

วงจรรขยายกำลังขมอติ คลาสอีสำหรับกาเรื่อสารระยะสั้น (บลูทูธ)

CMOS INTEGRATED CIRCUIT CLASS-E POWER AMPLIFIER  
FOR BLUETOOTH APPLICATIONS

ไพโรจน์ เถ็ลองวงศกร

PHAIROJ LUENGVONGSAKORN

วิทยานพนสนเป็นฉวณทงนงขถกการศกษาตามหัดักศตรปริญญาวศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมฉิเล็กทรขนิกษ

บัณฑิตวิทยาฉัย

ศฉาบัณฑิตเทคโนโลยีพระฉคมเกล้าเจ้าคุษมหารศฉคกระบัง

ศ.ศ. 2547

ISBN 974-16-1275-9

วงจรรขยายกำลังซีมอส คลาสอีสำหรับการสื่อสารระยะสั้น (บลูทูธ)

CMOS INTEGRATED CIRCUIT CLASS-E POWER AMPLIFIER  
FOR BLUETOOTH APPLICATIONS

ไพโรจน์ เหลืองวงศกร

PHAIROJ LUENGVONGSAKORN

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2547

ISBN · 974-15-1275-9

**CMOS INTEGRATED CIRCUIT CLASS-E POWER AMPLIFIER  
FOR BLUETOOTH APPLICATIONS**

**PHAIROJ LUENGVONGSAKORN**

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

**2004**

**ISBN 974-15-1275-9**

**COPYRIGHT 2004**

**SCHOOL OF GRADUATE STUDIES**

**KING MONGKUT 'S INSTITUT E OF TECHNOLOGY LADKRABANG**

หัวข้อวิทยานิพนธ์	วงจรรขยายกำลังซีมอส คลาสอีสำหรับการสื่อสารระยะสั้น (บลูทูธ)
นักศึกษา	นายไพโรจน์ เหลืองวงศกร
รหัสนักศึกษา	44611304
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขา	วิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์
พ.ศ.	2547
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์	ผศ.ดร.อภิรักษ์ ธนชยานนท์

### บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ เป็นการนำเสนอการออกแบบวงจรรขยายกำลังซีมอส คลาสอี โดยใช้เทคโนโลยี 0.35 ไมครอน สำหรับการสื่อสารระยะสั้น เช่น บลูทูธ(Bluetooth) และ เครือข่าย LAN แบบไร้สาย วงจรรขยายกำลังประกอบด้วย ภาควัสดุ และภาคเอาต์พุตคลาสอี ขดลวดเวียนแบบกันหอยและขดลวดแบบบอนวายถูกใช้สำหรับการนำไปสร้างไว้ในชิพ ซึ่งผลจากการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม Spectre กับพารามิเตอร์ของมอส level 49 แสดงให้เห็นว่า วงจรรขยายกำลังนี้สามารถส่งผ่านกำลังงานไปยังเอาต์พุตที่โหลด  $50\ \Omega$  ได้ 18.86 dBm ที่ความถี่ 2.4 GHz โดยมีประสิทธิภาพ 64 % และประสิทธิภาพของกำลังงานที่เพิ่มขึ้น 59 % ตามลำดับ โดยใช้แหล่งจ่ายแรงดัน 2.5 โวลต์

<b>Thesis Title</b>	CMOS Integrated Circuit Class-E Power Amplifier for Bluetooth Applications
<b>Student</b>	Mr. Phairoj Luengvongsakorn
<b>Student ID.</b>	44611304
<b>Degree</b>	Master of Engineering
<b>Programme</b>	Electronics Engineering
<b>Year</b>	2004
<b>Thesis Advisor</b>	Asst.Prof. Dr.Apinunt Thanachayanont

### **ABSTRACT**

This thesis presents the design a Class-E power amplifier in 0.35 $\mu$ m CMOS technology for RF short range communications such as Bluetooth and WLAN. The power amplifier comprises the driver stage and the class-E output stage. The spiral inductors and bondwires are implemented with on-chip components. Simulation results using Spectre with MOS level 49 parameters show that the power amplifier can deliver 18.86 dBm output power to 50-  $\Omega$  load at 2.4GHz with 64 % drain efficiency and 59 % power-added-efficiency , respectively, under a single supply voltage of 2.5 V.

## กิตติกรรมประกาศ

ด้วยอุทมการณ์ ความฝัน และความเพียรพยายามอุตสาหะ จนมาในวันนี้ทำให้วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี ข้าพเจ้าขอพระคุณท่านอาจารย์ ผศ.ดร. อภินันท์ ธนชยานนท์ ซึ่งท่านเป็นอาจารย์ที่ปรึกษาของข้าพเจ้าเอง ท่านได้นำข้าพเจ้าเข้ามาสัมผัสกับโลกของ RF ทำให้ข้าพเจ้ามีมุมมองหรือวิสัยทัศน์ทางด้านนี้มากขึ้น ตลอดจนฝึกฝนให้ข้าพเจ้ามีความสามารถในการทำวิจัยและพัฒนาได้อย่างมีคุณภาพ ด้วยความกรุณาของท่าน เมื่อข้าพเจ้าไม่เข้าใจในสิ่งใด คำปรึกษาตลอดจนคำชี้แนะแบบต่างๆ ล้วนแต่สามารถแก้ไขปัญหาต่างๆ ได้ ซึ่งข้าพเจ้ารู้สึกซาบซึ้งในความอนุเคราะห์ของท่านและขอขอบคุณท่านอีกครั้งเป็นอย่างสูง

ในการสนทนาบางครั้งระหว่างตัวข้าพเจ้า กับ ท่านอาจารย์ รศ.ดร. วรากร เกษมสุวรรณ ผศ. พล ผดุง ผดุงกุล และ ผศ.ประภากร สุวรรณะ ซึ่งเป็นประโยชน์อย่างมากต่อข้าพเจ้าเช่นกัน ในการมองต่างมุมของปัญหาในเรื่องเดียวกัน รวมถึงท่าน ศ.ดร. วัลลภ สุระกำพลธร สำหรับคำแนะนำที่ดีที่ชี้ให้เห็นถึงจุดอ่อนของตัวข้าพเจ้าเอง เมื่อครั้งสอบข้อสอบวิทยานิพนธ์นี้ ข้าพเจ้าขอกล่าวขอบพระคุณท่านอาจารย์ทุกท่านอีกครั้ง

และสุดท้ายนี้ ขอขอบคุณ Prof.Dr. Fredrick H. Raab สำหรับคำปรึกษาต่างๆ ที่มีให้เรื่อยมา ขอขอบคุณพี่แอน สำหรับทุก software ใดๆ ที่ส่งมาให้จากแดนไกลโดยไม่คิดมูลค่า ขอขอบคุณครอบครัว ขอขอบคุณคุณแม่ และขอขอบคุณ กวาง สำหรับกำลังใจและใจที่มีให้มาโดยตลอด ขอขอบคุณเพื่อนๆทุกคนใน MDRD Lab สำหรับมิตรภาพ และเสียงหัวเราะที่มีให้กัน ซึ่งจะเป็นอย่างนี้ตลอดไป

ไพโรจน์ เหลืองวงศกร

(PJ)

# สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VII
สารบัญรูป.....	VIII
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 กล่าวนำ.....	1
1.2 ข้อกำหนดที่เป็นมาตรฐานสากลสำหรับบลูทูธ.....	2
1.2.1 บลูทูธกับการเชื่อมต่อผ่านทางอากาศ.....	2
1.2.2 แถบความถี่.....	2
1.2.3 การกระโดดเปลี่ยนความถี่.....	2
1.2.4 ช่องสัญญาณ.....	3
1.2.5 ระดับกำลังงาน.....	5
1.3 วัตถุประสงค์ในการทำวิทยานิพนธ์.....	5
1.4 หลักการใหม่ในวิทยานิพนธ์.....	6
1.5 รายละเอียดของวิทยานิพนธ์.....	7
บทที่ 2 วงจรขยายกำลัง.....	8
2.1 บทนำ.....	8
2.2 ผลกระทบของแรงดันอิมพัลส์เริ่มต้น.....	9
2.3 วงจรขยายคลาส เอ.....	9
2.4 วงจรขยายคลาส บี.....	13
2.5 วงจรขยายคลาส เอบี.....	16
2.6 วงจรขยายคลาส ซี.....	18
2.7 วงจรขยายคลาส ดี.....	22
2.8 วงจรขยายคลาส อี.....	26
2.9 วงจรขยายคลาส เอฟ.....	33

## สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
2.9.1 วงจรขยายคลาสเอฟฮาร์โมนิกส์ที่สาม.....	33
2.9.2 วงจรขยายคลาสเอฟฮาร์โมนิกส์ที่สอง.....	39
2.9.3 วงจรขยายคลาสเอฟที่ใช้สายส่ง.....	44
2.10 บทสรุป.....	47
บทที่ 3 อินดักเตอร์บนวงจรรวม.....	48
3.1 ตัวเหนี่ยวนำ.....	48
3.1.1 ค่าความเหนี่ยวนำตัวเองและค่าความเหนี่ยวนำร่วม.....	48
3.1.2 ค่าความเหนี่ยวนำของขดลวดชนิดตัวนำที่เป็นเส้นตรง.....	51
3.1.3 ค่าความเหนี่ยวนำของขดลวดเวียนแบบก้นหอยแบบระนาบสี่เหลี่ยม.....	53
3.2 ความสูญเสียในชั้น โลหะ.....	56
3.2.3 ผลกระทบจากความลึกลับ.....	57
3.3 ตัวประกอบคุณภาพของอุปกรณ์สะสมพลังงาน.....	57
3.3.1 อุปกรณ์สะสมพลังงานประเภทพาสซีฟ.....	57
3.3.2 การนิยามความหมายของตัวประกอบคุณภาพ.....	59
3.3.3 ตัวประกอบคุณภาพของตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุในความเป็นจริง.....	61
3.4 โมเดลของขดลวดเวียนแบบก้นหอย.....	66
3.4.1 ตัวประกอบคุณภาพของขดลวดเวียนแบบก้นหอย.....	70
3.4.2 พารามิเตอร์ที่มีผลกระทบต่อค่า Q.....	72
3.5 ผลกระทบต่อซบสเตรทในขดลวดเวียนแบบก้นหอย.....	75
3.5.1 ค่าความเหนี่ยวนำตัวเอง.....	75
3.5.2 ความสูญเสียในชั้นของซบสเตรท.....	76
3.5.3 การเชื่อมโยงสัญญาณรบกวนกับซบสเตรท.....	77
3.6 ขดลวดแบบบอรวาย.....	77
3.6.1 การวิเคราะห์หาค่าอินดักแตนซ์แบบบอรวาย.....	78
บทที่ 4 การออกแบบวงจรขยายกำลังคลาสิค.....	82
4.1 ขั้นตอนการออกแบบวงจรขยายกำลัง.....	82

## สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
4.1.1 การออกแบบวงจรขยายกำลังคลาสอี.....	82
4.1.2 วงจรแม็ซซิ่งภาคเอาต์พุต.....	83
4.1.3 การออกแบบวงจรขยายกำลังภาคเอาต์พุต.....	84
4.1.4 วงจรขยายกำลังคลาสอีสวีตช์แบบเกทร่วม.....	86
4.1.5 วงจรขยายภาคขับ.....	87
4.2 การออกแบบด้วยขดลวดเวียนแบบกันหอยด้วยโปรแกรมASITIC.....	89
4.2.1 การกำหนดเทคโนโลยีไฟล์.....	89
4.3 ผลการจำลองการทำงานของวงจร(Pre-Simulation).....	89
4.3.1 ผลของการจำลองการทำงานของวงจรเมื่ออินพุตเป็นสัญญาณGFSK.....	94
4.4 บทสรุป.....	99
บทที่ 5 การออกแบบวงจรขยายกำลังขั้นกายภาพ.....	100
5.1 การเลย์เอาต์เอ็นมอสทรานซิสเตอร์.....	100
5.2 การเลย์เอาต์โพลีคาปาซิสเตอร์.....	103
5.3 การเลย์เอาต์อินดักเตอร์.....	104
5.4 การเลย์เอาต์วงจรขยายกำลัง.....	105
5.4.1 ผลการจำลองการทำงานของวงจร(Pots-Layout Simulation).....	106
5.5 บทสรุป.....	106
บทที่ 6 บทสรุปและข้อเสนอแนะในการทำวิจัยเพื่อพัฒนาต่อ.....	108
เอกสารอ้างอิง.....	109
ภาคผนวก.....	112
ภาคผนวก ก. ขั้นตอนการออกแบบวงจรขยายกำลังโดยทั้งหมด.....	113
ภาคผนวก ข. การกำหนดเทคโนโลยีไฟล์เพื่อใช้สำหรับโปรแกรม “ASITIC”.....	121
ภาคผนวก ค. บทความวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์.....	127
ประวัติผู้เขียน.....	136

## สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
1.1 แสดงค่าพารามิเตอร์ที่เป็นค่ามาตรฐานของบลูทูธ.....	4
1.2 แสดงระดับกำลังงานที่มีความสัมพันธ์ต่อระยะทางและการประยุกต์ใช้งาน.....	5
2.1 ประสิทธิภาพของวงจรถยายกำลังแต่ละชนิด.....	47
4.1 แสดงค่าพารามิเตอร์ของแบบจำลองของขดลวดเวียนแบบก้นหอยที่ใช้ในวงจร.....	90
4.2 แสดงขนาดทางกายภาพของขดลวดเวียนแบบก้นหอยที่ใช้ในวงจร.....	91
4.3 แสดงค่าพารามิเตอร์ของขดลวดแบบบอนวายที่ใช้ในวงจร.....	91
4.4 คุณลักษณะของบลูทูธ.....	95
5.1 แสดงสมรรถนะของวงจรถยายกำลัง.....	106
5.2 แสดงการเปรียบเทียบวงจรถยายกำลังที่ใช้สำหรับบลูทูธ.....	107

# สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
1.1 ภาพรวมของการใช้เทคโนโลยีบลูทูธกับการเชื่อมต่ออุปกรณ์ต่างๆ.....	1
1.2 Frequency-hop/time-division-duplex channel.....	3
1.3 Hop selection box .....	4
1.4 สถาปัตยกรรมของเครื่องรับส่งแบบซูปเปอร์เฮเทอโรไดน์.....	6
2.1 เส้นโพลแสดงการกำหนดจุดทำงานให้กับวงจรรขยายประเภทต่างๆ.....	8
2.2 คุณลักษณะความสัมพัทธ์ของกระแส-แรงดันของมอสทรานซิสเตอร์.....	9
2.3 (ก) วงจรรขยายคลาสเอ อย่างง่าย.....	10
2.3 (ข) การไบอัสในวงจรรขยายเอ.....	10
2.3 (ค) มุมนำกระแสในวงจรรขยายคลาสเอ.....	10
2.4 (ก) วงจรรขยายคลาสบีที่ใช้ทรานซิสเตอร์ตัวเดียว.....	14
2.4 (ข) การไบอัสในวงจรรขยายบี.....	14
2.4 (ค) มุมนำกระแสในวงจรรขยายคลาสบี.....	14
2.5 (ก) วงจรรขยายคลาสเอบีที่ใช้ทรานซิสเตอร์ตัวเดียว.....	17
2.5 (ข) การไบอัสในวงจรรขยายเอบี.....	17
2.5 (ค) มุมนำกระแสในวงจรรขยายคลาสเอบี.....	17
2.6 (ก) วงจรรขยายคลาสซีที่ใช้ทรานซิสเตอร์ตัวเดียว.....	19
2.6 (ข) การไบอัสในวงจรรขยายซี.....	19
2.6 (ค) มุมนำกระแสในวงจรรขยายคลาสซี.....	19
2.7 (ก) วงจรรขยายคลาสดีแบบพช-พด.....	23
2.7 (ข) วงจรสมมูลของวงจรรขยายคลาสดี.....	23
2.7 (ค) คุณลักษณะรูปแบบของแรงดันและกระแสของวงจรรขยายคลาสดี.....	24
2.8 (ก) วงจรรขยายคลาสอีพื้นฐาน.....	27
2.8 (ข) วงจรสมมูลของวงจรรขยายคลาสอี.....	27
2.8 (ค) คุณลักษณะรูปแบบของแรงดันและกระแสของวงจรรขยายคลาสอี.....	28
2.9 (ก) วงจรรขยายคลาสเอฟฮาร์โมนิกที่สาม.....	34
2.9 (ข) คุณลักษณะรูปแบบของแรงดันและกระแสของวงจรรขยายคลาสเอฟฮาร์โมนิกที่สาม.....	34
2.9 (ค) คุณลักษณะแรงดันที่ตรงกับจำนวนของฮาร์โมนิกส์เลขคี่ที่เพิ่มขึ้น.....	37

## สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
2.10 (ก) วงจรขยายคลาสเอฟฮาร์โมนิกที่สอง.....	40
2.10 (ข) คุณลักษณะรูปแบบของแรงดันและกระแสของวงจขยายคลาสเอฟฮาร์โมนิกที่สอง.....	40
2.10 (ค) คุณลักษณะกระแสเดรนกับจำนวนของฮาร์โมนิกส์เลขคู่ที่เพิ่มขึ้น.....	41
2.11 (ก) วงจรขยายคลาสเอฟที่ใช้สายส่ง.....	45
2.11 (ข) การใช้อุปกรณ์ประเภทพาสซีฟ LC เป็นแบบจำลองของสายส่ง.....	45
2.11 (ค) คุณลักษณะรูปแบบของแรงดันและกระแสของวงจขยายคลาสเอฟที่ใช้สายส่ง.....	45
3.1 เส้นแรงแม่เหล็กเคลื่อนที่ผ่านสนามแม่เหล็ก เหนี่ยวนำให้เกิดกระแสไฟฟ้าขึ้นใน 1 ลูป.....	48
3.2 สนามแม่เหล็ก 2 วงจรทำให้เกิดค่าความเหนี่ยวนำร่วมกัน.....	50
3.3 ภาพตัดขวางของตัวนำที่เป็นระนาบแบบเส้นตรง.....	51
3.4 ค่าความเหนี่ยวนำของขดลวดที่มีทิศทาง(w+t)แปรผันกับค่าของความยาว (l).....	52
3.5 ค่าความเหนี่ยวนำของขดลวดความยาว (l) มีทิศทางแปรผันกับค่าของ (w+t).....	52
3.6 (ก) ตัวนำ 2 ตัวที่ขนานกันและมีทิศทางของกระแสที่ไหลไปในทิศทางเดียวกัน.....	53
3.6 (ข) ตัวนำ 2 ตัวที่ขนานกันและมีทิศทางของกระแสที่ไหลไปในทิศทางตรงกันข้ามกัน.....	53
3.7 ขดลวดเวียนแบบก้นหอยแบบสี่เหลี่ยมจำนวน 1.75 รอบซึ่งแสดงระยะทางของค่าGMD.....	54
3.8 ขดลวดเวียนแบบก้นหอยแบบสี่เหลี่ยมจำนวน 2 รอบ.....	55
3.9 ภาพสมมูลของตัวนำ 1 ตัวที่แท้จริงแล้วประกอบไปด้วยขดลวดและตัวต้านทาน.....	56
3.10 เฟสเซอร์ไคเอแกรมแสดงความสัมพันธ์ระหว่างกระแส – แรงดันของตัวเหนี่ยวนำ และตัวเก็บประจุ .....	58
3.11 วงจรอนุกรมที่ประกอบด้วย L – R.....	60
3.12 วงจรขนานที่ประกอบด้วย L – R.....	60
3.13 วงจรอนุกรมที่ประกอบด้วย C – R .....	61
3.14 วงจรขนานที่ประกอบด้วย C – R .....	61
3.15 วงจรขนานที่ประกอบด้วย RLC.....	64
3.16 วงจรอนุกรมที่ประกอบด้วย RLC.....	64
3.17 การหาค่า Q โดยพิจารณาหาค่า Q จากค่าอิมพีแดนซ์ หรือค่าแอดมิตแตนซ์.....	65
3.18 (ก) เลย์เอาต์ขดลวดเวียนแบบก้นหอยแบบสี่เหลี่ยม.....	66
3.18 (ข) ภาพตัดขวางของขดลวดเวียนแบบก้นหอย.....	67
3.18 (ค) โมเดลหรือแบบจำลองของขดลวดเวียนแบบก้นหอย.....	67

## สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	“	หน้า
3.19 (ก)	เลย์เอาต์ขดลวดเวียนแบบก้นหอยแบบสี่เหลี่ยม จำนวน 3 รอบ.....	69
3.19 (ข)	โมเดลที่แสดงผลของค่าตัวเก็บประจุที่มีทั้งหมด.....	69
3.19 (ค)	ผลรวมของค่า $C_s$ ทั้งหมด.....	70
3.20 (ก)	วงจรสมมูล 1 พอร์ต ของขดลวดเวียนแบบก้นหอย.....	70
3.20 (ข)	วงจรสมมูล 1 พอร์ต ของขดลวดเวียนแบบก้นหอยที่แปลงผลรวมค่าอิมพีแดนซ์ ของ $C_{ox}, C_{si}, R_{si}$ ให้อยู่ในรูปวงจรขนาน $R_p$ และ $C_p$ .....	71
3.21	ผลกระทบของวัสดุที่ใช้เป็นโลหะที่มีผลต่อค่า $Q$ .....	73
3.22	ผลของความแตกต่างของความหนาในชั้นโลหะที่มีผลต่อค่า $Q$ .....	74
3.23	ผลของความแตกต่างของความหนาในชั้นออกไซด์ที่มีผลต่อค่า $Q$ .....	74
3.24	ผลของค่าพิคตความต้านทานที่มีผลต่อค่า $Q$ .....	75
3.25	โครงสร้างของตัวเก็บประจุที่อยู่ระหว่างชั้นโลหะและชั้นซับสเตรท.....	75
3.26	ทิศทางการไหลของกระแสที่ซับสเตรท.....	77
3.27	ตัวเก็บประจุแฝงที่เกิดกับมอสทรานซิสเตอร์และชั้นของซับสเตรท.....	77
3.28	แบบจำลองขดลวดแบบบอวนาย .....	78
3.29	กราฟความสัมพันธ์ผลรวมของค่าอินดักแตนซ์ทั้งหมด ( $L_{total}$ ) ของขดลวด.....	79
3.30	ผลการจำลองการทำงานของค่าอินดักแตนซ์แบบบอวนาย (เครื่องหมาย-ดอกจัน) และค่าตัวประกอบคุณภาพ (เครื่องหมาย-วงกลม).....	81
4.1	วงจรรขยายคลาสอีพื้นฐาน.....	82
4.2	วงจรรขยายคลาสอี ที่รวมของการแปลงเม็ซซิ่ง.....	84
4.3 (ก)	วงจรรขยายแบบซอร์สร่วม.....	86
4.3 (ข)	วงจรรขยายแบบเกทร่วม.....	86
4.4	วงจรรขยายคลาสอีสวีดิชแบบเกทร่วม.....	87
4.5 (ก)	วงจรรขยายคลาสเอฟซาร์โมนิกส์ที่ 3.....	88
4.5 (ข)	สัญญาณแรงดันเอาต์พุตที่แคเรน.....	88
4.6	ภาพตัดขวางของซิมอสเทค โน โลยีนิกไม่มีชั้นอีพิเลเยอร์.....	89
4.7	วงจรรขยายคลาสเอฟซบวงจรวงจรรขยายคลาสอีสวีดิชแบบเกทร่วม.....	90
4.8	แรงดันที่แคเรนของ $M_3$ และแรงดันที่เกทของ $M_2$ .....	91
4.9	กำลังงานอินพุต และ กำลังงานเอาต์พุต / อัตราขยายกำลัง / PAE .....	92

## สารบัญรูป(ต่อ)

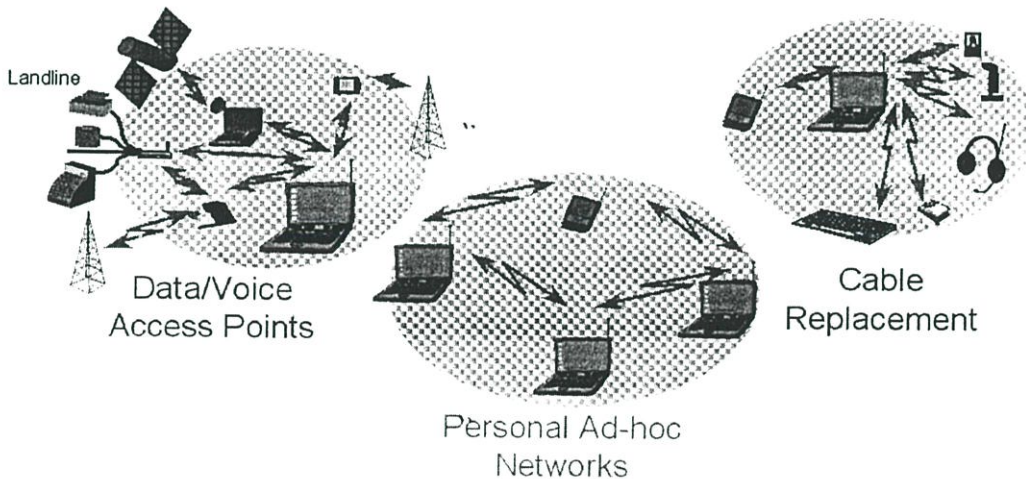
รูปที่	หน้า
4.10 แหล่งจ่ายแรงดัน และ กำลังงานเอาต์พุต / ประสิทธิภาพ / PAE .....	93
4.11 ความถี่ และกำลังงานเอาต์พุต / ประสิทธิภาพ / PAE .....	93
4.12 บล็อกไดเอแกรมของการสร้างสัญญาณ GFSK .....	94
4.13 ผลกระทบของการเกิด ISI.....	94
4.14 วงจรขยายกำลังทั้งหมดและส่วนของการสร้างสัญญาณอินพุตแบบ GFSK .....	96
4.15 สัญญาณอินพุตแบบ GFSK ในเชิงเวลา และในเชิงความถี่ .....	97
4.16 สัญญาณเอาต์พุต ในเชิงเวลา และในเชิงความถี่ .....	97
4.17 สเปกตรัมของสัญญาณเอาต์พุตเทียบกับสัญญาณอินพุต .....	98
4.18 การวัดสเปกตรัมACPของสัญญาณเอาต์พุต .....	98
5.1 ลักษณะทางกายภาพของเอ็นมอสทรานซิสเตอร์.....	100
5.2 ลักษณะทางกายภาพของเอ็นมอสเอ็มทรานซิสเตอร์.....	101
5.3 การต่อมอสทรานซิสเตอร์แบบขนาน.....	101
5.4 ลักษณะทางกายภาพของมอสทรานซิสเตอร์ที่ต่อขนานกัน.....	101
5.5 การลดความต้านทานในชั้น โพลีของมอสทรานซิสเตอร์ที่ต่อขนานกัน.....	102
5.6 ตัวอย่างการเลย์เอาต์ของเอ็นมอสเอ็มทรานซิสเตอร์.....	102
5.7 การเกิดค่าของโพลีคาปาซิเตอร์ระหว่างโพลี-โพลี2 เลเยอร์.....	103
5.8 ลักษณะทางกายภาพของโพลี-โพลี คาปาซิเตอร์.....	103
5.9 ตัวอย่างการเลย์เอาต์โพลี-โพลี คาปาซิเตอร์.....	104
5.10 ตัวอย่างการเลย์เอาต์อินดักเตอร์แบบสี่เหลี่ยมจำนวน 2.75 รอบ.....	104
5.11 การเลย์เอาต์วงจรขยายกำลังคลาสอีขึ้นกายภาพ.....	105
5.12 ผลการจำลองการทำงานของการเลย์เอาต์วงจรขยายกำลังคลาสอีขึ้นกายภาพ.....	106
ก.1 วงจรขยายกำลังคลาสอีสวีตช์แบบเกทร่วมต่อกับวงจรขยายแบบชอร์สร่วม.....	113
ก.2 วงจรภาคขับเคลื่อนเฟสอาร์มอนิกส์ที่สาม.....	116
ก.3 วงจรแมชชิงระหว่างภาคขับและภาคเอาต์พุต.....	118
ก.4 วงจรแมชชิงของภาคขับ.....	119
ข.1 เทคโนโลยีไฟล์ 0.35 ไมครอน.....	121
ข.2 แสดงการใช้โปรแกรม “ASITIC” .....	124
ข. 3 แสดงลักษณะทางกายภาพของขดลวดเวียนแบบก้อนหอยที่ได้จากโปรแกรม “ASITIC” ....	124

# บทที่ 1

## บทนำ

### 1.1 กล่าวนำ

ในปัจจุบันเทคโนโลยีการสื่อสารแบบไร้สายได้เข้ามามีบทบาทและเข้ามาแทนที่การเชื่อมต่อที่ต้องอาศัยสายเคเบิลเป็นหลัก ดังนั้น อุปกรณ์สื่อสารทาง อิเล็กทรอนิกส์ที่สามารถถือเคลื่อนย้ายได้ (Portable) ไม่ว่าจะเป็นโทรศัพท์เคลื่อนที่หรือไร้สาย โมเด็ม คีย์บอร์ดไร้สาย เมาส์ไร้สาย ตลอดจนเครือข่าย LAN แบบไร้สาย ล้วนแต่เป็นการพัฒนาเทคโนโลยีสมัยใหม่ และรวมถึงเป็นสิ่งอำนวยความสะดวกให้แก่มนุษยชาติ ซึ่งเทคโนโลยีที่ว่านี้คือ บลูทูธ (Bluetooth) เกิดขึ้นมาเพื่อขจัดความต้องการที่จะต้องใช้สายเคเบิลหรือสายเชื่อมต่อ สำหรับการอินเตอร์เฟสกับอุปกรณ์ต่อพ่วงต่างๆให้น้อยที่สุด



รูปที่ 1.1 ภาพรวมของการใช้เทคโนโลยีบลูทูธกับการเชื่อมต่อกับอุปกรณ์ต่างๆ

บลูทูธ หรือที่นิยมเรียกกันว่า “ การสื่อสารระยะสั้นแบบไร้สาย” เป็นเทคโนโลยีของการอินเตอร์เฟสทางคลื่นวิทยุ(Universal Radio Interface)สำหรับใช้ในการเชื่อมโยงการสื่อสารแบบไร้สาย แถบย่านความถี่ 2.4GHz (ขึ้นอยู่กับแต่ละประเทศ) เป็นย่านความถี่ที่ไม่ต้องขออนุญาต(Unlicensed-Free Band) ซึ่งจะทำให้อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์สามารถติดต่อเชื่อมโยงสื่อสารถึงกันได้แบบไร้สาย ในระยะทางตั้งแต่ 1-100 เมตร ขึ้นอยู่กับระดับกำลังงานของการส่ง (Power Classes) ซึ่งจะถูกกล่าวถึงในลำดับต่อไป แม้ว่าในปัจจุบันการใช้อินฟราเรด (IrDA) สามารถใช้ติดต่อสื่อสารระหว่างอุปกรณ์ต่างๆด้วยกันได้ แต่ก็มียุทธศาสตร์ในการส่งที่สั้น (ปกติ 1-2 เมตร เท่านั้น)และยังมีข้อจำกัดในเรื่องทิศทางในการส่ง (Direct line-of-sight) รวมถึงถูกนำมาใช้สำหรับการรับส่งข้อมูลระหว่าง

อุปกรณ์ 2 ตัวเป็นหลัก ซึ่งในทางตรงกันข้ามการใช้คลื่นความถี่วิทยุ (Radio Frequency) แทน จะทำให้มีระยะในการส่งที่ไกลขึ้น เพราะคลื่นนั้นสามารถแพร่กระจายได้รอบทิศทางและแพร่ผ่านสิ่งกีดขวางบางอย่างได้ ทั้งยังสามารถเชื่อมโยงไปยังอุปกรณ์หลายอย่างได้พร้อมๆกัน

## 1.2 ข้อกำหนดที่เป็นมาตรฐานสากลสำหรับบลูทูธ

### 1.2.1 บลูทูธกับการเชื่อมต่อผ่านทางอากาศ (Bluetooth air interface)

ก่อนที่จะมีการออกแบบให้บลูทูธ มีความสามารถที่จะเชื่อมโยงระบบสื่อสารที่ผ่านทางอากาศเข้าไว้ด้วยกันได้ ซึ่งต้องมีการกำหนดข้อตกลงที่เป็นมาตรฐานขึ้นมาก่อน นั่นก็คือ

- ระบบจะต้องสามารถใช้งานได้ทั่วโลก
- การเชื่อมโยงสื่อสารต้องรองรับบริการของทั้งเสียงและข้อมูล เพื่อให้สามารถใช้งานแบบมัลติมีเดียได้
- อุปกรณ์รับส่งคลื่นสัญญาณวิทยุจะต้องมีขนาดเล็กและใช้กำลังไฟต่ำ เพื่อให้สามารถใส่เข้าไปในอุปกรณ์เคลื่อนย้ายขนาดเล็กได้ เช่น เครื่องโทรศัพท์เคลื่อนที่ โทรศัพท์ไร้สาย หูฟังแบบไร้สาย โน้ตบุ๊ก PDA (Personal Digital Assistant) เป็นต้น และรวมถึงต้องมีราคาถูก

### 1.2.2 แถบความถี่ (License-free band)

การที่จะทำให้ระบบสามารถใช้งานได้ทั่วโลก ดังนั้นย่านแถบความถี่ที่ต้องการจะต้องมีว่างให้ใช้ได้กันทั่วโลก ซึ่งย่านแถบความถี่ที่สอดคล้องกับความต้องการนี้จะอยู่ที่ 2.45 GHz (Industrial-Scientific-Medical (ISM) band ) ซึ่งเริ่มจาก 2,400 – 2,483.5 MHz สำหรับในสหรัฐอเมริกาและยุโรป และสำหรับในญี่ปุ่น เริ่มจาก 2,471 – 2,497 MHz ดังนั้นระบบสามารถใช้ได้ทั่วโลก ถ้าหากว่าอุปกรณ์รับส่งคลื่นวิทยุนั้นครอบคลุมแถบความถี่ระหว่าง 2,400 – 2,483.5 MHz และสามารถเลือกใช้ช่วงความถี่ที่เหมาะสมในแถบความถี่นี้ได้

### 1.2.3 การกระโดดเปลี่ยนความถี่ (Frequency hopping)

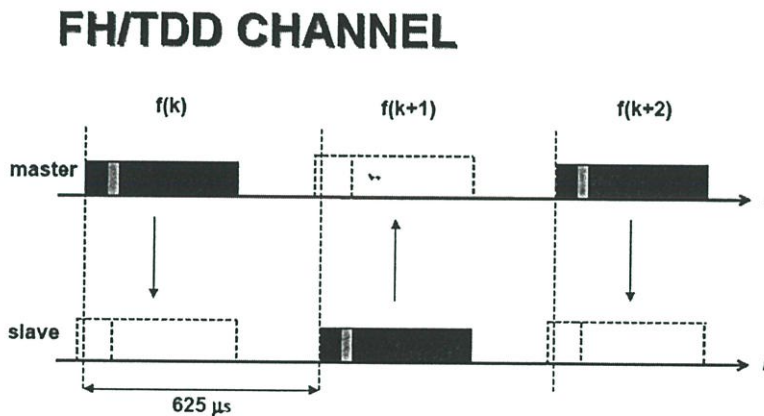
เนื่องจากแถบความถี่ ISM มีการเปิดกว้างให้ใช้ได้ทั่วไปทำให้มีสัญญาณแทรกแซงรบกวน (interference) เกิดขึ้นได้มากมาย ซึ่งมาจากหลายสาเหตุ เช่น โทรศัพท์ไร้สาย เต้าอบไมโครเวฟ เป็นต้น สัญญาณแทรกแซงนี้สามารถถูกเลี่ยงได้ด้วยวิธีการแบบ “Adaptive” ซึ่งจะค้นหาบริเวณของความถี่ที่ไม่มีการใช้งาน หรือจะใช้วิธีการของ Spectrum Spreading [1] ช่วยในการขจัดสัญญาณแทรกแซง ในสหรัฐอเมริกา ได้มีการกำหนดว่า คลื่นวิทยุที่ใช้งานย่านความถี่ ISM 2.45 GHz จะต้องใช้เทคนิค Spectrum Spreading ถ้าหากว่าระดับกำลังส่งสัญญาณมีค่าเกินกว่า 0 dBm

