ประสิทธิภาพของการส่งพลังงานของระบบการส่งพลังงานที่มีการปรับจูนโดยใช้วงจรปรับจูนแบบอนุกรม ทั้งฝั่งของภาคส่งและภาครับพลังงาน เทียบกับความต้านทานโหลด



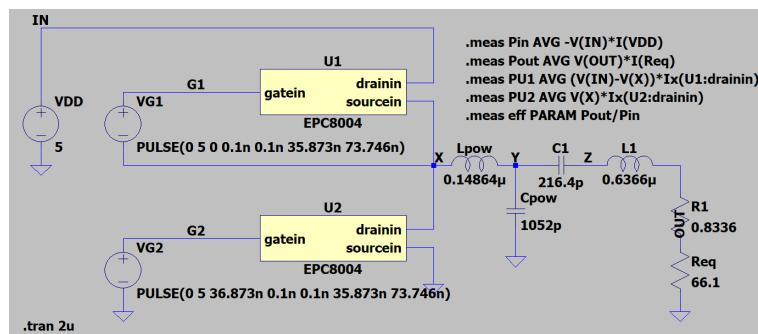
รูปที่ 3.17: ประสิทธิภาพการส่งพลังงานของระบบที่มีการปรับจูนโดยแบบอนุกรมในฝั่งของภาคส่งและแบบขนาดในฝั่งของภาครับพลังงาน เทียบกับความต้านทานโหลด

จะเห็นได้ว่า ประสิทธิภาพของการส่งพลังงานของระบบการส่งพลังงานที่มีการปรับจูนโดยใช้วงจรปรับจูนแบบอนุกรม ทั้งฝั่งของภาคส่งและภาครับพลังงาน จะทำได้ดีในช่วงที่โหลดสูง (ความต้านทานโหลดต่ำ) และแย่ที่โหลดต่ำ (ความต้านทานโหลดสูง) ส่วนประสิทธิภาพส่งพลังงานของระบบที่มีการปรับจูนโดยใช้วงจรปรับจูนแบบอนุกรม ในฝั่งของภาคส่งและแบบขนาดในฝั่งของภาครับพลังงาน เทียบกับความต้านทานโหลด จะทำได้ดีในช่วงที่โหลดต่ำ (ความต้านทานโหลดสูง) และแย่ที่โหลดสูง (ความต้านทานโหลดต่ำ) เนื่องจากในโครงงานนี้ต้องการจ่ายกำลังงานให้กับโหลดที่ประมาณ 1 W ที่แรงดัน 5 V จากสมการ $P = V^2/R$ จะได้ว่า ความต้านทานโหลด R นี้ควรมีค่าเป็น 25 Ω ซึ่งจะได้ว่าในค่าของโหลดที่สูงเช่นนี้จึงใช้ระบบที่มีการปรับจูนแบบอนุกรมในทั้งสองฝั่งของการส่งพลังงานและการรับพลังงาน

3.4 การทดสอบประสิทธิภาพของวงจรขยายกำลังแบบ Class-D เป็นต้น

สำหรับการทดสอบประสิทธิภาพของวงจรกำลังแบบ Class-D นี้จะใช้วงจรดังรูปที่ 2.6 โดย C_S, L_S จะใช้ค่าตาม C_1, L_1 ในรูปที่ 3.14 คือเปรียบว่าวงจรขยายนี้กำลังขับโหลดซึ่งเป็นเสาอากาศฝั่งการส่งพลังงาน นอกจานั้นจะใช้ $R_{load} = R_1 + Z_{eq}$ ในรูปที่ 2.6 โดยใช้การคำนวณ Z_{eq} ซึ่งได้กล่าวถึงในหัวข้อที่ 2.2.1 ซึ่งใช้ค่า L_1, L_2, R_1, R_2, k ของเสาอากาศฝั่งภาคส่งพลังงานและภาครับพลังงาน จากหัวข้อที่ 3.2 และใช้ขนาดของ R_L คือความต้านทานโหลดจริงให้มีค่าเป็น $(8/\pi^2) \times 25 \Omega$ โดย 25Ω คือขนาดของโหลดจริง (เนื่องจากในโครงงานนี้ต้องการจ่ายกำลังงานให้กับโหลดที่ประมาณ 1 W ที่แรงดัน 5 V) และ $(8/\pi^2)$ เป็นการคูณเนื่องจากโหลดอยู่ด้านหลังตัวเรียงกระแส (rectifier) ดังนั้น เมื่อคำนวณตามที่อธิบายดังกล่าวแล้ว จะได้ว่า Z_{eq} มีค่าเป็น 66.1Ω

การคำนวณค่า L, C ใน L-network ของรูปที่ 2.6 สามารถทำได้โดยใช้การอธิบายในหัวข้อที่ 2.4.2 โดยใช้แรงดันขาเข้า V_{DC} เป็น 5 V กำลังงานส่งเป็น 1.4 W (เพื่อการมีกำลังสูญเสียในระบบ จึงจ่ายกำลังมากกว่าที่ต้องการคือ 1 W) phase delay ระหว่างกระแสและแรงดันจ่ายเป็น $\pi/4$ ใช้ model ของทรานซิสเตอร์เป็นแบบ GaN-HEMP รหัส EPC8004 ของบริษัท Efficient Power Conversion Corporation (EPC) และกำหนด dead time ของการขับทรานซิสเตอร์ทั้งสองตัวเป็น 1 ns ซึ่งจะทำให้ได้งานในโปรแกรม LTSpice เป็นรูปที่ 3.18

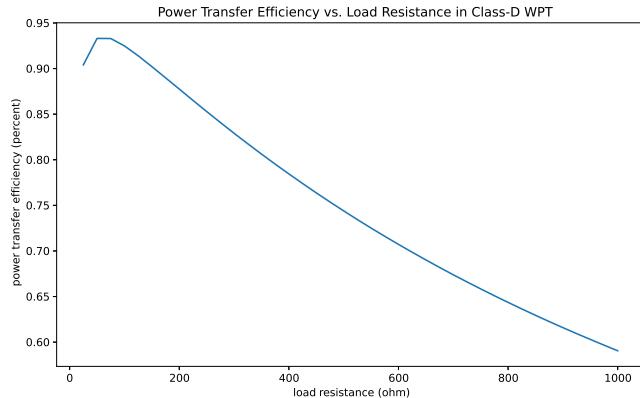


รูปที่ 3.18: วงจรจำลองใน LTSpice สำหรับการวัดประสิทธิภาพเบื้องต้นของตัวขยายกำลังแบบ class-D

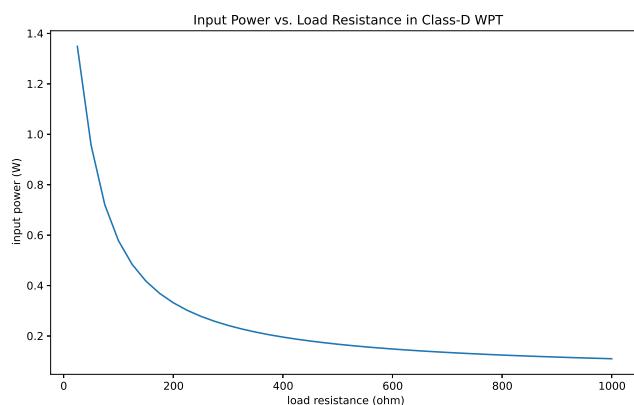
โดยจากการจำลองวงจรใน LTSpice ดังกล่าว จะได้ว่า ขนาดของกำลังจ่ายเป็น 1.35 W ขนาดของกำลังที่โหลดได้รับ คือ 1.22 W ดังนั้นประสิทธิภาพของระบบจึงเป็น 90.41%

ทั้งนี้ หากพิจารณาประสิทธิภาพของวงจรที่โหลดขนาดแตกต่างกัน โดยที่ยังให้วงจร Class-D นี้มีองค์ประกอบทางวงจรที่เหมือนเดิมทุกอย่างอยู่ แต่เปลี่ยนเฉพาะ Req ในรูปที่ 3.18 ให้สอดคล้องกับขนาดของโหลดที่สะท้อนจากฝั่งภาครับพลังงาน ซึ่งได้คำนวณเป็นตัวอย่างไปแล้วสำหรับที่ขนาดโหลดเป็น 25Ω จะได้ความสัมพันธ์ระหว่างประสิทธิภาพของการส่งพลังงาน เมื่อขนาดของความต้านทานโหลดเปลี่ยนไป เป็นดังรูปที่ 3.19 และจะได้ความสัมพันธ์ระหว่างกำลังงานที่จ่ายจากแหล่งกำเนิด เมื่อขนาดของความต้านทานโหลดเปลี่ยนไป เป็นดังรูปที่ 3.20

จะเห็นได้ว่า จากรูปที่ 3.19 วงจรการส่งพลังงานแบบ Class-D นี้จะมีประสิทธิภาพที่ดีในช่วงโหลดสูง ทั้งนี้เนื่องจากวงจรที่ออกแบบมาได้ถูกคำนวณมาจากตอนที่โหลดมีขนาดเป็น 25Ω นอกจากนี้มีข้อสังเกตคือ วงจรส่งพลังงานแบบ Class-D จะส่งกำลังงานตามขนาดของโหลดตั้งภาพที่ 3.20 กล่าวคือ เมื่อโหลดต่ำก็จะให้กำลังงานที่ต่ำ และเมื่อโหลดสูงก็จะให้กำลังงานที่สูงตามไป



รูปที่ 3.19: ความสัมพันธ์ระหว่างประสิทธิภาพของการส่งพลังงาน เมื่อขนาดของความต้านทานโหลดเปลี่ยนไป สำหรับวิธีแบบ Class-D



รูปที่ 3.20: ความสัมพันธ์ระหว่างกำลังงานที่จ่ายจากแหล่งกำเนิด เมื่อขนาดของความต้านทานโหลดเปลี่ยนไป สำหรับวิธีแบบ Class-D

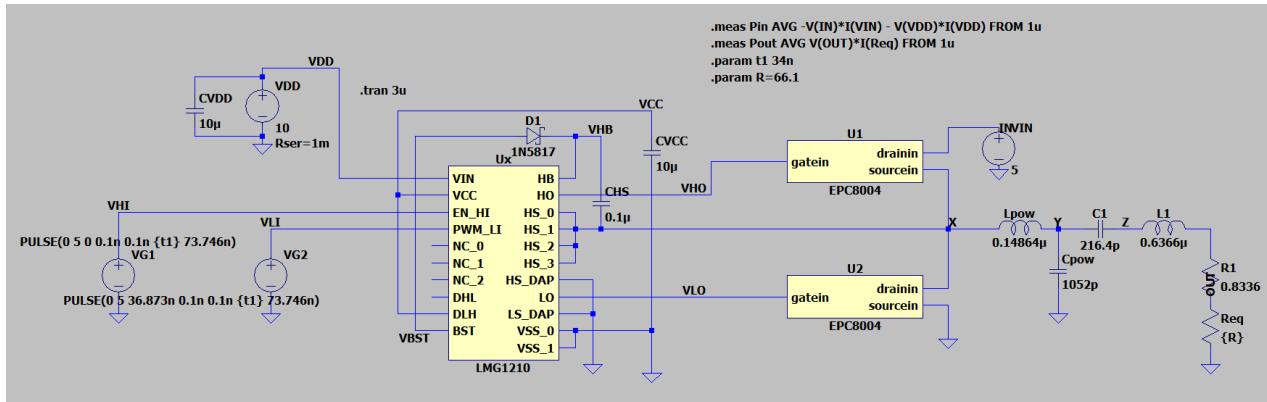
3.4.1 การใช้งานวงจรรวม LMG1210 ของ Texas Instruments ในวิธีแบบ Class-D

โหมด independent input mode

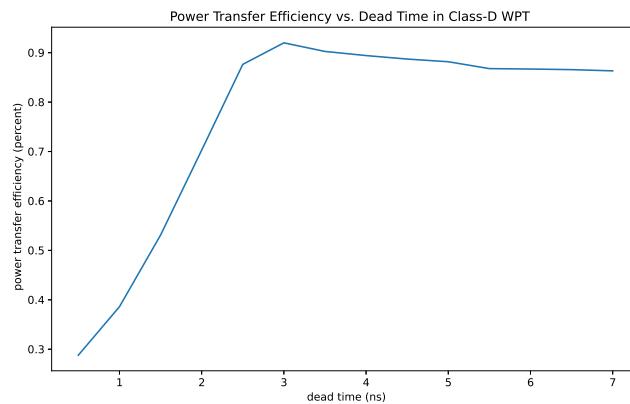
สำหรับการใช้งานวงจรรวม LMG1210 ของ Texas Instruments ในวิธีแบบ Class-D โหมดแบบ independent input ได้แสดงดังรูปที่ 3.21 โดย model ของวงจรรวมนี้ได้นำมาจากการเว็บไซต์ของทางบริษัทโดยตรง [14]

ในวงจรดังกล่าว มีไดโอดรหัส 1N5817 เป็น bootstrap diode ในวงจร high-side gate driver และหากเปรียบเทียบกับรูปที่ 2.7 คือ ใช้ C_{BOOT} , C_{VDD} มีค่าเป็น $0.1 \mu\text{F}$ และ $10 \mu\text{F}$ ตามลำดับ

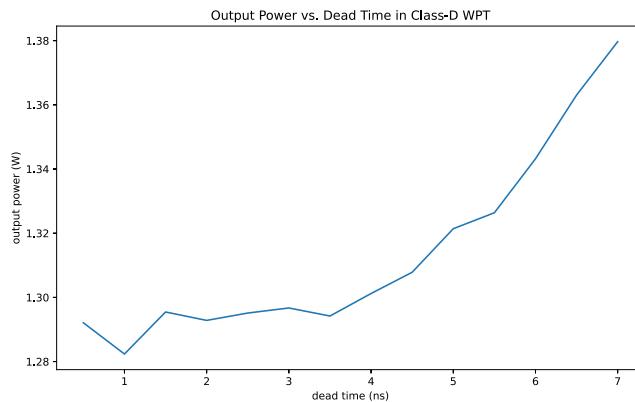
เนื่องจากวงจรรวม LMG1210 มีการขับโหลดซึ่งมี propagation delay, rise time และ fall time จึงอาจทำให้ต้องมีการเพิ่ม dead time ของสัญญาณควบคุมให้มากกว่าเดิมจาก 1 ns เป็นค่าอื่น เรายสามารถลองปรับค่า dead time เป็นค่าต่าง ๆ และหาความสัมพันธ์ระหว่างประสิทธิภาพของการส่งพลังงาน เมื่อ dead time เปลี่ยนไปได้ ดังรูปที่ 3.22 นอกจากนั้น ยังสามารถหาความสัมพันธ์ระหว่างกำลังงานออก เมื่อ dead time เปลี่ยนไป ดังรูปที่ 3.23 โดยข้อสังเกตได้แก่