เทคโนโลยีการส่งคลื่นวิทยุของบลูทูธนั้น จะใช้ Spread Spectrum แบบกระโดดเปลี่ยนความถี่ (Frequency-hop (FH) ) เพราะว่าเทคนิคนี้เหมาะสมที่จะใช้กับการส่งคลื่นวิทยุที่มีกำลังส่ง

ต่ำและราคาถูก ระบบ Frequency-hop จะแบ่งความถี่ออกเป็นหลายช่องความถี่ขนาดเล็ก ซึ่งในระหว่างที่มีการเชื่อมโยงช่องสัญญาณเกิดขึ้น อุปกรณ์รับส่งคลื่นวิทยุจะมีการกระโดดเปลี่ยนช่องความถี่ใช้งานในลักษณะที่ไม่แน่นอน (ที่เรียกว่า pseudo-random) ทำให้สามารถหลีกเลี่ยงสัญญาณรบกวนที่เข้ามาแทรกแซงได้ แต่ในบางโอกาสเมื่อไม่สามารถหลีกเลี่ยงได้ วิธีการแก้ไขบิดผิดพลาดของสัญญาณ ก็จะช่วยให้การรับสัญญาณดีขึ้นได้

#### 1.2.4 ช่องสัญญาณ (Channel definition)

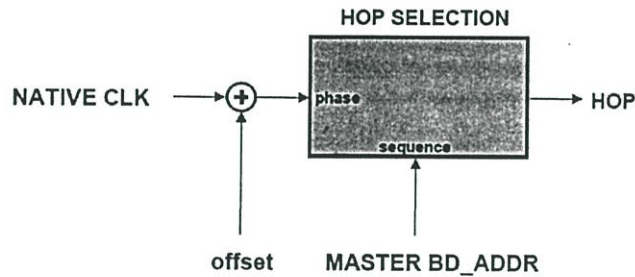
การจัดช่องสัญญาณของบลูทูธนั้น จะใช้วิธีการแบบที่เรียกว่า Frequency-hop/time-division-duplex (FH/TDD) ซึ่งแสดงดังรูปที่ 1.2 ช่องสัญญาณถูกแบ่งทางเวลาออกเป็นช่วงเวลาละ 625us ที่เรียกว่า Slot ซึ่งแต่ละ Slot จะใช้ความถี่ Hop ที่แตกต่างกัน อัตราการกระโดดเปลี่ยนความถี่ (Hop Rate) จะเท่ากับ 1,600 hops/sec แรกเกิด เดียวกันเท่านั้นสามารถถูกส่งต่อ 1 ช่อง Slot ช่อง Slot ที่ทำการส่งและการรับ จะวางเรียงสลับกัน เป็นไปในลักษณะที่เรียกว่า time-division-duplex (TDD)



รูปที่ 1.2 Frequency-hop/time-division-duplex channel

อุปกรณ์จำนวน 2 ยูนิต หรือมากกว่า ที่ใช้ช่องสัญญาณเดียวกันร่วมกัน จะถูกจัดว่าเป็นเครือข่าย พิคเน็ต (Piconet) โดยมียูนิตหนึ่งเป็นตัวแม่ (Master) ที่จะควบคุมทรานซิปิกบนเครือข่ายพิคเน็ต ส่วนยูนิตอื่นๆจะเป็นตัวลูก(Slave) ช่องสัญญาณความถี่ที่จะมีการกระโดดเปลี่ยนไปใช้จะเลือกโดยซีควেন (Sequence) และเฟส ตามในรูปที่ 1.3 ซึ่งซีควเอนถูกกำหนดโดย ลักษณะที่เป็นเอกลักษณ์ของพิคเน็ตตัวแม่ (Piconet Master) ส่วนเฟส จะถูกกำหนดโดยจากสัญญาณนาฬิกาของตัวยูนิตแม่ ซึ่งภายในตัวยูนิตลูก จะสร้าง สัญญาณนาฬิกาขึ้นมา ด้วยการบวกค่า อ็อฟเซต เข้ากับสัญญาณนาฬิกาที่เป็นลบ (Native Clock) ของตนเอง ดังในรูปที่ 1.3 ช่วงเวลาที่จะเกิดการซ้ำกันของซีควเอนจะยาวมาก (มากกว่า 23 ชั่วโมง) และจะถูกกำหนดโดยสัญญาณนาฬิกา ถ้าทุกยูนิตที่ใช้ช่อง

สัญญาณร่วมกันนั้น มีการใช้ทั้งสัญญาณนาฬิกาและลักษณะที่เป็นเอกลักษณ์ของพริโคเน็ทตัวแม่ ที่เหมือนกัน อินพุตไปยังกล่องการเลือกฮ็อพ (Hop-Selection Box) ดังรูปที่ 1.3 นั้น ก็จะทำให้แต่ละยูนิตเลือกใช้ คลื่นฮ็อพ (hop carrier) เหมือนกันและจะซิงโครไนซ์กัน เครื่องข่าย พริโคเน็ท ทุกเครื่องข่ายจะมีการใช้ค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของตัวแม่ ที่แตกต่างกัน ทำให้ช่องสัญญาณของแต่ละเครื่องข่าย พริโคเน็ทถูกแยกจากกัน



รูปที่ 1.3 Hop selection box

ช่องสัญญาณจะประกอบด้วยช่องความถี่ขนาด 1 MHz จำนวนหลายช่องที่วางห่างเท่าๆกัน การมอดูเลตจะเป็นแบบ Gaussian-shaped Frequency Shift Keying (GFSK Modulation) และมี Symbol Rate เท่ากับ 1Mbit/s ในประเทศที่มีแถบความถี่ขนาด 80MHz หรือกว้างกว่า จะมีช่องสัญญาณ ทั้งหมด 79 ช่องสัญญาณ แต่ถ้าเป็นประเทศที่มีแถบความถี่แคบกว่า เช่น ญี่ปุ่น , ฝรั่งเศส และสเปน จะมีแค่ 23 ช่องสัญญาณเท่านั้น ในตารางที่ 1 แสดงค่าพารามิเตอร์ที่เป็นค่ามาตรฐานของบลูทูธ โดยเฉลี่ยแล้ว ลำดับของการกระโดดเปลี่ยนความถี่ (frequency-hop sequence) จะเข้าใช้แต่ละช่องสัญญาณ ด้วยความเป็นไปได้ที่เท่าๆกัน

ตารางที่ 1.1 แสดงค่าพารามิเตอร์ที่เป็นค่ามาตรฐานของบลูทูธ

พารามิเตอร์	ค่า
การมอดูเลตชั้น	GFSK , $h \leq 0.35$
อัตราการส่งข้อมูลสูงสุด	1 Mbit/s
RF แบนด์วิดท์	220KHz(-3dB), 1MHz(-20dB)
ย่านแถบความถี่ใช้งาน	2.4 – 2.48 GHz, ISM band
จำนวนช่องสัญญาณ	23 / 79
ความกว้างแต่ละช่องสัญญาณ	1MHz
กำลังงานของการส่ง	$\leq 20$ dBm

### 1.2.5 ระดับกำลังงาน (Power Classes)

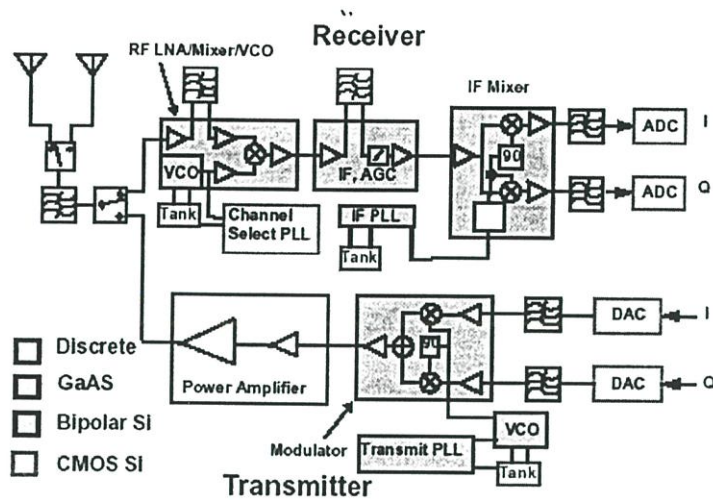
โดยทั่วไป บลูทูธ สามารถแบ่งระดับของกำลังงานที่ส่งออกไปได้ เป็น 3 ระดับ และขึ้นอยู่กับ การประยุกต์ใช้งาน ดังตารางที่ 2

ตารางที่ 1.2 แสดงระดับกำลังงานที่มีความสัมพันธ์ต่อระยะทางและการประยุกต์ใช้งาน

คลาส	กำลังงานเอาต์พุต	ระยะทางที่ส่งได้โดยประมาณ	การประยุกต์ใช้งาน
1	100 mW (20 dBm)	100 เมตร	Access Points , โน้ตบุ๊ก, เซลล์โฟน (Cell phone)
2	2.5 mW (4 dBm)	10 เมตร	พริ้นท์เตอร์, สแกนเนอร์, เครื่องถ่ายเอกสาร แฟกซ์, LCD-โปรเจ็คเตอร์
3	1 mW (0 dBm)	6 เมตร	PDA, คอร์ดเลส (Cordless), เครื่องเล่นซีดี กล้องถ่ายรูปดิจิทัล, หูฟังแบบไร้สาย คีย์บอร์ด, เมาส์

### 1.3 วัตถุประสงค์ในการทำวิทยานิพนธ์

ด้วยเหตุผลที่ว่า “อุปกรณ์รับส่งคลื่นสัญญาณวิทยุจะต้องมีขนาดเล็กและใช้กำลังไฟต่ำ เพื่อให้สามารถใส่เข้าไปในอุปกรณ์เคลื่อนย้ายขนาดเล็กได้และรวมถึงต้องมีราคาถูก” เป็นที่มาของความสนใจที่จะทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ซึ่งหนึ่งในเทคโนโลยีที่มีราคาถูก และเป็นที่น่าสนใจในการพัฒนาอุตสาหกรรมในการออกแบบไอซีในปัจจุบันคือ การใช้ซิลิคอน เทคโนโลยี เนื่องจากเมื่อเปรียบเทียบกับ การใช้เทคโนโลยีอย่างอื่น ๆ เช่น GaAs หรือ SiGe ซึ่งยังคงมีราคาแพงอยู่ พร้อมกันนี้ซิลิคอน เทคโนโลยียังสามารถเข้ากันได้ดีกับระบบที่เป็นส่วนของดิจิทัลได้อีกด้วย และเมื่อพิจารณา บล็อกไดอะแกรมของสถาปัตยกรรมของเครื่องรับส่ง (Transceiver) ดังในรูปที่ 1.4 เห็นได้ว่าใน ส่วนของวงจรขยายกำลังในภาคของเครื่องส่ง (Transmitter) นั้น ยังสามารถพัฒนาให้เป็นการใช้ เทคโนโลยีซิลิคอนได้



รูปที่ 1.4 สถาปัตยกรรมของเครื่องรับส่งแบบซูเปอร์เฮเทอโรไดน์

ดังนั้นในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอการออกแบบวงจรขยายกำลังที่มีประสิทธิภาพที่สูง ที่ใช้ในภาคส่งสำหรับการสื่อสารแบบไร้สายระยะสั้น (บลูทูธ) โดยใช้ซีมอสเทคโนโลยี 0.35 ไมครอนในการออกแบบ และเนื่องจาก ระบบของบลูทูธนั้น ใช้รูปแบบการมอดูเลตแบบ GFSK ซึ่งมีพื้นฐานมาจาก FM มอดูเลชัน การมอดูเลตแบบ FM เป็นการเปลี่ยนแปลงทางความถี่ ขณะที่แอมพลิจูดของสัญญาณนั้นจะคงที่ ดังนั้นจะมีสถานะของกรอบสัญญาณที่คงที่ (constant envelopes) และยอมที่จะให้สามารถใช้ได้กับวงจรขยายกำลังชนิดที่ไม่เป็นเชิงเส้นได้ เช่น วงจรขยายกำลังคลาส ซี ดี อี และเอฟ ซึ่งวงจรขยายกำลังชนิดที่ไม่เป็นเชิงเส้นนี้ จะมีประสิทธิภาพของกำลังงานเอาต์พุตที่สูงกว่าวงจรขยายกำลังชนิดเป็นเชิงเส้น เนื่องจากการทำงานของทรานซิสเตอร์ ไม่ได้ทำงานตลอดเวลา หรือกล่าวคือ ทำงานในลักษณะที่เป็นแบบสวิทช์ซิ่ง โหมด ดังนั้นในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอการออกแบบวงจรขยายกำลังที่มีประสิทธิภาพสูง และใช้แหล่งจ่ายแรงดันต่ำเพียงแหล่งจ่ายแรงดันเดียวเท่านั้น โดยเลือกชนิดของวงจรขยายกำลังชนิดที่ไม่เป็นเชิงเส้นมานำเสนอ ซึ่งจะวงจรรขยายกำลังคลาสอี ในการออกแบบ และรวมถึงการศึกษาการสร้างขดลวดเวียนแบบก้นหอย (spiral inductor) ไว้ในวงจรรวมอีกด้วย โดยในที่นี้จะใช้โปรแกรมที่มีชื่อว่า “ASITIC” สำหรับการออกแบบขดลวดเวียนแบบก้นหอย

#### 1.4 หลักการใหม่ในวิทยานิพนธ์

วิทยานิพนธ์นี้นำเสนอการออกแบบวงจรขยายกำลังในรูปแบบของวงจรรวม (Integrated Circuit) ที่ใช้ในภาคส่งสำหรับบลูทูธ ซึ่งจะประกอบด้วยวงจรขยาย 2 ภาค คือ 1. ภาคขับ (Driver stage) และ 2. ภาคเอาต์พุต (Output stage) โดยภาคเอาต์พุตใช้วงจรขยายกำลังคลาสอี ซึ่งเป็นวงจรประเภทสวิทช์ซิ่ง (switching) ดังนั้นสัญญาณอินพุตที่ป้อนให้แก่วงจรขยายกำลังภาคเอาต์พุตคลาสอี ย่อมต้องการสัญญาณอินพุตที่เป็นลักษณะสัญญาณแบบสี่เหลี่ยม (square waveform) ซึ่งสัญญาณ

แบบสี่เหลี่ยมนี้เหมาะสมที่สุดที่จะใช้จับวงจรประเภทสวิตช์ซึ่ง ดังนั้นในหลักการของการออกแบบแล้ว ต้องออกแบบให้ภาคขับที่รับสัญญาณอินพุตแบบไซน์ มาเปลี่ยนเป็นสัญญาณแบบสี่เหลี่ยมให้ได้ เพื่อไปจับวงจรรขยายภาคเอาต์พุตคลาสอี (สัญญาณอินพุตของวงจรรขยายกำลังก็คือสัญญาณภาคเอาต์พุต ของวงจร VCO ซึ่งเป็นสัญญาณที่ถูกมอดูเลตมาแล้ว และนำมาป้อนให้แก่วงจรรขยายกำลังนั่นเอง เมื่อป้อนสัญญาณอินพุตของ VCO ให้แก่วงจรรขยายแล้ว ทำให้เอาต์พุตของภาคขับมีลักษณะใกล้เคียงกับสัญญาณแบบสี่เหลี่ยมมากที่สุด) ซึ่งข้อเสียของการใช้วงจรอินเวอร์เตอร์เป็นภาคขับ[27] คือ จะสิ้นเปลืองกระแสมาก โดยเฉพาะอย่างยิ่งที่ความถี่สูง คุณสมบัติของวงจรรอินเวอร์เตอร์ ยังขึ้นอยู่กับคุณลักษณะของพีมอสทรานซิสเตอร์อีกด้วย ดังนั้นในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอ การใช้วงจรรขยายคลาสเอฟฮาร์โมนิกส์3 เป็นภาคขับ ซึ่งผลของการเกิดฮาร์โมนิกส์ที่1 และ 3 จะให้สัญญาณของภาคขับมีลักษณะเหมือนเป็นสัญญาณแบบสี่เหลี่ยมนั่นเอง และในส่วนของวงจรรขยายกำลังภาคเอาต์พุตคลาสอี ซึ่งโดยทั่วไปวงจรรขยายกำลังคลาสอี มักใช้รูปแบบของการสวิตช์ เป็นแบบวงจรรขยายแบบซอร์สรวม แต่ในวิทยานิพนธ์นำเสนอการใช้วงจรรขยายคลาสอีในรูปแบบของวงจรรขยายแบบเกทร่วม ซึ่งวงจรรขยายแบบเกทร่วม จะมีผลตอบสนองทางความถี่สูงที่ดีกว่า [35] รวมถึงทำการต่อวงจรคาสโคดเข้าไปเพื่อป้องกันปัญหาในเรื่องการเกิดแรงดันพังทลายและอินพุตอินพีแคนซ์ต่ำของวงจรรขยายแบบเกทร่วม

### 1.5 รายละเอียดของวิทยานิพนธ์

ในวิทยานิพนธ์ ฉบับนี้แบ่งออกเป็นทั้งหมด 6 บท ได้แก่

- บทที่ 1 บทนำกล่าวถึงที่มาและความน่าสนใจของศึกษาและนำมาซึ่งการทำวิจัยในหัวข้อนี้ รวมถึงวัตถุประสงค์ในการทำงานวิจัยเรื่องนี้ ตลอดจนแนวคิด วิธีการ และหลักการที่ใช้
- บทที่ 2 การทำงานของ วงจรรขยายกำลังคลาส ต่างๆ กล่าวถึง ทฤษฎีบทของหลักทำงานของวงจรรขยายกำลังคลาส ต่างๆ เช่น วงจรรขยายคลาส เอ บี เอ็ม ซี ดี อี และ เอฟ รวมถึงผลกระทบต่างๆที่จะมีผลต่อวงจรรขยายกำลังเช่น ผลกระทบจากแรงดันอิมพัลส์เริ่มต้น เป็นต้น
- บทที่ 3 อินคัลเตอร์บนวงจรรวม กล่าวถึง ตั้งแต่ทฤษฎีบทของตัวเหนี่ยวนำ จนกลายมาเป็นแบบจำลองของขดลวดเวียนแบบก้นหอยและขดลวดแบบบอรวาย ที่มีใช้อยู่ในวงจรรวม และรวมถึงผลกระทบต่างๆที่มีต่อขดลวดเวียนแบบก้นหอย
- บทที่ 4 การออกแบบวงจรรขยายกำลังคลาสอี กล่าวถึง ขั้นตอนการออกแบบวงจร โดยทั้งหมด ซึ่งเริ่มจาก การออกแบบวงจรรขยายกำลังคลาสอีภาคเอาต์พุต จนถึงวงจรรขยายภาคขับและรวมถึงการออกแบบขดลวดเวียนแบบก้นหอย โดยใช้โปรแกรม “ASITIC” พร้อมทั้งผลของการจำลองการทำงานของวงจรทั้งหมด
- บทที่ 5 กล่าวถึง การออกแบบวงจรรขยายกำลังขึ้นกายภาพ (Layout )
- บทที่ 6 กล่าวถึง บทสรุปและข้อเสนอแนะในการทำวิจัยเพื่อพัฒนาต่อ

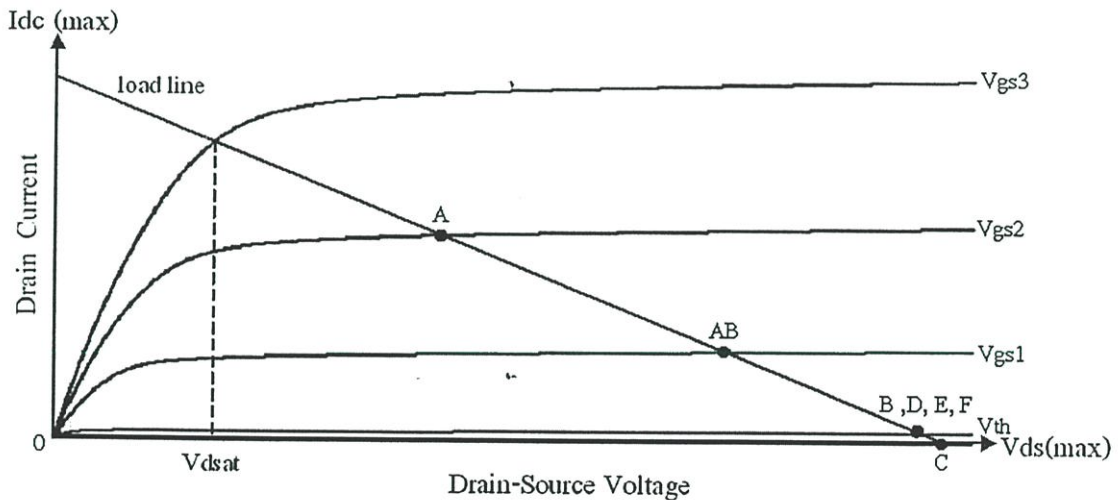
## บทที่ 2

### วงจรรขยายกำลัง (Power Amplifier)

#### 2.1 บทนำ (Introduction)

ในการแบ่งวงจรรขยายกำลังออกเป็นประเภทหรือคลาสต่างๆ(classes) สามารถทำได้โดยการกำหนดจุดทำงานให้กับวงจร ซึ่งวงจรรขยายกำลังคลาสต่างๆ ยังมีคุณสมบัติบางประการที่แตกต่างกัน เช่น ความเป็นเชิงเส้น ประสิทธิภาพ และอัตราขยายกำลัง เป็นต้น

สิ่งหนึ่งที่มีความสำคัญต่อวงจรรขยายกำลัง คือ เส้น โหลด (load line) ซึ่งเส้น โหลดยังถือเป็นการกำหนดจุดทำงานให้กับวงจรรวมถึงเป็นการบ่งบอกถึงการกำหนดประเภทให้กับวงจรรขยายกำลังภายในตัวอีกด้วยซึ่งแสดงได้ ดังรูปที่ 2.1 วิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะขอกล่าวถึงวงจรรขยายกำลังคลาส เอ เอบี บี ซี ดี อี และเอฟ เท่านั้น เนื่องจากคลาสเหล่านี้มีการนำมาใช้งานอย่างแพร่หลายและอธิบายหลักการทำงานของวงจรรขยายเหล่านี้ด้วยมอสทรานซิสเตอร์ทั้งหมด



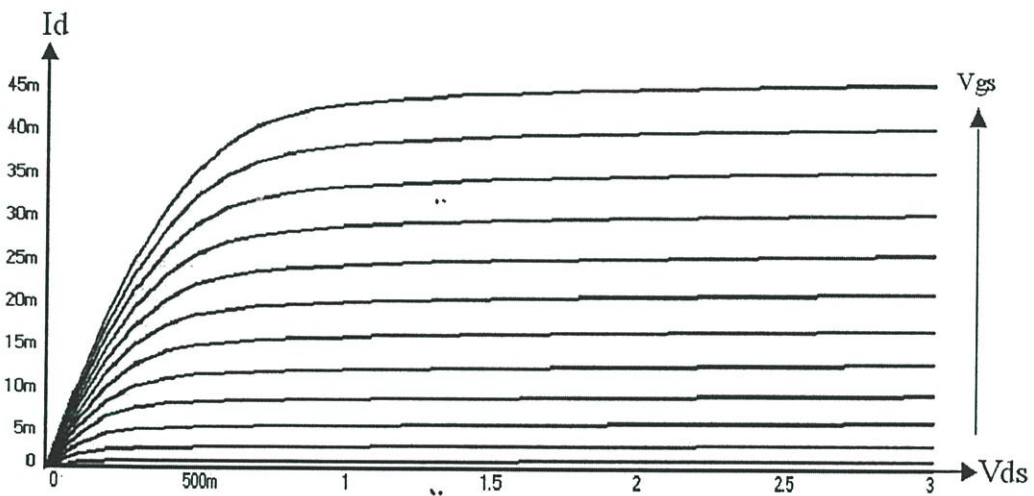
รูปที่ 2.1 เส้น โหลดแสดงการกำหนดจุดทำงานให้กับวงจรรขยายประเภทต่างๆ

จากรูปที่ 2.1 เห็นได้ว่าแรงดันที่น้อยที่สุดที่ทำให้ทรานซิสเตอร์เริ่มเข้าสู่ในย่านอิ่มตัว(Saturation region)ในที่นี้ คือแรงดันอิ่มตัวเริ่มต้นหรือแรงดัน “ $V_{dsat}$ ” ซึ่งแรงดันอิ่มตัวเริ่มต้นจะมีผลกระทบอย่างมากต่อประสิทธิภาพที่ได้จากวงจรรขยายคลาส เอ บี เอบี และซี เนื่องจากวงจรรขยายคลาสเหล่านี้

ทรานซิสเตอร์ทำงานในย่านอิ่มตัว แม้ว่าจะได้รับการไบแอสที่แตกต่างกัน ซึ่งผลกระทบของแรงดันอิ่มตัวจะอธิบายในหัวข้อถัดไป

## 2.2 ผลกระทบของแรงดันอิ่มตัวเริ่มต้น (Knee effect)

เนื่องจากพฤติกรรมของกระแสเดรนของมอสทรานซิสเตอร์ ไม่ได้ขึ้นอยู่กับ แรงดันควบคุมที่ขาเกตเพียงอย่างเดียว แต่ยังขึ้นอยู่กับแรงดันที่ขาเดรนด้วย ดังนั้นผลกระทบของแรงดันอิ่มตัวเริ่มต้น ( $V_{dsat}$ ) หรือบางครั้งเรียกว่า “Knee Voltage” จะอธิบายได้กับวงจรรขยายคลาส เอ-ซี เท่านั้น เพราะทรานซิสเตอร์ทำงานในย่านอิ่มตัวเท่านั้น ยังไม่ได้ทำงานหรือเข้าสู่ในย่านไตรโอด ส่วนวงจรรขยายประเภทสวิตช์ซึ่งเช่น คลาสดี อี และเอฟ เราไม่สามารถอธิบายถึงผลกระทบจากแรงดันอิ่มตัวเริ่มต้นได้ เนื่องจากทรานซิสเตอร์ทำงานในย่านไตรโอดไม่ได้ทำงานในย่านอิ่มตัว ดังนั้นสำหรับวงจรรประเภทสวิตช์ซึ่ง มักจะอธิบายด้วยสภาวะของทรานซิสเตอร์เมื่อทำหน้าที่เสมือนเป็นความต้านทาน ( $R_{on}$ ) เป็นหลัก

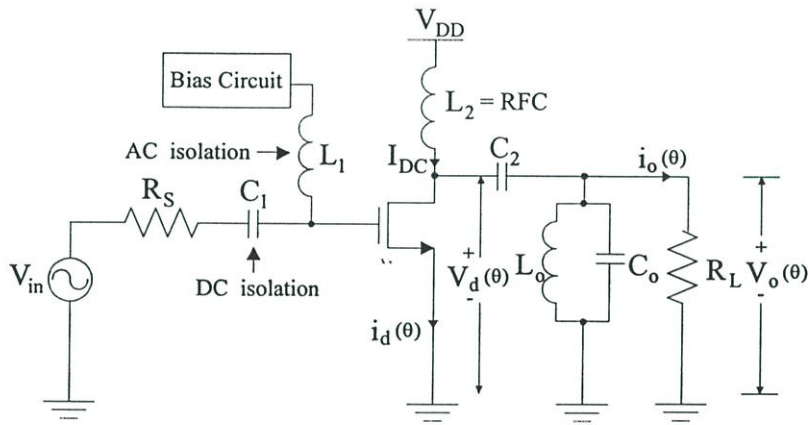


รูปที่ 2.2 คุณลักษณะความสัมพันธ์ของกระแส-แรงดันของมอสทรานซิสเตอร์

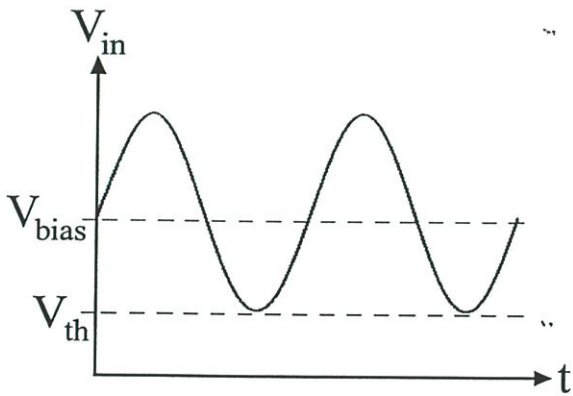
## 2.3 วงจรรขยายคลาสเอ (Class A Amplifier)

วงจรรขยายคลาส เอ ทรานซิสเตอร์ทำงานในย่านอิ่มตัว (Saturation region) อยู่ตลอดเวลา กล่าวคือ มีมุมนำกระแสเป็น  $2\theta$  หรือเท่ากับ  $360^\circ$  วงจรรขยายคลาสเอ ยังเป็นวงจรรขยายกำลังที่มีความเป็นเชิงเส้นมากที่สุดแต่ก็มีประสิทธิภาพต่ำที่สุด กล่าวคือในทางทฤษฎีแล้วมีประสิทธิภาพที่มากที่สุดอยู่ที่ 50% วงจรรขยายคลาสเอ อย่างง่ายประกอบด้วยทรานซิสเตอร์เพียงตัวเดียว ซึ่งตัวเก็บประจุ  $C_1$  และ  $C_2$  ทำ

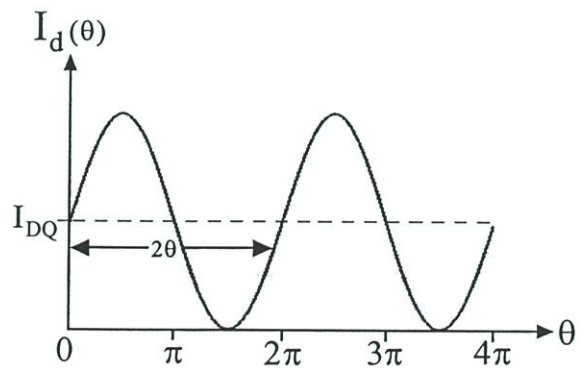
หน้าที่ป้องกันการไหลผ่านของสัญญาณทางดีซี ส่วนอินดักเตอร์  $L_1$  และ  $L_2$  ทำหน้าที่ป้องกันการไหลผ่านของสัญญาณทางเอซี ขณะที่วงจรเรโซแนนซ์ ( $L_o - C_o$ ) นั้นไม่จำเป็น ทั้งนี้เพราะกระแสเดรนที่ไหลไปยังโหลดเป็นสัญญาณไซน์ที่นำกระแสอยู่ตลอดเวลาไม่จำเป็นต้องอาศัยวงจรเรโซแนนซ์ในการจูนให้เกิดแรงดันเอาต์พุต แต่อย่างไรก็ตามในทางปฏิบัติแล้ววงจรเรโซแนนซ์ยังมีความจำเป็นเพราะต้องใช้เป็นวงจรกรองฮาร์มอนิกส์ที่เอาต์พุตออก ซึ่งวงจรถ่ายคลาสเอ อย่างง่าย แสดงดังรูปที่ 2.3 (ก) ขณะที่รูป 2.3 (ข) และ รูปที่ 2.3 (ค) แสดงการไบอัสและมูมนำกระแสในคลาสเอ ตามลำดับ



(ก)



(ข)



(ค)

รูปที่ 2.3 (ก) วงจรขยายคลาสเอ อย่างง่าย

(ข) การไบอัสในวงจรขยายคลาสเอ

(ค) มูมนำกระแสในวงจรขยายคลาสเอ

จากรูปที่ 2.1 คลาสเอ นั้น แรงดันที่เกต ( $V_{gs}$ ) ของทรานซิสเตอร์จะถูกไบอัสไว้ที่จุดกึ่งกลางของเส้น โหลด ดังนั้นทรานซิสเตอร์จะอยู่ในย่านอิมิตัวและทำงานอยู่ตลอดเวลา ดังนั้นพฤติกรรมของทรานซิสเตอร์ ก็จะทำหน้าที่เหมือนแหล่งจ่ายกระแสคงที่ ดังนั้นการกำหนดแรงดันไบอัสที่ขาเกตค่าๆหนึ่ง ดังรูปที่ 2.3 (ข) ซึ่งให้มีค่ามากกว่าแรงดันขีดเริ่ม ( $V_{th}$ ) และต้องทำให้ทรานซิสเตอร์ทำงานอยู่ตลอดเวลา เป็นผลให้กระแสเดรน(drain current) เกิดขึ้นและมีอยู่ตลอดเวลา แม้ว่าจะไม่มีสัญญาณอินพุตเข้ามาก็ตาม ดังนั้นความสัมพันธ์ของสมการกระแสเดรนที่เขียนอยู่ในรูปฟังก์ชันของมุมนำกระแส สามารถเขียนได้เป็น

$$i_d(\theta) = I_{DC} - i_o(\theta) \quad (2.1)$$

ที่ซึ่ง  $\theta = \omega t = 2\pi f$  คือมุมนำกระแสของทรานซิสเตอร์

และเมื่อ  $I_{DC} = I_{DQ}$  คือ กระแสสงบที่มีค่าคงที่อยู่ค่าๆหนึ่งที่ถูกดึงลงมาจากแหล่งจ่ายแรงดัน ซึ่งเกิดจากการไบอัสแรงดันที่ขาเกตและขาเดรน ดังนั้น  $i_o(\theta)$  คือ กระแสที่เอาต์พุตซึ่งได้จากทรานซิสเตอร์และเป็นสัญญาณไซน์แบบเต็มรูปคลื่นและถูกกำหนดให้กระแสเอาต์พุต  $i_o(\theta)$  มีค่าเป็น

$$i_o(\theta) = I_o \sin(\theta) \quad (2.2)$$

แทนค่าในสมการที่ (2.1) จะได้ว่า

$$i_d(\theta) = I_{DC} - I_o \sin(\theta) \quad (2.3)$$

และแรงดันที่เดรน สามารถเขียนอยู่ในรูปแบบของฟังก์ชันของมุมนำกระแสได้เป็น

$$V_d(\theta) = V_{DD} + V_o \sin(\theta) = V_{DD} + R_L I_o \sin(\theta) \quad (2.4)$$

สำหรับวงจรขยายคลาสเอ ทรานซิสเตอร์ทำงานอยู่ในย่านอิมิตัวอยู่ตลอดเวลา ซึ่งมีมุมนำกระแส ตั้งแต่  $[0-2\pi]$  ดังนั้น สามารถหาค่ากำลังงานเฉลี่ยที่เอาต์พุตได้ คือ

$$\begin{aligned}
 P_{\text{out}} &= \frac{1}{2} \cdot R_L (I_o \sin(\theta))^2 \\
 &= \frac{1}{2} \cdot R_L \left[ \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} (I_o \sin(\theta))^2 d\theta \right] \\
 &= \frac{I_o^2 R_L}{2} \\
 &= \frac{V_o^2}{2R_L} \tag{2.5}
 \end{aligned}$$

และกำลังงานเฉลี่ยที่ถูกดันลงมาจากแหล่งจ่ายแรงดัน สามารถหาได้จาก

$$\begin{aligned}
 P_s &= V_{DD} \cdot i_d(\theta) \\
 &= V_{DD} \cdot \left[ \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} (I_{DC} - I_o \sin(\theta)) d\theta \right] \\
 &= V_{DD} \cdot I_{DC} \tag{2.6}
 \end{aligned}$$

ซึ่งในทางทฤษฎีประสิทธิภาพที่มากที่สุด ( $\eta_{\text{max}}$ ) เกิดขึ้นเมื่อ  $I_o = I_{DC}$  ,  $V_o = V_{DD}$  และ  $I_o = \frac{V_{DD}}{R_L}$   
 ดังนั้น ประสิทธิภาพ ( $\eta$ ) คือ อัตราส่วนระหว่างกำลังงานเอาต์พุตหารด้วยกำลังงานที่ถูกดึงจากแหล่งจ่ายแรงดัน นั่นคือ

$$\eta_{\text{max}} = \frac{P_{\text{out}}}{P_s} = \frac{I_o^2 R_L}{2V_{DD} \cdot I_{DC}} = \frac{1}{2} \tag{2.7}$$