รูปที่ 3.21: การใช้งานวงจรรวม LMG1210 ของ Texas Instruments ในวงจรขยายแบบ Class-D โดยมีแบบ independent input



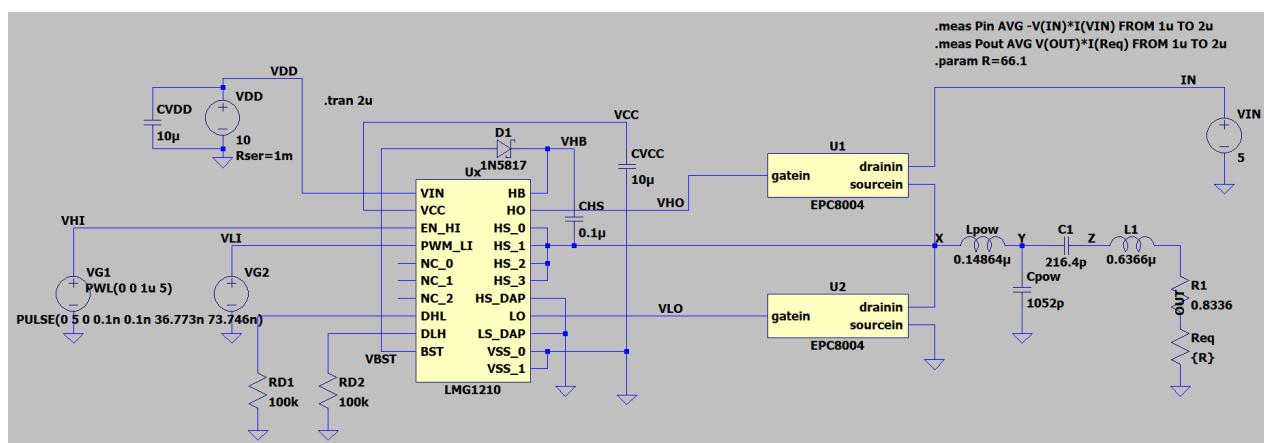
รูปที่ 3.22: ความสัมพันธ์ระหว่างประสิทธิภาพของการส่งพลังงาน เมื่อ dead time เปลี่ยนไป สำหรับวงจรแบบ Class-D ที่ใช้ gate drive รหัส LMG1210



รูปที่ 3.23: ความสัมพันธ์ระหว่างกำลังข้าออก เมื่อ dead time เปลี่ยนไป สำหรับวงจรแบบ Class-D ที่ใช้ gate drive รหัส LMG1210

- การปรับปรุง dead time ควรที่จะเลือกค่าที่เหมาะสม คือไม่มากเกินไปและไม่น้อยเกินไป หากน้อยเกินไป จะทำให้ทรานซิสเตอร์ทั้งฝั่ง low-side และ high-side มีช่วงเวลาที่เหลือทำงานพร้อมกันและทำให้เกิดกำลังสูญเสียอย่างมาก แต่ถ้ามากเกินไปก็จะทำให้มีช่วงเวลาที่นานเกินไปสำหรับกระแสที่จะผ่านทรานซิสเตอร์ผ่าน body diode ที่มีความต้านทานสูงกว่าหากทรานซิสเตอร์ทำงานไปแล้ว จากรูปที่ 3.22 จะได้ว่า ควรเลือก dead time อยู่ที่ประมาณ 3 ns
- ไม่ว่าอย่างไรก็ตาม การเปลี่ยนแปลงของ dead time ไม่ได้ทำงานกำลังข้ออกของวงจรเมื่อเปลี่ยนไปมากนัก คือประมาณ 7%

โหมด pulse-width modulation



รูปที่ 3.24: การใช้งานวงจรรวม LMG1210 ของ Texas Instruments ในวงจรขยายแบบ Class-D โหมดแบบ pulse-width modulation

จากหัวข้อที่ผ่านมา เราสามารถเปลี่ยนการใช้งาน LMG1210 เป็นโหมด pulse-width modulation ได้ดังรูปที่ 3.24 โดยจากภาพ เราสามารถจ่ายสัญญาณ square wave เพียงสัญญาณเดียวให้กับขา PWM-LI และใช้การปรับค่าความต้านทานของ RD1 และ RD2 เพื่อให้สามารถควบคุม dead time ให้มีค่าประมาณ 3 ns ตามต้องการ

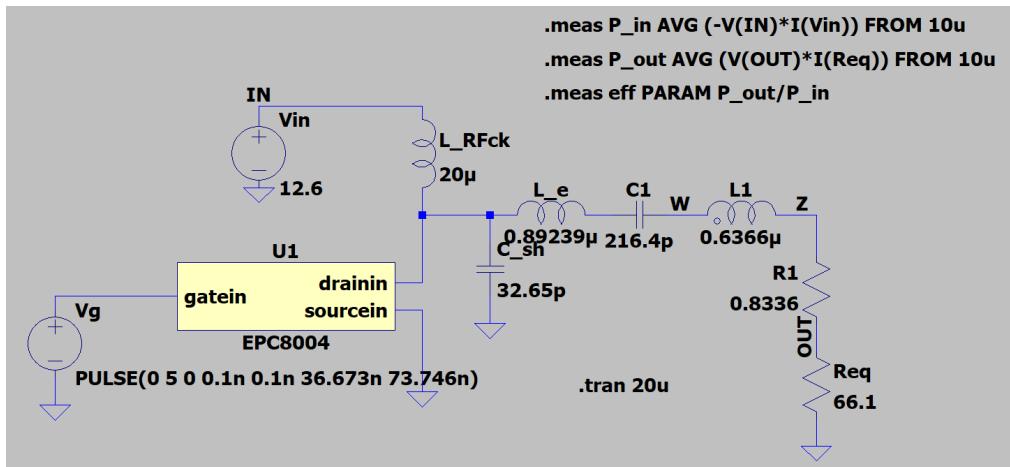
จากการจำลองวงจรในรูปที่ 3.24 ในโปรแกรม LTSpice ได้ว่า ขนาดของกำลังข้ออกของวงจรเป็น 1.30 W และมีประสิทธิภาพของการส่งพลังงานเป็น 88.7% ซึ่งใกล้เคียงกับประสิทธิภาพสูงสุดที่ได้จากหัวข้อที่แล้ว

3.5 การทดสอบประสิทธิภาพของวงจรขยายกำลังแบบ Class-E เป็นต้น

สำหรับการทดสอบประสิทธิภาพของวงจรกำลังแบบ Class-E นี้จะใช้วงจรดังรูปที่ 2.12 โดย Z_{load} จะใช้เป็น L_1, R_1, Z_{eq} ต่ออนุกรมกันดังรูปที่ 3.14 และ C_S เป็น C_1 ในรูปที่ 3.14 คือเปรียบว่าจะขยายรายน้ำกำลังขึ้นโดยดึงเป็นเสากาคนั้นจากการคำนวณ Z_{eq} ซึ่งได้กล่าวถึงในหัวข้อที่ 2.2.1 ซึ่งใช้ค่า L_1, L_2, R_1, R_2, k ของเสากาคนั้นภาคส่งพลังงานและภาครับพลังงาน จากหัวข้อที่ 3.2 และใช้ขนาดของ R_L คือความต้านทานโหลดจริงให้มีค่าเป็น $(8/\pi^2) \times 25 \Omega$ โดย 25Ω คือขนาดของโหลดจริง (เนื่องจากในโครงงานนี้ต้องการจ่ายกำลังงานให้กับโหลดที่ประมาณ 1 W ที่แรงดัน 5 V) และ $(8/\pi^2)$ เป็นการคูณเนื่องจากโหลดอยู่ด้านหลังตัวเรียงกระแส (rectifier)

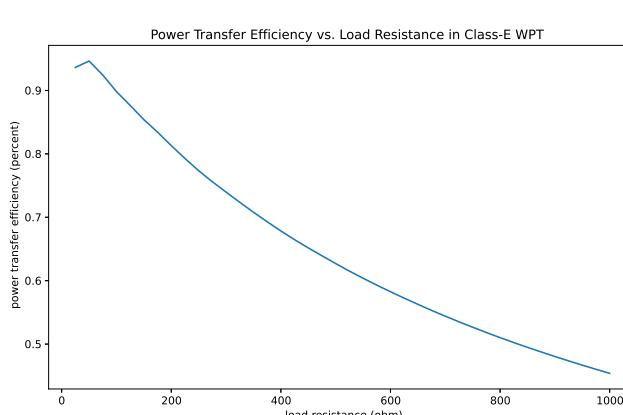
ดังนั้น เมื่อคำนวณตามที่อธิบายดังกล่าวแล้ว จะได้ว่า Z_{eq} มีค่าเป็น 66.1Ω

การคำนวณค่า L_{RFck}, C_{sh}, L_e ของรูปที่ 2.12 สามารถทำได้โดยใช้การอธิบายในหัวข้อที่ 2.4.4 โดยใช้กำลังงานส่งเป็น 1.4 W (เพื่อการมีกำลังสูญเสียในระบบ จึงจำยำกำลังมากกว่าที่ต้องการคือ 1 W) ใช้ model ของทรานซิสเตอร์เป็นแบบ GaN-HEMP รหัส EPC8004 ของบริษัท Efficient Power Conversion Corporation (EPC) ซึ่งจะทำให้ได้วงจรในโปรแกรม LTSpice เป็นรูปที่ 3.25

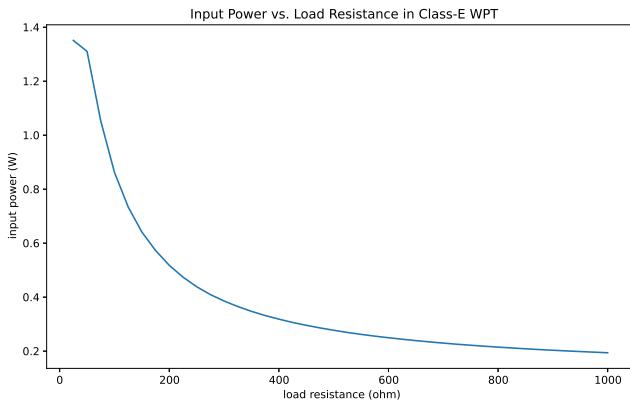


รูปที่ 3.25: วงจรจำลองใน LTSpice สำหรับการวัดประสิทธิภาพเบื้องต้นของตัวขยายกำลังแบบ class-E

โดยจากการจำลองวงจรใน LTSpice ดังกล่าว จะได้ว่า ขนาดของกำลังจ่ายเป็น 1.35 W ขนาดของกำลังที่โหลดได้รับ คือ 1.27 W ดังนั้นประสิทธิภาพของวงจรที่โหลดขนาดแตกต่างกัน โดยที่ยังให้วงจร Class-E นี้มีองค์ประกอบทางวงจรที่เหมือนเดิมทุกอย่างอยู่ แต่เปลี่ยนเฉพาะ Req ในรูปที่ 3.25 ให้สอดคล้องกับขนาดของโหลดที่จะหักหันจากผู้ผลิต รับพลังงาน ซึ่งได้คำนวณเป็นตัวอย่างไปแล้วสำหรับที่ขนาดโหลดเป็น 25Ω จะได้ความสัมพันธ์ระหว่างประสิทธิภาพของการส่งพลังงาน เมื่อขนาดของความต้านทานโหลดเปลี่ยนไป เป็นดังรูปที่ 3.26 และจะได้ความสัมพันธ์ระหว่างกำลังงานที่จ่ายจากแหล่งกำเนิด เมื่อขนาดของความต้านทานโหลดเปลี่ยนไป เป็นดังรูปที่ 3.27



รูปที่ 3.26: ความสัมพันธ์ระหว่างประสิทธิภาพของการส่งพลังงาน เมื่อขนาดของความต้านทานโหลดเปลี่ยนไป สำหรับวงจรแบบ Class-E



รูปที่ 3.27: ความสัมพันธ์ระหว่างกำลังงานที่จ่ายจากแหล่งกำเนิด เมื่อขนาดของความต้านทานโหลดเปลี่ยนไป สำหรับวัสดุแบบ Class-E

จะเห็นได้ว่าลักษณะของกราฟในรูปที่ 3.26 และจากรูปที่ 3.27 มีความคล้ายคลึงกับคุณลักษณะของการจ่ายกำลังไฟกับโหลดของวัสดุ Class-D กล่าวคือการส่งพลังงานแบบ Class-E นี้จะมีประสิทธิภาพที่ดีในช่วงโหลดสูง ทั้งนี้เนื่องจากว่าที่ออกแบบมาได้ถูกคำนวณมาจากตอนที่โหลดมีขนาดเป็น 25 Ω นอกจากนั้นมีข้อสังเกตคือ วัสดุการส่งพลังงานแบบ Class-E จะส่งกำลังงานตามขนาดของโหลดดังภาพที่ 3.27 กล่าวคือ เมื่อโหลดต่ำก็จะให้กำลังงานที่ต่ำ และเมื่อโหลดสูงก็จะให้กำลังงานที่สูงตามไป

3.6 การทดสอบประสิทธิภาพของวงจรตัวเรียงกระแสเบื้องต้น

ในการทดลองนี้ เราจะทดสอบประสิทธิภาพของวงจรตัวเรียงกระแสเบื้องต้น โดยเปลี่ยนแปลงค่าความต้านทานโหลดให้มีค่าแบบต่าง ๆ โดยยังคงแรงดันขาออกของโหลดที่สภาวะคงตัว (steady state) ให้อยู่ที่ 5 V ซึ่งวิธีการที่ใช้เพื่อให้ได้แรงดันโหลดยังคงเดิม คือ

- จากรูปที่ 2.20 จะได้ว่า หากต้องการให้แรงดัน V มีค่าคงที่เป็น 5 V ที่โหลด R ค่าต่าง ๆ กัน จะได้ว่าขนาดแอมเพลจูดของสัญญาณกระแส i_{R1} จะต้องมีค่าเป็น

$$I_{R1} = \frac{\pi V}{2R}$$

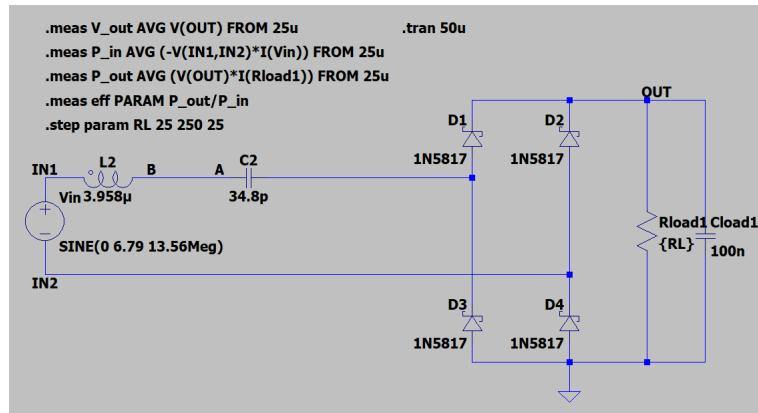
- จากนั้น จะได้ว่าขนาดของแอมเพลจูดของสัญญาณแรงดันขาเข้า v_{R1} จะต้องมีค่าเป็น

$$V_{R1} = I_{R1} \frac{8}{\pi^2} R = \frac{\pi V}{2R} \frac{8}{\pi^2} = \frac{4V}{\pi}$$

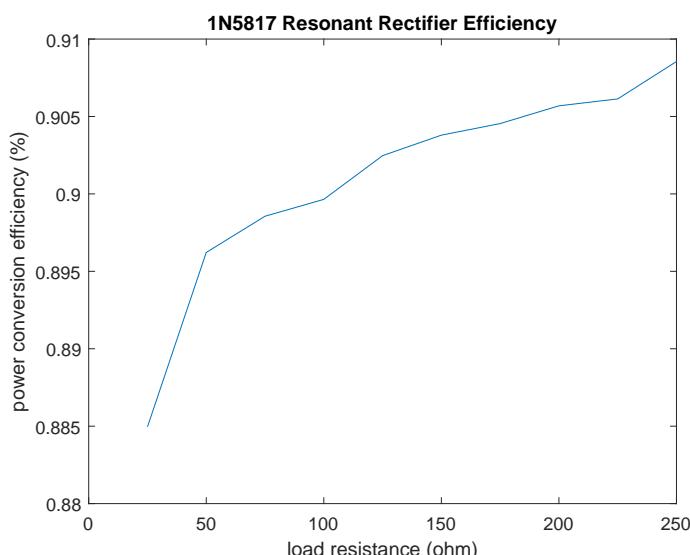
ไม่ว่าอย่างไรก็ตาม ความไม่เป็นอุดมคติของวงจรจะทำให้แรงดันขาออกแตกต่างจากค่าที่ได้คำนวณไว้ ในการทดลองนี้จึงขอวัดประสิทธิภาพของวงจรเรียงกระแสโดยจำกัดขอบเขตของแรงดันขาออกอยู่ที่ประมาณ 5 V ถึง 6 V โดยวงจรที่จะใช้ในการทดลองเป็นดังรูปที่ 3.28

โดยที่วงจรเรียงกระแสแท้ที่ใช้ในการจำลองดังกล่าวจะใช้อโอดแบบ Schottky diode รหัส 1N5817 ซึ่งข้อดีของ

Schottky diode คือมี forward voltage ที่ต่ำ และความเร็วในการสวิตช์สูง จึงทำให้เกิดกำลังสูญเสียในวงจรเรียงกระแสน้อย ผลการทดลองที่ได้ คือ ความสัมพันธ์ระหว่างประสิทธิภาพการแปลงพลังงานของวงจรเรียงกระแส ที่โหลดที่แตกต่างกัน ได้ผลลัพธ์ดังรูปที่ 3.29



รูปที่ 3.28: วงจรเรียงกระแสที่ใช้ในการจำลองเพื่อวัดหาประสิทธิภาพ



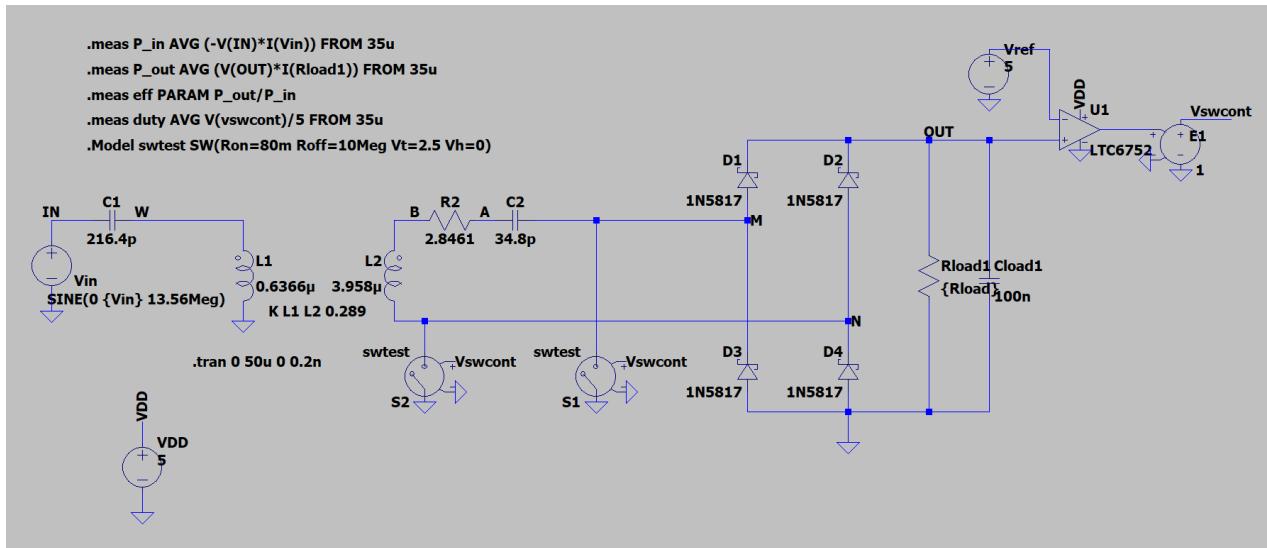
รูปที่ 3.29: ประสิทธิภาพการแปลงพลังงานของวงจรเรียงกระแสที่ใช้ Schottky diode รหัส 1N5817 ในสภาพไฟโหลดต่างกัน

จะเห็นได้ว่า ที่สภาพไฟโหลดที่แตกต่างกัน ไม่ว่าไฟโหลดจะสูงหรือต่ำ ประสิทธิภาพที่ได้ก็มีความแตกต่างไม่มากนัก คืออยู่ที่ประมาณ 90%

3.7 การทดสอบประสิทธิภาพของวงจรตัวเรียงกระแส แบบมีสวิตช์ด้านหน้าวงจรเรียงกระแส

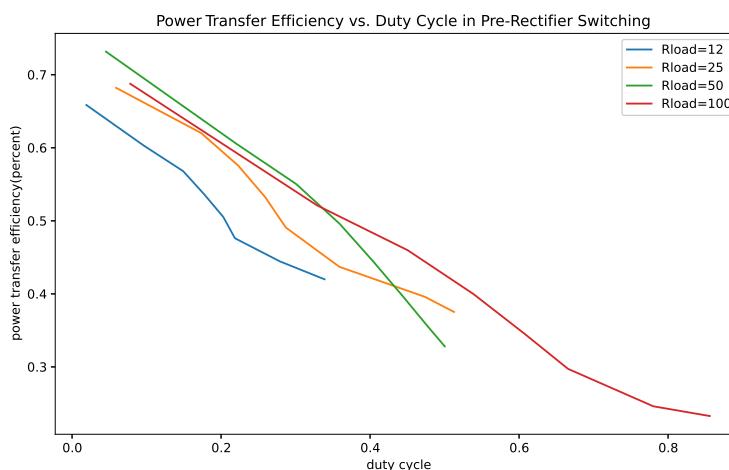
สำหรับการทดสอบประสิทธิภาพของวงจรตัวเรียงกระแส แบบที่มีสวิตช์ด้านหน้าวงจรเรียงกระแส จะใช้วงจรที่แสดงดังรูปที่ 3.30 โดยจะทดสอบประสิทธิภาพของการจ่ายกำลัง ที่ความต้านทานโหลดต่างกัน แต่ควบคุมแรงดันของโหลดให้อยู่ที่ 5 V ซึ่งในการทดลองนี้จะใช้การเปรียบเทียบแรงดันขาออกของโหลดโดยตรงเพื่อสร้างสัญญาณควบคุม

เปิดปิดสวิตช์ โดยการเปลี่ยนแปลงความดัน Vin ในภาพ จะทำให้ duty cycle ของสัญญาณ Vswcont ที่ใช้ควบคุม สวิตช์มีค่าเปลี่ยนแปลงไป กล่าวคือ เมื่อ Vin ในภาพมีค่ามากขึ้น duty cycle ของสัญญาณ Vswcont ที่ใช้ควบคุม สวิตช์ก็จะมีค่ามากขึ้นเพื่อที่จะควบคุมแรงดันขาออกของโหลดให้ยังคงอยู่ที่ 5 V เช่นเดิม จากรวงจรในภาพ ผ่านที่ส่ง พลังงานจะลดความต้านทานของเส้าอากาศออกໄປ เนื่องจากไม่ต้องการพิจารณาถึงประสิทธิภาพของผ่านที่ส่งพลังงาน ด้วยในการทดลองนี้



รูปที่ 3.30: การทดสอบประสิทธิภาพของวงจรตัวเรียงกระแส แบบที่มีสวิตช์ด้านหน้าวงจรเรียงกระแส โดยใช้การเปรียบเทียบแรงดันขาออกของโหลดโดยตรงเพื่อสร้างสัญญาณควบคุมเปิดปิดสวิตช์

สำหรับขนาดของโหลดที่ใช้ในการทดลอง ได้แก่ 12.5, 25, 50 และ 100 Ω ซึ่งมีความสอดคล้องกับกำลังงาน 2, 1, 0.5 และ 0.25 W ตามลำดับ ได้ว่าความสัมพันธ์ระหว่างประสิทธิภาพของการส่งพลังงานของวงจร เมื่อเทียบกับ duty cycle ของสัญญาณควบคุมสวิตช์ที่เปลี่ยนไป สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 3.31

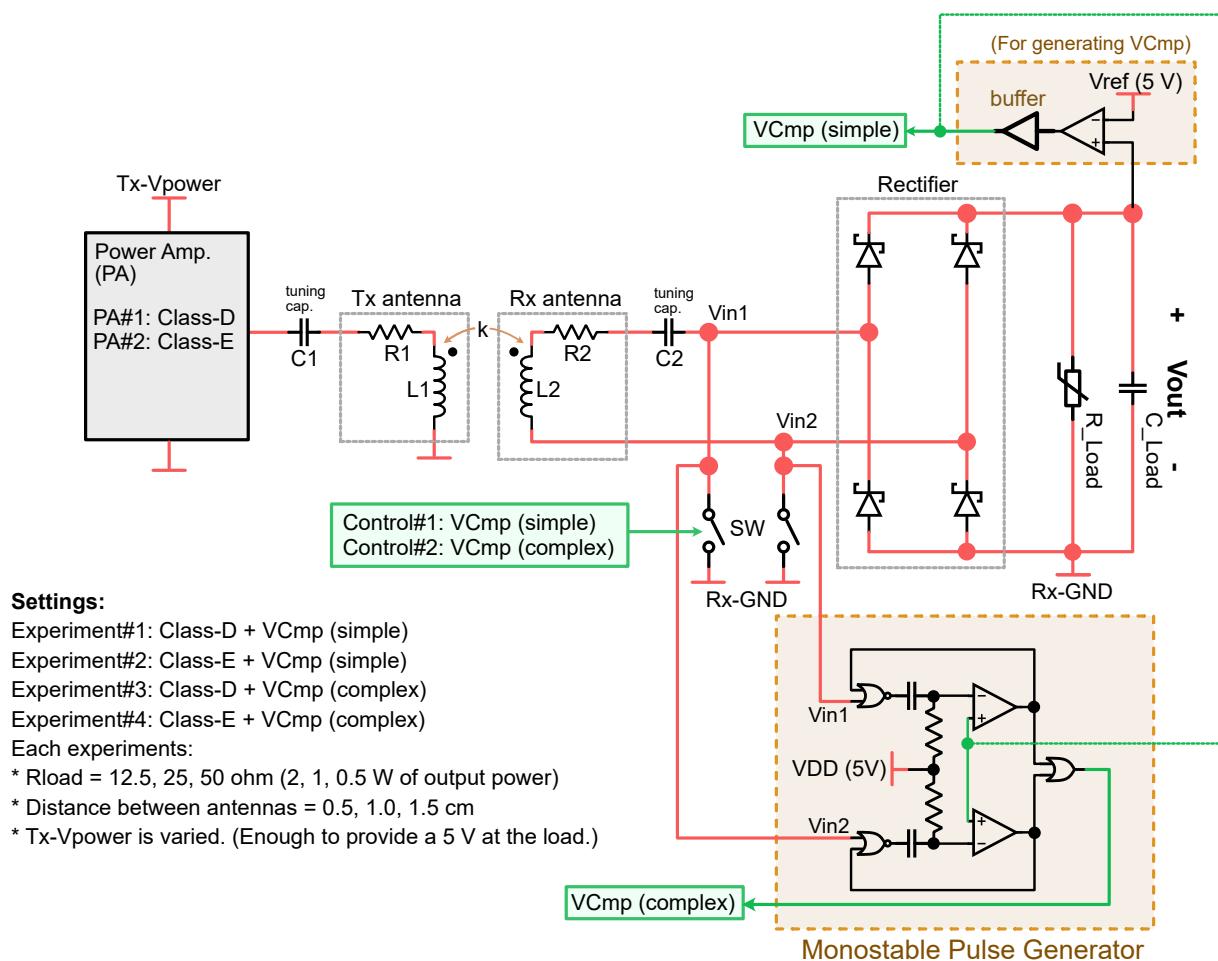


รูปที่ 3.31: ความสัมพันธ์ระหว่างประสิทธิภาพของการส่งพลังงานของวงจร เมื่อเทียบกับ duty cycle ของสัญญาณควบคุมสวิตช์ที่เปลี่ยนไป ในสภาพะโหลดที่ต่างกันซึ่งควบคุมแรงดันโหลดอยู่ที่ 5 V