และทางปฏิบัติแล้ว ผลกระทบจากแรงดันอิมพัลส์เริ่มต้นในหัวข้อยก่กล่าวมา เป็นผลทำให้ประสิทธิภาพของกำลังงานเอาต์พุตลดลง นั่นคือจากสมการที่ (2.5) เขียนได้ใหม่เป็น

$$P_{out} = \frac{(V_{DD} - V_{dsat})^2}{2R_L} \quad (2.8)$$

ขณะที่กระแสเอาต์พุต สามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$I_o = \frac{V_{DD} - V_{dsat}}{R_L} \quad (2.9)$$

และจากสมการที่ (2.6) ทำให้กำลังงานเฉลี่ยของที่ถูกดันลงมาจากแหล่งจ่ายแรงดันเขียนใหม่ได้เป็น

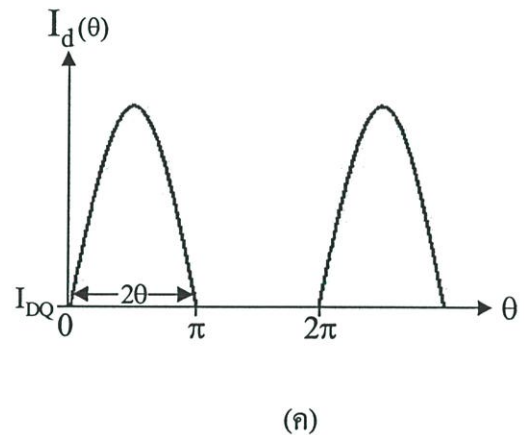
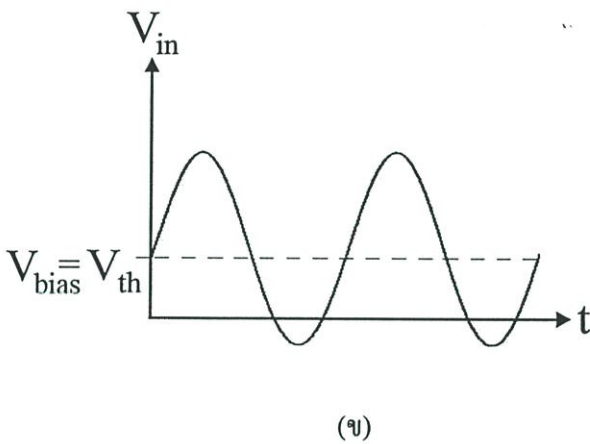
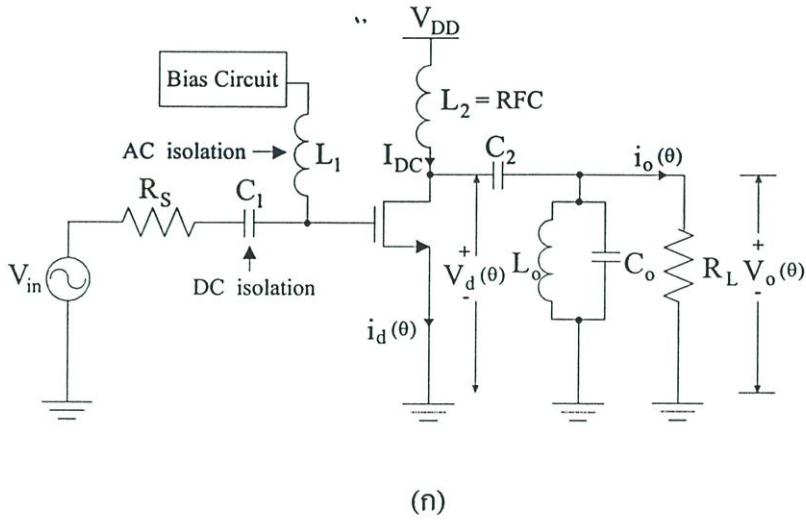
$$P_s = \frac{V_{DD}(V_{DD} - V_{dsat})}{R_L} \quad (2.10)$$

แทนค่าสมการที่(2.8) และ (2.10) ลงในสมการที่ (2.7) ใหม่อีกครั้ง ซึ่งจะได้ว่า ประสิทธิภาพในทางปฏิบัติของวงจรรขยายคลาสเอ คือ

$$\therefore \eta = \frac{1}{2} \left( 1 - \frac{V_{dsat}}{V_{dc}} \right) \leq \frac{1}{2}$$

## 2.4 วงจรรขยายคลาสบี (Class B Amplifier)

วงจรรขยายคลาสบี ทรานซิสเตอร์ทำงานสลับกันอยู่ในย่านคัทออฟ และอิมิตัว เนื่องจากทรานซิสเตอร์ทำงานเป็นช่วงๆ ตามจังหวะของสัญญาณอินพุตที่เข้ามา โดยการไบอัสที่ขาเกตจะอยู่ที่ระดับแรงดันเป็นศูนย์ โวลต์ ถึง ระดับแรงดันขีดเริ่ม (  $V_{th}$  ) แต่โดยทางปฏิบัติแล้วเรานิยามให้แรงดันขีดเริ่มเป็นเส้นแบ่งช่วงการทำงานระหว่างย่านคัทออฟ และย่านอิมิตัว กล่าวคือ ถ้าแรงดันอินพุตมากกว่าแรงดันขีดเริ่ม มอสทรานซิสเตอร์เริ่มนำกระแสและทำงานในย่านอิมิตัว แต่ถ้าแรงดันอินพุตน้อยกว่าแรงดันขีดเริ่มมอสทรานซิสเตอร์ไม่ทำงาน(คัทออฟ) ดังนั้นถ้ากำหนดให้แรงดันขีดเริ่มเป็นระดับเส้นอ้างอิง จะได้ว่ามุมนำกระแสของวงจรรขยายคลาสบี อยู่ที่  $[0 - \pi]$  ซึ่งวงจรรขยายคลาสบี อย่างง่ายที่ใช้ทรานซิสเตอร์ตัวเดียว แสดงดังรูปที่ 2.4 (ก) ขณะที่รูป 2.4 (ข) และ รูปที่ 2.4 (ค) แสดงการไบอัส และ มุมนำกระแสในคลาสบี ตามลำดับ



รูปที่ 2.4 (ก) วงจรขยายคลาสบีที่ใช้ทรานซิสเตอร์ตัวเดียว (ข) การไบอัสในวงจรถยขยายคลาสบี (ค) มุมนำกระแสในวงจรถยขยายคลาสบี

สำหรับวงจรถยขยายคลาสบี เมื่อทรานซิสเตอร์ทำงาน กระแสเดรนจะไหลผ่านเฉพาะเพียงช่วงเดียวของสัญญาณอินพุตและมีมุมนำกระแส  $2\theta = 180^\circ$  ดังรูปที่ 2.4(ค) ซึ่งเป็นเหตุให้สัญญาณกระแสที่เอาต์พุตจะมีลักษณะเป็นสัญญาณแบบครึ่งคลื่น (half-wave sinusoidal) ดังนั้นวงจรเรโซแนนซ์แบบขนานในวงจรถยขยายคลาสบีที่ใช้ทรานซิสเตอร์ตัวเดียว ยังเป็นสิ่งที่จำเป็นที่จะต้องใช้สำหรับการจูนแรงดันที่เอาต์พุตให้ออกมาเป็นสัญญาณไซน์แบบเต็มคลื่น ซึ่งผลของการเกิดเรโซแนนซ์นั้น จะทำให้สามารถกรองทุกฮาร์โมนิกส์ของกระแสเดรนออกได้จนจลจนจรวานต์ และจะมีเพียงกระแสเดรนที่ความถี่มูล

ฐาน (the fundamental drain current) เท่านั้นที่ไหลไปยังโหลด โดยการวิเคราะห์สมการเช่นเดียวกับวงจรขยายคลาสเอ แต่ทรานซิสเตอร์ทำงานอยู่ในช่วงของมุมนำกระแสตั้งแต่  $[0 - \pi]$  และจากสมการที่ (2.1) - (2.3) พบว่าการไบอัสไว้ที่ระดับแรงดันขีดเริ่มนั้น ทำให้มีค่าของกระแสสงบค่าๆหนึ่งซึ่งมีค่าน้อยมากเมื่อเทียบกับคลาสเอ ดังนั้นเราจะอนุโลมและประมาณได้ว่าการกำหนดการไบอัสไว้ที่ระดับแรงดันขีดเริ่มนั้นจะทำให้กระแสสงบมีค่าเป็นศูนย์ ซึ่งจะได้ว่าสมการของกระแสเอาต์พุต คือ

$$i_d(\theta) = I_o \sin(\theta) \quad (2.11)$$

สำหรับวงจรขยายคลาสบี ทรานซิสเตอร์ทำงานอยู่ในย่านอิมิตัวและคัทออฟเท่านั้นสลับกันทำงานอยู่ในช่วงของมุมนำกระแส ตั้งแต่  $[0 - \pi]$  ดังนั้นสามารถหาค่ากำลังงานเฉลี่ยที่เอาต์พุตได้ คือ

$$\begin{aligned} P_{\text{out}} &= \frac{1}{2} \cdot R_L (I_o \sin(\theta))^2 \\ &= \frac{1}{2} \cdot R_L \left[ \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} (I_o \sin(\theta))^2 d\theta \right] \\ &= \frac{I_o^2 R_L}{4} \end{aligned} \quad (2.12)$$

และกำลังงานเฉลี่ยที่ถูกดันลงมาจากแหล่งจ่ายแรงดัน คือ

$$\begin{aligned} P_s &= V_{DD} \cdot i_d(\theta) \\ &= V_{DD} \cdot \left[ \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} (I_o \sin(\theta)) d\theta \right] \\ &= \frac{V_{DD} \cdot I_{DC}}{\pi} \end{aligned} \quad (2.13)$$

ซึ่งในทางทฤษฎีประสิทธิภาพที่มากที่สุด ( $\eta_{\max}$ ) เกิดขึ้นเมื่อ  $I_o = I_{DC}$  ,  $V_o = V_{DD}$  และ  $I_o = \frac{V_{DD}}{R_L}$

นั่นคือ

$$\eta_{\max} = \frac{P_{out}}{P_s} = \frac{I_o R_L}{4} \cdot \frac{\pi}{V_{DD}} = 0.785 \quad (2.14)$$

และทางปฏิบัติแล้วผลกระทบจากแรงดันอิมิตัวเริ่มต้น ทำให้ประสิทธิภาพของกำลังงานเอาต์พุตลดลง เพราะฉะนั้นจากสมการที่ (2.9) แทนลงในสมการที่ (2.12) และ (2.13) ดังนั้นกำลังงานเอาต์พุตเขียนใหม่ได้เป็น

$$P_{out} = \frac{(V_{DD} - V_{dsat})^2}{4R_L} \quad (2.15)$$

และกำลังงานเฉลี่ยของที่ถูกดันลงมาจากแหล่งจ่ายแรงดันเขียนใหม่ได้เป็น

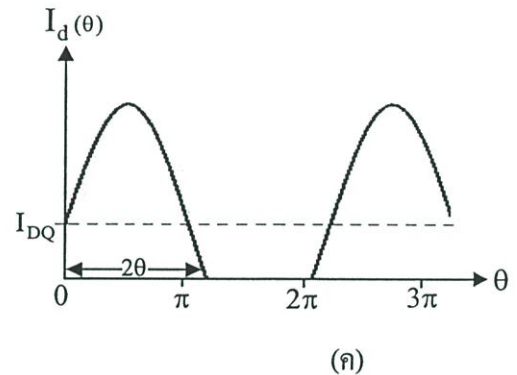
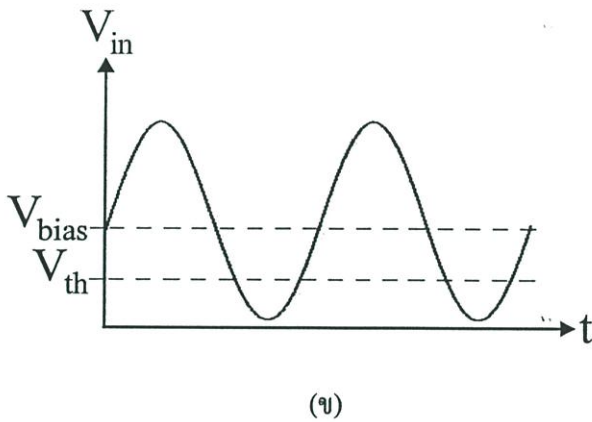
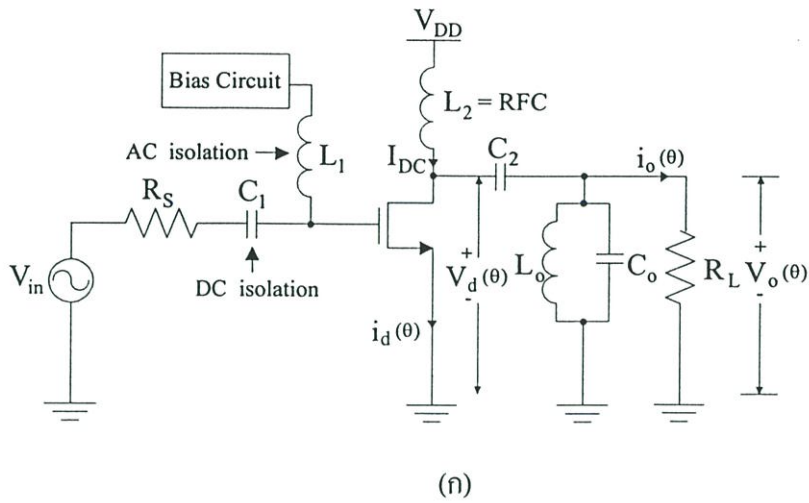
$$P_s = \frac{V_{DD}(V_{DD} - V_{dsat})}{\pi \cdot R_L} \quad (2.16)$$

ดังนั้นประสิทธิภาพในทางปฏิบัติของวงจรขยายคลาสบี คือ

$$\therefore \eta = \frac{V_{DD} - V_{dsat}}{V_{DD}} \cdot \frac{\pi}{4} \leq 0.785 \quad (2.17)$$

## 2.5 วงจรขยายคลาสเอบี (Class AB Amplifier)

วงจรขยายคลาสเอบี ทรานซิสเตอร์ถูกไบอัสไว้เหนือกว่าแรงดันขีดเริ่ม ซึ่งทำให้มีมุมนำกระแสมากกว่าครึ่งไซเคิล กล่าวคือมีมุมนำกระแสมากกว่า  $180^\circ$  แต่น้อยกว่า  $360^\circ$  นั่นคือ  $180^\circ \leq 2\theta < 360^\circ$  ดังนั้นประสิทธิภาพที่มากที่สุดในทางทฤษฎีอยู่ระหว่าง 50% - 78.5% ขึ้นอยู่กับมุมนำกระแส ทั้งนี้ระดับเส้นแบ่งการทำงานระหว่างการทำงานในย่านคัทออฟและย่านอิมิตัว ยังคงใช้ค่าของแรงดันขีดเริ่มเช่นเดียวกับในคลาสบีที่ได้กล่าวไปแล้ว ซึ่งวงจรขยายคลาสเอบี อย่างง่ายที่ใช้ทรานซิสเตอร์ตัวเดียว แสดงดังรูปที่ 2.5 (ก) ขณะที่รูป 2.5 (ข) และ รูปที่ 2.5 (ค) แสดงการไบอัส และมุมนำกระแสในคลาสบี ตามลำดับ



รูปที่ 2.5 (ก) วงจรขยายคลาสเอบีที่ใช้ทรานซิสเตอร์ตัวเดียว (ข) การไบอัสในวงจรถ่ายขยายคลาสเอบี (ค) มุมนำกระแสในวงจรถ่ายขยายคลาสเอบี

ในกรณีของวงจรถ่ายขยายคลาสเอบี การทำงานของทรานซิสเตอร์ยังคงทำงานเช่นเดียวกับวงจรถ่ายขยายคลาสบีทุกประการ กล่าวคือ ทรานซิสเตอร์ยังคงสลับกันทำงานอยู่ในย่านคัทออฟและอิมิต์ว ตามลักษณะของสัญญาณอินพุตที่เข้ามา แต่จะต่างกันเพียงคือขณะเมื่อไม่มีสัญญาณอินพุตเข้ามา ทรานซิสเตอร์ก็จะมีกระแสคงค่าคงที่อยู่ค่าหนึ่ง เช่นเดียวกับวงจรถ่ายขยายคลาสเอ แต่ค่าของกระแสคงนั้นมีค่าที่น้อยกว่ามาก เมื่อเทียบกับวงจรถ่ายขยายคลาสเอ ส่วนกระแสตรงยังคงไหลผ่านเฉพาะเพียงช่วงเดียวของสัญญาณอินพุตที่เป็นเฟสบวก ดังในรูปที่ 2.5(ค) และส่วนของวงจรรเรโซแนนซ์ที่เอาต์พุตยังคงมีความจำเป็นอยู่อย่างเช่นที่อธิบายไปแล้ว

และพบว่าการไบอัสแรงดันที่ขาเกตในคลาสเอบีไว้ที่ระดับเหนือกว่าแรงดันขีดเริ่มนั้นทำให้มีค่ากระแสลบค่าๆหนึ่ง ซึ่งจะละเอียดไม่ได้และไม่ได้มีค่าเป็นศูนย์ ดังนั้นสามารถเขียนความสัมพันธ์ของกระแสตรงที่อยู่ในรูปฟังก์ชันของมุมนำกระแสได้เป็นตามสมการที่(2.3) คือ  $i_d(\theta) = I_{DC} - I_o \sin(\theta)$  และทรานซิสเตอร์ยังคงสลับกันทำงานอยู่ในช่วงของมุมนำกระแสตั้งแต่  $[0 - (\pi + \theta)]$  ซึ่งสามารถหาค่าพลังงานเฉลี่ยที่เอาต์พุตได้ คือ

$$\begin{aligned} P_{out} &= \frac{1}{2} \cdot R_L (I_o \sin(\theta))^2 \\ &= \frac{1}{2} \cdot R_L \left[ \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi+\theta} (I_o \sin(\theta))^2 d\theta \right] \end{aligned} \quad (2.18)$$

และกำลังงานเฉลี่ยที่ถูกดันลงมาจากแหล่งจ่ายแรงดัน คือ

$$\begin{aligned} P_s &= V_{DD} \cdot i_d(\theta) \\ &= V_{DD} \cdot \left[ \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi+\theta} (I_{DC} - I_o \sin(\theta)) d\theta \right] \end{aligned} \quad (2.19)$$

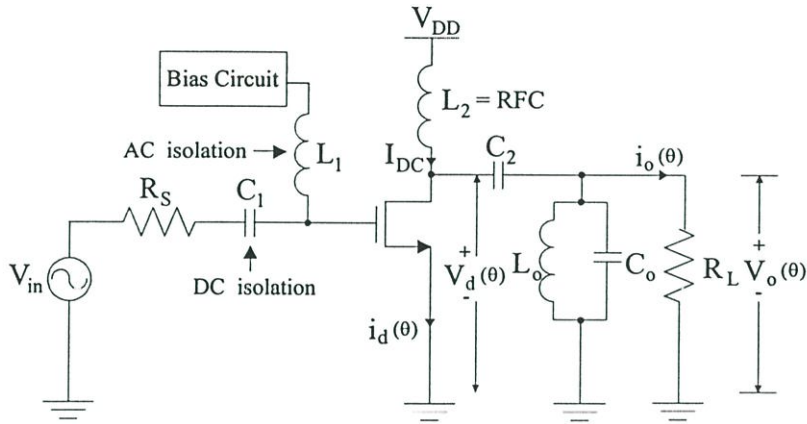
ที่ซึ่ง  $(\pi + \theta) < 2\pi$  ทั้งในสมการที่ (2.18) และ (2.19) ดังนั้นประสิทธิภาพ คือ

$$\eta_{max} = \frac{P_{out}}{P_s} \dots, \quad 0.5 \leq \eta_{max} \leq 0.785 \quad (2.20)$$

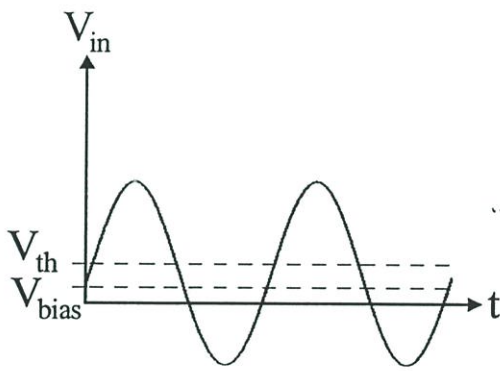
## 2.6 วงจรขยายคลาสซี ( Class C Amplifier )

วงจรขยายคลาสซี ทรานซิสเตอร์ถูกไบอัสไว้ต่ำกว่าแรงดันขีดเริ่ม ซึ่งจะทำให้มุมนำกระแสสั้นน้อยกว่าครึ่งไซเคิล กล่าวคือ มุมนำกระแสน้อยกว่า  $180^\circ$  นั่นคือ  $2\theta < 180^\circ$  หรือ  $\theta < 90^\circ$  โดยทั่วไปคลาสซีจัดว่าเป็นวงจรขยายกำลังที่ไม่เป็นเชิงเส้น (nonlinear power amplifier) วงจรเรโซแนนซ์ LC แบบขนานที่เอาต์พุตใช้จูนเพื่อให้ได้ความถี่เรโซแนนซ์เท่ากับความถี่ของสัญญาณอินพุต ดังนั้นวงจรเรโซแนนซ์ทำหน้าที่เป็นวงจรกรองแถบความถี่ผ่านคั้งเช่นที่อธิบายไปแล้ว ซึ่งทำให้แรงดันเอาต์พุตแปรผันโดยตรงกับแอมพลิจูดขององค์ประกอบหลักของรูปคลื่นสัญญาณ ซึ่งวงจรขยายคลาสซีอย่างง่ายที่ใช้

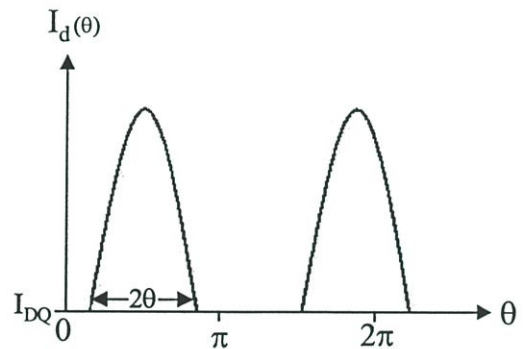
ทรานซิสเตอร์ตัวเดียว แสดงดังรูปที่ 2.6 (ก) ขณะที่รูป 2.6 (ข) และ รูปที่ 2.6 (ค) แสดงการไบอัส และ มุมนำกระแสในคลาสซี ตามลำดับ



(ก)



(ข)



(ค)

รูปที่ 2.6 (ก) วงจรขยายคลาสซีที่ใช้ทรานซิสเตอร์ตัวเดียว (ข) การไบอัสในวงจขยายคลาสซี (ค) มุมนำกระแสในวงจขยายคลาสซี

การทำงานของวงจขยายคลาสซี ทรานซิสเตอร์ยังคงสลับกันทำงานอยู่ในย่านคัทออฟและอิมตัว เหมือนกันกับในกรณีของคลาสบีและเอบี แต่จะมีมุมนำกระแสที่น้อยกว่า เนื่องจากได้รับการไบอัสที่ต่ำกว่านั่นเอง ดังนั้นจากสมการที่(2.3) สามารถพิจารณาความสัมพันธ์ของสมการกระแสครนที่อยู่ในรูป ฟังก์ชันของมุมนำกระแส [2] คือ

$$i_d(\theta) = \begin{cases} I_{DC} - I_o \sin(\theta) & , I_{DC} - I_o \sin(\theta) \geq 0 \\ 0 & , I_{DC} - I_o \sin(\theta) \leq 0 \end{cases} \quad (2.21)$$

เมื่อพิจารณาถึงประสิทธิภาพที่มากที่สุดในทางทฤษฎี ดังนั้นสมการที่(2.21) เขียนใหม่ได้เป็น

$$i_d(\theta) = \begin{cases} I_{DQ} - I_{DD} \sin(\theta) & , I_{DQ} - I_{DD} \sin(\theta) \geq 0 \\ 0 & , I_{DQ} - I_{DD} \sin(\theta) \leq 0 \end{cases} \quad (2.22)$$

ที่ซึ่ง  $I_o = I_{DD}$  และ  $I_{DQ} = I_{DC}$

และจากสมการที่(2.22) สังเกตได้ว่า ในเงื่อนไขที่ทรานซิสเตอร์เริ่มทำงาน  $I_{DC} - I_{DD} \sin(\theta) \geq 0$  นั้นมีค่าเป็นบวก จะพบว่า  $I_{DC} \geq -I_{DD} \sin(\theta)$  ซึ่งมีค่าเป็นลบ และสมการในรูปของมุมนำกระแสเขียนได้คือ

$$I_{DQ} = -I_{DD} \cos \gamma \quad (2.23)$$

ที่ซึ่ง

$$\gamma = \begin{cases} 0 & , I_{DD} + I_{DQ} < 0 \\ \pi & , I_{DQ} - I_{DD} > 0 \\ \arccos\left(-\frac{I_{DQ}}{I_{DD}}\right) & , \text{otherwise} \end{cases} \quad (2.24)$$

สังเกตว่าในสมการที่(2.23) จะได้ว่า สำหรับคลาสเอ ( $\gamma = \pi$ ) และคลาสบี ( $\gamma = \frac{\pi}{2}$ ) ขณะที่คลาสซี ( $\gamma < \frac{\pi}{2}$ ) ดังนั้นกระแสครนเฉลี่ย( $I_{DC}$ ) ที่ถูกดึงลงมาจากแหล่งจ่ายแรงดันคือ

$$I_{DC} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_d(\theta) d\theta \quad (2.25)$$

ที่ซึ่งทรานซิสเตอร์ทำงานอยู่ในย่านอิมิตัวและอยู่ช่วงเวลาระหว่าง  $\frac{\pi}{2} + \gamma < \theta < \frac{\pi}{2} - \gamma$  ของไซเคิล ดังนั้นเขียนสมการที่(2.25)ใหม่ได้เป็น

$$\begin{aligned}
 I_{DC} &= \frac{1}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{2}-\gamma}^{\frac{\pi}{2}+\gamma} i_D(\theta) d\theta \\
 &= \frac{1}{\pi} (I_{DQ}\gamma + I_{DD} \sin \gamma)
 \end{aligned} \tag{2.26}$$

แทนค่าสมการที่ (2.23) ในสมการที่ (2.26)

$$\therefore I_{DC} = \frac{I_{DD}}{\pi} (\sin \gamma - \gamma \cos \gamma) \tag{2.27}$$

และกำลังงานจากแหล่งจ่ายแรงดัน ( $P_s$ ) คือ

$$P_s = V_{DD} I_{DC} = \frac{V_{DD} I_{DD}}{\pi} (\sin \gamma - \gamma \cos \gamma) \tag{2.28}$$

และแรงดันที่เอาต์พุต คือ

$$V_{out} = V_{max} \sin(\theta) \tag{2.29}$$

ที่ซึ่งแรงดันเอาต์พุตมากที่สุด เกิดขึ้นเมื่อตกคร่อมโหลด  $R_L$  เพราะฉะนั้น

$$V_{max} = -\frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i_d(\theta) R_L \sin \theta d\theta \tag{2.30}$$

จากสมการที่ (2.30) กระแสตรงเฉลี่ย ( $I_{DC}$ ) ทำงานอยู่ช่วงเวลาระหว่าง  $\frac{\pi}{2} + \gamma < \theta < \frac{\pi}{2} - \gamma$  ของไซเคิล ดังนั้นเขียนสมการที่(2.30)ใหม่ได้เป็น

$$V_{max} = -\frac{1}{\pi} \int_{\frac{\pi}{2}-\gamma}^{\frac{\pi}{2}+\gamma} i_d(\theta) R_L \sin \theta d\theta \tag{2.31}$$

และแทนค่า  $i_d(\theta) = I_{DQ} - I_{DD} \sin(\theta)$  จากสมการที่ (2.22) ลงในสมการที่ (2.31) เพราะฉะนั้นได้ว่า

$$V_{\max} = \frac{R_L}{2\pi} (4I_{DQ} \sin \gamma + 2I_{DD}\gamma + I_{DD} \sin 2\gamma) \quad (2.32)$$

และแทนค่า  $I_{DQ}$  จากสมการที่ (2.23) ลงในสมการที่ (2.32) ซึ่งผลที่ได้คือ

$$V_{\max} = \frac{I_{DD}R_L}{2\pi} (2\gamma - \sin 2\gamma) \quad (2.33)$$

เมื่อแรงดันที่ทรานซิสเตอร์ได้สูงสุดเท่ากับ  $V_{DD}$  ดังนั้น กำลังงานเอาต์พุต ( $P_{out}$ ) คือ

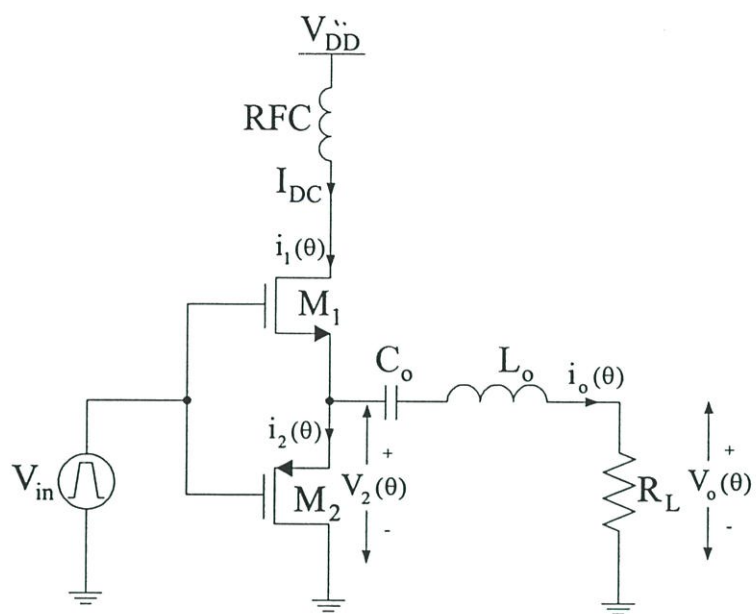
$$P_{out} = \frac{V_{\max}^2}{2R_L} = \frac{V_{DD}^2}{2R_L} \quad (2.34)$$

และ  $P_s$  คือจากสมการที่ (2.28) ที่ซึ่ง  $V_{DD} = V_{\max}$  และ  $V_{\max}$  คือสมการที่ (2.33) ซึ่งได้ว่า สำหรับ คลาส ซี จะมีประสิทธิภาพมากที่สุด คือ

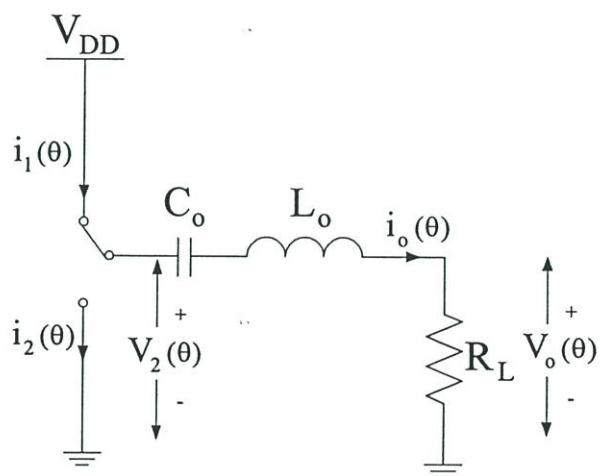
$$\eta_{\max} = \frac{P_{out}}{P_s} = \frac{2\gamma - \sin 2\gamma}{4(\sin \gamma - \gamma \cos \gamma)} \quad (2.35)$$

## 2.7 วงจรขยายคลาสดี (Class D Amplifier)

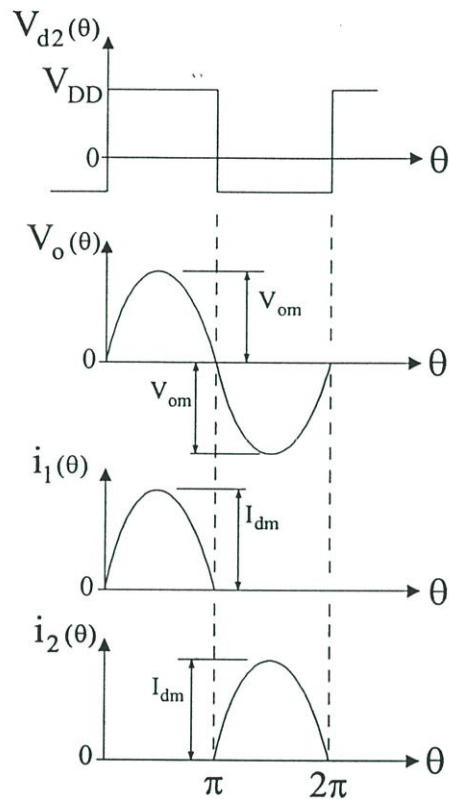
วงจรขยายคลาสดี เป็นวงจรขยายประเภทสวิตช์ซิงโครมอด โดยการใช้ทรานซิสเตอร์ 2 ตัวสลับกันทำงานในครึ่งคาบของไซเคิล หรือที่เรียกว่า “พุก-พุด” ซึ่งทรานซิสเตอร์ทำงานอยู่ในย่านไครโอดและคัทออฟสลับกัน ตามลักษณะของสัญญาณอินพุตที่เข้ามา วงจรสวิตช์ซิงโครมอดที่กล่าวในที่นี่คือวงจรสวิตช์ซิงโครมอดแรงดัน (zero voltage switching) ส่วนในโหมดกระแส นั้นสามารถศึกษาได้ตาม [3] ซึ่งวงจรขยายคลาสดี ที่ใช้ทรานซิสเตอร์ 2 ตัว แสดงดังรูปที่ 2.7 (ก) ขณะที่รูป 2.7 (ข) และ รูปที่ 2.7 (ค) แสดงวงจรสมมูลและคุณลักษณะรูปแบบของแรงดันและกระแสของวงจรขยายคลาสดี ตามลำดับ



(n)



(u)



(ค)

รูปที่ 2.7 (ก) วงจรขยายคลาสดีแบบพุช-พูล

(ข) วงจรสมมูลของวงจรขยายคลาสดี

(ค) คุณลักษณะรูปแบบของแรงดันและกระแสของวงจรขยายคลาสดี

ในการพิจารณาหลักการทำงานของวงจรขยายกำลังคลาสดี ต้องพิจารณาด้วย ข้อสมมติฐาน ดังนี้

1. ค่า RF choke ต้องเป็นค่าที่มากพอ เพื่อที่จะทำให้กระแสอินพุต ( $I_{dc}$ ) ไหลผ่านได้อย่างคงที่
2. ค่า Q ของวงจรเรโซแนนซ์อนุกรมที่เอาต์พุตต้องมีค่าที่มากพอจนกระทั่งทำให้แรงดันเอาต์พุตเป็นสัญญาณไซน์แบบเต็มรูปคลื่น (sinusoidal)
3. การสวิตช์ของทรานซิสเตอร์เป็นแบบอุดมคติ เพราะฉะนั้นจะไม่มี  $R_{on}$  ขณะที่สวิตช์ทำงาน ดังนั้นขณะที่แรงดันตกคร่อมสวิตช์จะเท่ากับศูนย์ ซึ่งก็คือ ละเลยการสูญเสียความร้อนเนื่องจากการสวิตช์
4. ตัวเก็บประจุภายในของมอสทรานซิสเตอร์มีค่าน้อยมากหรือมีค่าประมาณเป็นศูนย์ นั่นคือจะละเลยการพิจารณาผลของแรงดันตกคร่อมที่มีต่อตัวเก็บประจุภายในของมอสทรานซิสเตอร์