ข้อสังเกตของผลลัพธ์ที่ได้นี้คือ ประสิทธิภาพของวงจรนี้จะมีค่าสูงสุดเมื่อ duty cycle ของสัญญาณควบคุมคุ้มสวิตช์ มีค่าน้อย ๆ ซึ่งจะเกิดขึ้นก็ต่อเมื่อแรงดันขาเข้าที่จ่ายให้กับเสาอากาศฟังส่งพลังงานจะต้องมีค่าน้อยที่สุดเท่าที่จะทำได้ โดยที่ยังส่งกำลังงานมากพอที่จะทำให้แรงดันของโหลดสามารถอยู่ที่มากกว่า 5 V ได้

3.8 การทดสอบประสิทธิภาพของระบบการส่งพลังงานแบบไร้สายโดยใช้องค์ประกอบเสมือนจริง

สำหรับการทดสอบประสิทธิภาพของระบบการส่งพลังงานแบบไร้สายโดยใช้องค์ประกอบเสมือนจริง จะมีการทดสอบโดยใช้รูปแบบทางวงจรดังในรูปที่ 3.32 ซึ่งการออกแบบตัวกำลังขยายแบบทั้ง Class-D และ Class-E จะออกแบบโดยเฉพาะ (optimized for) สำหรับโหลดที่มีขนาด 1 W และแรงดันขาออก 5 V ซึ่งองค์ประกอบทางวงจรที่จะต้องใช้ได้ค่านวนไว้แล้วในหัวข้อที่ 3.4 สำหรับตัวขยายกำลังแบบ Class-D และในหัวข้อที่ 3.5 สำหรับตัวขยายกำลังแบบ Class-E ดังนั้น ในหัวข้อนี้เราจะใช้ค่าขององค์ประกอบทั้งหลาย ได้แก่ ค่าของตัวเก็บประจุ ค่าของตัวเหนี่ยววนรวมถึงทรานซิสเตอร์กำลังที่ต้องใช้ในตัวขยายกำลัง เมื่อกับในหัวข้อที่ 3.4 และ 3.5 ทุกประการ



รูปที่ 3.32: รูปแบบทางวงจรเพื่อทดสอบประสิทธิภาพของระบบการส่งพลังงานแบบไร้สายโดยใช้องค์ประกอบเสมือนจริง

สำหรับในรูปที่ 3.32 จะเห็นว่า การทดลองจะถูกแบ่งออกเป็นสี่ประเภทใหญ่ ได้แก่ การวัดประสิทธิภาพของวงจรที่มี

- ตัวขยายกำลังแบบ Class-D และการสร้างสัญญาณควบคุมสวิตช์หน้างจรเรียงกระแสแบบเบรี่บแรงดัน ข้าออกโดยตรง ดังในหัวข้อที่ 2.5.4
- ตัวขยายกำลังแบบ Class-D และการสร้างสัญญาณควบคุมสวิตช์หน้างจรเรียงกระแสแบบใช้ monostable pulse generator ดังในหัวข้อที่ 2.5.3
- ตัวขยายกำลังแบบ Class-E และการสร้างสัญญาณควบคุมสวิตช์หน้างจรเรียงกระแสแบบเบรี่บแrangdun ข้าออกโดยตรง ดังในหัวข้อที่ 2.5.4
- ตัวขยายกำลังแบบ Class-E และการสร้างสัญญาณควบคุมสวิตช์หน้างจรเรียงกระแสแบบใช้ monostable pulse generator ดังในหัวข้อที่ 2.5.3

โดยในการทดลองนี้ จะใช้ชื่อย่อของการสร้างสัญญาณควบคุมสวิตช์หน้างจรเรียงกระแสแบบเบรี่บแrangdun ข้าออกโดยตรง ดังในหัวข้อที่ 2.5.4 ว่าเป็นแบบ simple และใช้ชื่อย่อของการสร้างสัญญาณควบคุมสวิตช์หน้างจรเรียงกระแสแบบใช้ monostable pulse generator ดังในหัวข้อที่ 2.5.3 ว่าเป็นแบบ complex ดังในรูปที่ 3.32

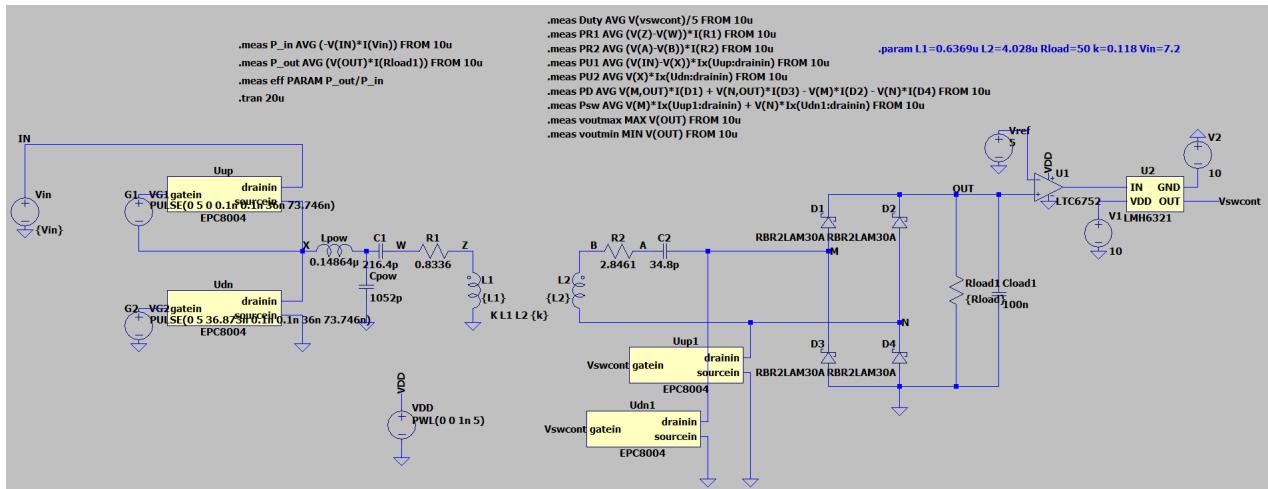
สำหรับรายละเอียดขององค์ประกอบอื่น ๆ นอกเหนือจากตัวขยายกำลัง จะอธิบายในที่นี้ คือ

- ค่าความต้านทานสมมูล ค่าความเนียนนำสมมูล และ coupling coefficient ของเสาอากาศทั้งผังการส่ง พลังงานและผังการรับพลังงาน จะได้ค่าดังในตารางที่ 3.8 และใช้ตัวเก็บประจุในการจูนความถี่พ้อง (resonant frequency) ให้มีค่าเป็น 13.56 MHz
- ค่าของตัวต้านทานและตัวเก็บประจุในวงจร monostable pulse generator ใช้ขนาด 1 pF และ 1 kΩ ตาม ลำดับ
- ตัวเปรียบเทียบ (comparator) ของวงจรนี้ทั้งหมด จะใช้วงจรรวม รหัส LTC6752 ของ Analog Devices ซึ่งมี สมบัติ คือ [20]
 - สามารถทำงานได้ที่ความถี่สูงสุด 280MHz
 - มี propagation time สูงสุด 2.9 ns
 - สัญญาณขาเข้าสามารถมีค่าสูงสุดถึงแรงดันที่จ่ายให้กับวงจรรวม และมีค่าต่ำสุดได้ถึง Ground (เรียกสมบัตินี้ว่าเป็น Rail-to-Rail Inputs)

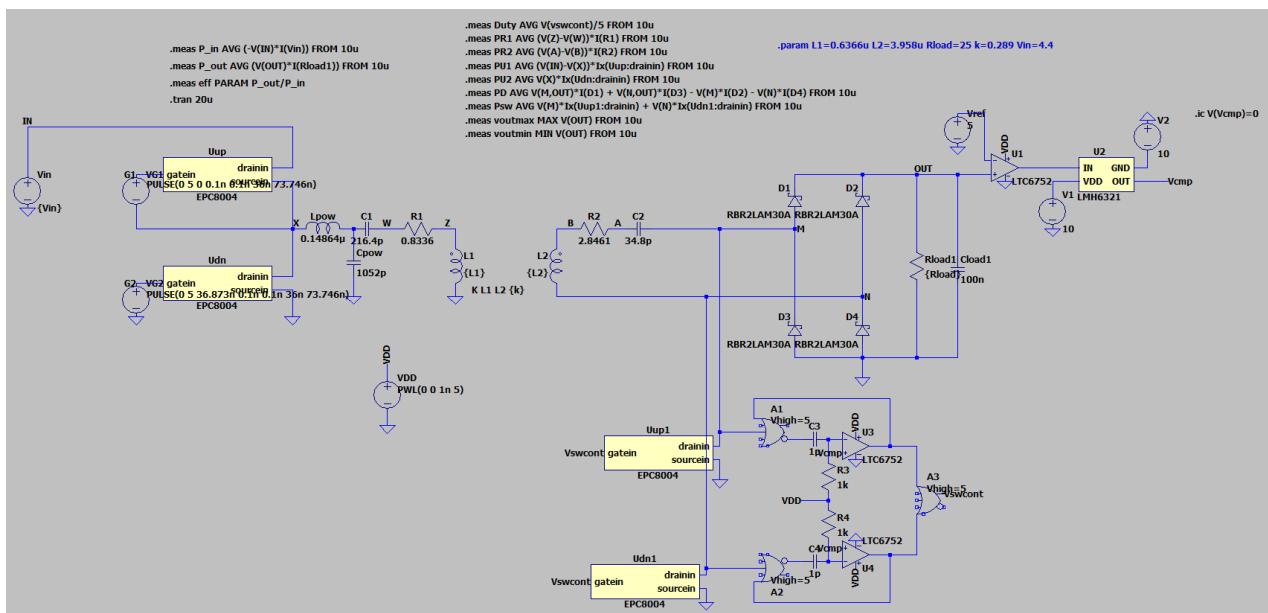
ด้วยสมบัติดังกล่าว จึงนำวงจรรวมนี้มาใช้ เนื่องจากวงจรรวมนี้มีความเร็วมากพอที่จะทำงานในความถี่ 13.56 MHz ซึ่งมีเวลาครึ่ง一波อยู่ที่ประมาณ 36.9 ns

- สวิตช์ที่ใช้ด้านหน้างจรเรียงกระแสจะใช้ทรานซิสเตอร์แบบ GaN-HEMT รหัส EPC8004 ของบริษัท Efficient Power Conversion Corporation ซึ่งเป็นแบบเดียวกับที่ใช้ในตัวขยายกำลังที่ได้อธิบายแล้ว
- วงจร buffer ที่ใช้ในการสร้างสัญญาณควบคุม VCmp (simple) ในรูปที่ 3.32 จะใช้วงจรรวม รหัส LMH6321 ของบริษัท Texas Instruments ซึ่งสามารถทำงานที่ความถี่สูงสุด 110 MHz และจ่ายกระแสขาออกได้สูงสุด 300 mA และต่ำสุด -300 mA [21] (หมายเหตุ: ในการจำลองในโปรแกรม LTSpice วงจรรวมดังกล่าวจะถูกจ่ายด้วยแรงดัน +10 V และ -10V เพื่อแก้ปัญหาไม่เดลที่นำมาจาก Texas Instruments ซึ่งมีปัญหางานอย่าง เมื่อนำมาใช้ในโปรแกรม LTSpice ซึ่งทางบริษัทไม่ได้สนับสนุน)

- ตัวเก็บประจุ C_{load} ที่ใช้ขนาดกับโหลดด้านหลังตัวเรียงกระแส ให้ขนาด 100 nF
- ไดโอดทั้งหมดที่ใช้ในวงจรเรียงกระแส ใช้ Schottky diode รหัส RBR2LAM30A ของบริษัท Rohm
- สำหรับรูปแบบของวงจรทั้งสี่การทดลอง ซึ่งสร้างในโปรแกรม LTSpice ได้แสดงไว้ดังรูปที่ 3.33, 3.34, 3.35 และ 3.36

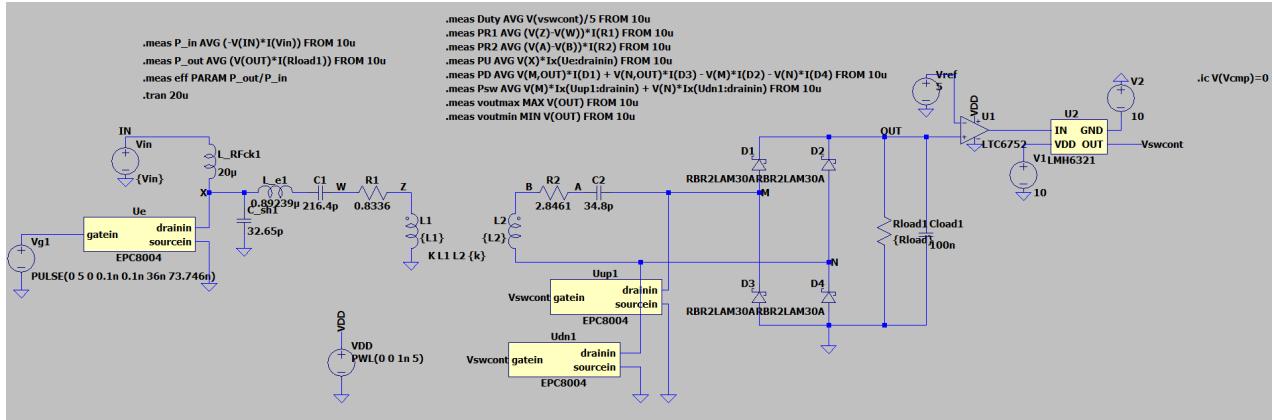


รูปที่ 3.33: ตัวขยายกำลังแบบ Class-D และการสร้างสัญญาณควบคุมสวิตช์หน้างจรเรียงกระแสแบบเปรียบเทียบแรงดันขาออกโดยตรง ดังในหัวข้อที่ 2.5.4

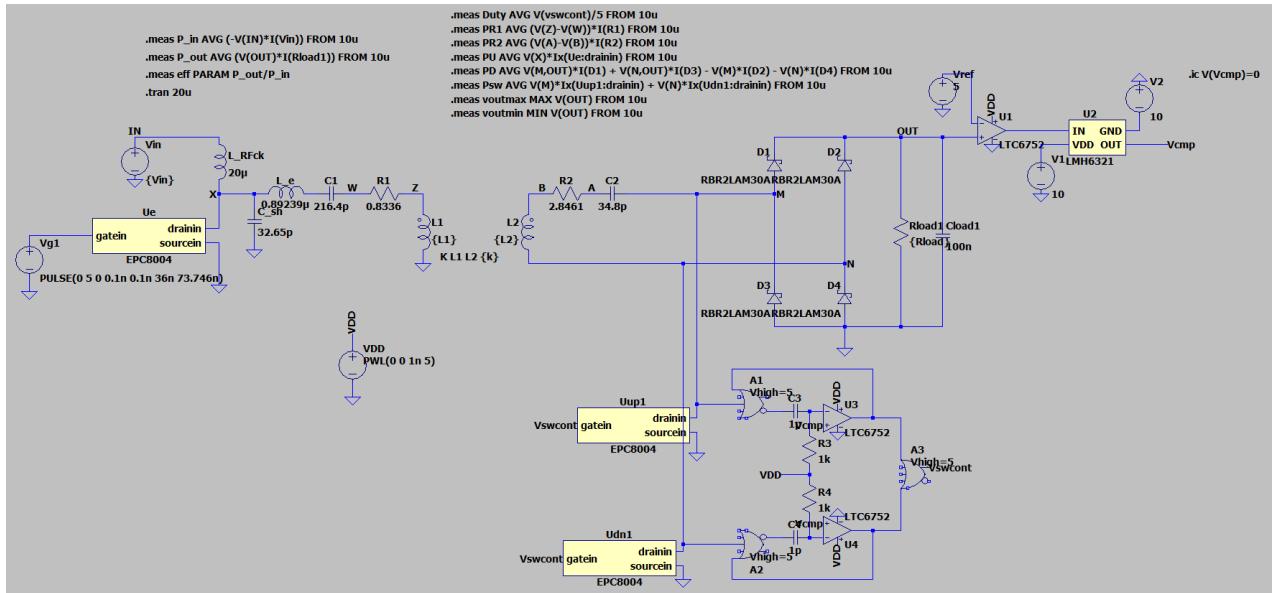


รูปที่ 3.34: ตัวขยายกำลังแบบ Class-D และการสร้างสัญญาณควบคุมสวิตช์หน้างจรเรียงกระแสแบบใช้ monostable pulse generator ดังในหัวข้อที่ 2.5.3

สำหรับความสัมพันธ์ระหว่างประสิทธิภาพของการส่งพลังงาน เมื่อเปรียบเทียบกับแรงดันขาเข้าของวงจรตัวขยายกำลังที่เปลี่ยนไป ในทุกสี่การทดลอง และที่ระยะห่างของเสาอากาศที่แตกต่างกัน (0.5, 1.0 และ 1.5 cm) ในกรณีที่กำลังที่ส่งอยู่ที่ 1 W และแรงดันขาออก 5 V (ความต้านทานโหลด 25 Ω) ซึ่งเป็นเป้าหมายที่วงจรนี้ได้ออกแบบมาได้แสดงไว้ดังรูปที่ 3.37 นอกจากนั้น ความสัมพันธ์ระหว่างการสั่นของแรงดันขาออกสูงสุด (output voltage ripples)



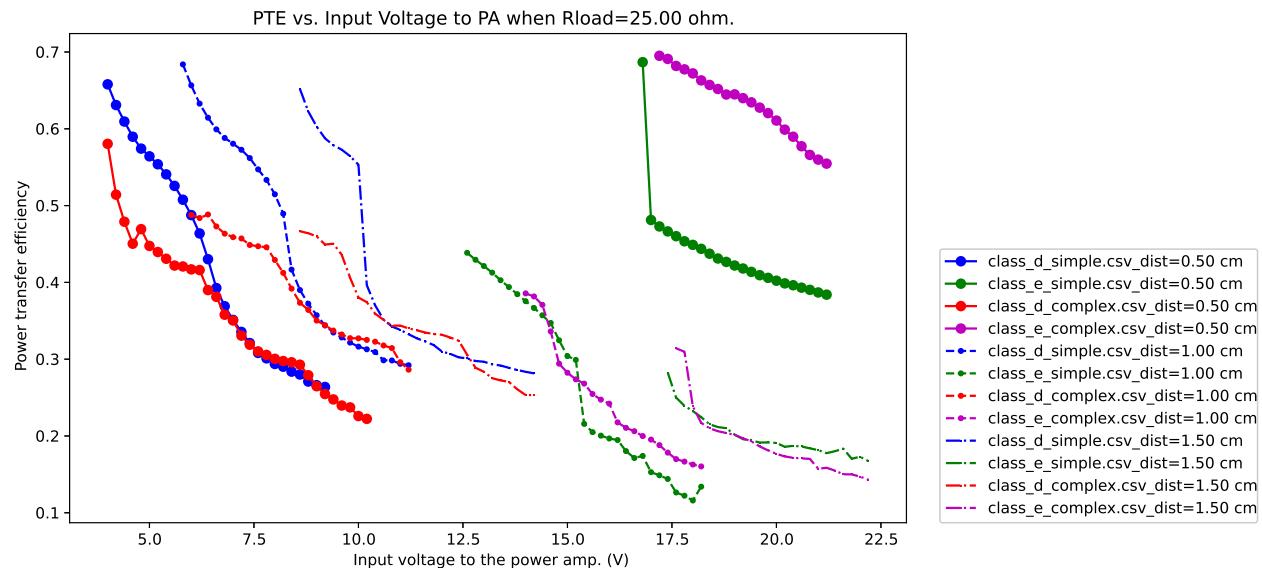
รูปที่ 3.35: ตัวขยายกำลังแบบ Class-E และการสร้างสัญญาณควบคุมสวิตช์หน้างจรเรียงกระแสแบบเปรียบเทียบแรงดันขาออกโดยตรง ดังในหัวข้อที่ 2.5.4



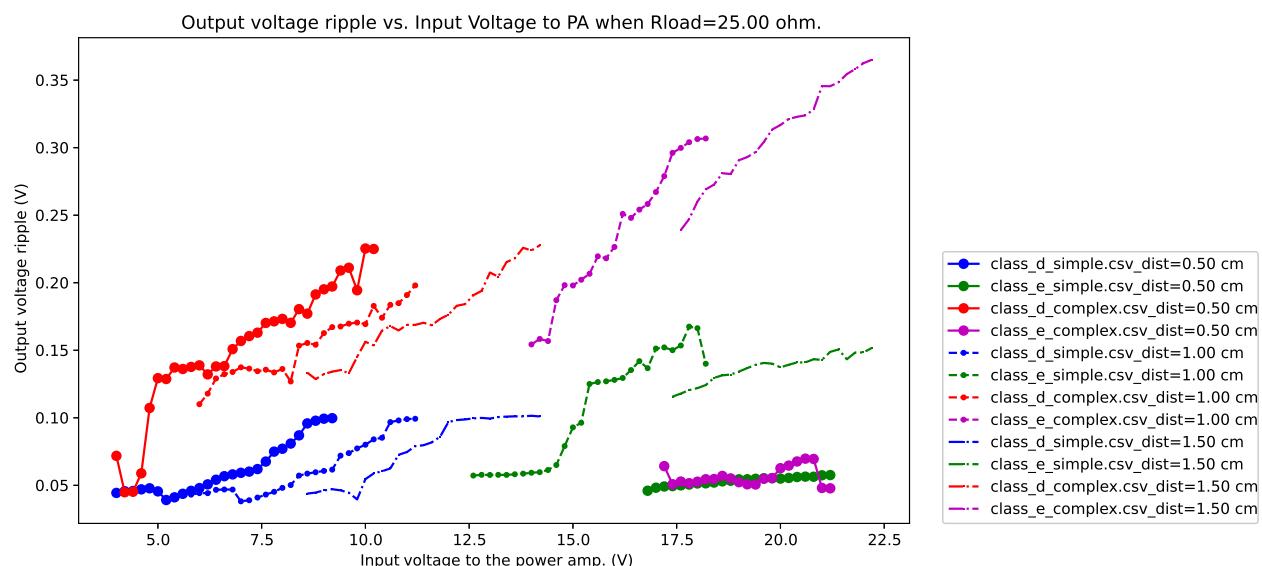
รูปที่ 3.36: ตัวขยายกำลังแบบ Class-E และการสร้างสัญญาณควบคุมสวิตช์หน้างจรเรียงกระแสแบบใช้ monostable pulse generator ดังในหัวข้อที่ 2.5.3

เมื่อเปรียบเทียบกับแรงดันขาเข้าของวงจรตัวขยายกำลังที่เปลี่ยนไปในกรณีที่กำลังที่ส่งอยู่ที่ 1 W และแรงดันขาออก 5 V (ความต้านทานโหลด 25 Ω) ได้แสดงไว้ด้วยในรูปที่ 3.38

นอกจากนั้น สำหรับที่โหลดที่ไม่ใช่ 1 W ซึ่งจะจนไม่ได้ออกแบบมาเพื่อจ่าย (not optimized for) แต่ก็ได้ทำการทดลองเช่นกัน คือ ที่โหลดขนาด 2 W แรงดันขาออก 5 V (ความต้านทานโหลด 12.5 Ω) และที่โหลดขนาด 0.5 W แรงดันขาออก 5 V (ความต้านทานโหลด 50 Ω) จะได้ว่า ความสมพันธ์ระหว่างประสิทธิภาพของการส่งพลังงาน เมื่อเปรียบเทียบกับแรงดันขาเข้าของวงจรตัวขยายกำลังที่เปลี่ยนไป ในทั้งสองสภาพะโหลด จะเป็นดังรูปที่ 3.39 และ 3.41 และจะได้ว่าความสมพันธ์ระหว่างการสั่นของแรงดันขาออกสูงสุด (output voltage ripples) เมื่อเปรียบเทียบกับแรงดันขาเข้าของวงจรตัวขยายกำลังที่เปลี่ยนไป ในทั้งสองสภาพะโหลด จะเป็นดังรูปที่ 3.40 และ 3.42



รูปที่ 3.37: ความสัมพันธ์ระหว่างประสิทธิภาพของการส่งพลังงาน เมื่อเปรียบเทียบกับแรงดันขาเข้าของวงจรตัวขยายกำลังที่เปลี่ยนไป ในทุกสีการทดลอง และที่ระยะห่างของเสาอากาศที่แตกต่างกัน (0.5, 1.0 และ 1.5 cm) ในกรณีที่กำลังที่ส่งอยู่ที่ 1 W และแรงดันขาออก 5 V (ความต้านทานโหลด 25 Ω)

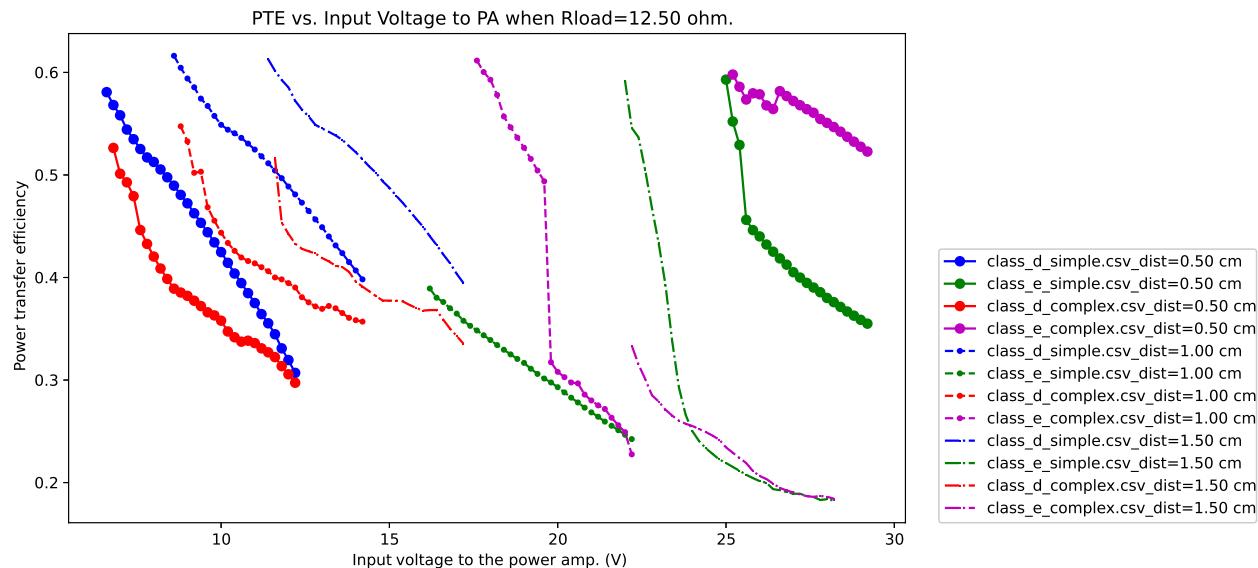


รูปที่ 3.38: ความสัมพันธ์ระหว่างการสั่นของแรงดันขาออกสูงสุด (output voltage ripples) เมื่อเปรียบเทียบกับแรงดันขาเข้าของวงจรตัวขยายกำลังที่เปลี่ยนไป ในทุกสีการทดลอง และที่ระยะห่างของเสาอากาศที่แตกต่างกัน (0.5, 1.0 และ 1.5 cm) ในกรณีที่กำลังที่ส่งอยู่ที่ 1 W และแรงดันขาออก 5 V (ความต้านทานโหลด 25 Ω)