5. คาบเวลาการสวิตช์ เป็น 50 % ( duty cycle = 0.5 )

ด้วยข้อสมมติฐานข้างต้น เมื่อสวิตช์ปิดวงจร ตามรูปที่ 2.7 (ข) จะได้ว่าแรงดันที่ตกคร่อมสวิตช์เป็น

$$V_2(\theta) = V_{DD} \left[ \frac{1}{2} + \frac{1}{2} S(\theta) \right] \quad (2.36)$$

ขณะที่  $S(\theta)$  ก็ เป็นสัญญาณสี่เหลี่ยมและเขียนได้เป็น

$$S(\theta) = \begin{cases} +1 & \sin(\theta) \geq 0 \\ -1 & \sin(\theta) \leq 0 \end{cases} \quad (2.37)$$

โดยการวิเคราะห์ด้วยอนุกรมฟูเรียร์ของฟังก์ชันคาบที่เป็นสัญญาณสี่เหลี่ยม จะได้ว่า

$$S(\theta) = \frac{4}{\pi} \left\{ \sin \theta + \frac{1}{3} \sin 3\theta + \frac{1}{5} \sin 5\theta + \dots \right\} \quad (2.38)$$

แทนค่าในสมการที่ (2.38) ลงใน สมการที่ (2.36) ดังนั้น

$$V_2(\theta) = V_{DD} \left\{ \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \sin \theta + \frac{2}{3\pi} \sin 3\theta + \frac{3}{5\pi} \sin 5\theta + \dots \right\} \quad (2.39)$$

และเมื่อกระแสเอาต์พุตไหลผ่านวงจรเรโซแนนซ์อนุกรมที่เอาต์พุต ( $L_o - C_o$ ) ซึ่งจะทำให้กระแสเอาต์พุตมีค่าเป็น

$$i_o(\theta) = \frac{2V_{DD} \sin \theta}{\pi R_L} \quad (2.40)$$

กระแสครึ่งไซเคิลที่เป็นบวกไหลผ่านเฉพาะในช่วงเวลาที่  $i_1(\theta)$  ทำงานเท่านั้น และ สัญญาณกระแสครึ่งไซเคิลที่เป็นลบก็ไหลผ่านเฉพาะในช่วงเวลาที่  $i_2(\theta)$  ทำงานเท่านั้นเช่นกัน และจะทำงานเช่นนี้สลับกันไป เป็นผลให้ผลรวมของกระแสเอาต์พุตเป็น

$$i_{\text{out}} = \frac{2V_{\text{DD}}}{\pi R_L} \quad (2.41)$$

และแรงดันเอาต์พุต คือ

$$V_o = V_{\text{max}} = \frac{2V_{\text{DD}}}{\pi} \quad (2.42)$$

ดังนั้นกำลังงานเอาต์พุต คือ

$$P_o = \frac{V_o^2}{2R_L} = \frac{2V_{\text{DD}}^2}{\pi^2 R_L} \quad (2.43)$$

ซึ่งกระแสดีซีเฉลี่ย ( $I_{\text{DC}}$ ) ที่ถูกดึงลงมาจากแหล่งจ่ายแรงดัน สามารถหาได้จากสมการที่ (2.41)

$$I_{\text{DC}} = \frac{i_{\text{out}}}{\pi} = \frac{2V_{\text{DD}}}{\pi^2 R_L} \quad (2.44)$$

ดังนั้นกำลังงานที่ถูกดึงจากแหล่งจ่ายแรงดัน ( $P_s$ ) คือ

$$P_s = V_{\text{DD}} I_{\text{DC}} = \frac{2V_{\text{DD}}^2}{\pi^2 R_L} \quad (2.45)$$

เพราะฉะนั้นประสิทธิภาพที่มากที่สุดในทางทฤษฎี คือ

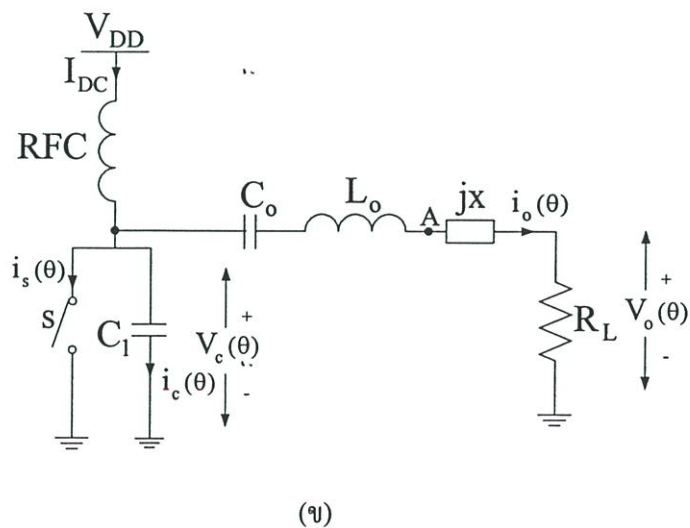
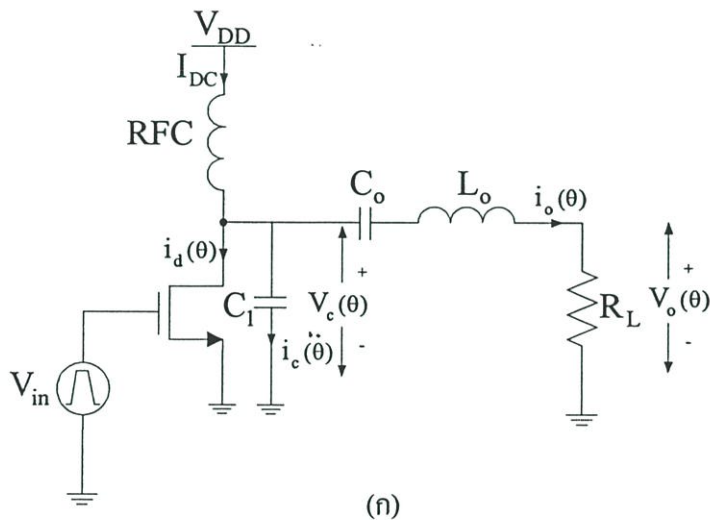
$$\eta_{\text{max}} = \frac{P_{\text{out}}}{P_s} = 1 \quad (2.46)$$

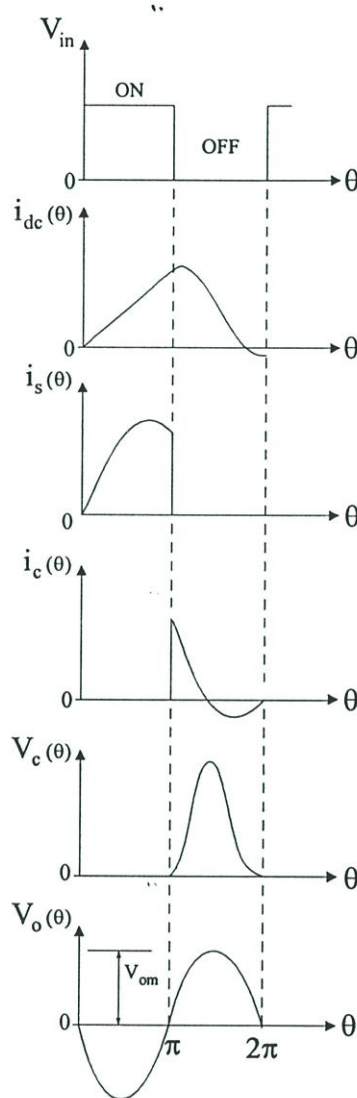
## 2.8 วงจรขยายคลาสอี (Class E Amplifier)

วงจรขยายคลาสอี เป็นวงจรขยายประเภทสวิตช์ซึ่งโหมคเช่นกัน ที่จะอธิบายดังต่อไปนี้จะกล่าวถึงเฉพาะโหมคแรงดันเท่านั้น อย่างไรก็ตามสามารถศึกษาโหมคกระแสได้ตาม [3]เช่นกัน วงจรขยายคลาสอี ง่ายใช้เพียงทรานซิสเตอร์เพียงตัวเดียว และตัวเก็บประจุแบบขนานทำหน้าที่ในการชาร์จประจุและดิสชาร์จประจุในขณะที่ทรานซิสเตอร์ทำงานและไม่ทำงานตามลำดับ ส่วนวงจรเรโซแนนซ์

แบบอนุกรมที่เอาต์พุตใช้จนความถี่ให้ได้ตรงกับความถี่ของสัญญาณอินพุต วงจรขยายกำลัง แสดงในรูป ที่ 2.8 (ก) เป็นวงจรขยายกำลังคลาสอีพื้นฐาน และในรูป 2.8 (ข) แสดง วงจรสมมูลของวงจรขยายกำลังคลาสอี ในการพิจารณาหลักการทำงานของวงจรขยายกำลัง คลาสอี พิจารณาด้วยข้อสมมติฐาน ดังนี้

1. ค่า RF choke ต้องเป็นค่าที่มากพอ เพื่อที่จะทำให้กระแสอินพุต ( $I_{DC}$ ) ไหลผ่านได้อย่างคงที่
2. ค่า Q ของวงจรเรโซแนนซ์อนุกรมที่เอาต์พุตต้องมากพอเพื่อทำให้แรงดันเอาต์พุตเป็นสัญญาณไซน์
3. การสวิตช์เป็นแบบอุดมคติ นั่นคือละเลยการสูญเสียความร้อน ( $R_{on}$ ) เนื่องจากการสวิตช์
4. ตัวเก็บประจุ  $C_1$  (รวมผลของ C ภายในของมอสทั้งหมด) จะต้องมีค่าอิสระต่อแรงดันที่ขาเดรน
5. กาบเวลาการสวิตช์ เป็น 50 % ( duty cycle = 0.5 )





(ก)

รูปที่ 2.8 (ก) วงจรขยายคลาสอีพื้นฐาน

(ข) วงจรสมมูลของวงจรขยายกำลังคลาสอี

(ค) คุณลักษณะรูปแบบของแรงดันและกระแสของวงจรขยายคลาสอี

จากรูปที่ 2.8 (ข) เห็นได้ว่ามีผลของค่ารีแอคแตนซ์ ( $jX$ ) เกิดขึ้น ซึ่งเกิดจากการหักล้างกันที่ไม่หมดของค่ารีแอคแตนซ์ระหว่างขดลวดและตัวเก็บประจุ ซึ่งค่ารีแอคแตนซ์( $jX$ ) จะปรากฏเพียงที่ความถี่มูลฐานและค่ารีแอคแตนซ์จะเป็นอนันต์ที่ความถี่ฮาร์โมนิกส์ค่าอื่นๆ[4] โดยการพิจารณาตามรูปที่ 2.8 (ค) กล่าวคือ เมื่อสวิตช์ปิดวงจร เกิดกระแสไหลสะสมผ่านเข้าไปในตัว RF Choke และเกิดการสะสมพลัง

งานขึ้น โดยแรงดันที่เกิดขึ้นในช่วงจังหวะที่สะสมพลังงานส่งผ่านเข้าไปในตัว RF Choke คือ  $V_{choke} = L_{choke} \frac{d(i)}{dt}$  ส่วนแรงดัน  $V_c(\theta) = 0$  เนื่องจาก  $C_1$  ถูกลัดวงจรลงกราวนด์ ทำให้กระแส  $i_c(\theta) = 0$  ดังนั้นความสัมพันธ์ของกระแสเดรน ( $i_s(\theta)$ ) คือ  $i_s(\theta) = I_{dc} - i_o(\theta)$  ซึ่งในสภาวะนี้วงจรเรโซแนนซ์ประกอบด้วย  $L_o - C_o$  และ  $R_L$  จากนั้นเมื่อสวิตช์ทำการเปิดวงจร  $i_s(\theta) = 0$  และพลังงานที่สะสมอยู่ใน RF choke ทำให้เกิดแรงดัน ตกคร่อม  $C_1$  ผลของการมีแรงดันตกคร่อม ทำให้ มีกระแสไหลผ่าน  $C_1$  และไหลผ่านไปยังโหลด ในช่วงจังหวะนี้ ความสัมพันธ์ของกระแสเดรน ( $i_c(\theta)$ ) คือ  $i_c(\theta) = I_{dc} - i_o(\theta)$  รูปกราฟของแรงดัน  $V_c(\theta)$  ที่เกิดขึ้น คือ ช่วงจังหวะที่สวิตช์เปลี่ยนจากเปิดวงจรไปเป็นปิดวงจร (OFF-ON) ซึ่งในสภาวะนี้วงจรเรโซแนนซ์ประกอบด้วย  $L_o - C_{eq}$  และ  $R_L$  ซึ่ง  $C_{eq}$  คือผลรวมระหว่าง  $C_o$  และ  $C_1$  และในจังหวะนี้ กระแสที่มีอยู่ใน  $C_1$  ต้องจ่ายกระแสออกให้หมดก่อน หรือกล่าวคือ แรงดัน  $V_c(\theta)$  ที่ตกคร่อม  $C_1$  ต้องไปถึงศูนย์ ก่อนที่สวิตช์จะทำการปิดวงจรอีกครั้งหนึ่ง นั่นคือความชันของ  $dV_c(\theta)/d(\theta)$  ต้องเป็นศูนย์เมื่อสวิตช์ปิดวงจร ซึ่งสิ่งนี้หมายความว่า กระแส  $i_c(\theta)$  ต้องเป็นศูนย์หลังจากที่สวิตช์ปิดวงจร ดังนั้นจะไม่มีพลังงานที่ถูกดิสชาร์จในจังหวะที่สวิตช์ปิดวงจร ซึ่งจะไม่เกิดการเหลื่อมล้ำกันระหว่าง(overlap)แรงดันและกระแสในสภาวะที่เปลี่ยนจากเปิดวงจรไปเป็นปิดวงจร จากหลักการนี้เองทำให้วงจรขยายกำลังมีประสิทธิภาพสูง (100% ในทฤษฎี) เนื่องจากไม่มีการสูญเสียความร้อน(loss) จากการสวิตช์ และหลักการถูกเรียกว่า “soft switching” วงจรกรองแถบความถี่ผ่านเลือกให้ผ่านได้เฉพาะเพียงความถี่มูลฐาน(fundamental) ของแรงดันที่เดรน  $V_D$  ไปยังโหลดในกรณีที่สัญญาณอินพุตเป็นการมอดูเลตแบบเฟสมา ข้อมูลที่มีอยู่ในการมอดูเลตนั้นก็จะถูกส่งผ่านไปยังเอาต์พุตด้วย

ในการวิเคราะห์สมการแรงดันและกระแสของวงจรขยายกำลังคลาสอี สามารถวิเคราะห์ได้โดยกำหนดให้ คาบเวลา (Duty cycle) เท่ากับ 0.5 และจากรูปที่ 2.8 (ข) จะสมมติให้แรงดันและกระแสเอาต์พุตคือกระแสที่ไหลผ่านวงจรเรโซแนนซ์เป็นสัญญาณไซน์ โดยมีสมการเป็น

$$V_o = c \sin(\theta + \phi) \quad (2.47)$$

$$i_o = \frac{c}{R_L} \sin(\theta + \phi) \quad (2.48)$$

ที่ซึ่ง  $\theta = \omega t$  คือ ความถี่เชิงมุม และ  $\phi$  คือ เฟสระหว่างแรงดันและกระแสที่เอาต์พุต

ค่ารีแอกแตนซ์ ( $jX$ ) เกิดขึ้นเนื่องจากความต่างเฟสของค่าคาปาซิเตอร์และค่าอินดักเตอร์ที่เอาต์พุต ดังนั้นพิจารณาแรงดันที่จุดเอ คือ

$$\begin{aligned} V_1(\theta) &= V_o(\theta) + V_x(\theta) = c \sin(\theta + \varphi) + X \frac{c}{R_L} \cos(\theta + \varphi) \\ &= c_1 \sin(\theta + \varphi_1) \end{aligned} \quad (2.50)$$

ที่ซึ่ง

$$c_1 = c \sqrt{1 + \frac{X^2}{R_L^2}}$$

$$\varphi_1 = \varphi + \tan^{-1} \left( \frac{X}{R_L} \right) = \varphi + \psi$$

เมื่อสวิตช์ ทรานซิสเตอร์เปิดวงจร ดังนั้นกระแสที่ไหลผ่านในตัวเก็บประจุ คือผลต่างระหว่างกระแสดีซีและกระแสเอาต์พุต คือ

$$i_c(\theta) = I_{dc} - \frac{c}{R_L} \sin(\theta + \varphi) \quad (2.51)$$

และกระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุ สามารถคำนวณได้จาก

$$i_c(\theta) = \omega \cdot C_1 \frac{dv_c}{d\theta} \quad (2.52)$$

ดังนั้นจากสมการที่ (2.51) และ (2.52) เขียนใหม่ได้ เป็น

$$I_{dc} - \frac{c}{R_L} \sin(\theta + \varphi) = \omega \cdot C_1 \frac{dv_c}{d\theta} \quad (2.53)$$

$$\int_0^\theta I_{dc} - \frac{c}{R_L} \sin(\theta + \varphi) d\theta = \omega \cdot \int_0^{v_c(\theta)} C_1 dv_c \quad (2.54)$$

$$\frac{I_{dc} \cdot \theta + \frac{C}{R_L} [\cos(\theta + \varphi) - \cos(\varphi)]}{\omega \cdot C_1} = V_C(\theta) \quad (2.55)$$

การทำงานในสถานะที่เหมาะสม ( Optimum Operation ) นั้นคือโดยเงื่อนไขของ  $V_C(\pi) = 0$  นั่นคือแทนค่า  $\theta = \pi$  ลงในสมการที่ (2.55) จะได้

$$I_{dc} \cdot \pi - \frac{2C}{R_L} \cos(\varphi) = 0$$

หรือ

$$\cos(\varphi) = \frac{I_{dc} \cdot \pi \cdot R_L}{2C} \quad (2.56)$$

และจากสมการที่ (2.51)  $i_C(\pi) = 0$  นั่นคือ

$$I_{dc} + \frac{C}{R_L} \sin(\varphi) = 0$$

หรือ

$$\sin(\varphi) = \frac{-I_{dc} \cdot R_L}{C} \quad (2.57)$$

นำสมการที่ (2.56) หารด้วย สมการที่ (2.57) ดังนั้น

$$\tan(\varphi) = -\frac{2}{\pi} \quad (2.58-ก)$$

หรือ

$$\frac{X}{R_L} = \tan(\varphi) = \frac{\int_0^{\pi} V_C(\theta) \cos(\theta + \varphi) d\theta}{\int_0^{\pi} V_C(\theta) \sin(\theta + \varphi) d\theta} \quad (2.58-ข)$$

$$\varphi = -0.567 \text{ เรเดียน} \quad (2.58-ค)$$

และค่าของอินดักแตนซ์ ( $L_{jx}$ ) หาได้คือ

$$X = R_L \cdot \tan(\varphi_1 - \varphi) \quad (2.59)$$

ซึ่งกำลังงานจากแหล่งจ่ายแรงดันและกำลังงานเอาต์พุต คือ

$$I_{dc} \cdot V_{DD} = \frac{c^2}{2R_L} \quad (2.60)$$

และใช้สมการที่ (2.57) เพื่อจำกัดค่าตัวแปร  $c$  ดังนี้

$$I_{dc} = \frac{2V_{DD}}{R_L} \sin^2(\varphi) \quad (2.61-ก)$$

$$= 0.577 \frac{V_{DD}}{R_L} \quad (2.61-ข)$$

และในทางปฏิบัติแล้ว

$$I_{dc} = 0.577 \frac{V_{DD} - V_{dsat}}{R_L} \quad (2.61-ค)$$

ดังนั้นกำลังงานจากแหล่งจ่ายแรงดัน คือ

$$P_s = V_{DD} I_{dc} = 0.577 \frac{V_{DD}(V_{DD} - V_{dsat})}{R_L} \quad (2.62)$$

และกำลังงานเอาต์พุต คือ

$$P_{out} = 0.577 \frac{(V_{DD} - V_{dsat})^2}{R_L} \quad (2.63)$$

ซึ่งประสิทธิภาพมากที่สุดเ็นทางทฤษฎี คือ เมื่อ  $V_{dsat} = 0$

$$\eta_{max} = \frac{P_{out}}{P_s} = 1 \quad (2.46)$$

เช่นเดียวกัน ใช้สมการที่ (2.57) เพื่อจำกัดค่าของ  $I_{dc} \cdot R_L$  จากสมการ(2.59) ดังนั้นสามารถหาค่าตัวแปร ( $c$ ) ของค่าแอมพลิจูดของแรงดันเอาต์พุต ได้เป็น

$$c = -2 \cdot V_{DD} \cdot \sin(\varphi) = 1.074 V_{DD} \quad (2.63)$$

แรงดันที่เดรนมากที่สุด ( $V_{D,max}$ ) เกิดขึ้นเมื่อ  $\theta = 2 \tan^{-1}(2/\pi)$

$$V_{D,max} = 2\pi V_{DD} \tan^{-1}\left(\frac{2}{\pi}\right) \approx 3.562 V_{DD} \quad (2.64)$$

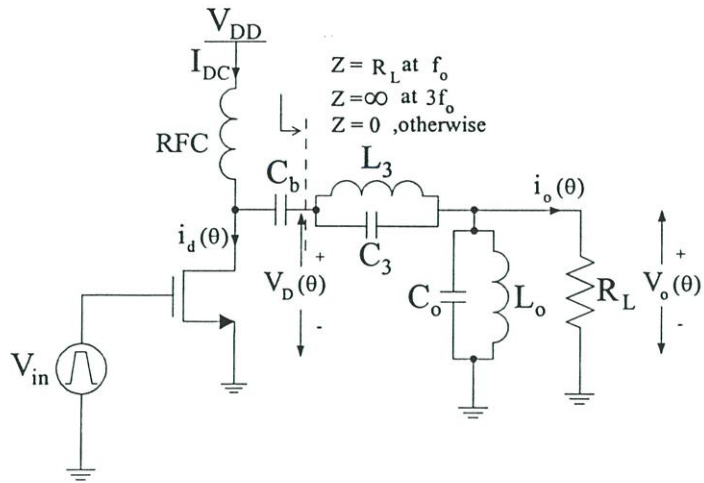
## 2.9 วงจรขยายคลาสเอฟ (Class F Amplifier)

วงจรถ่ายกำลังคลาสเอฟ[5] ใช้หลักการของการต่อชุดของวงจรเรโซแนนซ์หลายชุดที่เอาต์พุต หรือที่เรียกว่า “multiple-resonator” เพื่อเป็นการควบคุมผลของฮาร์โมนิกส์แรงดัน หรือกระแสที่เอาต์พุต เป็นผลให้รูปแบบแรงดันหรือกระแสที่เอาต์พุตเปลี่ยนแปลงไป ด้วยเหตุนี้ทำให้กำลังของสูญเสีย (power dissipation) ลดลงและทำให้ประสิทธิภาพสูงขึ้น โดยทั่วไปวงจรถ่ายกำลังคลาสเอฟแบ่งออกเป็น 3 ชนิด ได้แก่ 1. วงจรถ่ายกำลังคลาสเอฟที่ใช้ฮาร์โมนิกส์ที่สาม (Third-harmonic peaking class-F) 2. วงจรถ่ายกำลังคลาสเอฟที่ใช้ฮาร์โมนิกส์ที่สอง (Second-harmonic peaking class-F) 3. วงจรถ่ายกำลังคลาสเอฟที่ใช้สายส่ง (Transmission line with class-F) ซึ่งจากกล่าวถึงในแต่ละชนิดในลำดับต่อไป

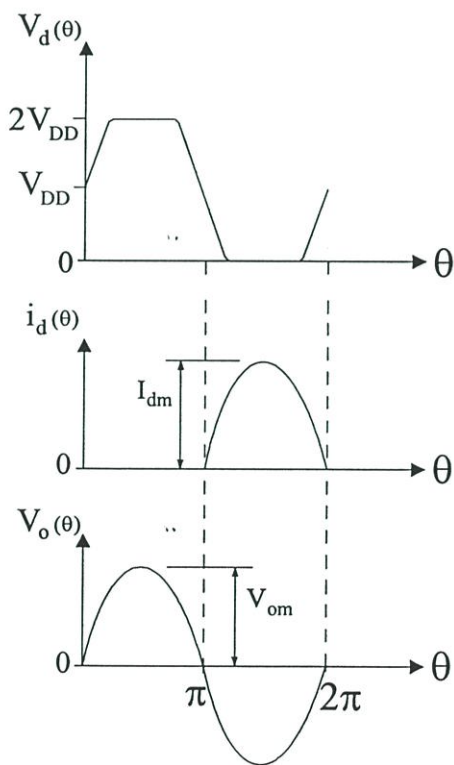
### 2.9.1 วงจรถ่ายกำลังคลาสเอฟที่ใช้ฮาร์โมนิกส์ที่สาม

วงจรถ่ายกำลังคลาสเอฟที่ใช้ฮาร์โมนิกส์ที่สาม แสดงให้เห็นดังรูปที่ 2.9 (ก) วงจรมีลักษณะเหมือนกับซิงเกิลเอ็นดี คลาส บี หรือ คลาส ซี ยกเว้นการต่อเพิ่มชุดเรโซแนนซ์  $L_3C_3$  เข้าไป สังเกตว่าเมื่อเกิดความถี่เรโซแนนซ์ขึ้น ค่าอิมพีแดนซ์ ( $Z$ ) ที่โหลดจะเหลือเฉพาะค่าความต้านทาน ( $R$ ) ส่วนค่าอิมพีแดนซ์ ที่โหลดจะเป็นอนันต์เมื่อความถี่เป็น 3 เท่าของความถี่เรโซแนนซ์ และค่าอิมพีแดนซ์ จะเท่ากับศูนย์ ที่ความถี่ค่าอื่นๆ ซึ่งการทำงานของวงจรถ่ายกำลังคลาส เอฟ โดยมีข้อสมมติฐานดังต่อไปนี้

1. ค่าขดลวดรีแอคแตนซ์ (RF choke) ต้องเป็นค่าที่มากพอ เพื่อที่จะทำให้กระแสอินพุต ( $I_{dc}$ ) ไหลผ่านได้อย่างคงที่
2. ค่า  $Q$  ของวงจรเรโซแนนซ์ที่เอาต์พุตต้องมีค่าที่มากพอจนกระทั่งทำให้แรงดันเอาต์พุตเป็นสัญญาณไซน์ (sinusoidal)
3. มอส ทรานซิสเตอร์แบบอูคมคติ ดังนั้นจะทำหน้าที่เหมือนเป็นแหล่งจ่ายกระแสคงที่
4. ไม่มีทั้งแรงดันตกคร่อม มอส ทรานซิสเตอร์ในย่านอิ่มตัว และแรงดันตกคร่อมทรานซิสเตอร์ในย่านไตรโอด (นั่นคือ ไม่มีแรงดัน :  $V_{Ron}$ )



รูปที่ 2.9 (ก) วงจรขยายคลาสเอฟฮาร์โมนิกส์ที่สาม



รูปที่ 2.9 (ข) คุณลักษณะรูปแบบของแรงดันและกระแสของวงจรขยายคลาสเอฟฮาร์โมนิกส์ที่สาม

โดยหลักการของคลาสเอฟฮาร์โมนิกส์ที่สาม คือเมื่อสัญญาณอินพุตเข้ามาจับที่ขาเกตทำให้ทรานซิสเตอร์ทำตัวเหมือนกับแหล่งจ่ายกระแสคงที่ องค์ประกอบทางฮาร์โมนิกส์ของกระแสเดรนถูกส่งผ่านไปยังกราวด์ ซึ่งวงจรเรโซแนนซ์แบบขนานที่เอาต์พุต  $L_1C_1$  จะสร้างให้เกิดแรงดันที่เอาต์พุตที่ตกคร่อมโหลดเกิดขึ้น ขณะที่สัญญาณอินพุตที่เข้ามามีขนาดสูงขึ้น ซึ่งทำให้ทรานซิสเตอร์จะอิ่มตัว ซึ่งสิ่งนี้จะทำให้ในขณะเดียวกันนั่นเองเกิดผลของฮาร์โมนิกส์ที่สามที่เกิดขึ้นทำให้แรงดันที่เดรนประมาณว่าเป็น สัญญาณสี่เหลี่ยม ขณะที่กระแสเดรนประมาณว่าเป็น สัญญาณครึ่งไซน์ (half rectified sinusoid) ซึ่งในทฤษฎีของ คลาสเอฟแล้ว สัญญาณอินพุตจะเป็นสวิทช์เช่นเดียวกับ คลาส บี หรือ เป็นสัญญาณครึ่งไซน์ แต่ในทางปฏิบัติ ส่วนมาก สัญญาณอินพุตจะเป็นสัญญาณครึ่งไซน์และถูกไบอัส เช่นเดียวกับ เงื่อนไขในคลาสบี ซึ่งประสิทธิภาพของคลาสเอฟฮาร์โมนิกส์ที่สาม ในทางทฤษฎีแล้ว เท่ากับ 88.36% ดังนั้นสำหรับคลาสเอฟ ฮาร์โมนิกส์ที่สาม ในรูปที่ 2.9 (ก) สามารถพิจารณาคำนวณหาค่าต่างๆ ได้ดังนี้ [6]–[8] โดยแรงดันที่ขาเดรน (จากการวิเคราะห์ฟังก์ชัน ไซน์ด้วยอนุกรมเทเลอร์) จะได้ว่า

$$V_D(\theta) = V_{DD} + V_{om} \sin \theta + V_{3m} \sin 3\theta + V_{5m} \sin 5\theta + \dots \quad (2.65)$$

และสมการฟังก์ชันกระแสเดรน คือ

$$i_D(\theta) = I_{DC} + I_{om} \sin \theta - I_{2m} \cos 2\theta - I_{4m} \cos 4\theta + \dots \quad (2.66)$$

เมื่อ  $\theta = \omega t$  และ  $\omega = 2\pi f$  ที่ซึ่ง  $f$  คือ ความถี่อินพุต

ซึ่งการคำนวณหา กำลังงานเอาต์พุตและประสิทธิภาพโดยการสมมติพารามิเตอร์  $\gamma_V$ ,  $\gamma_I$ ,  $\delta_V$  และ  $\delta_I$  [6] ให้มีความสัมพันธ์กับองค์ประกอบของแรงดันและกระแสในทางซิดีและในทางเอซีดังต่อไปนี้ สมมติสมการแรงดันที่เอาต์พุต เป็น

$$V_{om} = \gamma_V V_{DD} \quad (2.67)$$

และ

$$V_{Dmax} = \delta_V V_{DD} \quad (2.68)$$

ซึ่งคล้ายกัน โดยการสมมติสมการกระแสที่เอาต์พุต เป็น

$$I_{om} = \gamma_1 I_{dc} \quad (2.69)$$

และ

$$i_{Dmax} = \delta_1 I_{dc} \quad (2.70)$$

เมื่อพิจารณาค่าอินทิเกรนซ์ที่เอาต์พุต นั่นคือ  $Z(f) = R_L$  ที่ความถี่มูลฐาน ซึ่งจะได้ว่าแรงดันเอาต์พุต คือ

$$V_{om} = I_{om} R_L \quad (2.71)$$

ดังนั้นกำลังงานเอาต์พุต คือ

$$P_o = \frac{V_{om}^2}{2R_L} = \frac{\gamma_v^2 V_{DD}^2}{2R_L} \quad (2.72)$$

และกำลังงานจากแหล่งจ่ายแรงดัน คือ

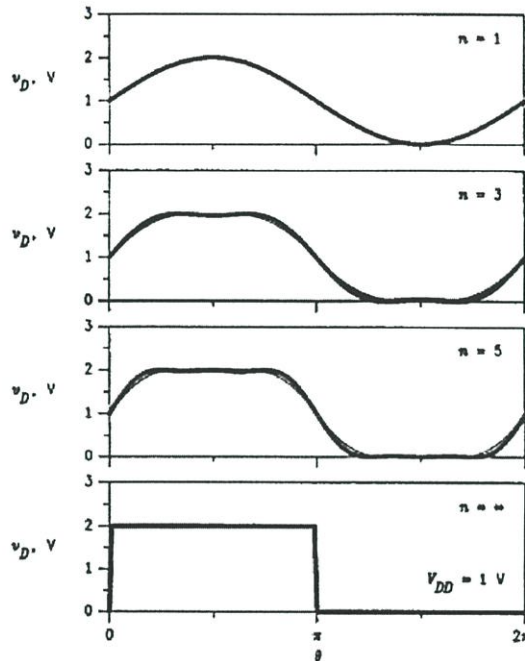
$$P_s = V_{DD} I_{dc} = \frac{\gamma_v V_{DD}^2}{\gamma_1 R_L} \quad (2.73)$$

ดังนั้นประสิทธิภาพ คือ

$$\eta = \frac{P_o}{P_s} = \frac{\gamma_v \gamma_1}{2} \quad (2.74)$$

พิจารณาดังรูปที่ 2.9 (ค) เห็นว่า เมื่อจำนวนของฮาร์มอนิกส์เพิ่มขึ้นเป็นอนันต์ จะทำให้แรงดันที่ขาเดรนมีลักษณะเป็นสัญญาณสี่เหลี่ยมมากที่สุด(ในทางอุดมคติ) สังเกตว่า เมื่อฮาร์มอนิกส์เป็น 3 หรือ 5 ก็มีลักษณะเป็นสัญญาณที่มีลักษณะเรียบแบน คล้ายกับสัญญาณสี่เหลี่ยมเช่นกัน แต่ไม่มากเท่า ถ้าเปรียบเทียบกับเมื่อจำนวนฮาร์มอนิกส์เป็นอนันต์ ซึ่งโดยทั่วไปสัญญาณแรงดันที่มี ลักษณะเรียบแบน มักเรียกว่า “flatten voltage” แรงดันที่เดรนตามสมการที่ (2.65) ไปถึงจุดพีคที่มีค่ามากที่สุดเมื่อ  $\theta = \pi/2$  และจุดที่พีค มีค่าต่ำที่สุด เมื่อ  $\theta = 3\pi/2$  และซึ่ง  $\cos(\pi/2) = \cos(3\pi/2) = 0$  นั่นคือตามสมการที่ (2.65) โดยการใช้ออนุกรมเทย์เลอร์ พิจารณาลำดับของอนุกรมของฟังก์ชันที่ เทอมของ

$\cos(\theta)$  จะเป็นศูนย์ ที่ 2 จุดนี้ เพราะฉะนั้นแรงดันที่เรียบแบนที่มากที่สุด ณ จุดของแรงดันเดรนที่ต่ำสุด กล่าวคือแรงดันที่เดรน เป็นศูนย์ เมื่อ  $\theta = 3\pi/2$



รูปที่ 2.9 (ค) คุณลักษณะของแรงดันที่เดรนกับจำนวนของฮาร์มอนิกส์เลขคี่ที่เพิ่มขึ้น

เพื่อที่จะหาค่าของขนาดแอมป์ริจูดของแรงดันหรือตัวแปรที่สมมติขึ้นที่เกิดขึ้นในฮาร์มอนิกส์ที่สาม โดยการหาอนุพันธ์จากสมการที่ (2.65) ซึ่งจะได้ว่า

$$\frac{d^2V_D}{d\theta^2} = -V_{om} \sin \theta - 9V_{3m} \sin 3\theta - 25V_{5m} \sin 5\theta \quad (2.75)$$

และ

$$\frac{d^4V_D}{d\theta^4} = V_{om} \sin \theta + 81V_{3m} \sin 3\theta + 625V_{5m} \sin 5\theta \quad (2.76)$$