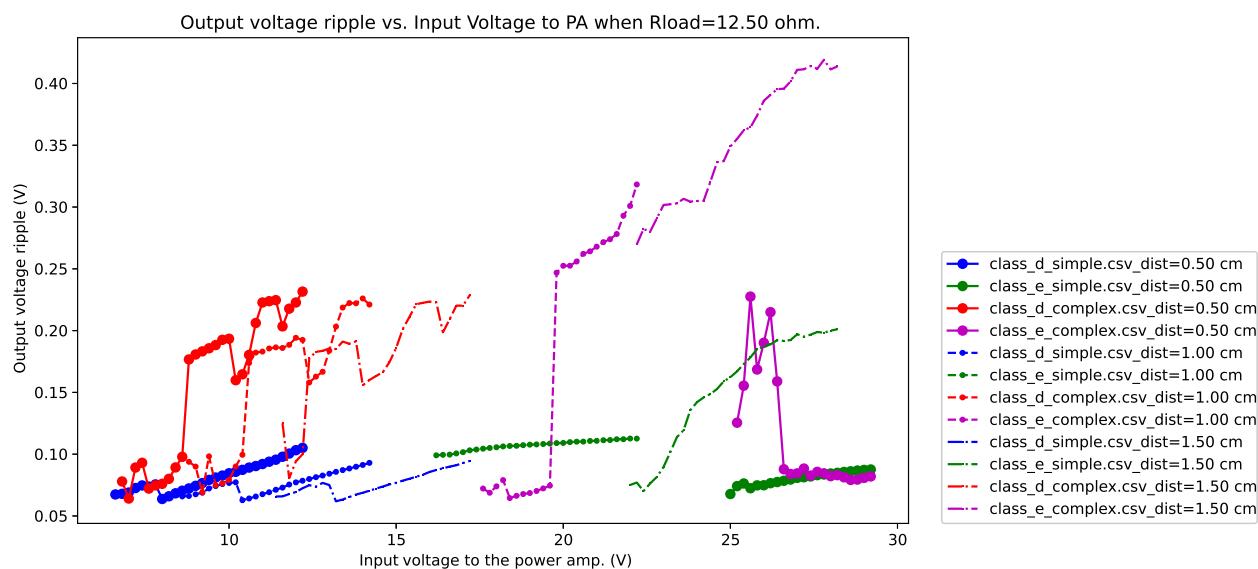
3.8.1 การอภิปรายผล

ข้อสรุปเกตุของผลการทดลอง มีดังนี้ คือ

- ประสิทธิภาพการส่งพลังงานของทุกกรณีจะลดลงเมื่อแรงดันขาเข้ามากขึ้น
- สำหรับในกรณีของตัวขยายกำลังแบบ Class-D แรงดันขาเข้าของวงจรเรียงกระแสที่ต้องการใช้ในการจ่ายโหลด มีค่าน้อยกว่าในกรณีตัวขยายกำลังแบบ Class-E

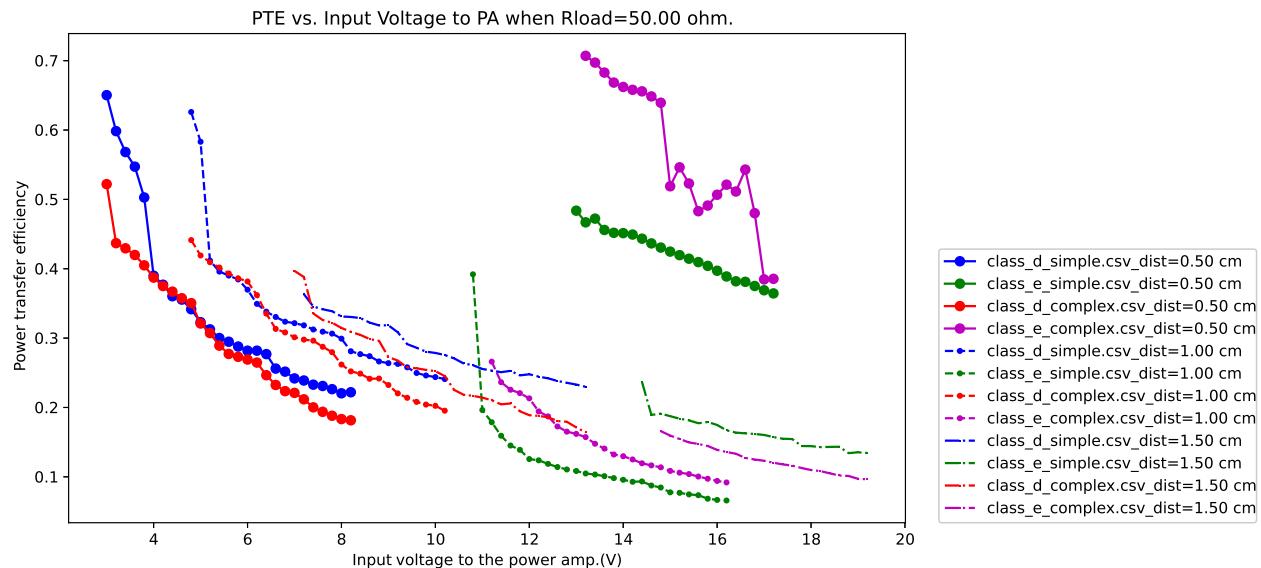


รูปที่ 3.39: ความสัมพันธ์ระหว่างประสิทธิภาพของการส่งพลังงาน เมื่อเปรียบเทียบกับแรงดันขาเข้าของวงจรตัวขยายกำลังที่เปลี่ยนไป ในทุกสีการทดลอง และที่ระยะห่างของเสาอากาศที่แตกต่างกัน (0.5, 1.0 และ 1.5 cm) ในกรณีที่กำลังที่ส่งอยู่ที่ 2 W และแรงดันขาออก 5 V (ความต้านทานโหลด 12.5 Ω)

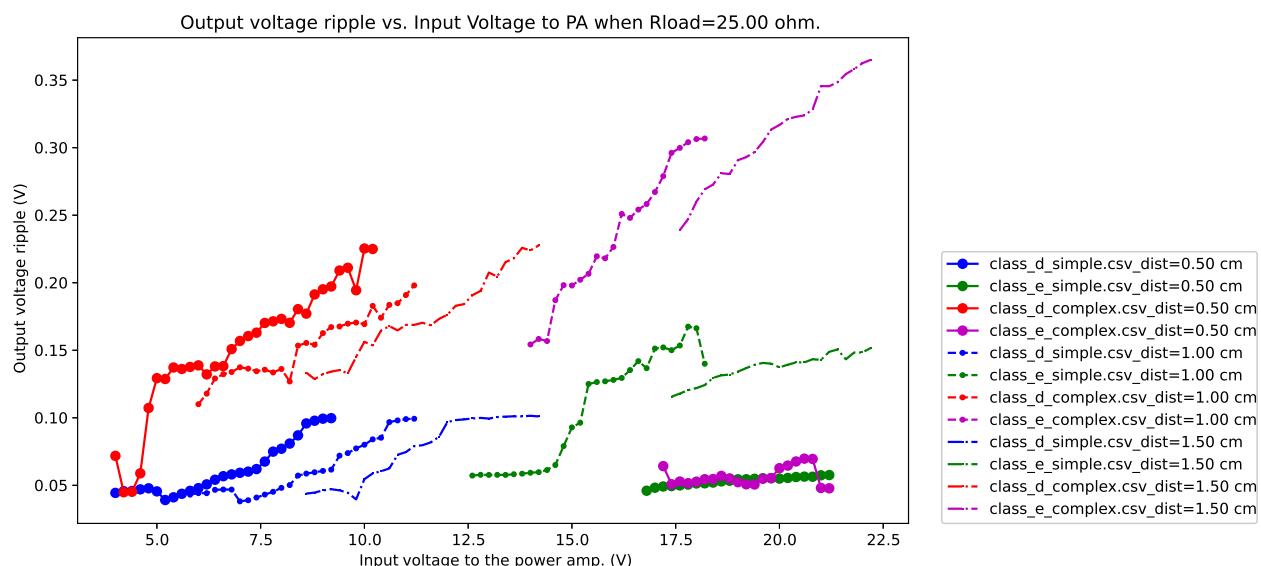


รูปที่ 3.40: ความสัมพันธ์ระหว่างการสั่นของแรงดันขาออกสูงสุด (output voltage ripples) เมื่อเปรียบเทียบกับแรงดันขาเข้าของวงจรตัวขยายกำลังที่เปลี่ยนไป ในทุกสีการทดลอง และที่ระยะห่างของเสาอากาศที่แตกต่างกัน (0.5, 1.0 และ 1.5 cm) ในกรณีที่กำลังที่ส่งอยู่ที่ 2 W และแรงดันขาออก 5 V (ความต้านทานโหลด 12.5 Ω)

- ในกรณีของตัวขยายกำลังแบบ Class-D จะเห็นว่า ยิ่งความห่างระหว่างตัวเสาอากาศของผู้ส่งพลังงานและผู้รับพลังงานมีค่ามากขึ้น จะทำให้ต้องใช้แรงดันขาเข้าของตัวขยายกำลังที่มากขึ้น
- ในกรณีของตัวขยายกำลังแบบ Class-D จะเห็นว่า การสร้างสัญญาณควบคุมแบบ simple หรือแบบที่เปรียบเทียบแรงดันขาออกโดยตรง ดังในหัวข้อที่ 2.5.4 จะมีประสิทธิภาพที่สูงกว่าการสร้างสัญญาณควบคุมแบบ complex หรือแบบที่ใช้ monostable pulse generator ดังในหัวข้อที่ 2.5.3 ดังนั้น จะได้ว่า เมื่อใช้วงจรแบบ



รูปที่ 3.41: ความสัมพันธ์ระหว่างประสิทธิภาพของการส่งพลังงาน เมื่อเปรียบเทียบกับแรงดันขาเข้าของวงจรตัวขยายกำลังที่เปลี่ยนไป ในทุกสีการทดลอง และที่ระยะห่างของเสาอากาศที่แตกต่างกัน (0.5, 1.0 และ 1.5 cm) ในกรณีที่กำลังที่ส่งอยู่ที่ 0.5 W และแรงดันขาออก 5 V (ความต้านทานโหลด 50 Ω)



รูปที่ 3.42: ความสัมพันธ์ระหว่างการสั่นของแรงดันขาออกสูงสุด (output voltage ripples) เมื่อเปรียบเทียบกับแรงดันขาเข้าของวงจรตัวขยายกำลังที่เปลี่ยนไป ในทุกสีการทดลอง และที่ระยะห่างของเสาอากาศที่แตกต่างกัน (0.5, 1.0 และ 1.5 cm) ในกรณีที่กำลังที่ส่งอยู่ที่ 0.5 W และแรงดันขาออก 5 V (ความต้านทานโหลด 50 Ω)

Class-D นั้น ไม่จำเป็นที่จะต้องใช้วงจรชับช้อน monostable pulse generator ในการสร้างสัญญาณควบคุม คือใช้วงจรที่ง่ายกว่าคือการเปรียบเทียบแรงดันขาออกโดยตรง ก็ทำให้ได้ประสิทธิภาพที่ดีกว่าแล้ว นอกจากนั้น ยังได้วิธีการสร้างสัญญาณควบคุมแบบเปรียบเทียบแรงดันขาออกโดยตรงในกรณีของวงจรแบบ Class-D สามารถให้ ripple ของแรงดันขาออกน้อยกว่าการสร้างสัญญาณควบคุมแบบ monostable pulse generator • สำหรับในกรณีของวงจรขยายแบบ Class-E จะเห็นว่า เมื่อระยะห่างของเสาอากาศของผู้ส่งพลังงานและผู้รับ

พลังงานมีค่ามากขึ้น ประสิทธิภาพของวงจรรับส่งพลังงานจะลดลงอย่างมาก ดังนั้น เราจะพิจารณาเฉพาะในกรณีของวงจรขยายแบบ Class-E ที่ระยะห่างของเสาอากาศเป็น 0.5 cm

- สำหรับในกรณีของวงจรขยายแบบ Class-E และระยะห่างของเสาอากาศเป็น 0.5 cm จะเห็นว่า การใช้การสร้างสัญญาณควบคุมแบบ complex หรือแบบที่ใช้ monostable pulse generator ดังในหัวข้อที่ 2.5.3 สามารถให้ประสิทธิภาพที่ดีกว่าการใช้การสร้างสัญญาณควบคุมแบบ simple หรือแบบที่เปรียบเทียบแรงดันขาออกโดยตรง ดังในหัวข้อที่ 2.5.4 นอกจากนั้น วงจรขยายแบบ Class-E เมื่อใช้การการสร้างควบคุมแบบที่ใช้ monostable pulse generator จะทำให้ได้ประสิทธิภาพที่ลดลงเมื่อแรงดันขาเข้าตัวขยายกำลังเปลี่ยนไป ในอัตราที่ต่ำกว่าในกรณีที่ใช้งานขยายกำลังแบบ Class-D อย่างมีนัยสำคัญ
- ไม่ว่าอย่างไรก็ตาม สำหรับในกรณีของวงจรขยายแบบ Class-E การใช้การสร้างควบคุมแบบ complex หรือแบบที่ใช้ monostable pulse generator จะให้ ripple ที่สูงกว่าเล็กน้อย กว่าในกรณีที่ใช้การสร้างควบคุมแบบเปรียบเทียบแรงดันขาออกโดยตรง

โดยภาพรวม ระบบการส่งพลังงานที่มีประสิทธิภาพโดยรวมสูงที่สุด ได้แก่

- ตัวขยายกำลังแบบ Class-D และการสร้างสัญญาณควบคุมสวิตช์หน้าวงจรเรียงกระแสแบบเปรียบเทียบแรงดันขาออกโดยตรง ดังในหัวข้อที่ 2.5.4 โดยหากพิจารณาการจ่ายกำลังให้โหลดที่ 1 W ที่แรงดันโหลด 5 V จากรูปที่ 3.37 จะมีประสิทธิภาพสูงสุดอยู่ที่ 66% และช่วงของแรงดันขาเข้าตัวขยายกำลังที่ทำให้ระบบทำงานได้ดีอยู่ที่ช่วง 4.5 ถึง 5 V
- ตัวขยายกำลังแบบ Class-E และการสร้างสัญญาณควบคุมสวิตช์หน้าวงจรเรียงกระแสแบบใช้ monostable pulse generator ดังในหัวข้อที่ 2.5.3 โดยหากพิจารณาการจ่ายกำลังให้โหลดที่ 1 W ที่แรงดันโหลด 5 V จากรูปที่ 3.37 จะมีประสิทธิภาพสูงสุดอยู่ที่ 70% และช่วงของแรงดันขาเข้าตัวขยายกำลังที่ทำให้ระบบทำงานได้ดีอยู่ที่ช่วง 17 ถึง 22 V