แทนค่าของ  $\theta = 3\pi/2$  ลงในสมการที่ (2.75) และ (2.76)

$$0 = V_{om} - 9V_{3m} + 25V_{5m} \quad (2.77)$$

และ

$$0 = -V_{om} + 81V_{3m} - 625V_{5m} \quad (2.78)$$

ถ้าเราพิจารณาฮาร์มอนิกที่ 3 ซึ่งหมายความว่า ไม่มีชุดของฮาร์มอนิกที่ 5 อยู่ เพราะฉะนั้น  $V_{5m} = 0$  และแทนค่าลงในสมการที่(2.77) ซึ่งจะได้ว่า  $V_{3m} = (1/9) V_{om}$  ดังนั้นแรงดันที่ตรงตามสมการที่ (2.65) ไปถึงศูนย์ ที่  $\theta = 3\pi/2$  (และแทนค่า  $\theta = 3\pi/2$  ลงในสมการที่ (2.65) อีกครั้ง

$$0 = V_{DD} - V_{om} + V_{3m} \quad (2.79)$$

ดังนั้น

$$V_{om} = (9/8) V_{DD} \quad (2.80)$$

ซึ่งจะได้ว่า  $\gamma_v = (9/8)$  และ  $V_{3m} = (1/8) V_{DD}$  เพราะฉะนั้นแรงดันที่ตรงที่มากที่สุด คือ

$$V_{Dmax} = V_{DD} + V_{om} - V_{3m} = 2 V_{DD} \quad (2.81)$$

ซึ่ง  $\delta_v = 2$

เมื่อทราบแล้วว่า ผลของฮาร์มอนิกที่สาม ข้องกลาสเอฟ ทำให้แรงดันเอาต์พุต ( $V_{om}$ ) = (9/8)  $V_{DD}$  ดังนั้น กำลังงานเอาต์พุต คือ

$$P_o = \frac{V_{om}^2}{2R_L} = \frac{(9/8)^2 V_{DD}^2}{2R_L} = \frac{81V_{DD}^2}{128R_L} \quad (2.82)$$

ซึ่งประสิทธิภาพที่มากที่สุด ( $\eta_{max}$ ) ในทางทฤษฎี เกิดขึ้นเมื่อ  $I_{om} = I_{DC}$  ,  $V_{om} = V_{DD}$  เมื่อ  $V_{om}$  และ  $I_{om}$  คือ แอมป์ริจูดของแรงดันและกระแสที่เอาต์พุต นั่นคือ

$$I_{om} = \frac{V_{om}}{R_L} = \frac{(9/8)V_{DD}}{R_L} \quad (2.83)$$

ซึ่ง  $I_{dc} = (1/\pi)$

$$\begin{aligned} \text{ดังนั้น } i_{Dmax} &= (2/\pi)I_{om} \\ &= \frac{18 V_{DD}}{8\pi R_L} \end{aligned} \quad (2.84)$$

และกำลังงานจากแหล่งจ่ายแรงดัน คือ

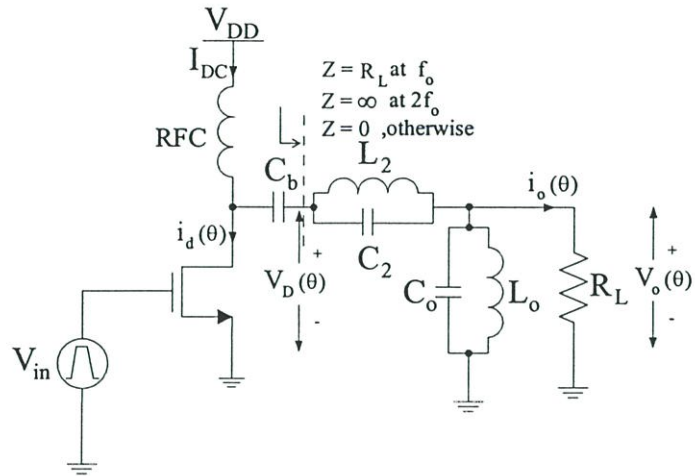
$$P_s = V_{DD}I_{DC} = \frac{18 V_{DD}^2}{8\pi R_L} \quad (2.85)$$

ดังนั้น ประสิทธิภาพคือ

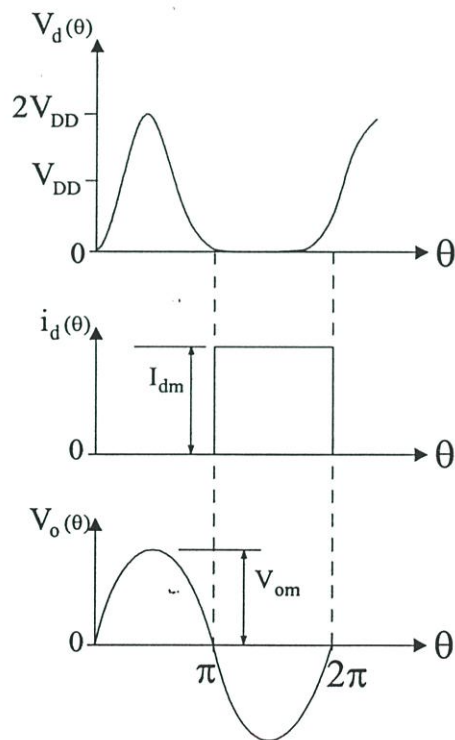
$$\eta_{max} = \frac{P_o}{P_s} = \frac{9\pi}{32} = 0.884 \quad (2.86)$$

### 2.9.2 วงจรขยายคลาสเอฟที่ใช้ฮาร์โมนิกที่สอง

วงจรขยายคลาสเอฟที่ใช้ฮาร์โมนิกที่สอง แสดงให้เห็นดังรูปที่ 2.10 (ก) วงจรมีลักษณะเหมือนกับวงจรขยายคลาสเอฟฮาร์โมนิกที่สอง เว้นแต่การเกิดเรโซแนนซ์ของ  $L_2C_2$  จะเป็นสองเท่าของความถี่อินพุต ผลของฮาร์โมนิกที่สอง (Second-harmonic peaking) จะทำให้ค่าอิมพีแดนซ์ ( $Z$ ) เท่ากับ ค่าความต้านทาน ( $R_L$ ) ที่ความถี่เรโซแนนซ์ และค่าอิมพีแดนซ์ เท่ากับอนันต์ เมื่อความถี่เป็นสองเท่าของความถี่เรโซแนนซ์ และค่าอิมพีแดนซ์จะเท่ากับศูนย์ ที่ความถี่อื่นๆ ซึ่งการทำงานของวงจรถ่ายขยายคลาสเอฟ ยังคงพิจารณาโดยใช้ข้อสมมติฐานดังที่ได้กล่าวมาแล้ว



รูปที่ 2.10 (ก) วงจรขยายคลาสเอฟฮาร์โมนิกที่สอง



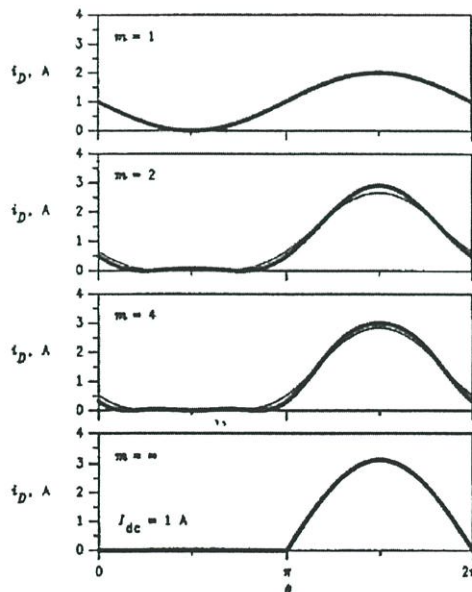
รูปที่ 2.10 (ข) คุณลักษณะรูปแบบของแรงดันและกระแสของวงจรขยายคลาสเอฟฮาร์โมนิกที่สอง

โดยหลักการของฮาร์โมนิกที่สอง คือเมื่อสัญญาณอินพุตเข้ามาขับที่ขาเกตทำให้ทรานซิสเตอร์ทำตัวเหมือนกับแหล่งจ่ายกระแสคงที่ องค์ประกอบทางฮาร์โมนิกของกระแสตรงถูกส่งผ่านไปยังกราวด์ ซึ่งวงจรจูนแบบขนานที่เอาต์พุต  $L_1C_1$  จะสร้างให้เกิดแรงดันที่เอาต์พุตที่ตกคร่อมโหลดเกิดขึ้น ขณะที่สัญญาณอินพุตที่เข้ามามีขนาดสูงขึ้นซึ่งทำให้ทรานซิสเตอร์จะอิ่มตัว ซึ่งสิ่งนี้จะทำให้ในขณะเดียวกันนั่นเองเกิดผลของฮาร์โมนิกที่สองเกิดขึ้น ทำให้ได้ว่าแรงดันที่เดรนประมาณว่าเป็น สัญญาณไซน์ และกระแสตรง ประมาณว่าเป็นสัญญาณสี่เหลี่ยม ซึ่งในทางทฤษฎีแล้ว วงจรขยายคลาสเอฟที่ใช้ฮาร์โมนิกที่สอง จะมีประสิทธิภาพอยู่ที่ 84.9 % (โดยการวิเคราะห์ฟังก์ชันไซน์ด้วยอนุกรมเทย์ลอร์) จะได้ว่าแรงดันที่เดรนในกรณีของคลาสเอฟฮาร์โมนิกที่สอง คือ

$$V_D(\theta) = V_{DD} + V_{om} \sin \theta + V_{2m} \cos 2\theta \quad (2.87)$$

เมื่อ  $\theta = \omega t$  และ  $\omega = 2\pi f$  ที่ซึ่ง  $f$  คือ ความถี่อินพุต

รูปสัญญาณของของกระแสที่เรียบแบนที่มากที่สุด แสดงดังในรูปที่ 2.10 (ค) ซึ่งค่าพีคของฮาร์โมนิกส์เลขคู่มีค่าสูงสุดที่จุด  $\theta = 3\pi/2$  และค่าพีคของฮาร์โมนิกส์มีค่าต่ำที่สุดที่จุด  $\theta = \pi/2$  นั้นแสดงว่าแรงดันที่น้อยที่สุด(หรือประมาณว่าเป็นศูนย์)และเรียบแบนที่จุด  $\theta = \pi/2$  นั่นเอง



รูปที่ 2.10 (ค) คุณลักษณะของกระแสตรงกับจำนวนของฮาร์โมนิกส์เลขคู่ที่เพิ่มขึ้น

เพื่อที่จะหาค่าของขนาดแอมปริจูดหรือตัวแปรที่สมมติขึ้นที่เกิดขึ้นในฮาร์มอนิกที่สอง โดยการอนุพันธ์จาก สมการที่ (2.66)

$$\frac{d^2 i_D}{d\theta^2} = I_{om} \sin \theta + 4I_{2m} \cos 2\theta + 16I_{4m} \cos 4\theta \quad (2.88)$$

และ

$$\frac{d^4 i_D}{d\theta^4} = -I_{om} \sin \theta + 16I_{2m} \cos 2\theta + 256I_{4m} \cos 4\theta \quad (2.89)$$

แทนค่าของ  $\theta = \pi/2$  ลงในสมการที่ (2.88) และ (2.89)

$$0 = I_{om} - 4I_{2m} + 16I_{4m} \quad (2.90)$$

$$0 = -I_{om} + 16I_{2m} - 256I_{4m} \quad (2.91)$$

ซึ่ง กระแสที่น้อยที่สุด คือ

$$i_{D \min} = I_{dc} - I_{om} + I_{2m} - I_{4m} \quad (2.92)$$

และ กระแสที่มากที่สุด คือ ( ณ ที่จุด  $\theta = 3\pi/2$  )

$$i_{D \max} = I_{dc} + I_{om} + I_{2m} - I_{4m} \quad (2.93)$$

ถ้าพิจารณาฮาร์มอนิกที่สอง ซึ่งหมายความว่าไม่มีชุดของฮาร์มอนิกที่สูงอยู่ เพราะฉะนั้น  $I_{4m} = 0$  และแทนค่าลงในสมการที่(2.90) ซึ่งจะได้ว่า  $I_{2m} = (1/4)I_{om}$  ดังนั้นกระแสตรงตามสมการที่ (2.65) ไปถึงศูนย์ที่จุด  $\theta = \pi/2$  และแทนค่า  $\theta = \pi/2$  ลงในสมการที่ (2.92)อีกครั้ง ซึ่งจะได้ว่า

$$I_{om} = (4/3)I_{dc} \quad (2.94)$$

และพบว่า  $\gamma_1 = 4/3$  และ  $I_{2m} = (1/3)I_{dc}$  ซึ่งแทนค่า  $I_{2m}$  ลงในสมการที่ (2.93) ดังนั้น

$$i_{D\max} = (8/3) I_{dc} \quad (2.95)$$

ซึ่ง  $\delta_1 = 8/3$  นั่นเอง และเมื่อพิจารณาแรงดันเอาต์พุต ซึ่งจะได้ว่า

$$V_{om} = I_{om} R_L \quad (2.96)$$

ที่ซึ่ง  $I_{om} = (4/3) I_{dc}$

$$V_{om} = (4/3) I_{dc} R_L \quad (2.97)$$

และ  $V_{DD} = I_{dc} R_L$

แรงดันเอาต์พุต คือ

$$V_{om} = (4/3) V_{DD} \quad (2.98)$$

ดังนั้นกำลังงานเอาต์พุต คือ

$$\begin{aligned} P_o &= \frac{V_{om}^2}{2R_L} \\ &= \frac{(4/3)^2 V_{DD}^2}{2R_L} = \frac{8}{9} \frac{V_{DD}^2}{R_L} \end{aligned} \quad (2.99)$$

และพบว่า แรงดันเดรนที่มากที่สุด คือ  $(V_{D\max}) = 8/3 V_{DD}$

ซึ่งขนาดของกระแสเอาต์พุต คือ

$$I_{om} = \frac{1}{2} i_{D\max} = \frac{4}{3} \frac{V_{DD}}{R_L} \quad (2.100)$$

และกระแสเอาต์พุต มีค่าเป็น

$$I_{om} = \frac{2}{\pi} i_{Dmax} \quad (2.101)$$

นำสมการที่ (2.100) เท่ากับ สมการที่(2.101) จะได้ว่า

$$i_{Dmax} = \frac{2\pi V_{DD}}{3 R_L} \quad (2.102)$$

และ กระแสดีซี ( $I_{dc}$ ) คือ

$$I_{dc} = \frac{1}{2} i_{Dmax} = \frac{\pi V_{DD}}{3 R_L} \quad (2.103)$$

ดังนั้นกำลังงานจากแหล่งจ่ายแรงดัน คือ

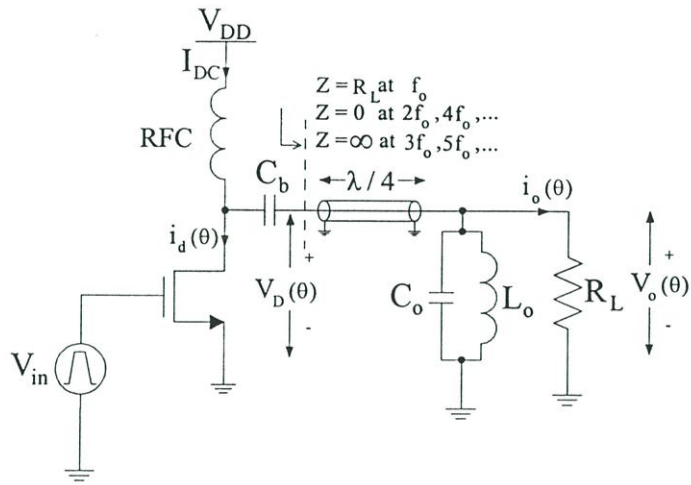
$$P_s = V_{DD} I_{dc} = \frac{\pi V_{DD}^2}{3 R_L} \quad (2.104)$$

ดังนั้นประสิทธิภาพ คือ

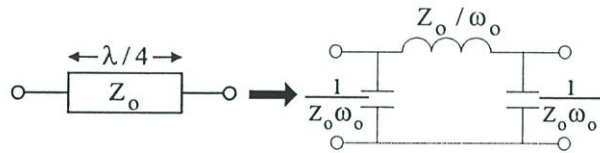
$$\eta_{max} = \frac{P_o}{P_s} = \frac{8}{3\pi} = 0.849 \quad (2.105)$$

### 2.9.3 วงจรขยายคลาสเอฟที่ใช้สายส่ง

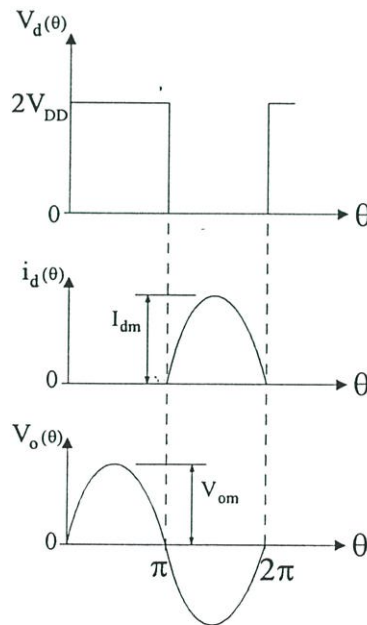
วงจรขยายคลาสเอฟที่ใช้สายส่ง(transmission-line)ถูกใช้แทนที่วงจรเรโซแนนซ์ของชุดควบคุมฮาร์มอนิกที่สองหรือที่สาม ซึ่งการใช้สายส่งนั้นทำได้โดยใช้อุปกรณ์ประเภทพาสซีฟ (passive) เช่น L-C ในการโมเดลเป็นแบบจำลอง หรือที่เรียกว่า “lumped-element” [9] ในรูปที่ 2.11 (ก) แสดงวงจรขยายคลาสเอฟที่ใช้สายส่ง ขณะที่รูปที่ 2.11 (ข) แสดง โมเดลหรือแบบจำลองของสายส่ง และรูปที่ 2.11 (ค) แสดงรูปสัญญาณของสัญญาณแรงดันและกระแสของวงจรขยายคลาสเอฟที่ใช้สายส่ง



รูปที่ 2.11 (ก) วงจรขยายคลาสเอฟที่ใช้สายส่ง



รูปที่ 2.11 (ข) การใช้อุปกรณ์ประเภทพาสซีฟ LC เป็นแบบจำลองของสายส่ง



รูปที่ 2.11 (ค) คุณลักษณะรูปแบบของแรงดันและกระแสของวงจรขยายคลาสเอฟที่ใช้สายส่ง

หลักการการทำงานของวงจรรขยายคลาสเอฟที่ใช้สายส่ง คือ วงจรเรโซแนนซ์แบบขนาน ( $L_o C_o$ ) จะลัดวงจรทุกความถี่ฮาร์โมนิกส์ แต่ทว่าผลของการต่อชุดของสายส่งจะเปลี่ยนแปลงให้เกิดการลัดวงจรที่ทุกฮาร์โมนิกส์คู่ และเปิดวงจรที่ทุกฮาร์โมนิกส์คี่ ซึ่งจะทำให้แรงดันที่ครนเป็นสัญญาณสี่เหลี่ยม(ในทางอุดมคติ) และกระแสครนเป็นสัญญาณแบบครึ่งไซน์ วงจรรขยายคลาสเอฟที่ใช้สายส่งจะทำงานในลักษณะที่เป็นวงจรประเภทสวิชต์ซึ่งมากกว่าเป็นเป็นเหมือนแหล่งจ่ายกระแสคงที่เหมือนกับวงจรรขยายคลาสเอฟที่ใช้ฮาร์โมนิกส์ที่สอง-สาม ส่วนค่าอิมพีแดนซ์ ( $Z$ ) มีค่าเท่ากับศูนย์ที่ทุกความถี่ของฮาร์โมนิกส์เลขคู่ และค่าอิมพีแดนซ์มีค่าเท่ากับอนันต์ที่ทุกความถี่ของฮาร์โมนิกส์เลขคี่ และค่าอิมพีแดนซ์เท่ากับ โหลด ( $R_L$ ) เมื่อเป็นความถี่มูลฐาน ซึ่งเมื่อพิจารณาแรงดันที่ครนจะได้ว่า

$$V_D(\theta) = \begin{cases} 2V_{DD} & 0 \leq \theta \leq \pi \\ 0 & \pi \leq \theta \leq 2\pi \end{cases} \quad (2.106)$$

และสามารถเขียนอยู่ในรูปของอนุกรมฟูเรียร์ ได้ คือ

$$V_D(\theta) = V_{DD} \left[ 1 + \frac{4}{\pi} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\sin(2n+1)\theta}{2n+1} \right] \quad (2.107)$$

ดังนั้นแรงดันเอาต์พุต คือ

$$V_{om} = \frac{4}{\pi} V_{DD} \quad (2.108)$$

และกระแสเอาต์พุต คือ

$$I_{om} = \frac{4}{\pi} \frac{V_{DD}}{R_L} \quad (2.109)$$

และกำลังงานเอาต์พุต คือ

$$P_o = \frac{V_{om}^2}{2R_L} = \frac{8}{\pi^2} \frac{V_{DD}^2}{R_L} \quad (2.110)$$

จากสมการที่ (2.109) กระแสไหลเพียงครึ่งเดียวของไซเคิล นั่นคือกระแสเดรนคือผลรวมของกระแสดีซีกับผลของฮาร์โมนิกส์คู่ ดังนั้นกระแสดีซี คือ

$$I_{dc} = \frac{1}{\pi} i_{Dmax} = \frac{8}{\pi^2} \frac{V_{DD}}{R_L} \quad (2.111)$$

ที่ซึ่ง  $i_{Dmax} = 2I_{om}$

เพราะฉะนั้นกำลังงานจากแหล่งจ่ายแรงดันคือ

$$P_s = V_{DD} I_{dc} = \frac{8}{\pi^2} \frac{V_{DD}^2}{R_L} \quad (2.112)$$

ดังนั้นประสิทธิภาพ คือ

$$\eta_{max} = \frac{P_o}{P_s} = 1 \quad (2.113)$$

## 2.10 บทสรุป

จากทฤษฎีบทของวงจรรขยายกำลังคลาสต่างๆที่ได้ศึกษามาทั้งหมด ดังนั้นสามารถที่จะสรุปประสิทธิภาพที่ได้รับของวงจรรขยายกำลังแต่ละชนิดได้ดังตารางที่ 2.1

ตารางที่ 2.1 ประสิทธิภาพของวงจรรขยายกำลังแต่ละชนิด

คลาส	ประสิทธิภาพ ( $\eta_{max}$ )	ความเป็นเชิงเส้น	หมายเหตุ (หัวข้อที่)
เอ	50%	ดี	(2.3)
บี	78.5%	ปานกลาง	(2.4)
เอบี	50-78.5%	ปานกลาง	(2.5)
ซี	78.5-100%	ไม่ดี	(2.6)
ดี	100%	ไม่ดี	(2.7)
อี	100%	ไม่ดี	(2.8)
เอฟ	88.4%	ปานกลาง	(2.9.1)
เอฟ	84.9%	ปานกลาง	(2.9.2)
เอฟ	100%	ปานกลาง	(2.9.3)

### บทที่ 3

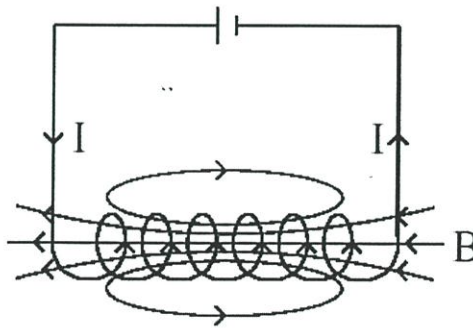
## อินดักเตอร์บนวงจรรวม (On-Chip Inductor)

ก่อนที่จะกล่าวถึงรายละเอียดของการออกแบบขดลวดเวียนแบบก้นหอยที่นำไปสร้างไว้ในวงจรรวมหรือที่มักเรียกกันว่า “Spiral Inductor” อย่างแรกจำเป็นต้องศึกษาและทำความเข้าใจเกี่ยวกับนิยามความหมายของตัวเหนี่ยวนำและการคำนวณค่าตัวเหนี่ยวนำ ทั้งนี้รวมถึงการนิยามความหมายของค่าตัวประกอบกำลัง (Q) ในวงจร L-R และ C-R แบบต่างๆที่ใช้สำหรับอุปกรณ์สะสมพลังงาน ตลอดจนผลกระทบที่มีต่อขดลวดเวียนแบบก้นหอย ซึ่งจะอธิบายในลำดับต่อไป

### 3.1 ตัวเหนี่ยวนำ (Inductor)

#### 3.1.1 ค่าความเหนี่ยวนำตัวเองและค่าความเหนี่ยวนำร่วม

วงจรไฟฟ้าซึ่งมีกระแสไฟฟ้าต่อเชื่อมกับเส้นแรงแม่เหล็ก ถูกเรียกว่าความเหนี่ยวนำ (inductance) ในรูป 1 ลูปที่มีปริมาณกระแสไฟฟ้า (I) ไหลผ่านขดลวดเป็นจำนวน N รอบจะทำให้เกิดเส้นแรงแม่เหล็ก ( $\psi$ ) ภายในขดลวดชุดนั้นๆขึ้น ดังรูปที่ 3.1 และถ้าทางเดินของเส้นแรงแม่เหล็กมีค่าเป็นเชิงเส้น เช่นในกรณีที่มีค่าซึมซาบแม่เหล็ก ( $\mu$ ) มีค่าคงที่ ความสัมพันธ์ระหว่างเส้นแรงแม่เหล็กเกี่ยวข้องคือ



รูปที่ 3.1 เส้นแรงแม่เหล็กเคลื่อนที่ผ่านสนามแม่เหล็ก เหนี่ยวนำให้เกิดกระแสไฟฟ้าขึ้นใน 1 ลูป

(Flux linkage ;  $\lambda$  ) และกระแสไฟฟ้า (I) ก็จะเป็นเชิงเส้นด้วย ดังนั้นค่าความชัน (slope) ของความสัมพันธ์ระหว่าง  $\lambda - I$  ก็คือค่าความเหนี่ยวนำที่เกิดจากกระแสไฟฟ้าที่ไหลภายในขดลวด นั่นคือ

$$L = \frac{\lambda}{i} \quad (3.1)$$

เมื่อ  $L$  คือ ความเหนี่ยวนำ ( inductance ) หน่วย Henry ;H

$\lambda$  คือ เส้นแรงแม่เหล็กเกี่ยวค้อง (Flux linkage) หน่วย Wb-t

$i$  คือ กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านขดลวด (Current ) หน่วย Ampere ; A

เส้นแรงแม่เหล็กเกี่ยวค้องเป็นความสัมพันธ์ของฟลักซ์แม่เหล็กกับจำนวนรอบของขดลวด ซึ่งเขียนเป็นสมการความสัมพันธ์ได้ดังนี้

$$\lambda = N\psi \quad (3.2)$$

ซึ่งนำสมการที่ (3.2) ไปแทนค่าในสมการที่ (3.1) จะได้ว่า

$$L = \frac{N\psi}{i} \quad (3.3)$$

เมื่อวงจรแม่เหล็กมีขดลวดมากกว่า 1 ชุด ย่อมทำให้เกิดรูปหลายรูป ดังนั้นค่าของความเหนี่ยวนำที่เกิดขึ้นบนขดลวดแต่ละชุดจะมีด้วยกันทั้งหมด 2 ค่า คือ ค่าความเหนี่ยวนำตัวเอง (Self- Inductance) และ ค่าความเหนี่ยวนำร่วม (Mutual Inductance)

**ค่าความเหนี่ยวนำตัวเอง (Self-Inductance)**

เป็นค่าความเหนี่ยวนำที่เกิดจากกระแสไฟฟ้าที่ไหลภายในขดลวดของตัวเอง สามารถคำนวณหาค่าความเหนี่ยวนำ ได้ดังนี้ คือ

$$L_{11} = \frac{\lambda_{11}}{i_1} \quad (3.4)$$

$$L_{22} = \frac{\lambda_{22}}{i_2} \quad (3.5)$$

เมื่อ  $L_{11}$  คือ ค่าความเหนี่ยวนำของขดลวดชุดที่ 1

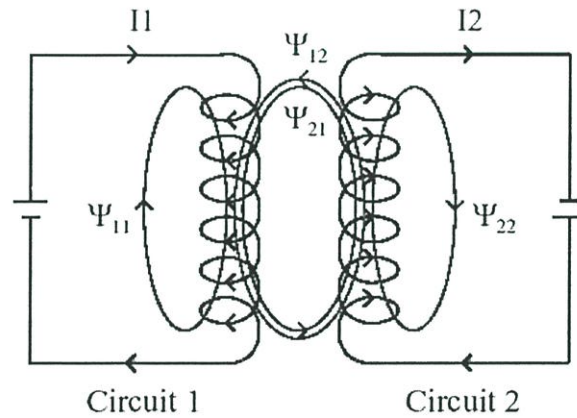
$L_{22}$  คือ ค่าความเหนี่ยวนำของขดลวดชุดที่ 2

$\lambda_{11}$  คือ เส้นแรงแม่เหล็กที่เกี่ยวข้องของขดลวดชุดที่ 1 ที่เกิดจากกระแส  $i_1$  ไหลผ่านขดลวดชุดที่ 1

$\lambda_{22}$  คือ เส้นแรงแม่เหล็กที่เกี่ยวข้องของขดลวดชุดที่ 2 ที่เกิดจากกระแส  $i_2$  ไหลผ่านขดลวดชุดที่ 2

### ค่าความเหนี่ยวนำร่วม (Mutual-Inductance)

เป็นค่าความเหนี่ยวนำที่เกิดจากเส้นแรงแม่เหล็กของขดลวดชุดอื่นมาเหนี่ยวนำยังขดลวดที่พิจารณา ดังเช่นในรูปที่ 3.2 แสดงผลกระทบซึ่งกันและกันของสนามแม่เหล็กที่ทำให้เกิดค่าความเหนี่ยวนำร่วมของวงจร 2 วงจร ซึ่งสามารถคำนวณหาค่าความเหนี่ยวนำร่วมได้ดังนี้



รูปที่3.2 สนามแม่เหล็ก 2 วงจรทำให้เกิดค่าความเหนี่ยวนำร่วมขึ้น

$$M_{12} = \frac{\lambda_{12}}{i_2} = \frac{N\Psi_{12}}{i_2} \quad (3.6)$$

$$M_{21} = \frac{\lambda_{21}}{i_1} = \frac{N\Psi_{21}}{i_1} \quad (3.7)$$

เมื่อ  $M_{12}$  คือ ค่าความเหนี่ยวนำร่วมของขดลวดชุดที่ 1 ที่เกิดจากการเหนี่ยวนำของขดลวดชุดที่ 2

$M_{21}$  คือ ค่าความเหนี่ยวนำร่วมของขดลวดชุดที่ 2 ที่เกิดจากการเหนี่ยวนำของขดลวดชุดที่ 1

$\lambda_{12}$  คือ เส้นแรงแม่เหล็กที่เกี่ยวข้องของขดลวดชุดที่ 1 ที่เกิดจากกระแสไหลผ่านขดลวดชุดที่ 2

$\lambda_{22}$  คือ เส้นแรงแม่เหล็กที่เกี่ยวข้องของขดลวดชุดที่ 2 ที่เกิดจากกระแสไหลผ่านขดลวดชุดที่ 1

### 3.1.2 ค่าความเหนี่ยวนำของขดลวดชนิดตัวนำที่เป็นเส้นตรง

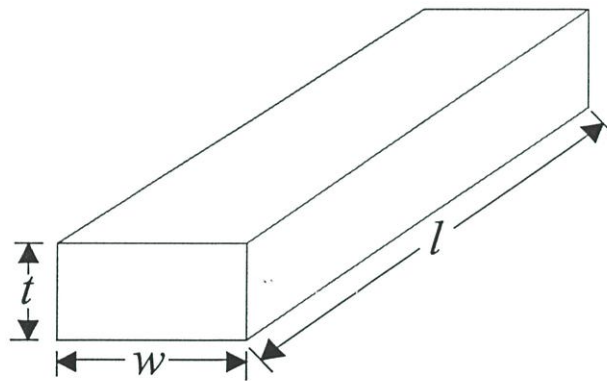
ตัวนำชนิดที่เป็นระนาบแบบเส้นตรง ดังรูปที่ 3.3 แสดงให้เห็นถึงภาพตัดขวางของตัวนำชนิดที่เป็นระนาบแบบเส้นตรง ซึ่งสามารถคำนวณหาค่าความเหนี่ยวนำ [10] ได้คือ

$$L_{\text{self}}[\text{nH}] = 0.002l \left\{ \ln \left[ \frac{2l}{w+t} + 0.50049 + \frac{w+t}{3l} \right] \right\} \quad (3.8)$$

ที่ซึ่ง  $w$  คือ ความกว้างในชั้นโลหะ ในหน่วยเซนติเมตร (cm)

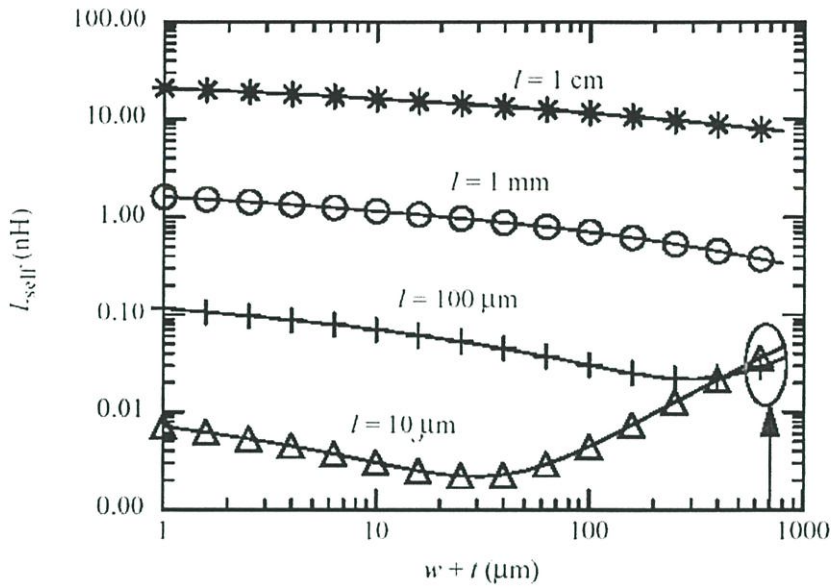
$t$  คือ ความหนาหรือความลึกในชั้นโลหะในหน่วยเซนติเมตร (cm)

$l$  คือ ความยาวของลวดโลหะในหน่วยเซนติเมตร (cm)

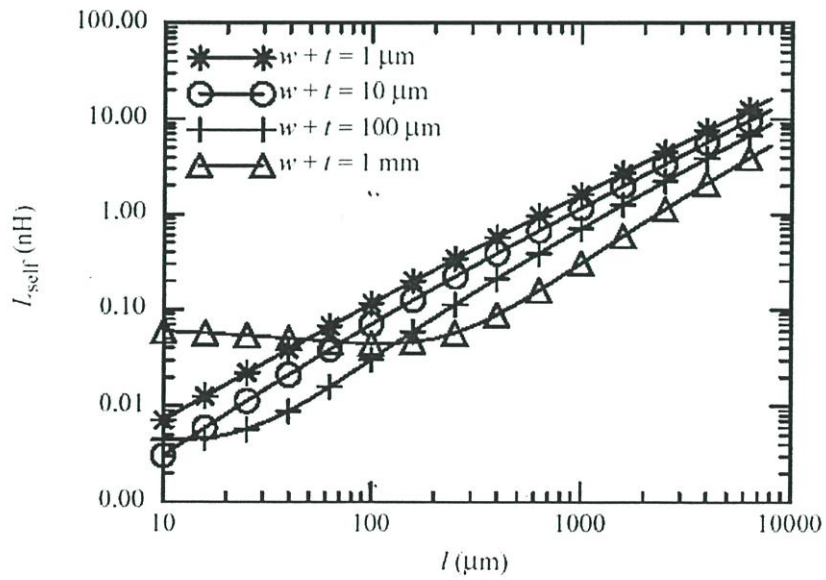


รูปที่ 3.3 ภาพตัดขวางของตัวนำที่เป็นระนาบแบบเส้นตรง

โดยใช้สมการที่ (3.8) คำนวณหาค่าความเหนี่ยวนำซึ่งแปรผันเปลี่ยนไปตามค่าของ  $(w+t)$  และ  $(l)$  ซึ่งจะได้กราฟแสดงดังรูปที่ 3.4 และรูปที่ 3.5



รูปที่ 3.4 ค่าความเหนี่ยวนำของขดลวดที่มีทิศทาง ( $w+t$ ) แปรผันกับค่าของความยาว ( $l$ ) [10]