3.8.2 ข้อเสนอในการออกแบบจากผลการทดลอง

- หากแรงดันขาเข้าของวงจรตัวขยายกำลัง มีข้อกำหนดที่ค่อนข้างต่ำ การใช้งานขยายแบบ Class-D จะมีความหมายมากกว่า เนื่องจากมีความต้องการแรงดันขาเข้าที่ต่ำกว่าวงจรแบบ Class-E มา โดยหากใช้งานแบบ Class-D ก็สามารถใช้งานสร้างสัญญาณควบคุมสวิตช์แบบใช้การเปรียบเทียบแรงดันขาออกโดยตรงได้เลย
- หากไม่มีข้อจำกัดในการจ่ายแรงดันขาเข้าของวงจรตัวขยายกำลัง การใช้งานขยายแบบ Class-E แบบที่มีการสร้างสัญญาณควบคุมสวิตช์แบบที่ใช้ monostable pulse generator ดังในหัวข้อที่ 2.5.3 จะมีความหมายมากกว่า เนื่องจากประสิทธิภาพของการส่งพลังงานที่เปลี่ยนไปน้อยกว่าเมื่อแรงดันขาเข้าของวงจรตัวขยายกำลังเปลี่ยนไป การใช้งานแบบ Class-E จะให้องค์ประกอบทางวงจรน้อยกว่า Class-D (กล่าวคือไม่ต้องใช้งาน gate drive ที่มีความซับซ้อนมากกว่า) แต่ต้องแยกมาจากการที่ต้องใช้ monostable pulse generator เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพของวงจร
- โดยภาพรวม วงจรการส่งพลังงานแบบทั้งหมดนี้จะต้องมีวงจรควบคุมแรงดันขาเข้าของวงจรตัวขยายกำลัง เพื่อจ่ายแรงดันขาเข้าให้น้อยที่สุดเท่าที่จะทำได้แต่ยังทำให้โหลดสามารถรับแรงดันที่ 5 V ได้ เพราะการทำให้แรงดันขาเข้าดังกล่าวน้อยที่สุดจะทำให้ประสิทธิภาพของวงจรส่งพลังงานมีค่าสูงสุด

3.8.3 การอภิปรายผลเรื่องการสั่นของแรงดันข้าออกจากระบบ

พิจารณาจากการภาพในรูปที่ 3.38 ซึ่งแสดงถึงการสั่น (ripple) ของแรงดันข้าออกจากระบบ ซึ่งหากพิจารณาเฉพาะสองกรณีที่มีประสิทธิภาพการส่งพลังงานสูง ได้แก่

- ตัวขยายกำลังแบบ Class-D และการสร้างสัญญาณควบคุมสวิตช์หน้าจอรับเรียงกระแสแบบเปรียบเทียบแรงดันข้าออกโดยตรง โดยมีขนาดของการสั่น (ripple) ของแรงดันข้าออกจากระบบ ที่แรงดันขาเข้าต่ำสุด อยู่ที่ 44 mV
- ตัวขยายกำลังแบบ Class-E และการสร้างสัญญาณควบคุมสวิตช์หน้าจอรับเรียงกระแสแบบใช้ monostable pulse generator โดยมีขนาดของการสั่น (ripple) ของแรงดันข้าออกจากระบบ ที่แรงดันขาเข้าต่ำสุด อยู่ที่ 94 mV

ทั้งนี้ จะเห็นได้ว่าจากรูปที่ 3.38 คือ ที่แรงดันขาเข้าของระบบที่ต่ำ นอกจะจะทำให้ประสิทธิภาพของการส่งพลังงานแบบไร้สายของระบบดีขึ้นแล้ว ยังทำให้การสั่น (ripple) ของแรงดันข้าออกจากระบบมีค่าลดลงด้วย ไม่ว่าอย่างไรก็ตาม ขนาดของการสั่นของแรงดันข้าออกจากระบบในทั้งสองกรณียังมีค่าที่สูง คือประมาณ $40 - 100 \text{ mV}$ ซึ่งหากต้องการการสั่นของแรงดันข้าออกที่น้อยกว่านี้เพื่อวัตถุประสงค์ที่จำเพาะบางอย่าง ควรจะต้องใช้ low-voltage regulator มาต่อจากแรงดันข้าออกของระบบนี้ ซึ่งก็จะทำให้เกิดกำลังสูญเสียในระบบเพิ่มขึ้นจากส่วนประกอบที่เพิ่มขึ้นดังกล่าว ไม่ว่าอย่างไรก็ตาม การสวิตช์ด้านหน้าจอรับเรียงกระแสที่เสนอในโครงงานนี้ก็จะช่วยควบคุมแรงดันก่อนเข้าไปยังตัว low-voltage regulator ได้ ซึ่งจะทำให้กำลังสูญเสียในส่วนประกอบดังกล่าวมีค่าน้อยที่สุดได้

3.9 การวิเคราะห์กำลังสูญเสียที่ส่วนประกอบต่าง ๆ ในระบบ

สำหรับในหัวข้อนี้จะวิเคราะห์กำลังสูญเสียที่ส่วนประกอบต่าง ๆ ของระบบ ได้แก่

- กำลังสูญเสียในเสาอากาศส่งพลังงาน
- กำลังสูญเสียในเสาอากาศรับพลังงาน
- กำลังสูญเสียในตัวขยายกำลัง (power amplifier: Class-D หรือ Class-E)
- กำลังสูญเสียในตัวเรียงกระแส (rectifier)

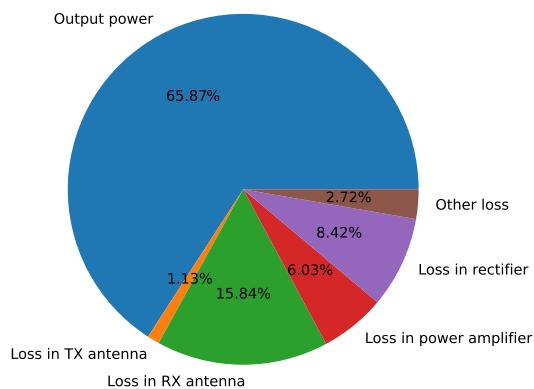
โดยจะศึกษาในกรณีที่ให้ลดมีค่าเท่ากับ 1 W และที่แรงดันขาออก 5 V และจะใช้ระบบที่มีประสิทธิภาพดีส่องระบบที่กล่าวสรุปในหัวข้อที่แล้ว ได้แก่

- ระบบที่ใช้ตัวขยายกำลังแบบ Class-D และการสร้างสัญญาณควบคุมสวิตช์หน้าจอรับเรียงกระแสแบบเปรียบเทียบแรงดันข้าออกโดยตรง ดังรูปที่ 3.33
- ระบบที่ใช้ตัวขยายกำลังแบบ Class-E และการสร้างสัญญาณควบคุมสวิตช์หน้าจอรับเรียงกระแสแบบใช้ monostable pulse generator ดังรูปที่ 3.36

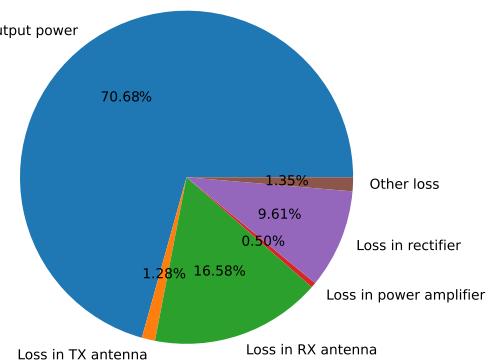
โดยแรงดันขาเข้า จะใช้แรงดันที่น้อยที่สุดที่จะทำให้แรงดันข้าออกมีค่าเป็น 5 V ซึ่งจากการทดลองที่แล้ว จะได้ว่า ในกรณีของระบบที่ใช้ตัวขยายกำลังแบบ Class-D และการสร้างสัญญาณควบคุมสวิตช์หน้าจอรับเรียงกระแสแบบเปรียบเทียบแรงดันข้าออกโดยตรง ดังรูปที่ 3.33 จะใช้แรงดันขาเข้าเป็น 4.0 V และ ระบบที่ใช้ตัวขยายกำลังแบบ Class-E และการสร้างสัญญาณควบคุมสวิตช์หน้าจอรับเรียงกระแสแบบใช้ monostable pulse generator ดังรูปที่ 3.36 จะใช้แรงดันขาเข้าเป็น 16.8 V

จะได้ว่า กำลังสูญเสียที่ส่วนประกอบต่าง ๆ ในระบบการส่งพลังงานไร้สายในทั้งสองกรณี ได้แสดงไว้เป็นตัวเลขดังในตารางที่ 3.9 และกราฟวงกลมที่จำแนกกำลังสูญเสียของทั้งสองระบบ ที่ส่วนประกอบต่าง ๆ ของระบบ ได้แสดงไว้ด้วยในรูปที่ 3.43 และรูปที่ 3.44

Loss in Class-D WPT, VCmp from Direct comparison,
Output Power = 1 W, Output Voltage = 5 V, Input Voltage = 4.0 V



Loss in Class-D WPT, VCmp from Direct comparison,
Output Power = 1 W, Output Voltage = 5 V, Input Voltage = 16.8 V



รูปที่ 3.43: กำลังสูญเสียในระบบที่ใช้ตัวขยายกำลังแบบ Class-D และการสร้างสัญญาณควบคุมสวิตช์หน้าวงจรเรียงกระแสแบบเบรี่ยบเทียบแรงดันขาออกโดยตรง จำแนกตามส่วนประกอบที่ทำให้เกิดกำลังสูญเสีย

รูปที่ 3.44: กำลังสูญเสียในระบบที่ใช้ตัวขยายกำลังแบบ Class-E และการสร้างสัญญาณควบคุมสวิตช์หน้าวงจรเรียงกระแสแบบใช้ monostable pulse generator จำแนกตามส่วนประกอบที่ทำให้เกิดกำลังสูญเสีย

จะเห็นได้ว่าในทั้งสองกรณี คือไม่ว่าจะเป็นตัวขยายกำลังแบบ Class-D และแบบ Class-E กำลังสูญเสียจะเกิดขึ้นอย่างมากที่เสาอากาศฝั่งภาครับพลังงานมากกว่า 15% และจะเกิดขึ้นในตัววงจรเรียงกระแส (rectifier) มากกว่า 8% แต่กำลังสูญเสียที่น้อยลงอย่างมากในกรณีของการใช้ตัวขยายกำลังแบบ Class-E เมื่อเทียบกับการใช้ตัวขยายกำลังแบบ Class-D คือกำลังสูญเสียที่เกิดขึ้นในวงจรตัวขยายกำลัง ซึ่งในกรณีของตัวขยายกำลังแบบ Class-E จะทำให้กำลังสูญเสียในส่วนนี้น้อยลงจนน้อยกว่า 1% ซึ่งถือว่าดีกว่าในการใช้ตัวขยายกำลังแบบ Class-D อย่างมาก

3.10 ข้อเสนอในการเพิ่มประสิทธิภาพของระบบการส่งพลังงานแบบไร้สายเพิ่มเติม

จากการวิเคราะห์กำลังสูญเสียในส่วนประกอบต่าง ๆ ของระบบการส่งพลังงานแบบไร้สายในหัวข้อนี้ จึงมีข้อเสนอของการเพิ่มประสิทธิภาพของระบบได้แก่

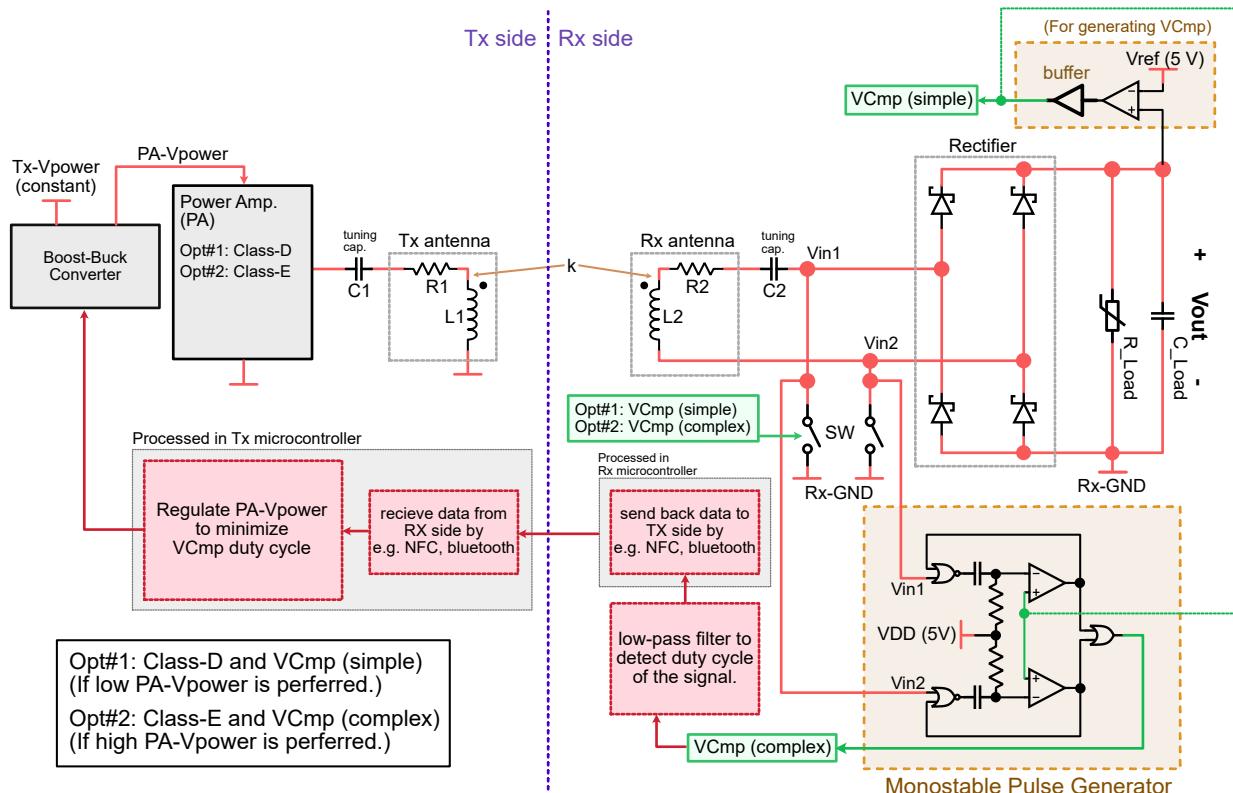
1. การลดความต้านทานของเสาอากาศที่ใช้รับและส่งพลังงาน ซึ่งการแก้ปัญหาสามารถทำได้ เช่น การเพิ่มน้ำดของลายของเสาอากาศบนแผ่นวงจร หรือการลดความยาวของลายดังกล่าว เช่น ลดจำนวนรอบของเสาอากาศแต่ข้อเสียคือจะทำให้ coupling coefficient ของเสาอากาศทั้งสองลดลง จึงจำเป็นต้องอาศัยการคำนวณประสิทธิภาพเชิงทฤษฎี หรือการจำลองในโปรแกรมเพื่อออกแบบเสาอากาศทั้งสองดังกล่าว
2. การออกแบบวงจรเรียงกระแสใหม่ประสิทธิภาพเพิ่มขึ้น เช่น การใช้รูปแบบของวงจรเรียงกระแสแบบ active rectifier ซึ่งถูกเสนอใน [22] และ [23] ซึ่งมีประสิทธิภาพอยู่ที่มากกว่า 90% แต่ในงานทั้งสองดังกล่าวทดลองที่โหลดที่ค่อนข้างต่ำ (ความต้านทานโหลดมากกว่า 100 Ω) จึงอาจจะมีประสิทธิภาพที่ต่ำลงเมื่อนำมาปรับใช้ในโครงงานนี้