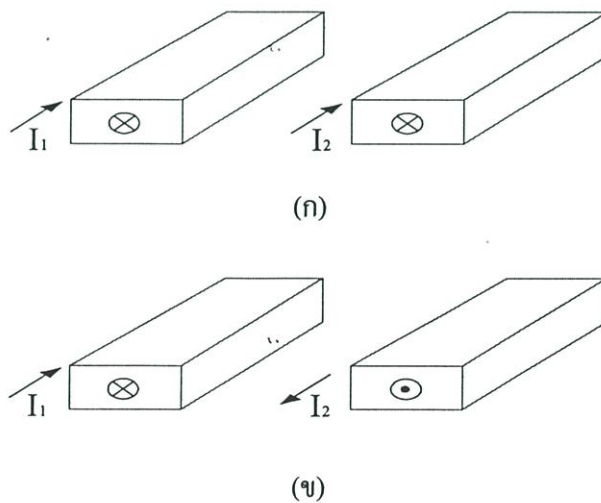


รูปที่ 3.5 ค่าความเหนี่ยวนำของขดลวดความยาว ( $l$ ) ที่มีทิศทางแปรผันกับค่าของ ( $w+t$ ) [10]

จากรูปที่ 3.4 เห็นได้ว่าเมื่อความยาว( $l$ ) มีค่ามากขึ้นก็ทำให้ค่าความเหนี่ยวนำมีค่ามากขึ้นไปด้วยแต่ขณะเดียวกันพบว่า การเปลี่ยนแปลงระยะทางของ ( $w+t$ ) เพียงเล็กน้อยทำให้ค่าความเหนี่ยวนำลดลง ทั้งนี้เนื่องจากผลกระทบของฟลักแม่เหล็ก ซึ่งการใช้สมการที่(3.8) พิจารณาขดลวดที่มีความยาว  $10\ \mu\text{m}$  และ  $100\ \mu\text{m}$  ที่ระยะทางของ ( $w+t$ ) เท่ากับ  $700\ \mu\text{m}$  พบว่าค่าความเหนี่ยวนำของขดลวดที่มีความยาว  $10\ \mu\text{m}$  มากกว่าค่าความเหนี่ยวนำของขดลวดที่มีความยาว  $100\ \mu\text{m}$  ซึ่งมันเป็นไปไม่ได้ในทางฟิสิกส์ที่ขดลวดที่มีความยาวสั้นกว่าจะมีค่ามากกว่าขดลวดที่มีความยาวมากกว่า ดังนั้นสมการที่ (3.8) ก็ถูกจำกัดค่าความเหนี่ยวนำเช่นกัน หารูปที่ 3.5 แสดงให้เห็นว่า การเพิ่มขึ้นของค่าความเหนี่ยวนำมีค่าค่อยๆเพิ่มขึ้นแปรผันตามกับระยะความยาว( $l$ ) ที่เพิ่มขึ้นเช่นกัน และระยะทางของ ( $w+t$ ) ที่เท่ากับ  $1\ \text{mm}$  ก็เป็นไปไม่ได้เช่นกันที่จะมากกว่าค่าเหนี่ยวนำของระยะทาง ( $w+t$ ) ที่เท่ากับ  $1\ \mu\text{m}$

### 3.1.3 ค่าความเหนี่ยวนำของขดลวดเวียนแบบก้นหอยแบบระนาบแบบสี่เหลี่ยม [11]

การคำนวณหาค่าของขดลวดเวียนแบบก้นหอยในระนาบแบบสี่เหลี่ยม ซึ่งค่าอินดักเตอร์หรือค่าขดลวดเหนี่ยวนำ สามารถคำนวณหาได้โดยใช้สมการที่ (3.8) สำหรับคำนวณหาในแต่ละด้านของขดลวดแบบสี่เหลี่ยมและต้องรวมค่าของความเหนี่ยวนำรวมเข้าไปด้วย ดังนั้นก่อนที่จะกล่าวถึงการคำนวณหาค่าขดลวดเวียนแบบก้นหอย จะขอกกล่าวถึงความสัมพันธ์ของทิศทางกระแสที่ไหลผ่านตัวนำ 2 ตัวที่ขนานกันซึ่งมีทิศทางตรงกัน และมีทิศทางตรงกันข้ามดังต่อไปนี้



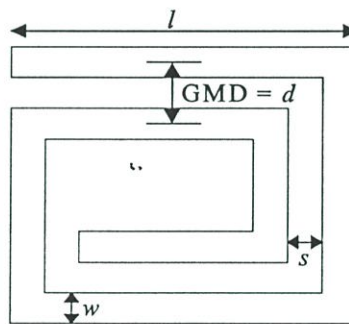
รูปที่ 3.6 (ก) ตัวนำ 2 ตัวที่ขนานกันและมีทิศทางของกระแสที่ไหลไปในทิศทางเดียวกัน  
(ข) ตัวนำ 2 ตัวที่ขนานกันและมีทิศทางของกระแสที่ไหลไปในทิศทางตรงข้ามกัน

ตัวนำที่มีทิศทางเดียวกันจะแรงแหลไปในทิศทางเดียวกัน ดังนั้นค่าของความเหนี่ยวนำรวม(M)จะเป็นบวก และตัวนำที่มีทิศทางตรงกันข้ามกันจะแรงแหลสวนทางกัน ดังนั้นค่าของความเหนี่ยวนำจะเป็นลบ ซึ่งจะได้ว่าค่าความเหนี่ยวนำเป็นไปตาม สมการที่ (3.9) และ (3.10) คือ

$$L_{\text{same}} = L_{\text{self}} + M \quad (3.9)$$

$$L_{\text{opposite}} = L_{\text{self}} - M \quad (3.10)$$

เมื่อ M เป็นค่าความเหนี่ยวนำร่วมระหว่างตัวนำทั้ง 2 ตัว ที่ซึ่งเป็นฟังก์ชันกับความยาว ( $l$ ) ของตัวนำ และเป็นค่าระยะทางเฉลี่ย (geometric mean distance (GMD)) ระหว่างตัวนำทั้ง 2 ซึ่งค่า GMD แสดงให้ดังรูปที่ 3.7



รูปที่ 3.7 ขดลวดเวียนแบบกันหอยแบบสี่เหลี่ยม จำนวน 1.75 รอบ ซึ่งแสดงระยะทางของค่า GMD

ค่า GMD คือ ค่าของระยะทางระหว่างจุดกึ่งกลางของขดลวดชั้นหนึ่งถึงจุดกึ่งกลางของขดลวดอีกชั้นหนึ่ง และบางครั้งค่า GMD ถูกเรียกว่า “Pitch” ซึ่งโดยทั่วไปสมการของค่าความเหนี่ยวนำร่วมระหว่างขดลวด 2 ตัวนำที่ขนานกัน คือ

$$M = 2lQ \quad (3.11)$$

ที่ซึ่ง M คือ ค่าอินดักแตนซ์ หน่วย nH

$l$  คือ ความยาวของขดลวด หน่วย cm

และ  $Q$  คือ ค่าพารามิเตอร์ของค่าความเหนี่ยวนำร่วมที่ สามารถคำนวณได้จาก

$$Q = \ln \left[ \frac{l}{\text{GMD}} + \sqrt{1 + \left( \frac{l}{\text{GMD}} \right)^2} \right] - \sqrt{1 + \left( \frac{\text{GMD}}{l} \right)^2} + \frac{\text{GMD}}{l} \quad (3.12)$$

และค่า GMD ที่แท้จริง คือ

$$\ln \text{GMD} = \ln d - \left\{ \frac{w^2}{12d^2} + \frac{w^4}{60d^4} + \frac{w^6}{168d^6} + \frac{w^8}{360d^8} + \frac{w^{10}}{660d^{10}} + \dots \right\} \quad (3.13)$$

ที่ซึ่ง  $w$  คือ ความกว้างของขดลวด หน่วย cm

และ  $d$  คือ ค่า GMD หรือ Pitch หน่วย cm

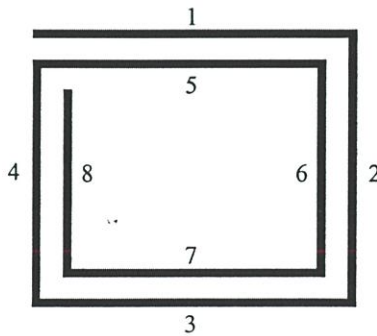
ดังนั้นถ้าสมมติว่ากำลังพิจารณาขดลวดเวียนแบบก้นหอยจำนวน 2 รอบ ซึ่งแสดงให้เห็นในรูปที่ 3.8 เพราะฉะนั้นจะคำนวณหาค่าความเหนี่ยวนำทั้งหมดได้เป็น

$$L_{\text{total}} = \sum_{i=1}^8 L_{\text{self}(i)} + \sum M_+ - \sum M_- \quad (3.14)$$

ที่ซึ่ง

$$\sum M_+ = 2(M_{15} + M_{26} + M_{37} + M_{48})$$

$$\sum M_- = 2(M_{17} + M_{13} + M_{57} + M_{53} + M_{28} + M_{24} + M_{68} + M_{64})$$



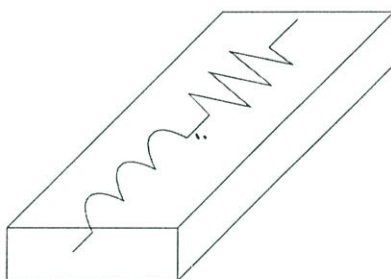
รูปที่ 3.8 ขดลวดเวียนแบบก้นหอยแบบสี่เหลี่ยมจำนวน 2 รอบ

ดังนั้นจะสรุปได้ว่า เมื่อพิจารณาขดลวดเวียนแบบก้นหอยจำนวน  $N$  รอบ เช่น 2 รอบ จะได้ว่า ค่าความเหนี่ยวนำทั้งหมด ( $L_{total}$ ) เป็นจำนวนทั้งหมด 8 ด้าน คือเท่ากับ  $4N$  จำนวนของค่าความเหนี่ยวนำร่วมที่เป็นค่าบวกเป็น 4 ด้าน คือเท่ากับ  $2N(N-1)$  จำนวนของค่าความเหนี่ยวนำร่วมที่เป็นค่าลบเป็น 8 ด้าน คือเท่ากับ  $2N^2$

### 3.2 ความสูญเสียในชั้นโลหะ

เมื่อพิจารณาตัวนำดังรูปที่ 3.9 เห็นได้ว่าแท้จริงแล้ว ตัวเหนี่ยวนำประกอบด้วยค่าอินดักแตนซ์และค่ารีซิสแตนซ์ ซึ่งค่ารีซิสแตนซ์ โดยทั่วไปจะเป็นไปตามสมการที่(3.15)

$$R(f) = \frac{V}{I(f)} = \frac{V}{J(f) \cdot Area} \quad (3.15)$$



รูปที่3.9 ภาพสมมูลของตัวนำ 1 ตัว ที่แท้จริงแล้วประกอบไปด้วยขดลวดและตัวต้านทาน

ค่ารีซิสแตนซ์ที่เป็นฟังก์ชันกับความถี่หรือแปรผันไปกับความถี่ นั้นเกิดจากการเปลี่ยนแปลงความหนาแน่นของกระแส ( current density ;  $J$ ) ที่แปรผันไปกับความถี่ ซึ่งความหนาแน่นของกระแสในขดลวดมีการเคลื่อนที่แบบเป็นระเบียบ (uniform) แต่เมื่อความถี่สูงขึ้นจะทำให้ความหนาแน่นของกระแสเคลื่อนที่แบบไม่เป็นระเบียบ (non-uniform) เนื่องจากผลของ Eddy Current [10]-[11] ซึ่งผลของ Eddy Current เกิดขึ้นจากผลของสนามแม่เหล็กที่เกิดจากตัวเหนี่ยวนำและตัวเหนี่ยวนำร่วมเช่นกัน รวมถึงกฎของฟาราเดย์[12] ซึ่งผลของ Eddy Current เป็นที่เข้าใจกันดีว่าเป็นผลมาจากความถี่ผิวในชั้นโลหะ (Skin effect )

### 3.2.1 ผลกระทบจากความถี่ผิว

ผลกระทบจากความถี่ผิว (Skin effect) ทำให้กระแสที่ไหลลงบนพื้นผิวของตัวนำมีทิศทาง โอนเอียงหรือเลี้ยวไปจากเดิม ด้วยเหตุนี้ทำให้การไหลของกระแสถูกจำกัดวงอยู่ในพื้นที่ของตัวนำ นั้นๆ ไหลออกไปไหนไม่ได้ เป็นผลให้ค่ารีซิสแตนซ์ของขดลวดมีค่าเพิ่มขึ้นเมื่อความถี่สูงขึ้น ซึ่งสม การความถี่ผิวในชั้นโลหะ คือ

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\pi \mu f}} \quad (3.16)$$

ที่ซึ่ง  $\delta$  คือ ค่าความถี่ผิวหรือความหนาของโลหะ

$\rho$  คือ ค่าต้านทานสัมผัส (resistivity) หน่วย  $\Omega - m$

$\mu$  คือ ค่าซึมซาบแม่เหล็กในฟรีสเปซ (free- space permeability)  $= 4\pi \times 10^{-7} H/m$

$f$  คือ ความถี่ หน่วย Hz

และ ค่ารีซิสแตนซ์ของความถี่ผิว ( skin resistance ) คือ

$$R_s = \frac{\rho}{\delta} \quad (3.17)$$

ค่าโดยประมาณของขบวนการสร้างไอซี สำหรับวัสดุที่ใช้เป็นอะลูมิเนียมนั้นมีความหนาของ ชั้นโลหะหรือความถี่ผิวประมาณ  $1.2 \mu m$  ที่ความถี่ 5 GHz [13] ซึ่งสิ่งนี้หมายความว่า ค่าความรี สแตนซ์ของขดลวดจะไม่เปลี่ยนแปลงมากจากค่าที่คิซีของมัน จนถึงที่ความถี่ 5 GHz ดังนั้นผลกระทบ จากความถี่ผิวสามารถละเลยไปได้ ถ้าความถี่ในการใช้งานต่ำกว่า 5 GHz

## 3.3 ตัวประกอบคุณภาพของอุปกรณ์สะสมพลังงาน

### 3.3.1 อุปกรณ์สะสมพลังงานประเภทพาสซีฟ

อุปกรณ์ประเภทพาสซีฟที่สามารถเก็บสะสมพลังงานได้แก่ ตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุ ซึ่ง ตัวเหนี่ยวนำเก็บสะสมพลังงานในรูปของสนามแม่เหล็ก ขณะที่ตัวเก็บประจุเก็บสะสมพลังงานในรูป ของสนามไฟฟ้า โดยที่สมการพลังงานของตัวเหนี่ยวนำ คือ

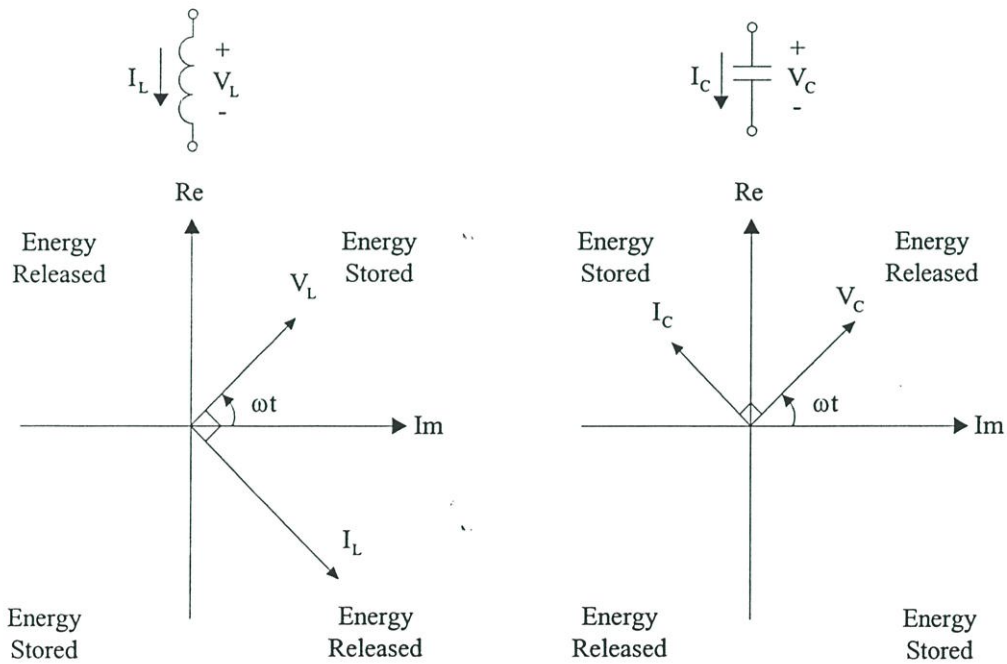
$$E_L = \frac{1}{2}LI_L^2 \quad (3.18)$$

และสมการพลังงานของตัวเก็บประจุ คือ

$$E_C = \frac{1}{2}CV_C^2 \quad (3.19)$$

ที่ซึ่ง  $I_L$  คือ กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ และ  $V_C$  คือ แรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ

เมื่อพิจารณาคูณลักษณะของอุปกรณ์สะสมพลังงานในสภาวะคงตัว (steady state) และเฟสเซอร์ไดอะแกรม แสดงความสัมพันธ์ระหว่างกระแส-แรงดัน ของตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุในแบบอุดมคติดังรูปที่ 3.10 จะเห็นได้ว่าการเปลี่ยนแปลงในเฟสเซอร์ไดอะแกรมของกระแส-แรงดันในอุปกรณ์สะสมพลังงานเหล่านี้ จะแปรผันกับความถี่เชิงมุมยกกำลังสอง ( $\omega^2$ ) ขณะที่ความสัมพันธ์ของกระแส-แรงดันยังคงมีความต่างเฟสกันอยู่  $\pm 90^\circ$  ดังนั้นสมการที่ (3.18) และ สมการที่ (3.19) สามารถที่จะเขียนใหม่ได้เป็น



รูปที่ 3.10 เฟสเซอร์ไดอะแกรมแสดงความสัมพันธ์ระหว่างกระแส-แรงดัน ของตัวเหนี่ยวนำ และตัวเก็บประจุ

จากสมการที่ (3.18) และความสัมพันธ์ของเฟสเซอร์ไดอะแกรมของแรงดัน-กระแสของตัวเหนี่ยวนำ ซึ่งจะได้ว่า พลังงานสะสมในตัวเหนี่ยวนำ คือ

$$E_{\text{inductor}} = \frac{1}{2}L|I_L|^2 = \frac{|V_L|^2}{2\omega^2L} \quad (3.20)$$

ซึ่ง  $|I_L|$  เป็นค่าพีคของกระแส และ  $|V_L|$  เป็นค่าพีคของแรงดันที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำ

และจากสมการที่ (3.19) และความสัมพันธ์ของเฟสเซอร์ไดอะแกรมของกระแส-แรงดันของตัวเก็บประจุ ซึ่งจะได้ว่า พลังงานสะสมในตัวเก็บประจุ คือ

$$E_{\text{capacitor}} = \frac{1}{2}C|V_C|^2 = \frac{|I_C|^2}{2\omega^2C} \quad (3.21)$$

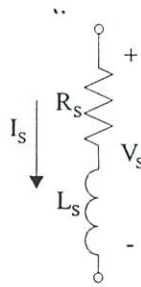
ซึ่ง  $|V_C|$  เป็นค่าพีคของแรงดัน และ  $|I_C|$  เป็นค่าพีคของกระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุ

### 3.3.2 การนิยามความหมายของตัวประกอบคุณภาพ

ตัวประกอบคุณภาพ (Q) ของตัวเหนี่ยวนำหรือตัวเก็บประจุ ถูกนิยามว่าเป็น อัตราส่วนของพลังงานที่เก็บสะสมต่อพลังงานที่สูญเสียไปใน 1 รอบไซเคิล ซึ่งการวัดค่า Q เป็นการบอกถึงคุณสมบัติของอุปกรณ์สะสมพลังงานนั้นๆ

$$Q = 2\pi \cdot \frac{\text{energy stored}}{\text{energy lost cycle}} = \omega \cdot \frac{\text{energy stored}}{\text{average power loss}} \quad (3.22)$$

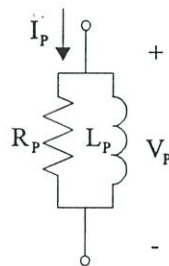
ซึ่งในกรณีของตัวเหนี่ยวนำพลังงานที่เก็บสะสมอ้างอิงกับพลังงานที่เก็บอยู่ในรูปแบบของสนามแม่เหล็ก (the net peak magnetic energy) และในกรณีของตัวเก็บประจุพลังงานที่เก็บสะสมอ้างอิงกับพลังงานที่เก็บอยู่ในรูปแบบของสนามไฟฟ้า (the net peak electric energy) ตัวอย่างเช่น พิจารณาวงจรอนุกรมที่ประกอบด้วย L-R ดังรูปที่ 3.11 ซึ่งการหาค่า Q ได้จากการใช้สมการที่ (3.22) นั่นคือ



รูปที่3.11 วงจรอนุกรมที่ประกอบด้วย L-R

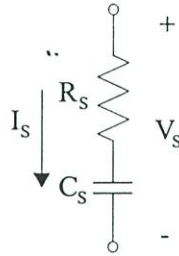
$$\begin{aligned}
 Q &= 2\pi \cdot \frac{\text{peak magnetic energy stored}}{\text{energy lost per cycle}} \\
 &= 2\pi \cdot \frac{\frac{1}{2} L_s |I_s|^2}{\frac{1}{2} R_s |I_s|^2 \cdot T} \\
 &= \frac{\omega L_s}{R_s} \tag{3.23}
 \end{aligned}$$

ที่ซึ่ง T คือ 1 รอบของคาบเวลา สังเกตได้ว่าค่า Q ของตัวเหนี่ยวนำจะมีค่าสูงเมื่อความถี่มีค่าเพิ่มขึ้นด้วย ซึ่งจะทำให้ค่า Q มีค่าเป็นอนันต์ หรือค่า Q ของตัวเหนี่ยวนำจะมีค่าสูงขึ้น เมื่อ  $R_s$  มีค่าน้อยลง แต่อย่างไรก็ตาม ถ้า  $R_s$  มีค่าสูงขึ้นแล้วก็จะจำกัดค่า Q ไม่ให้เป็นอนันต์ และเฟสเซอร์ไดอะแกรมแสดงความต่างเฟสระหว่างแรงดัน-กระแสของตัวเหนี่ยวนำยังคงต่างกันอยู่  $90^\circ$  โดยยังคงใช้สมการที่(3.22)เพื่อหาค่า Q แบบต่างๆ ของอุปกรณ์ L-R และ C-R ที่ต่อทั้งแบบเป็นวงจรถูกอนุกรมและวงจรถขนาน ซึ่งจะได้ความสัมพันธ์แบบต่างๆ คือ



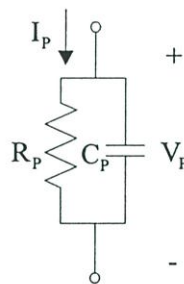
รูปที่3.12 วงจรขนานที่ประกอบด้วย L-R

$$Q_{\text{ind}} = \frac{R_p}{\omega L_p} \tag{3.24}$$



รูปที่3.13 วงจรอนุกรมที่ประกอบด้วย C-R

$$Q_{cap} = \frac{1}{\omega C_S R_S} \quad (3.25)$$



รูปที่3.14 วงจรขนานที่ประกอบด้วย C-R

$$Q_{cap} = \omega C_P R_P \quad (3.26)$$

### 3.3.3 ตัวประกอบคุณภาพของตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุในความเป็นจริง

ในหัวข้อที่แล้วเรานิยามและหาค่า  $Q$  จากวงจร L-R และ C-R ทั้งแบบอนุกรมและแบบขนาน แต่ไม่ได้ระบุถึงว่าเป็นพลังงานที่ถูกเก็บสะสมหรือเป็นพลังงานที่จ่ายออกในอุปกรณ์นั้นๆ ดังนั้นการที่จะหาค่าพลังงานที่เก็บสะสมในตัวเหนี่ยวนำ หรือ ตัวเก็บประจุ ในอุปกรณ์ที่มีทั้ง R-L-C ในวงจรเดียวกัน เช่นวงจรแทงค์(LC tank) เป็นต้น ต้องเข้าใจก่อนว่าอุปกรณ์นั้นๆเก็บพลังงานในรูปแบบใด ตัวอย่างเช่นตัวเหนี่ยวนำ นั้นเราสนใจเฉพาะพลังงานที่เก็บสะสมในรูปแบบสนามแม่เหล็กอย่างเดียว แต่ในความเป็นจริงแล้ว ตัวเหนี่ยวนำยังมีตัวเก็บประจุแฝง(parasitic capacitance) อยู่ด้วย ซึ่งจะได้อ่า  $Q$  ของตัวเหนี่ยวนำ คือ

$$\begin{aligned}
 Q_{\text{ind}} &= 2\pi \cdot \frac{\text{net magnetic energy stored}}{\text{energy lost per cycle}} \\
 &= 2\pi \cdot \frac{\text{peak magnetic energy} - \text{peak electric energy}}{\text{energy lost per cycle}} \quad (3.27)
 \end{aligned}$$

และค่า Q ของตัวเก็บประจุ คือ

$$\begin{aligned}
 Q_{\text{cap}} &= 2\pi \cdot \frac{\text{net electric energy stored}}{\text{energy lost per cycle}} \\
 &= 2\pi \cdot \frac{\text{peak electric energy} - \text{peak magnetic energy}}{\text{energy lost per cycle}} \quad (3.28) \\
 &= -Q_{\text{ind}}
 \end{aligned}$$

ตัวเหนี่ยวนำหรือตัวเก็บประจุ จะเรโซแนนซ์ตัวเอง (self resonant) เมื่อค่าพีคพลังงานที่เก็บสะสมในรูปแบบของสนามแม่เหล็กมีค่าเท่ากับค่าพีคพลังงานที่เก็บสะสมในรูปแบบของสนามไฟฟ้า เพราะฉะนั้นค่า Q ของตัวเหนี่ยวนำหรือของตัวเก็บประจุจะอันตรายจนหายไปเป็นศูนย์ที่ความถี่เรโซแนนซ์ตัวเอง และที่ความถี่ที่สูงกว่าความถี่เรโซแนนซ์ตัวเองจะไม่มีพลังงานที่เก็บสะสมในสนามแม่เหล็กหรือพลังงานที่เก็บสะสมในสนามไฟฟ้าที่เกิดจากตัวเหนี่ยวนำหรือตัวเก็บประจุ ในทางตรงกันข้ามสำหรับวงจรแท่งค่า Q ถูกนิยามไว้ที่ความถี่เรโซแนนซ์ ( $\omega_0$ ) และพลังงานเก็บสะสมยังคงใช้สมการที่ (3.22) ได้เช่นกัน แต่ทว่าพลังงานที่เก็บสะสม (energy stored) คือ ผลรวมของค่าเฉลี่ยของพลังงานในสนามแม่เหล็กและพลังงานในสนามไฟฟ้า นั่นคือ

$$\begin{aligned}
 Q_{\text{tan k}} &= 2\pi \cdot \frac{\text{average magnetic energy} + \text{average electric energy}}{\text{energy lost per cycle}} \Big|_{\omega=\omega_0} \\
 &= 2\pi \cdot \frac{\text{peak magnetic energy}}{\text{energy lost per cycle}} \Big|_{\omega=\omega_0}
 \end{aligned}$$

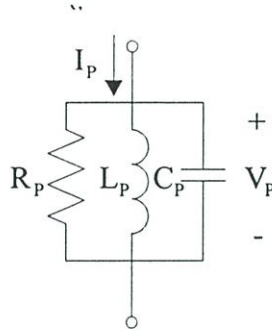
$$= 2\pi \cdot \frac{\text{peak electric energy}}{\text{energy lost per cycle}} \Big|_{\omega=\omega_0} \quad (3.29)$$

พลังงานเก็บสะสมของตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุเป็นไปตามสมการที่ (3.18) และ (3.19) ดังนั้นพลังงานเฉลี่ยที่เก็บสะสมของตัวเหนี่ยวนำในรูปของสนามแม่เหล็กและพลังงานเฉลี่ยที่เก็บสะสมของตัวเก็บประจุในรูปของสนามไฟฟ้า ที่ความถี่เรโซแนนซ์ จะเป็นครึ่งหนึ่ง ซึ่งเป็นไปตามสมการที่ (3.20) และ (3.21) นั่นคือ  $\frac{1}{4}L|I_L|^2 = \frac{1}{4}C|V_C|^2$

เพื่อที่จะทำความเข้าใจค่า  $Q$  และ  $Q_{\tan k}$  ให้มากขึ้น พิจารณาวจรขนานที่ประกอบด้วยอุปกรณ์ RLC ในรูปที่ 3.15 ซึ่งเราสามารถคำนวณหาค่า  $Q$  ของตัวเหนี่ยวนำได้ คือ

$$\begin{aligned} Q_{\text{ind}} &= 2\pi \cdot \frac{\text{peak magnetic energy} - \text{peak electric energy}}{\text{energy lost per cycle}} \\ &= 2\pi \cdot \frac{\frac{1}{2} \frac{|V_P|^2}{\omega^2 L_P} - \frac{1}{2} C_P |V_P|^2}{\frac{1}{2} \frac{|V_P|^2}{R_S} \cdot T} \\ &= \frac{\frac{1}{\omega L_P} - \omega C_P}{\frac{1}{R_P}} \\ &= \frac{R_P}{\omega L_P} \cdot \left[ 1 - \left( \frac{\omega}{\omega_0} \right)^2 \right] \end{aligned} \quad (3.30)$$

ที่ซึ่งความถี่เรโซแนนซ์  $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_P C_P}}$  และ  $\frac{R_P}{\omega L_P}$  เป็นเทอมของพลังงานสะสมในรูปของสนามแม่เหล็ก และในเทอมที่สอง เป็นแฟคเตอร์ของค่าความเหนี่ยวนำตัวเอง ซึ่งทำให้ค่า  $Q$  ลดลง เนื่องจากการเพิ่มขึ้นของค่าพีคพลังงานที่เก็บสะสมในรูปของสนามไฟฟ้าและความถี่และการที่ค่า  $Q$  เป็นศูนย์ที่ความถี่เรโซแนนซ์ โดยใช้สมการที่ (3.29) เพื่อคำนวณหาค่า  $Q_{\tan k}$



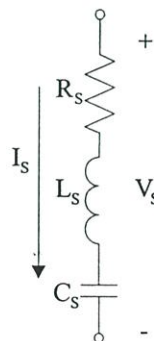
รูปที่ 3.15 วงจรขนานที่ประกอบด้วย RLC

$$Q_{\text{tan k}} = 2\pi \cdot \left. \frac{\text{peak magnetic energy}}{\text{energy lost per cycle}} \right|_{\omega=\omega_0}$$

$$= 2\pi \cdot \left. \frac{\frac{1}{2} C_P |V_P|^2}{\frac{1}{2} \frac{|V_P|^2}{R_S} \cdot T} \right|_{\omega = \frac{1}{\sqrt{L_P C_P}}}$$

$$= \frac{R_P}{\sqrt{L_P / C_P}} \quad (3.31)$$

สังเกตว่า ค่า  $Q_{\text{tan k}}$  จะไม่เป็นศูนย์ ไม่เหมือนกับค่า  $Q$  ของตัวเหนี่ยวนำที่จะเป็นศูนย์ที่ความถี่เรโซแนนซ์ และสำหรับวงจรอนุกรม RLC ดังรูปที่ 3.16 ซึ่งจะได้ค่า  $Q$  และ  $Q_{\text{tan k}}$  คือ



รูปที่ 3.16 วงจรอนุกรมที่ประกอบด้วย RLC

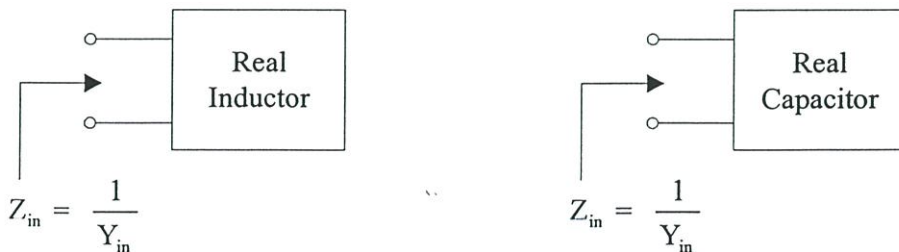
$$\begin{aligned}
 Q_{\text{cap}} &= 2\pi \cdot \frac{\text{peak electric energy} - \text{peak magnetic energy}}{\text{energy lost per cycle}} \\
 &= \frac{\frac{1}{\omega C_S} - \omega L_S}{R_S} \\
 &= \frac{1}{\omega C_S R_S} \cdot \left[ 1 - \left( \frac{\omega}{\omega_0} \right)^2 \right]
 \end{aligned} \tag{3.32}$$

และค่า  $Q_{\text{tank}}$  ของวงจรอนุกรม RLC คือ

$$\begin{aligned}
 Q_{\text{tank}} &= 2\pi \cdot \frac{\text{peak electric energy}}{\text{energy lost per cycle}} \Big|_{\omega=\omega_0} \\
 &= \frac{\sqrt{L_S/C_P}}{R_S}
 \end{aligned} \tag{3.33}$$

ที่ซึ่งความถี่เรโซแนนซ์  $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_S C_S}}$

การนิยามและหาค่า  $Q$  ที่ได้กล่าวมาทั้งหมดมีความสำคัญมาก ซึ่งจะเป็นประโยชน์ต่อการคำนวณหาค่า  $Q$  ของขดลวดเวียนแบบก้นหอย ซึ่งจะได้กล่าวในหัวข้อถัดไป และเราอาจจะพิจารณาหาค่า  $Q$  ของตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุได้จาก ค่า  $Q_{\text{ind}}$  คือ อัตราส่วนของค่าอิมพีแดนซ์ของส่วนจินตภาพต่อค่าอิมพีแดนซ์ของส่วนจริง



รูปที่ 3.17 การหาค่า  $Q$  โดยการพิจารณาหาค่า  $Q$  จากค่าอิมพีแดนซ์หรือค่าแอดมิตแตนซ์

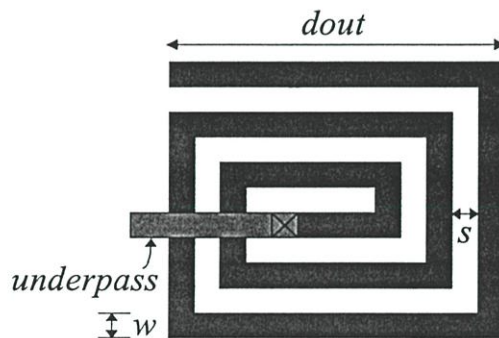
$$Q_{\text{ind}} = \frac{\text{Im}\{Z_{\text{in}}\}}{\text{Re}\{Z_{\text{in}}\}} = -\frac{\text{Im}\{Y_{\text{in}}\}}{\text{Re}\{Y_{\text{in}}\}} \quad (3.34)$$

$Q_{\text{cap}}$  คือ ค่าลบของอัตราส่วนของค่าอิมพีแดนซ์ของส่วนจินตภาพต่อค่าอิมพีแดนซ์ของส่วนจริง

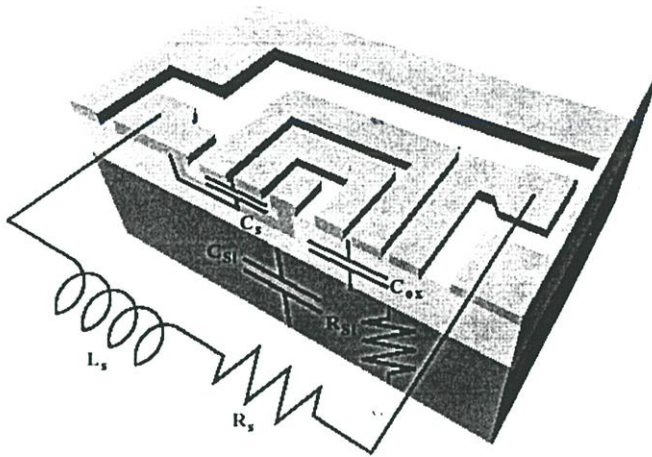
$$Q_{\text{cap}} = -\frac{\text{Im}\{Z_{\text{in}}\}}{\text{Re}\{Z_{\text{in}}\}} = \frac{\text{Im}\{Y_{\text{in}}\}}{\text{Re}\{Y_{\text{in}}\}} \quad (3.35)$$

### 3.4 โมเดลของขดลวดเวียนแบบก้นหอย

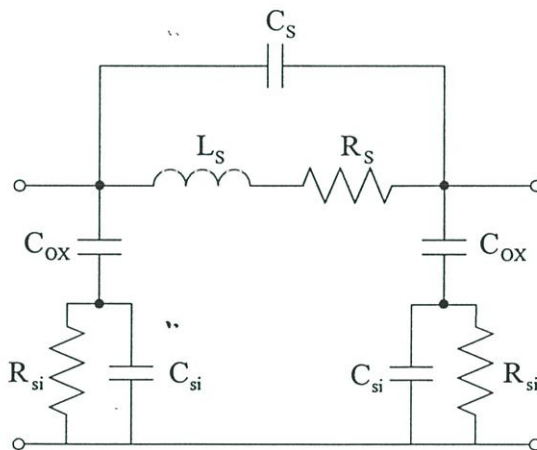
ในหัวข้อที่ผ่านมาเราทำความเข้าใจเกี่ยวกับค่าความเหนี่ยวนำและค่าความเหนี่ยวนำร่วม รวมถึงการนิยามค่า  $Q$  แบบต่างๆ ซึ่งถ้าพิจารณาตัวเหนี่ยวนำที่เกิดขึ้นในซิลิกอนซับสเตรท ดังนั้นแบบจำลองทางฟิสิกส์ของขดลวดเวียนแบบก้นหอย [14] แสดงดังรูปที่ 3.18 ซึ่งประกอบด้วย  $C_s$  คือค่าคาปาซิแตนซ์ที่เกิดขึ้นซึ่งเชื่อมตัวระหว่างอินพุตและเอาต์พุตพอร์ท  $L_s$  และ  $R_s$  เป็นค่าอินดักแตนซ์ และค่ารีซิสแตนซ์ ซึ่งเกิดจากชั้นของโลหะ ส่วน  $C_{\text{ox}}$  เป็นตัวเก็บประจุที่เกิดขึ้นจากชั้นของออกไซด์  $C_{\text{si}}$  และ  $R_{\text{si}}$  เป็นค่าคาปาซิแตนซ์ และ ค่ารีซิสแตนซ์ที่เกิดขึ้นจากชั้นของซับสเตรท



(ก)



(ข)



(ค)

รูปที่ 3.18 (ก) เพลย์เอาต์ของขดลวดเวียนแบบก้นหอยแบบสี่เหลี่ยม

(ข) ภาพตัดขวางของขดลวดเวียนแบบก้นหอย

(ค) โมเดลหรือแบบจำลองของขดลวดเวียนแบบก้นหอย

สำหรับการหาค่า  $L_s$  สามารถคำนวณได้ตามสมการที่ (3.14) และ  $R_s$  คำนวณได้จาก

$$R_s = \frac{\rho \cdot l}{w \cdot \delta \cdot (1 - e^{-l/\delta})} \quad (3.36)$$

ที่ซึ่ง  $\rho$  คือ ความต้านทานสัมผัสในชั้นโลหะ  $l$  คือ ความยาวทั้งหมดของขดลวดเวียนแบบก้อนหอย ซึ่งเป็นไปตามค่าของสมการที่(3.14)  $w$  คือ ความกว้างของชั้นโลหะ  $t$  คือ ความหนาของชั้นโลหะ และ  $\delta$  คือความลึกผิวตามสมการที่ (3.16)

เมื่อพิจารณาชั้นล่าง (underpass) พบว่าจะมีค่าของตัวเก็บประจุ ( $C_o$ ) เกิดขึ้นเนื่องจากการเหลื่อมล้ำกันระหว่างขดลวดชั้นบนและชั้นล่างหรือชั้นที่เป็นสะพาน และสามารถประมาณค่าได้เป็น

$$C_o = \frac{A_{ov} \epsilon_{ox}}{d_{ov}} \quad (3.37)$$

ที่ซึ่ง  $A_{ov}$  คือ พื้นที่ที่เหลื่อมล้ำกัน(overlap area)  $d_{ov}$  คือ ระยะทางระหว่างชั้นของโลหะชั้นบน เช่น  $M_4$  ไปยังชั้นของโลหะชั้นล่าง เช่น  $M_3$  และค่า  $\epsilon_{ox}$  คือ permittivity ของชั้นออกไซด์ระหว่างโลหะสองชั้น ซึ่งผลของ  $C_o$  โดยปกติมีค่าน้อยมาก ดังนั้นจึงถูกละเลยผลของ  $C_o$  ในโมเดล ดังนั้นขดลวดเวียนแบบก้อนหอยในรูป 3.18 (ค) เป็น โมเดลที่ไม่สมมาตรซึ่งค่าของ  $C_{ox1} \neq C_{ox2}$  เนื่องจากผลของค่า  $C_o$  แต่อย่างไรก็ตามเราจะประมาณว่าค่าของ  $C_{ox} = C_{ox1} = C_{ox2}$  ซึ่ง ค่าของออกไซด์คาปาซิแตนซ์ที่ต่อเชื่อมกัน ระหว่างชั้นของโลหะและชั้นซับสเตรท คือ

$$C_{ox} = \frac{A_{ind} \epsilon_{ox}}{2d_{ox}} \quad (3.38)$$

ที่ซึ่ง  $A_{ind}$  คือ พื้นที่ทั้งหมดของขดลวด คือ  $d_{ox}$  ระยะทางระหว่างชั้นโลหะไปยังซับสเตรท และเช่นเดียวกันผลกระทบเกิดขึ้นที่ซับสเตรท จะประมาณได้ว่าค่าของ  $R_{si} = R_{si1} = R_{si2}$  และ  $C_{si} = C_{si1} = C_{si2}$  นั่นคือ

$$R_{si} = \frac{2}{w \cdot l \cdot G_{sub}} \quad (3.39)$$

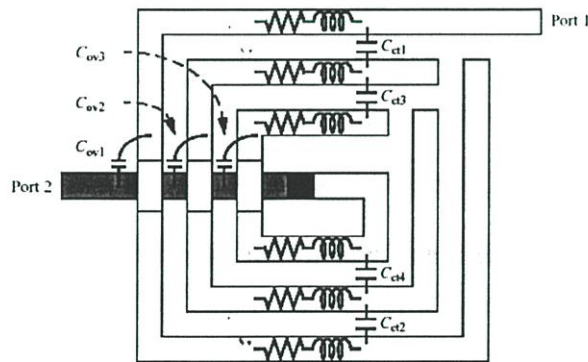
$$C_{si} = \frac{w \cdot l \cdot C_{sub}}{2} \quad (3.40)$$

ที่ซึ่ง  $G_{sub}$  เป็นค่าพารามิเตอร์ที่มีค่าคงที่ที่ได้จากชั้นสเตรท และ  $C_{sub}$  เป็นค่าที่ได้จากระยะทางระหว่างชั้นโลหะไปยังชั้นสเตรท ซึ่งโดยทั่วไป  $G_{sub}$  มีค่าประมาณ  $10^{-7} \text{ S}/\mu\text{m}^2$  และ  $C_{sub}$  มีค่าประมาณอยู่ระหว่าง  $10^{-3} - 10^{-2} \text{ fF}/\mu\text{m}^2$  [15]

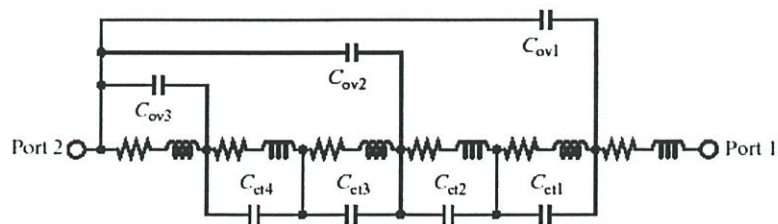
ในส่วนของค่า  $C_S$  แท้จริงแล้วเป็นค่าของตัวเก็บประจุที่เกิดขึ้นระหว่างรอบของขดลวดในแต่ละรอบ ซึ่งคือผลรวมของค่า  $C_{ov}$  และ  $C_{ct}$  ซึ่งพิจารณาได้ตามรูปที่ 3.19 และ  $C_S$  หาได้จาก

$$C_S = n \cdot w^2 \cdot \frac{\epsilon_{ox}}{t_{oxM1-M2}} \quad (3.41)$$

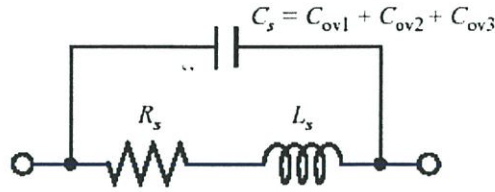
ที่ซึ่ง  $n$  คือ จำนวนทั้งหมดของตัวเก็บประจุที่เหลื่อมล้ำกัน  $w$  คือความกว้างของขดลวด และ  $t_{oxM1-M2}$  คือ ความหนาของชั้นออกไซด์ระหว่างชั้นของขดลวดชั้นบนและชั้นล่าง



(ก)



(ข)



(ก)

รูปที่ 3.19 (ก) เลย์เอาต์ขดลวดเวียนแบบก้นหอยแบบสี่เหลี่ยมจำนวน 3 รอบ

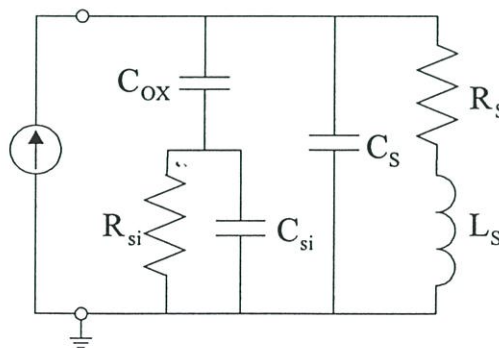
(ข) โมเดลที่แสดงผลของค่าตัวเก็บประจุที่มีทั้งหมด

(ค) ผลรวมของค่า  $C_s$  ทั้งหมด

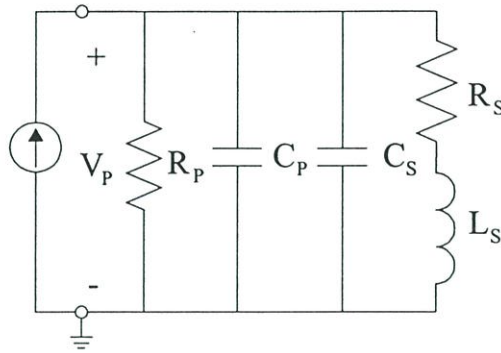
เมื่อ  $C_{ov}$  (overlap capacitances) คือตัวเก็บประจุที่เกิดขึ้นกับชั้นล่างและเกิดขึ้นกับในแต่ละรอบของขดลวด และ  $C_{ct}$  (cross talk capacitances) คือ ตัวเก็บประจุที่เกิดขึ้นระหว่างขดลวดในแต่ละรอบ ซึ่งอย่างไรก็ตาม ค่าของ  $C_{ct}$  มีค่าน้อยมากและไม่มีความสำคัญต่อคุณลักษณะของขดลวดเวียนแบบก้นหอย ดังนั้น ค่าของ  $C_s$  ก็จะถูกพิจารณาในส่วนเพราะของค่า  $C_{ov}$  เท่านั้น ดังรูปที่ 3.19 (ค)

### 3.4.1 ตัวประกอบคุณภาพของขดลวดเวียนแบบก้นหอย

ในการหาค่าตัวประกอบคุณภาพของขดลวดเวียนแบบก้นหอย โดยใช้โมเดลหรือแบบจำลองดังรูปที่ 3.18 (ค) ซึ่งพิจารณาในลักษณะที่ต่อแบบ 1 พอร์ต แสดงดังรูปที่ 3.20



(ก)



(ข)

รูปที่ 3.20 (ก) วงจรสมมูล 1 พอร์ต ของขดลวดเวียนแบบก้นหอย

(ข) วงจรสมมูล 1 พอร์ต ของขดลวดเวียนแบบก้นหอยที่แปลงผลรวมค่าอิมพีแดนซ์ของ

$C_{ox}, C_{si}, R_{si}$  ให้อยู่ในรูปวงจรมูลค่า  $R_p$  และ  $C_p$

เพื่อให้ง่ายแก่การวิเคราะห์หาค่า  $Q$  ของขดลวดเวียนแบบก้นหอย ดังนั้นจากรูป 3.20 (ก) ทำการแปลงค่าอิมพีแดนซ์ของผลกระทบที่เกิดจากชั้นออกไซด์และชั้นของซับสเตรตได้แก่ ค่าของ  $C_{ox}, C_{si}, R_{si}$  ให้อยู่ในรูปของวงจรมูลค่า  $R_p$  และ  $C_p$  ดังรูปที่ 3.20 (ข) ซึ่งจะได้ว่า

$$R_p = \frac{1}{\omega^2 C_{ox}^2 R_{si}} + \frac{R_{si} (C_{ox} + C_{si})^2}{C_{ox}^2} \quad (3.42)$$

$$C_p = C_{ox} \cdot \frac{1 + \omega^2 R_{si}^2 C_{si} (C_{ox} + C_{si})}{1 + \omega^2 R_{si}^2 (C_{ox} + C_{si})^2} \quad (3.43)$$

และพลังงานที่เก็บสะสม คือ

$$E_{\text{Peak Magnetic}} = \frac{V_p^2 L_s}{2 \cdot [(\omega L_s)^2 + R_s^2]} \quad (3.44)$$

$$E_{\text{Peak Electric}} = \frac{V_p^2 (C_s + C_p)}{2} \quad (3.45)$$

ดังนั้นพลังงานที่สูญเสียในรอบไซเคิล คือ

$$E_{\text{Loss Per Cycle}} = \frac{2\pi}{\omega} \cdot \frac{V_p^2}{2} \cdot \left[ \frac{1}{R_p} + \frac{R_s}{(\omega L_s)^2 + R_s^2} \right] \quad (3.46)$$

และแทนค่าสมการที่ (3.44) – (3.46) ลงในสมการที่ (3.27) หรือใช้วิธีตามรูปที่ 3.17 และสมการที่ (3.34) ซึ่งจะได้ค่า Q ของขดลวดเวียนแบบก้นหอยเป็น

$$\begin{aligned} Q_{\text{on-chip}} &= \frac{\omega L_s}{R_s} \cdot \frac{R_p}{R_p + [(\omega L_s / R_s)^2 + 1]R_s} \cdot \left[ 1 - \frac{R_s^2(C_s + C_p)}{L_s} - \omega^2 L_s(C_s + C_p) \right] \\ &= \frac{\omega L_s}{R_s} \cdot \text{Substrate Loss Factor} \cdot \text{resonance Factor energy} \end{aligned} \quad (3.47)$$

สังเกตได้ว่า ในเทอมแรก  $\omega L_s / R_s$  คือ พลังงานที่เก็บสะสมในรูปแบบของสนามแม่เหล็ก ในเทอมที่สองเป็นแฟกเตอร์ความสูญเสียที่เกิดจากชั้นซับสเตรท และในเทอมสุดท้ายเป็นแฟกเตอร์ของค่าความถี่เรโซแนนซ์ตัวเองซึ่งจะทำให้ค่า Q ลดลง เนื่องจากการที่ความถี่เพิ่มขึ้นและทำให้พลังงานเก็บสะสมในรูปแบบของสนามไฟฟ้าในตัวเก็บประจุ  $C_s$  และ  $C_p$  มีค่าเพิ่มขึ้น และที่ความถี่เรโซแนนซ์ตัวเอง จะเป็นศูนย์ ดังนั้นจะพบว่า แฟกเตอร์ของความถี่เรโซแนนซ์ตัวเอง คือ

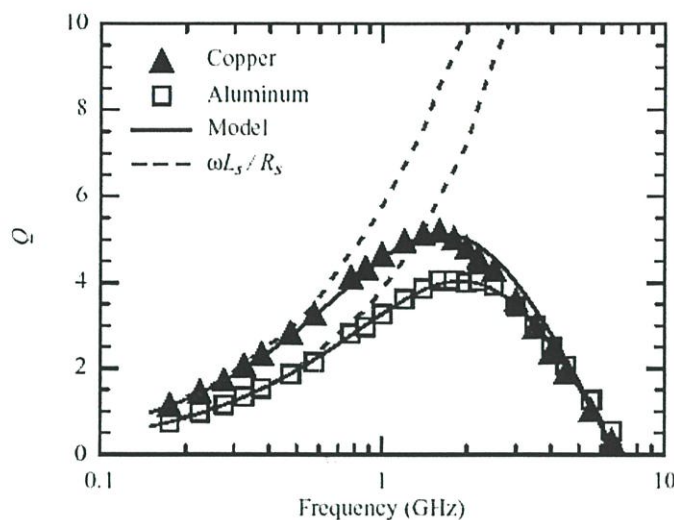
$$\omega_o = \sqrt{\frac{1}{L_s(C_s + C_p)} \left[ 1 - \frac{R_s^2}{L_s}(C_s + C_p) \right]} \quad (3.48)$$

ที่ซึ่ง  $\omega_o = 2\pi f_o$

### 3.4.2 พารามิเตอร์ที่มีผลกระทบต่อค่า Q

โดยพิจารณาค่า Q ตาม [16] ซึ่งขดลวดเวียนแบบก้นหอยแบบสี่เหลี่ยมจำนวน 7 รอบ ที่ถูกสร้างบนซิลิกอนซับสเตรทซึ่งและมีค่า  $10 \Omega\text{-cm}$  ความหนาของชั้นออกไซด์มีค่า  $4.5\text{-}\mu\text{m}$  ความกว้างของชั้นโลหะ  $13\text{-}\mu\text{m}$  ความกว้างระหว่างรอบ  $7\text{-}\mu\text{m}$  และความยาวจากด้านหนึ่งถึงอีกด้านหนึ่งมีค่า  $300\text{-}\mu\text{m}$  รวมถึงความหนาของชั้นโลหะมีค่า  $1\text{-}\mu\text{m}$  และมีค่าความต้านทานแผง (sheet resistance)  $30 \text{ m}\Omega/\text{sq}$  เพื่อที่จะแสดงให้เห็นถึงผลกระทบที่มีต่อค่า Q ดังนั้นจะทำการปรับเปลี่ยนพารามิเตอร์หลาย

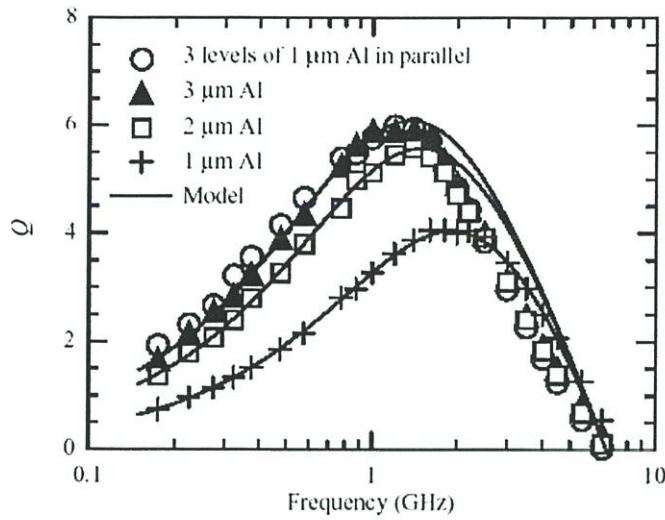
อย่าง เช่นความหนาของชั้นโลหะ ความหนาของชั้นออกไซด์ ความต้านทานแฝงในชั้นซับสเตรท และขนาดของการเลเอาต์ รวมถึงวัสดุที่ใช้เป็นโลหะ



รูปที่3.21 ผลกระทบของวัสดุที่ใช้เป็นโลหะที่มีผลต่อค่า Q [16]

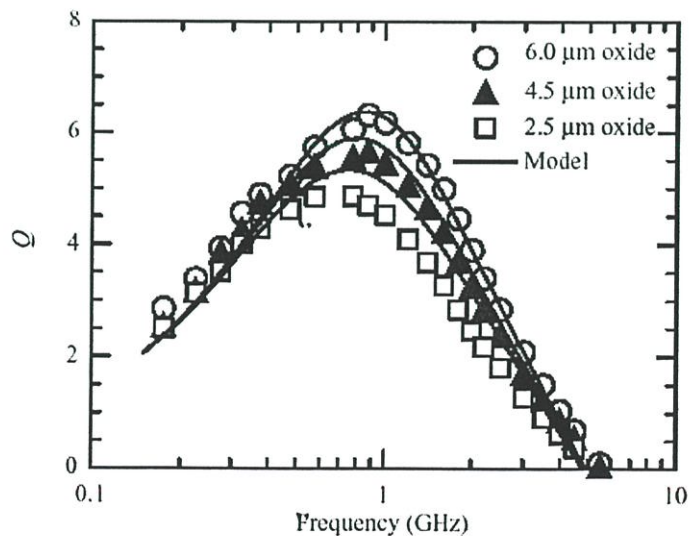
จากรูปที่ 3.21 แสดงให้เห็นถึงผลกระทบต่อค่า Q กับการเปลี่ยนแปลงวัสดุที่ใช้เป็นโลหะ คือ ทองแดงและอลูมิเนียม ขดลวดเวียนแบบกันหอยที่ใช้มีขนาดเท่ากัน และความหนาของชั้นโลหะมีค่าเท่ากับ 1- $\mu\text{m}$  แต่ค่า sheet resistance ของทองแดงและอลูมิเนียม มีค่า 20  $\text{m}\Omega/\text{sq}$  และ 30  $\text{m}\Omega/\text{sq}$  ตามลำดับ ที่ความถี่ค่า ค่า Q เป็นไปตามสมการ  $\omega L_s / R_s$  ทั้ง 2 ตัวเหนี่ยวนำ ขดลวดที่ทำจากทองแดง มีค่า Q ที่สูงกว่า เพราะมีค่ารีซิสแตนซ์ที่ต่ำกว่า ซึ่งเมื่อความถี่สูงขึ้น ค่า Q เริ่มที่จะเฉไปจาก  $\omega L_s / R_s$  เนื่องจากผลกระทบของซับสเตรทการลดลงอย่างรวดเร็วของค่า Q ที่ความถี่สูง เป็นสาเหตุของผลกระทบของซับสเตรทและค่าความเหนี่ยวนำตัวเอง

และเพื่อที่จะลดผลของค่ารีซิสแตนซ์ดังนั้นเราทำการเพิ่มชั้นความหนาของโลหะ ซึ่งในที่นี้ใช้อลูมิเนียม ดังรูปที่ 3.22 แสดงให้เห็นถึงผลของความแตกต่างของชั้นความหนาในโลหะที่มีผลต่อค่า Q ซึ่งสังเกตได้ว่า ค่า Q จะดีขึ้นถ้าความหนาของชั้น โลหะเพิ่มจาก 1- $\mu\text{m}$  ไปยัง 2- $\mu\text{m}$  อย่างไรก็ตาม ความหนาของชั้นโลหะที่ 3- $\mu\text{m}$  ไม่ได้ทำให้ค่า Q เพิ่มขึ้นมากนัก ทั้งนี้เนื่องจากผลกระทบของความถี่ผิว

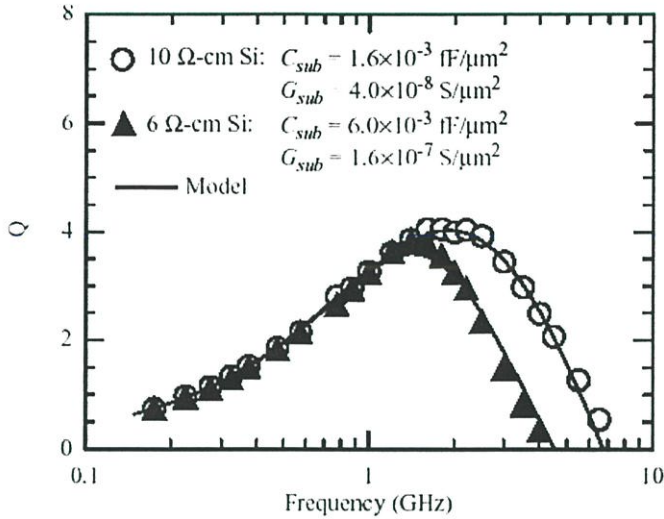


รูปที่ 3.22 ผลของความแตกต่างของความหนาในชั้นโลหะที่มีผลต่อค่า Q [16]

ค่า Q ยังคงสามารถปรับปรุงให้สูงขึ้นได้ โดยการเพิ่มความหนาของชั้นออกไซด์ แสดงดังรูปที่ 3.23 ซึ่งการเพิ่มขึ้นของชั้นออกไซด์ทำให้ค่า Q สูงได้ เพราะผลกระทบของซับสเตรตถูกจำกัดไว้ ตั้งแต่ชั้นของออกไซด์มีค่ามากขึ้น อย่างไรก็ตาม การลดลงของค่าพิกัดความต้านทานที่ซับสเตรต (substrate resistivity)  $R_{si}$  และการเพิ่มขึ้นของ  $C_{si}$  จะเป็นสาเหตุทำให้ค่า Q และค่าความถี่เรโซแนนซ์ตัวเองมีค่าลดลงได้ แสดงดังรูปที่ 3.24



รูปที่ 3.23 ผลของความแตกต่างของความหนาในชั้นออกไซด์ที่มีผลต่อค่า Q [16]



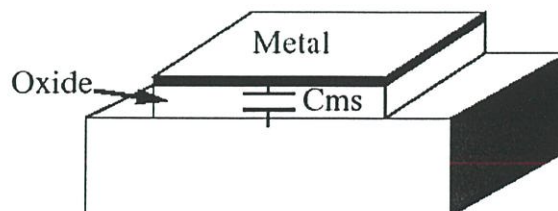
รูปที่ 3.24 ผลของค่าพิกัดความต้านทานที่มีผลต่อค่า Q [16]

### 3.5 ผลกระทบต่อชั้นสเตรทในขดลวดเวียนแบบก้นหอย

ชั้นสเตรทหรือ ผลึกฐานรอง มีผลกระทบต่อพฤติกรรมของดีไวซ์เป็นอย่างมาก เนื่องจากผลของตัวเก็บประจุแฝง และหรือ ความต้านทานแฝงที่มีอยู่ในชั้นชั้นสเตรท จะทำให้พฤติกรรมการทำงานของวงจรเปลี่ยนไป เช่นเมื่อกระแสไหลผ่านไปยังกราวนด์หรือไปยังชั้นสเตรทจะสร้างให้เกิดแรงดันตกคร่อมซึ่งจะเป็นผลกระทบต่อการทำงานของอุปกรณ์ ยิ่งไปกว่านั้น ตัวเก็บประจุแฝงที่มีอยู่ในชั้นสเตรท ก็จะทำให้การส่งผ่านของสัญญาณมีการหน่วง (delay) เกิดขึ้น ได้อีกด้วย

#### 3.5.1 ค่าความเหนี่ยวนำตัวเอง

โดยทั่วไปขนาดของอินดักเตอร์ที่สร้างอยู่ในซิลิกอนชั้นสเตรทมีขนาดประมาณเป็นร้อยๆ ไมครอน และมีชั้นความหนาของชั้นซิลิกอนไดออกไซด์อย่างหนาๆ ประมาณ 4 ไมครอน ซึ่งจะทำให้ตัวเก็บประจุที่อยู่ระหว่างชั้น โลหะและชั้นชั้นสเตรท ( $C_{ox}$ ) มีค่าประมาณเป็น พิโคฟารัด (pF)



รูปที่ 3.25 โครงสร้างของตัวเก็บประจุที่อยู่ระหว่างชั้น โลหะและชั้นชั้นสเตรท

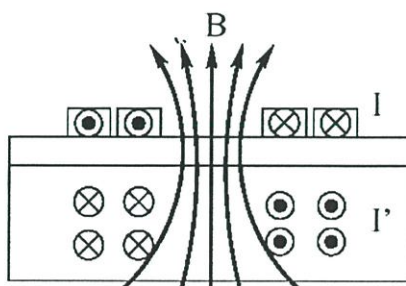
ขณะที่ความถี่เรโซแนนซ์เกิดขึ้น ค่ารีแอกแตนซ์จะเป็นศูนย์ ดังนั้นที่ความถี่เรโซแนนซ์จะได้ว่า  $X_L = X_C$  หรือ  $2\pi f_{\text{res}} L_S = \frac{1}{2\pi f_{\text{res}} C_{\text{ox}}}$  นั่นคือ ณ ความถี่เรโซแนนซ์ มีค่าเป็น

$$f_{\text{res}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_S C_{\text{ox}}}} \quad (3.50)$$

ที่ซึ่ง  $L_S$  คือ ค่าเหนี่ยวนำตัวเอง และ  $C_{\text{ox}}$  คือตัวเก็บประจุที่อยู่ในชั้นออกไซด์ เมื่อตัวเหนี่ยวนำไปถึง ณ ความถี่เรโซแนนซ์ ค่าความเหนี่ยวนำตัวเองจะเป็นศูนย์ และมันจะกลายเป็นตัวเก็บประจุแทน ดังนั้นเพื่อที่จำไม่ให้เกิดการเรโซแนนซ์ตัวเองกับ  $C_{\text{ox}}$  เพราะฉะนั้น จำเป็นที่จะต้องให้ขดลวดเวียนแบบกันหอยมีหลายรอบ ซึ่งจะช่วยให้ ขดลวดเวียนแบบกันหอยมีค่ามากขึ้น ไปด้วย และมีค่าของความเหนี่ยวนำตัวเองที่ต่ำลง อย่างไรก็ตาม การที่มีขดลวดเวียนแบบกันหอยมีขนาดใหญ่ขึ้น ก็จะทำให้  $C_{\text{ox}}$  มีค่ามากขึ้นเช่นกัน

### 3.5.2 ความสูญเสียในชั้นของซบสเตรท

เมื่อพิจารณาตามรูปที่ 3.18 (ข) และ (ค) เห็นได้ว่าในชั้นของซบสเตรทจะมีผลของ  $C_{\text{si}}$  และ  $R_{\text{si}}$  เกิดขึ้น ซึ่งเมื่อกระแสไหลผ่านซบสเตรท นั่นคือ ไหลผ่าน  $R_{\text{si}}$  ก็จะเป็นสาเหตุให้เกิดความสูญเสีย (loss) ขึ้นที่ซบสเตรท และจะส่งผลให้ค่าความเหนี่ยวนำ ( $L_S$ ) มีค่าลดลงด้วย ซึ่งปรากฏนี้อธิบายได้โดยกฎของเลนซ์ ดังรูปที่ 3.26



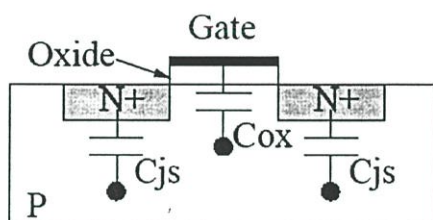
รูปที่ 3.26 ทิศทางการไหลของกระแสที่ซบสเตรท

ในรูปที่ 3.26 แสดงภาพตัดขวางของตัวเหนี่ยวนำที่สร้างอยู่บนชั้นซบสเตรท พิจารณาผลของกระแสไหลเข้า ( $I'$ ) ซึ่งไหลไปในทางทิศทางขวามือ และกระแสไหลออกไปในทิศทางซ้ายมือ ด้วยกฎของเลนซ์ (Lenz) เมื่อกระแสเคลื่อนที่ผ่านสนามไฟฟ้า และถูกเหนี่ยวนำจากสนามแม่เหล็ก (เนื่องจาก

ตัวเหนี่ยวนำที่มีอยู่ในซัปสเตอร์ท) จะทำให้ทิศทางของกระแส  $I'$  ที่ไหลเข้าไป ซัปสเตอร์ทจะมีทิศทางที่  
 โอนเอียงไป และเหนี่ยวนำให้เกิดทิศทางที่ต่อต้านไม่ให้กระแสนั้นลดลง เป็นให้เกิดแรงดันตกคร่อมที่  
 ซัปสเตอร์ท และกลายเป็นความสูญเสียในที่สุด ซึ่งผลกระทบนี้ยังทำให้ค่า  $Q$  มีค่าที่แย่งไปด้วย

### 3.5.3 การเชื่อมโยงสัญญาณรบกวนกับซัปสเตอร์ท

จากการศึกษา [17] – [19] พบว่า การเกิดสัญญาณรบกวนนั้นเกิดขึ้นโดยผ่านทางรอยต่อของตัว  
 เก็บประจุของมอสเฟต หรือที่เกทออกไซด์ คาปาซิแตนซ์ รวมถึงผลกระทบจาก hot-electron ด้วยซึ่ง  
 เป็นสาเหตุของการฉีดพาหะข้างมากเข้าไปในซัปสเตอร์ท ซึ่งปรากฏการณ์นี้สามารถศึกษาได้ตาม [20]  
 เนื่องจากผลของซาบอดี [21] และสัญญาณรบกวนที่ซัปสเตอร์ทนั้น จะเป็นผลกระทบต่อแรงดันขีดเริ่ม  
 ของมอสทรานซิสเตอร์ และสมรรถนะโดยรวมของวงจร

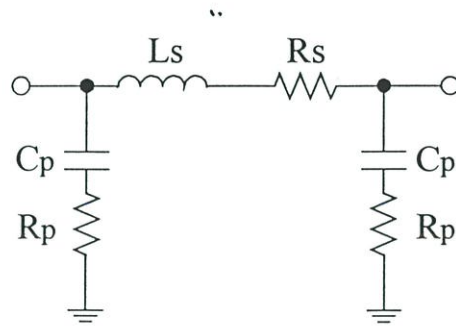


รูปที่ 3.27 ตัวเก็บประจุแฝงที่เกิดกับมอสทรานซิสเตอร์และชั้นของซัปสเตอร์ท

กระแสไฟฟ้าที่ไหลอยู่ในซัปสเตอร์ทเป็นผลให้เกิดสัญญาณรบกวนขึ้น สัญญาณรบกวนที่เกิด  
 จากซัปสเตอร์ทนี้สามารถถูกเหนี่ยวนำผ่านทางรอยต่อของตัวเก็บประจุระหว่างเดรนและซอร์ส ซึ่งจะ  
 เป็นผลอย่างมากกับวงจรที่ทำงานในย่านความถี่ GHz อย่างไรก็ตาม ยังวิธีการที่สามารถลดผลของการเกิด  
 สัญญาณรบกวนที่ซัปสเตอร์ทได้ เช่น วิธี แพทเทินกราวนด์ซิลด์ เป็นต้น ซึ่งสามารถศึกษาได้ตาม [22]

### 3.6 ขดลวดแบบบอนวาย

ในการเชื่อมต่อสัญญาณใดๆจากวงจร ไปไปยังแพ็คเกจทำได้ โดยวิธีการบอนวาย (bondwire) การ  
 บอนวายมีผลอย่างมากสำหรับสมรรถนะ(performance)โดยรวมของวงจรใดๆ เช่นเดียวกับการออกแบบ  
 วงจรขยายกำลังผลของการบอนวายมีผลทำให้ประสิทธิภาพของกำลังงาน (PAE) ลดลงด้วยเช่นกัน  
 ซึ่งโดยทั่วไป เมื่อมีการรวมผลของการใส่แพ็คเกจลงไปด้วย จะได้แบบจำลองทางกายภาพของขดลวด  
 แบบบอนวาย เป็นดังรูปที่ 3.28