	Class-D และ VCmp ที่สร้างจากการ เปรียบเทียบกับแรงดันออกโดยตรง กำลังออก 1 W แรงดันเข้า 4.0 V	เทียบกำลังขาเข้า (percentage)	Class-E และ VCmp ที่สร้างจาก วงจร monostable pulse gen. กำลังออก 1 W แรงดันเข้า 16.8 V	เทียบกำลังขาเข้า (percentage)
กำลังขาเข้า (W)	1.509		1.405	
กำลังขาออก (W)	0.994	65.889	0.993	70.702
กำลังสูญเสียในเสาอากาศส่งพลังงาน (W)	0.017	1.117	0.018	1.300
กำลังสูญเสียในเสาอากาศรับพลังงาน (W)	0.239	15.821	0.233	16.574
กำลังสูญเสียในตัวขยายกำลัง (W)	0.091	6.002	0.007	0.483
กำลังสูญเสียในตัวเรียงกระแส (W)	0.127	8.429	0.135	9.621
กำลังสูญเสียอื่น ๆ (W)	0.041	2.743	0.019	1.320

ตารางที่ 3.9: กำลังสูญเสียที่ส่วนประกอบต่าง ๆ ของระบบการส่งพลังงานแบบไร้สาย ในสองกรณี

3.11 ข้อเสนอของการออกแบบระบบควบคุมเพิ่มเติม

สำหรับโครงสร้างของระบบการส่งพลังงานแบบไร้สายโดยรวมที่จะเสนอ ได้แสดงไว้ดังรูปที่ 3.45



รูปที่ 3.45: โครงสร้างของระบบการส่งพลังงานแบบไร้สายโดยรวมที่เสนอ

สำหรับระบบที่เสนอดังกล่าว มีรายละเอียดดังนี้ คือ

- การใช้ระบบการส่งพลังงานสองรูปแบบที่ให้ประสิทธิภาพการส่งพลังงานสูง ได้แก่
 - ตัวขยายกำลังแบบ Class-D และการสร้างสัญญาณควบคุมสวิตช์หน้าวงจรเรียงกระแสแบบเปรียบเทียบ แรงดันขาออกโดยตรง ดังในหัวข้อที่ 2.5.4
 - ตัวขยายกำลังแบบ Class-E และการสร้างสัญญาณควบคุมสวิตช์หน้าวงจรเรียงกระแสแบบใช้ monostable pulse generator ดังในหัวข้อที่ 2.5.3
- การรับค่า duty cycle ของสัญญาณ VCmp โดยอาจใช้ low-pass filter ในการกรองสัญญาณ PWM ดังกล่าว ให้เป็นสัญญาณตรกตื่นที่จะป้อนให้กับ microcontroller ผู้รับพลังงาน จากนั้นส่งข้อมูลเกี่ยวกับ duty cycle ดังกล่าวกลับไปที่ผู้ส่งพลังงาน จากนั้นตัว microcontroller ของผู้ส่งพลังงานจะควบคุมแรงดันขาเข้าตัวขยายกำลัง โดยอาจควบคุมจากการปรับ duty cycle ของตัวแปลงแรงดันตรงแบบ buck-boost converter เพื่อปรับแรงดันเข้าตัวขยายกำลังให้มีค่าน้อยลง จนกว่า duty cycle ของสัญญาณ VCmp จะลดลงมากที่สุด

4 บทสรุป

4.1 สรุปผลการดำเนินการ

ในโครงการนี้ ได้จัดทำระบบการส่งพลังงานแบบไร้สายเพื่อเพิ่มกำลังงานและประสิทธิภาพของการส่งกำลังงาน โดยจำลองระบบดังกล่าวในโปรแกรม LTSpice ในโครงการได้มีการปรับปรุงตัวขยายกำลัง ในมีรูปแบบแบบ Class-D และ Class-E amplifier และมีการควบคุมแรงดันขาออกโดยใช้การสวิตซ์ด้านหน้าตัวเรียงกระแส ในการสร้างสัญญาณควบคุมดังกล่าวใช้วิธีการสองแบบ คือ แบบเปรียบเทียบแรงดันขาออกโดยตรง และแบบใช้ตัววัด monostable pulse generator

จากนั้น ได้ออกแบบระบบห้องหมุด โดยใช้องค์ประกอบทางวงจรแบบเหมือนจริง และออกแบบเพื่อการจ่ายโหลดที่กำลัง 1 W และแรงดัน 5 V ซึ่งการจำลองวงจรในโปรแกรม LTSpice ได้ว่า รูปแบบของระบบที่มีประสิทธิภาพสูง ได้แก่ ระบบที่ใช้ตัวขยายกำลังแบบ Class-D และการสร้างสัญญาณควบคุมสวิตซ์หน้าวงจรเรียงกระแสแบบเปรียบเทียบแรงดันขาออกโดยตรง ซึ่งมีประสิทธิภาพสูงสุดอยู่ที่ 66% และช่วงของแรงดันขาเข้าตัวขยายกำลังที่ทำให้ระบบทำงานได้ดีอยู่ที่ช่วง 4.5 ถึง 5 V และอีกระบบ คือ ระบบที่ใช้ตัวขยายกำลังแบบ Class-E และการสร้างสัญญาณควบคุมสวิตซ์หน้าวงจรเรียงกระแสแบบใช้ monostable pulse generator ซึ่งมีประสิทธิภาพสูงสุดอยู่ที่ 70% และช่วงของแรงดันขาเข้าตัวขยายกำลังที่ทำให้ระบบทำงานได้ดีอยู่ที่ช่วง 17 ถึง 22 V

4.2 ปัญหา อุปสรรค และแนวทางแก้ไข

สำหรับปัญหาและอุปสรรคที่พบเจอในโครงการนี้ คือ หากต้องการออกแบบระบบให้ออกมาเป็นชิ้นงาน กล่าวคือ ทำเป็นแผ่นวงจรรวม (printed circuit board) จะต้องให้เวลาในการทำโครงการล่วงหน้าอย่างมาก ทั้งนี้ เนื่องจากเวลาที่ใช้ในการออกแบบวงจรใช้จะกินเวลาค่อนข้างนาน คือเป็น การออกแบบที่ความถี่สูง รวมถึงการออกแบบที่ต้องใช้การสวิตซ์ทรานซิสเตอร์แบบ GaN-HEMP มีรายละเอียดที่ค่อนข้างซับซ้อน และต้องพิจารณาถึงข้อจำกัดจำนวนมาก เช่น ระยะทางของ trace บนบอร์ด PCB และการจัดการความร้อนที่ต้องคำนึงถึงเป็นต้น ซึ่งอาจทำให้การจัดทำ PCB จะต้องใช้การลองผิดลองถูกหลายครั้ง รวมถึงอุปกรณ์ที่ต้องใช้ต้องส่งจากต่างประเทศ ทำให้อาจจะไม่สามารถทำ PCB ที่มีการทำงานที่ถูกต้องก่อนส่งโครงการได้ทัน

นอกจากนี้ การออกแบบเพื่อให้ได้ประสิทธิภาพที่ดีและครบถ้วน จะต้องทำระบบที่ใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์เข้ามาเกี่ยวข้องด้วย ซึ่งแนวทางการแก้ไขได้นำเสนอไปแล้วในหัวข้อที่ 3.11

4.3 ข้อเสนอแนะ

สำหรับความเป็นไปได้ในต่อยอดผลลัพธ์จากโครงการนี้ มีข้อเสนอแนะได้แก่

- จัดทำระบบให้ออกมาเป็นชิ้นงาน กล่าวคือ ทำเป็นแผ่นวงจรรวม (printed circuit board) และวัดประสิทธิภาพ จากผลงานจริง
- มีการควบคุมแรงดันขาเข้าวงจรตัวขยายกำลังที่สามารถควบคุมได้ ดังที่เสนอไว้ในหัวข้อที่ 3.11 โดยใช้การออกแบบตัวไมโครคอนโทรลเลอร์และระบบการส่งข้อมูลแบบไร้สายเพิ่มเติม
- การพัฒนาเสาอากาศที่ใช้รับส่งพลังงาน หรือวงจรตัวเรียงกระแสเพื่อให้ประสิทธิภาพการส่งพลังงานของระบบมากขึ้น ดังที่เสนอไว้ในหัวข้อที่ 3.10

5 กิตติกรรมประกาศ

ผู้จัดทำขอขอบคุณ อ.ดร.ณพวงศ์ ปณิธานธรรม ซึ่งเป็นอาจารย์ที่ปรึกษาโครงการ ในการให้คำแนะนำและแนวทางในการทำโครงการโดยตลอด และขอขอบคุณทางบริษัท ชลิค่อน คราฟท์ เทคโนโลยี จำกัด (มหาชน) รวมถึงขอขอบคุณ ดร.อมร จิรสิรีอมรภูล และ ดร.สิทธิ์ ตันติศิรินทร์ ซึ่งเป็นวิศวกรผู้ดูแลจากบริษัทที่ให้คำแนะนำและการสนับสนุนด้านอุปกรณ์และองค์ความรู้ต่าง ๆ มา ณ ที่นี่ด้วย

ເອກສາຮ້າງອີງ

- [1] NFC Forum, “NFC Forum releases Wireless Charging Specification 2.0.” <https://www.shorturl.at/EFK16>. Accessed: 2022-07-17.
- [2] STMicroelectronics N.V., “NFC for wireless charging.” https://www.st.com/content/st_com/en/support/learning/essentials-and-insights/connectivity/nfc/nfc-for-wireless-charging.html. Accessed: 2022-07-17.
- [3] NXP Semiconductors N.V., “NFC wireless charging.” <https://www.nxp.com/products/rfid-nfc/nfc-hf/nfc-charging:NFC-CHARGING>. Accessed: 2022-07-17.
- [4] Pantronics AG, “PTX100W.” <https://www.pantronics.com/ptx100w/>. Accessed: 2022-07-17.
- [5] LAPISTech Co. Ltd., “13.56 MHz(NFC) wireless charging makes it possible.” https://www.lapis-tech.com/en/semicon/wpt/landing/ml7630_31.html. Accessed: 2022-07-17.
- [6] NuCurrent Inc., “NFC wireless charging explained.” <https://www.nucurrent.com/nfc-wireless-charging-explained/>. Accessed: 2022-07-17.
- [7] Wireless Power Consortium, “Qi standard.” <https://www.wirelesspowerconsortium.com/qi/>. Accessed: 2023-04-20.
- [8] NFC Forum, “What NFC does.” <https://nfc-forum.org/learn/what-nfc-does/>. Accessed: 2023-04-20.
- [9] E. Strommer, M. Jurvansuu, T. Tuikka, A. Ylisaukko-oja, H. Rapakko, and J. Vesterinen, “NFC-enabled wireless charging,” in *2012 4th International Workshop on Near Field Communication*, pp. 36–41, 2012.
- [10] Y. Lu and W.-H. Ki, *CMOS Integrated Circuit Design for Wireless Power Transfer*. 01 2018.
- [11] A. Oyane, T. Senanayake, F. Hattori, J. Imaoka, M. Yamamoto, and M. Masuda, “13.56MHz high power half-bridge GaN-HEMT resonant inverter achieving 99% power efficiency,” in *2020 IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES)*, pp. 1–4, 2020.

- [12] Wolfram MathWorld, “Fourier series, square wave.” <https://mathworld.wolfram.com/FourierSeriesSquareWave.html>. Accessed: 2023-04-22.
- [13] M. Diallo and Texas Instruments, “Application report SLUA887 - bootstrap circuitry selection for half-bridge configurations.” <https://www.ti.com/lit/an/slua887/slua887.pdf>, 8 2018. Accessed: 2023-04-23.
- [14] Texas Instruments, “LMG1210 200-V, 1.5-A, 3-A half-bridge mosfet and gan fet driver with adjustable dead time for applications up to 50 MHz.” <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/lmg1210.pdf>, 1 2019. Accessed: 2023-04-23.
- [15] Y. Zhang, M. de Rooij, and Efficient Power Conversion Corporation (EPC), “eGaN® FETs for low cost resonant wireless power applications.” <https://epc-co.com/epc/Portals/0/epc/documents/application-notes/AN021%20FETs%20for%20Low%20Cost%20Class%20E%20WiPo.pdf>, 2018. Accessed: 2023-04-27.
- [16] F. Raab, “Idealized operation of the class-E tuned power amplifier,” *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, vol. 24, no. 12, pp. 725–735, 1977.
- [17] A. Lidow, M. de Rooij, J. Strydom, D. Reusch, and J. Glaser, *GaN Transistors for Efficient Power Conversion*. 2020.
- [18] R. W. Erickson and D. Maksimović, *Fundamentals of Power Electronics*. Springer, 3 ed., 2020.
- [19] M. Kiani, B. Lee, P. Yeon, and M. Ghovanloo, “A Q-modulation technique for efficient inductive power transmission,” *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 50, no. 12, pp. 2839–2848, 2015.
- [20] Analog Devices, “LTC6752/LTC6752-1/LTC6752-2/LTC6752-3/LTC6752-4 280MHz, 2.9ns comparator family with rail-to-rail inputs and cmos outputs.” <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/6752fc.pdf>, 4 2017. Accessed: 2023-05-02.
- [21] Texas Instruments, “LMH6321 300 mA high speed buffer with adjustable current limit.” <https://www.ti.com/product/LMH6321>, 9 2021. Accessed: 2023-05-02.
- [22] C. Huang, T. Kawajiri, and H. Ishikuro, “A near-optimum 13.56 MHz CMOS active rectifier with circuit-delay real-time calibrations for high-current biomedical implants,” *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 51, no. 8, pp. 1797–1809, 2016.
- [23] L. Cheng, W.-H. Ki, Y. Lu, and T.-S. Yim, “Adaptive on/off delay-compensated active rectifiers for wireless power transfer systems,” *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 51, no. 3, pp. 712–723, 2016.