รูปที่ 3.28 แบบจำลองของขดลวดแบบบอรวาย

เมื่อ  $L_s$  คือค่าอินดักแตนซ์ของขดลวดบอรวาย  $R_s$  คือความต้านทานแฝงที่อยู่ในขดลวดแบบบอรวาย  $C_p$  คือ ค่าของตัวเก็บประจุที่อยู่ระหว่างขดลวดและกราวนด์ และ  $R_p$  คือความต้านทานแฝงที่เป็นผลมาจากขั้วเสตรด ซึ่งโมเดลนี้จะถูกใช้ในการจำลองการทำงานของวงจร เมื่อวงจรมีการรวมของของแพ็กเกจเข้าไปด้วย

### 3.6.1 การวิเคราะห์ค่าอินดักแตนซ์แบบบอรวาย

ค่าอินดักแตนซ์ ของขดลวด สามารถคำนวณได้จาก สมการที่ (3.51)

$$L = \frac{\mu_0 I}{2\pi} \left\{ \ln \left[ \left( \left( \frac{2l}{d} \right) + \left( 1 + \frac{2l}{d} \right)^2 \right)^{\frac{1}{2}} \right] + \frac{d}{2l} - \left( 1 + \left( \frac{d}{2l} \right)^2 \right)^{\frac{1}{2}} + \mu_r \delta \right\} \quad (3.51)$$

$$\delta = 0.25 \tanh \left( \frac{4d_s}{d} \right) \quad (3.52)$$

$$d_s = \sqrt{\frac{\rho}{\pi f \mu_0 \mu_r}} \quad (3.53)$$

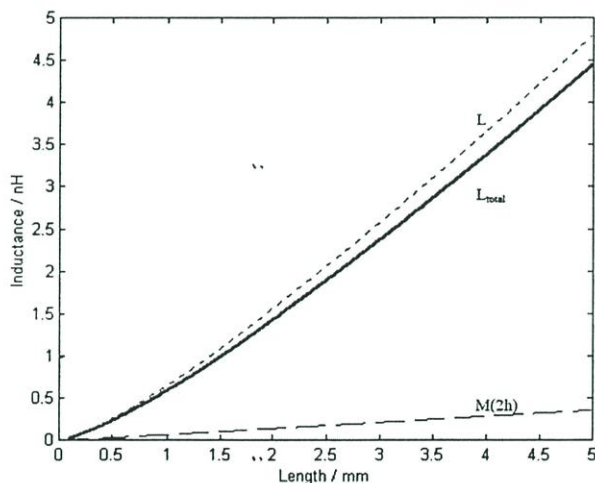
ที่ซึ่ง  $l$  คือ ความยาวของขดลวด  $d$  คือเส้นผ่านศูนย์กลางของขดลวด  $\rho$  คือ สภาพความนำไฟฟ้าของวัสดุของขดลวด  $d_s$  คือ ค่าความลึกผิว และ  $\mu_0$  คือ ค่าซึมซาบแม่เหล็กในฟรีสเปซ (free-space permeability)  $\mu_r$  คือ ค่าซึมซาบแม่เหล็กสัมพัทธ์ (relative permeability)

ค่าอินดักแตนซ์ของขดลวดจะลดลงถ้าระยะของขดลวดนั้นใกล้กับจุดต่อกราวนด์ (ground plate) ค่าความเหนี่ยวนำร่วมที่เป็นลบ (negative mutual inductance) ที่เกิดขึ้นกับจุดต่อกราวนด์ สามารถเขียนเป็นสมการได้เป็น

$$M(2h) = \frac{\mu_0 I}{2\pi} \left\{ \ln \left[ \left( \left( \frac{1}{2h} \right) + \left( 1 + \left( \frac{1}{2h} \right)^2 \right) \right)^{\frac{1}{2}} \right] + \frac{2h}{1} - \left( 1 + \left( \frac{2h}{1} \right)^2 \right)^{\frac{1}{2}} \right\} \quad (3.54)$$

ที่ซึ่ง  $h$  คือ ระยะทางระหว่างจุดต่อกราวนด์และขดลวด ซึ่งผลลัพธ์จะได้ว่าผลรวมของค่าอินดักแตนซ์ทั้งหมดของขดลวด ถูกทำให้ลดลง โดยที่  $L_{\text{total}} = L - M(2h)$

ตัวอย่างเช่น การบอณาวยโดยใช้วัสดุเป็นอลูมิเนียม ซึ่งมีเส้นผ่านศูนย์กลาง 1.25-mil จะมี สภาพความนำไฟฟ้า  $= 1.75 \times 10^{-8} \Omega\text{m}$ ,  $\mu_r = 1.00002$ ,  $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} \text{Hm}^{-1}$  และ  $d = 31.75 \mu\text{m}$  ซึ่งจากสมการที่ (3.51) – (3.54) พล็อตกราฟความสัมพันธ์ของผลรวมของค่าอินดักแตนซ์ทั้งหมด ดังรูปที่ 3.29



รูปที่ 3.29 กราฟความสัมพันธ์ผลรวมของค่าอินดักแตนซ์ทั้งหมด ( $L_{\text{total}}$ ) ของขดลวด [23]

เห็นได้ว่า ที่  $2h = 2\text{mm}$  จะได้ค่าอินดักแตนซ์ โดยประมาณ 1mm อินดักเตอร์แบบบอณาวยจะถูกใช้อย่างมากในการออกแบบวงจรขยายกำลัง เช่น ใช้เป็น RF choke ของวงจรขยายภาคอินพุตและเอาต์พุต และรวมถึงการใช้เชื่อมต่อระหว่างสเตท (interstage matching) และค่าความต้านทานของแผ่นของขดลวดแบบบอณาวย สามารถคำนวณได้จาก

$$R_s = \rho \frac{l}{A} \quad (3.55)$$

ที่ซึ่ง  $l$  คือ ความยาวของขดลวด  $A$  คือ พื้นที่หน้าตัดของขดลวด  $\rho$  คือ สภาพนำไฟฟ้าของวัสดุของขดลวด เนื่องจากผลของความถี่ผิว (skin effect) [24] ดังนั้นพื้นที่หน้าตัดของขดลวดจะลดลงจาก  $\pi\left(\frac{d}{2}\right)^2$  to  $\pi\left[\left(\frac{d}{2}\right)^2 - \left(\frac{d-d_s}{2}\right)^2\right]$

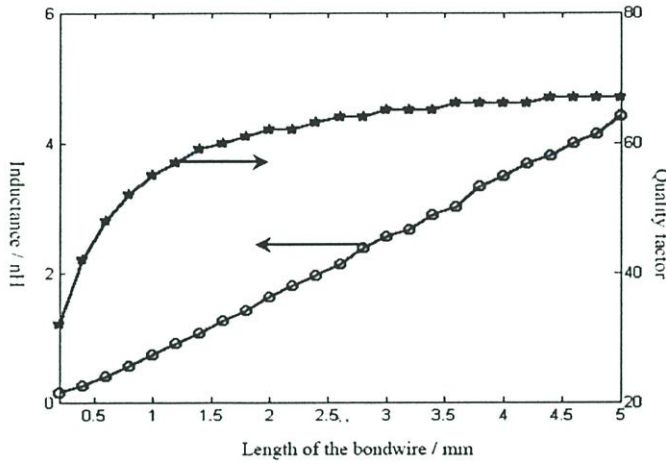
ตัวอย่างเช่น เราสามารถคำนวณค่า  $R_s$  ของค่าอินดักแตนซ์ที่มีค่า  $2\text{nH}$  ได้จากสมการที่ (3.55) โดยกำหนดให้  $l = 2.65 \text{ mm}$ ,  $\rho = 1.75 \times 10^{-8} \Omega\text{m}$  และ  $d = 31.75 \mu\text{m}$

$$R_s(2\text{nH}) = \rho \frac{l}{A} = 1.75 \times 10^{-8} \frac{2.65 \times 10^{-3}}{\pi\left[\left(\frac{31.75\mu}{2}\right)^2 - \left(\frac{31.75\mu - 2.718\mu}{2}\right)^2\right]} = 0.357 \Omega$$

ฉะนั้น ค่าตัวประกอบคุณภาพ ( $Q$ ) ของอินดักเตอร์ แบบบอวาย  $2\text{nH}$  (ที่ความถี่  $2.4 \text{ GHz}$ ) คือ

$$Q = \frac{\omega L}{R_s} = 84.5 \quad (3.56)$$

อย่างไรก็ตามในการคำนวณหาตัวประกอบคุณภาพตามสมการที่(3.56)นั้น ไม่ถูกต้องและแม่นยำ ทั้งนี้เนื่องจาก แท้จริงแล้วค่าอินดักแตนซ์ของขดลวดไม่ได้เป็นอิสระ แต่ยังคงเป็นฟังก์ชันของค่าตัวประกอบกำลังและความยาวของการบอวายอีกด้วย ซึ่งในปัจจุบันโปรแกรมที่ใช้สำหรับออกแบบและจำลองการทำงานในทางด้านความถี่สูงหรือไมโครเวฟ ไม่ว่าจะเป็น HP's ADS , Ann-soft หรือ sonnet สามารถสร้างแบบจำลองของการบอวาย รวมถึงการคำนวณค่าพารามิเตอร์ต่างๆให้อีกด้วย เนื่องจากโปรแกรมในลักษณะนี้การคำนวณในลักษณะที่เป็นแบบ 2D - 3D ดังรูปที่ 3.30 แสดงความสัมพันธ์ของความยาวของขดลวดกับค่าอินดักแตนซ์และค่าของตัวประกอบคุณภาพโดยกำหนดให้ความถี่ที่คือเท่ากับ  $2.4\text{GHz}$  และวัสดุที่ใช้เป็นอลูมิเนียม ซึ่งยังมีค่าพารามิเตอร์ต่างๆ เท่าเดิม



รูปที่ 3.30 ผลการจำลองการทำงานของค่าอินดักแตนซ์แบบบอรวาย (เครื่องหมาย- ดอกจัน ) [23] และค่าตัวประกอบคุณภาพ (เครื่องหมาย- วงกลม)

อินดักแตนซ์และตัวประกอบคุณภาพ สามารถหาได้โดยการพิจารณาแบบ Y หรือ S พารามิเตอร์ ซึ่งได้อธิบายไปแล้วในบทที่ผ่านมา สังเกตได้ว่า ตัวประกอบคุณภาพมีค่าเพิ่มขึ้นกับความยาวที่เพิ่มขึ้นของขดลวด เป็นเพราะว่าเมื่อระยะการบอรวายที่ยาวขึ้นทำให้ผลของกระแสแอดดี (eddy current) ที่เหนี่ยวนำโดยจุดต่อกราวด์จะมีค่าลดลง ซึ่งก็จะทำให้มีความสูญเสียที่น้อยลงด้วย ตัวประกอบคุณภาพยังคงมีค่าคงที่เมื่อผลกระทบของจุดต่อกราวด์ถูกละเลย จากการจำลองการทำงานพบว่า ตัวประกอบคุณภาพ ถ้ามีค่าน้อยที่สุด 30 และถูกนำมาใช้ในวงจรขยายกำลังจะไม่ทำให้ค่า PAE มีค่าที่แย่ง

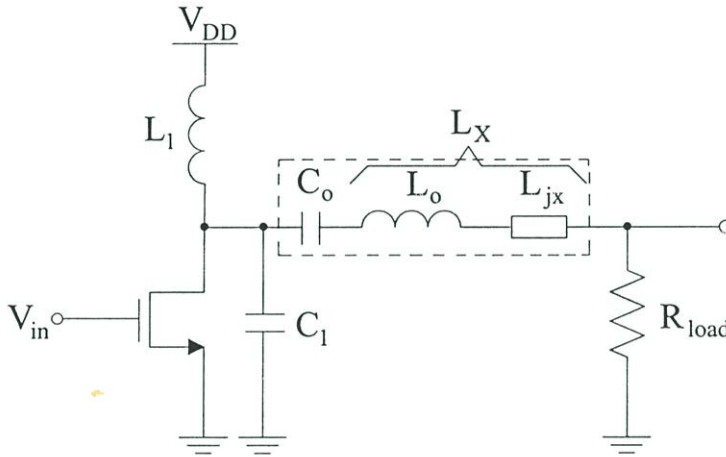
## บทที่ 4

### การออกแบบวงจรขยายกำลังคลาสอี

#### 4.1 ขั้นตอนการออกแบบวงจรขยายกำลัง

##### 4.1.1 การออกแบบวงจรขยายกำลังคลาสอี

พิจารณาวงจรขยายกำลังคลาสอี ดังรูปที่ 4.1



รูปที่ 4.1 วงจรขยายกำลังคลาสอีพื้นฐาน

สำหรับค่าต่างๆสามารถคำนวณได้ดังต่อไปนี้ [24] :

$$L_X = \frac{\pi V_{dd}^2 (\pi^2 - 4)}{2\omega \cdot P_{out} (\pi^2 + 4)} \quad (4.1)$$

$$C_1 = \frac{P_{out}}{\pi\omega V_{dd}^2} \quad (4.2)$$

$$L_{jx} = 1.152 R_{load} \quad (4.3)$$

$$R_{load} = 0.577 \frac{(V_{dd} - V_{dsat})^2}{P_{out}} \quad (4.4)$$

ที่ซึ่ง  $L_X = (L_o + L_{jx})$  และสำหรับ  $R_{load}$  นี้ไม่จำเป็นที่ต้องเป็นโหลดที่แท้จริงของวงจรรขยายกำลัง เนื่องจากแท้จริงแล้ว  $R_{load}$  สามารถแมชชิงไปยังโหลดที่เราต้องการได้ เพราะฉะนั้น  $R_{load}$  นี้ทั่วโดยจะเรียกว่า  $R_{opt}$  (optimum) ซึ่งถูกนิยามว่าเป็นโหลดมีที่อยู่จริงของการให้ค่าเอาต์พุตสูงสุดของวงจรรขยายกำลัง ทั้งนี้การออกแบบโหลดให้เหมาะสม ยังขึ้นอยู่กับกำลังงานเอาต์พุตที่ต้องการและแหล่งจ่ายแรงดันอีกด้วย

นอกจากนี้แล้ว  $L_1$  ยังทำหน้าที่เป็นทั้ง RF choke และหรือ อินดักแตนซ์ค่าต่ำ (a finite DC-feed inductance) อย่างไรก็ตามข้อได้เปรียบของการเลือก  $L_1$  เป็นอินดักแตนซ์ค่าต่ำ เพราะค่าต้านทานแฝงแบบอนุกรมที่มีอยู่ใน  $L_1$  นั้น จะมีย่านน้อยตามไปด้วย เมื่อ  $L_1$  มีค่าน้อย แต่ถ้าเลือก  $L_1$  เป็น RF choke ก็จะทำให้ค่าต้านทานแฝงนี้มีค่ามากขึ้นไปด้วย ซึ่งจะส่งผลให้กำลังงานและประสิทธิภาพของวงจรรขยายกำลังลดลงไปด้วย รวมถึงไม่สามารถทำ  $L_1$  แบบบอวนวายได้ ฺ ความถี่ที่จุดทำงาน สามารถที่จะดันให้เกิดการเรโซแนนซ์ ขึ้นระหว่าง ตัวเก็บประจุที่แฝงอยู่ในทรานซิสเตอร์ (parasitic capacitor) กับ  $L_1$  แต่ในทางปฏิบัติแล้ว ตัวเก็บประจุที่ต่อเพิ่มและมีอยู่ในคลาสสิก คือ  $C_1$  ดังนั้น  $L_1$  สามารถคำนวณ โดยอาศัย สมการของการเกิดเรโซแนนซ์ของวงจร LC tank คือ

$$L_1 = \frac{1}{\omega^2 C} = \frac{1}{\omega^2 (C_p - C_1)} \quad (4.5)$$

ที่ซึ่ง  $C$  คือ ตัวเก็บประจุทั้งหมดที่ขาเดรนของทรานซิสเตอร์ (รวมทั้ง  $C$  ภายนอกและภายใน)

$C_p$  คือ ตัวเก็บประจุแฝงที่อยู่ในทรานซิสเตอร์

$C_1$  คือ ตัวเก็บประจุที่นำมาต่อภายนอก

#### 4.1.2 วงจรแมชชิงภาคเอาต์พุต

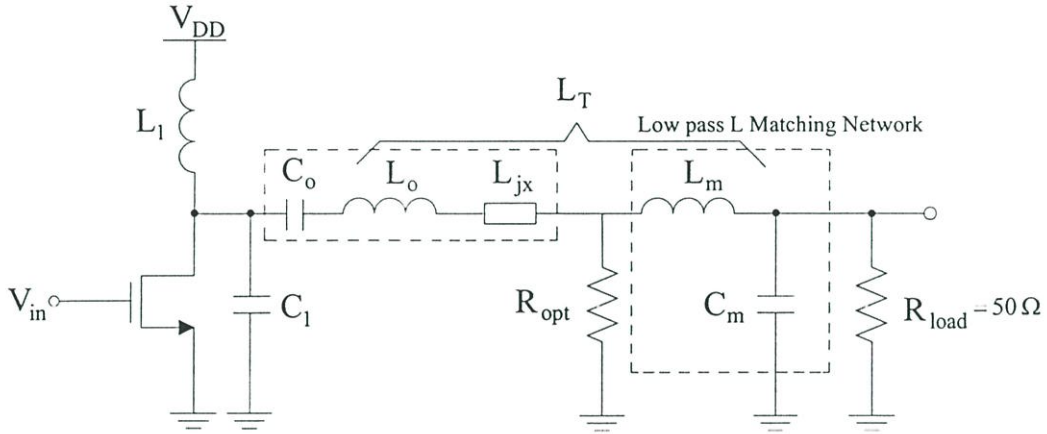
กำลังงานเอาต์พุตจะมีค่าน้อย ถ้าวจรรขยายกำลังถูกต่อโดยตรงกับสายอากาศ(antenna) ที่ซึ่งถ้าโหลด มีค่าเท่ากับ  $50 \Omega$  ตัวอย่างเช่น ถ้า  $R_{opt} = 50 \Omega$  และ  $V_{dd} = 2.5 V$  และ  $V_{dsat} = 0 V$  ดังนั้นกำลังงานเอาต์พุต คือ

$$P_{out} = 0.577 \frac{V_{dd}^2}{R_{opt}} = 72.15 \text{ mW}$$

เนื่องจาก บลูทูธ คลาส 1 ต้องการกำลังงานเอาต์พุต 100 mW เพราะฉะนั้นจำเป็นต้องทำการหาค่า  $R_{opt}$  เพื่อให้ได้กำลังงานที่ต้องการก่อน ซึ่งจะได้ว่า

$$R_{opt} = 0.577 \frac{(V_{dd} - V_{dsat})^2}{P_{out}}$$

จากนั้นทำการแมชชิง  $R_{opt}$  ไปเป็น  $R_{load}$  ที่มีค่า  $50\Omega$  โดยใช้วงจร L-matching ซึ่งการเลือกใช้วงจร L-matching เนื่องจากเป็นวงจรที่ง่ายและไม่ยุ่งยาก ดังนั้นพิจารณาวงจรขยายกำลังคลาสอีที่รวมผลการแปลงแมชชิง ได้เป็น ดังรูปที่ 4.2



รูปที่ 4.2 วงจรขยายกำลังคลาสอีที่รวมของการแปลงแมชชิง

สำหรับค่าของ  $L_m$  และ  $C_m$  สามารถคำนวณได้ดังต่อไปนี้

$$L_m = \frac{\sqrt{R_{opt}(R_{load} - R_{opt})}}{\omega} \quad (4.6)$$

$$C_m = \frac{\sqrt{(R_{load} - R_{opt})/R_{opt}}}{\omega} \quad (4.7)$$

#### 4.1.3 การออกแบบวงจรขยายกำลังภาคเอาต์พุต

เนื่องจากในความเป็นจริงแล้วมีแรงดันอิมิตัวเริ่มต้น ( $V_{dsat}$ ) ทำให้สามารถเขียนสมการของกำลังงานเอาต์พุตได้เป็น และกำหนดให้  $P_{out} = 100 \text{ mW}$   $V_{DD} = 2.5 \text{ V}$  และ  $V_{dsat} \cong 0.2 \text{ V}$  ดังนั้นจะได้  $R_{opt}$  เป็น

$$R_{opt} = 0.577 \frac{(V_{DD} - V_{dsat})^2}{P_{out}} \quad (4.8)$$

$$\cong 30 \Omega$$

และทำการแมชชิง ไปยัง  $R_{load}$  ที่มีค่า = 50  $\Omega$  โดยสมการที่ (4.6) และ (4.7) ซึ่งที่ความถี่ 2.4 GHz จะได้ว่า

$$L_m = \frac{\sqrt{R_{opt}(50 - R_{opt})}}{\omega} = 1.62 \text{ nH}$$

$$C_m = \frac{\sqrt{(50 - R_{opt})/R_{opt}}}{\omega} = 1.08 \text{ pF}$$

และจากสมการที่ (4.1) จะได้ว่า

$$L_x = \frac{\pi V_{dd}^2 (\pi^2 - 4)}{2\omega \cdot P_{out} (\pi^2 + 4)} = 2.76 \text{ nH}$$

ที่ซึ่ง  $L_x = (L_o + L_{jx})$  และดังนั้นสามารถหา  $C_o$  ได้จาก

$$C_o = \frac{1}{\omega^2 L_T} = 1 \text{ pF} \quad (4.9)$$

ที่ซึ่ง  $L_T$  คือผลรวมของค่าอินดักแตนซ์ทั้งหมด คือ  $(L_o + L_{jx} + L_m)$

เพื่อที่จะนำคำนวณหาค่า  $L_1$  ตามสมการที่ (4.5) อย่างแรกต้องทราบถึงค่าตัวเก็บประจุแผ่นที่มีอยู่ในทรานซิสเตอร์ เนื่องจากกำลังงานเอาต์พุตที่ต้องการเป็น 100 mW และใช้แหล่งจ่ายแรงดัน 2.5 V ดังนั้นค่าเฉลี่ยของกระแสที่ไหลผ่าน คือประมาณ 40mA และเมื่อสวิตช์จะนำกระแสเพียงครั้งเดียวของคาบเวลา ซึ่งจะได้ว่ากระแสพีกที่มีค่าน้อยที่สุด คือประมาณ 80mA ซึ่งเมื่อกำหนดให้  $V_{gs} = V_{ds} = 2.5 \text{ V}$ ,  $V_{th} = 0.7 \text{ V}$  และ  $\mu_n C_{ox} = 100 \text{ uA/V}^2$  ดังนั้นขนาดของทรานซิสเตอร์สามารถคำนวณได้จาก สมการ (4.16)

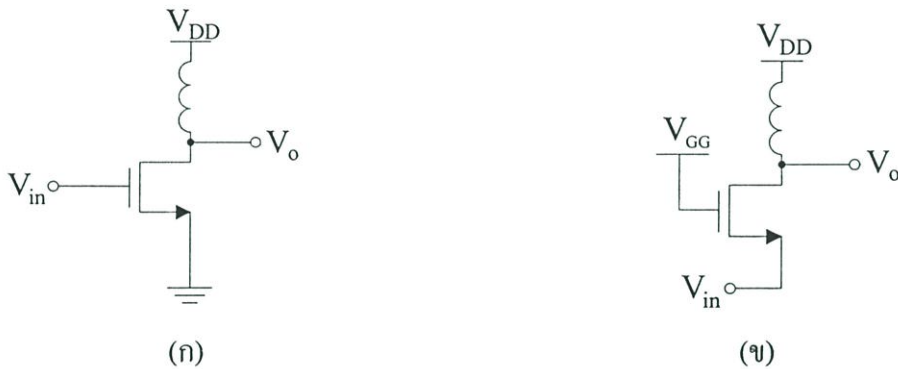
$$I_D = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{gs} - V_{th}) V_{ds} \quad (4.10)$$

และเนื่องจากใช้เทคโนโลยี 0.35  $\mu\text{m}$  ซึ่งพบว่าขนาด  $W/L$  ของทรานซิสเตอร์ ที่ค่าเท่ากับ  $3400 \mu\text{m} / 0.5 \mu\text{m}$  จะมีค่าตัวเก็บประจุภายในทั้งหมดที่ขาเดรนประมาณ 3.6 pF ดังนั้นสามารถคำนวณหาค่าของ  $L_1$  ได้จากสมการที่ (4.5) และที่ซึ่ง  $C_1 = 0$  จะได้ว่า

$$L_1 = \frac{1}{\omega^2 C} = \frac{1}{\omega^2 (C_p - C_1)} \approx 1.2 \text{ nH}$$

#### 4.1.4 วงจรขยายกำลังคลาสอีสวิทช์แบบเกทร่วม

ในวงจรขยายกำลังคลาสอี ทรานซิสเตอร์ทำงานเป็นเหมือนสวิทช์ ซึ่งรูปแบบการสวิทช์นั้นสามารถเป็นได้ทั้ง วงจรขยายแบบซอร์สร่วม หรือ วงจรขยายแบบเกทร่วม ดังรูปที่ 4.3 ซึ่งโดยทั่วไปแล้วการสวิทช์จะใช้รูปแบบวงจรขยายแบบซอร์สร่วม สำหรับการสวิทช์โดยใช้วงจรขยายซอร์สร่วม สัญญาณอินพุตจะถูกป้อนเข้าไปที่ขาเกตของทรานซิสเตอร์ ซึ่งจะทำให้เกิดแรงดัน  $V_{ds}$  ต่อกคร่อมทรานซิสเตอร์ และแรงดัน  $V_{ds}$  ถูกทำให้คงที่โดยจากแหล่งจ่ายแรงดัน

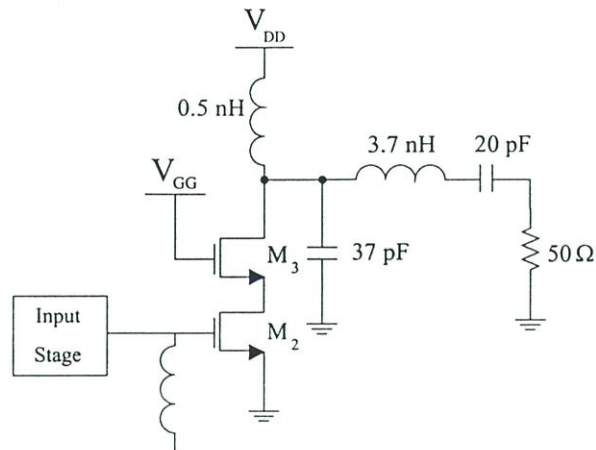


รูปที่ 4.3 (ก) วงจรขยายแบบซอร์สร่วม  
(ข) วงจรขยายแบบเกทร่วม

เมื่อแหล่งจ่ายแรงดันต่ำลง(scale down)แรงดันครอปตกร่อม  $r_{on}$  ของทรานซิสเตอร์ ซึ่งเป็นผลให้ความสามารถของกำลัง(power capability) ลดลง รวมถึงทำให้ประสิทธิภาพแย่งด้วย ซึ่งแรงดันที่ตกร่อม  $r_{on}$  ของทรานซิสเตอร์ถูกเรียกว่าเป็น “ผลจากแรงดันอิ่มตัว” (effective saturation voltage)

$$V_{\text{effective}} = V_{dd} - V_{R_{on}} \quad (4.11)$$

โดยหลักการของค่า RF choke แล้วทำหน้าที่เหมือนเป็นแหล่งจ่ายกระแสคงที่ และค่า RF choke ต้องมีค่ามากๆ แต่ [25]-[26] แสดงให้เห็นว่าเราสามารถที่จะแทนที่ค่าของ RF choke ด้วย ค่ารีแอคแตนซ์ค่าต่ำได้ และในรูปที่ 4.4 แสดงวงจรขยายกำลังคลาสอีสวิทช์แบบเกทร่วม [27]

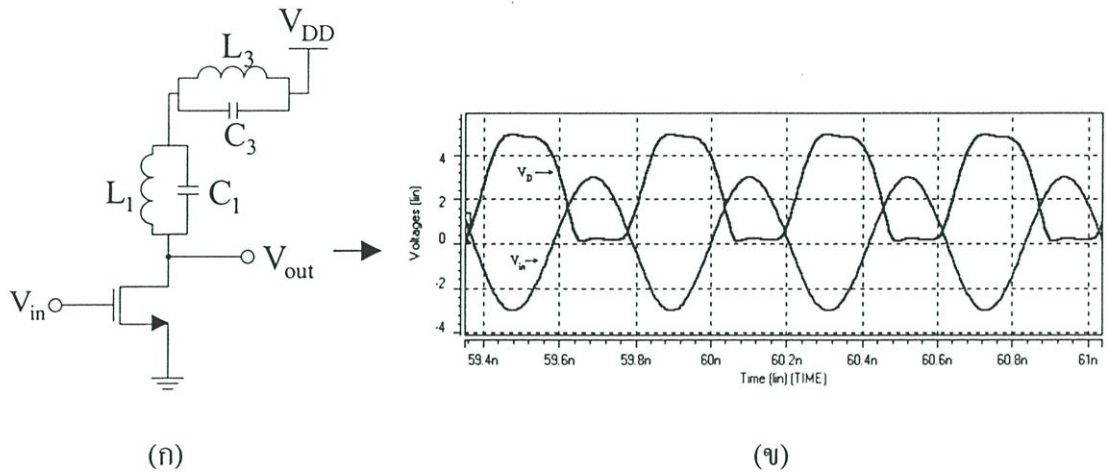


รูปที่ 4.4 วงจรขยายกำลังคลาสิคสวิทช์แบบเกทร่วม [27]

ข้อดีที่สำคัญของวงจรขยายแบบเกทร่วมคือ มีแบนด์วิดท์ที่กว้างกว่าวงจรขยายแบบซอร์สร่วม ซึ่งก็คือมีผลตอบสนองต่อความถี่สูงที่ดีกว่า เนื่องจากไม่มีผลของมิลเลอร์จาก  $C_{gd}$  เพราะ  $C_{gd}$  ถูกตัดวงจรลงกราวด์ ส่วน  $C_{gs}$  มีผลกระทบต่อผลตอบสนองความถี่น้อยมากเพราะว่าวงจรขยายแบบเกทร่วมมีค่าความต้านทานอินพุตอิมพีแดนซ์ต่ำ และเนื่องจากวงจรขยายแบบเกทร่วมมีค่าความต้านทานอินพุตอิมพีแดนซ์ต่ำ ซึ่งไม่เหมาะสมกับการใช้ป้อนเป็นวงจรขยายแรงดัน แต่เหมาะสมจะเป็นวงจรบัฟเฟอร์กระแสหรือวงจรตามกระแสมากกว่า ดังนั้นการต่อวงจรขยายแบบคลาสโคดโดยใช้วงจรขยายแบบซอร์สร่วมกับวงจรขยายแบบเกทร่วม ยังมีข้อดีที่ว่า จะมีความต้านทานทางด้านเอาต์พุตที่สูงและมีอัตราขยายแรงดันที่สูงกว่าวงจรขยายแบบซอร์สร่วม และยังช่วยแก้ไขปัญหาคออินพุตอิมพีแดนซ์ต่ำได้ รวมถึงป้องกันปัญหาในเรื่องแรงดันพังทลาย(break down voltage)

#### 4.1.5 วงจรขยายภาคขับ

เนื่องจากวงจรขยายกำลังคลาสิคทำงานเป็นแบบสวิทช์ ดังนั้นสัญญาณอินพุตที่นำมาป้อนให้แก่วงจรขยายกำลัง ควรจะมีลักษณะที่เป็นสัญญาณแบบสี่เหลี่ยม(square wave signal) ซึ่งการขับด้วยสัญญาณสี่เหลี่ยมนั้นในความเป็นจริงแล้ว สัญญาณสี่เหลี่ยมจะให้ประสิทธิภาพที่สูงกว่า การขับด้วยสัญญาณไซน์ [28] โดยทั่วไปมีวงจรอยู่ 3 ประเภท เมื่อป้อนสัญญาณอินพุตที่เป็นสัญญาณไซน์เข้าไปแล้ว จะให้สัญญาณเอาต์พุตที่มีลักษณะเหมือนสัญญาณแบบ สี่เหลี่ยม ซึ่งได้แก่ 1. วงจรอินเวอร์เตอร์ 2. วงจรขยายคลาสิคเอทอาร์มอนิกส์ที่สาม และ 3. วงจรกรองแบบแถบความถี่ผ่าน ซึ่งในที่นี้เลือกใช้ วงจรขยายคลาสิคเอทอาร์มอนิกส์ที่สาม สำหรับเป็นวงจรขยายภาคขับ ซึ่งได้อธิบายแบบในบทที่ผ่านมา



รูปที่ 4.5 (ก) วงจรขยายคลาสเอฟฮาร์โมนิกส์ที่สาม

(ข) สัญญาณแรงดันเอาต์พุตที่เดรน

จากรูปที่ 4.5 (ข) สังเกตว่าเมื่อป้อนสัญญาณอินพุตที่เป็นสัญญาณไซน์เข้าไป ซึ่งจะได้ว่าสัญญาณแรงดันที่เอาต์พุตเป็นลักษณะเหมือนสัญญาณแบบสี่เหลี่ยม และสามารถหาความสัมพันธ์ของวงจรโซเนนซ์ของ  $(L_1C_1)$  และ  $(L_3C_3)$  ได้จาก

$$\text{ความถี่ฮาร์โมนิกส์ที่ 1 :} \quad L_1 = \frac{1}{\omega_0^2 C_1} \quad (4.12)$$

$$\text{ความถี่ฮาร์โมนิกส์ที่ 3 :} \quad L_3 = \frac{1}{9\omega_0^2 C_3} \quad (4.13)$$

เมื่อ  $\theta = \omega_0 t$  และ  $\omega_0 = 2\pi f$  ที่ซึ่ง  $f$  คือ ความถี่อินพุต

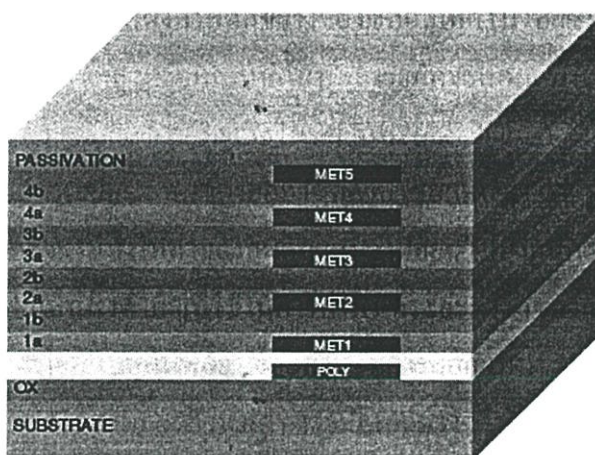
วงจรโซเนนซ์ LC ถูกใช้เพื่อกำจัดผลของฮาร์โมนิกส์คู่ ดังนั้นจะมีเพียงผลของฮาร์โมนิกส์ที่ 1 และที่ 3 เท่านั้นที่สามารถส่งผ่านไปยังภาคขยายถัดไป และกำหนดให้แรงดันที่ขาเกต เท่ากับ 0.7 โวลต์ ที่ซึ่งเท่ากับระดับของแรงดันขีดเริ่ม ดังนั้นจะบังคับให้มอสทรานซิสเตอร์ทำงานอยู่เป็นวงจรขยายคลาสบี ซึ่งในที่นี้ มอสทรานซิสเตอร์จะไม่สามารถเข้าสู่ย่านไตรโอดได้เลย เนื่องจากสัญญาณอินพุตที่เข้า ถูกจำกัดแรงดันสวิง จากวงจรภาคมิกเซอร์

## 4.2 การออกแบบขดลวดเวียนแบบกันหอยด้วยโปรแกรม ASITIC

### 4.2.1 การกำหนดเทคโนโลยีไฟล์

พิจารณาจากรูปที่ 4.6 แสดงภาพตัดขวางของซีมอสเทคโนโลยีชนิดไม่มีชั้นอีพิเลเยอร์ ซึ่งโดยทั่วไปในการออกแบบขดลวดเวียนแบบกันหอย เรามักจะออกแบบไว้ที่ชั้น โลหะบนสุดของเทคโนโลยีนั้นๆ ทั้งนี้เพราะมีค่าความสูญเสียในชั้นโลหะ(metal loss) ที่น้อยที่สุด เมื่อเปรียบเทียบกับชั้นโลหะอื่นๆ รวมถึงลดผลกระทบของออกไซด์คาปาซิแตนซ์ ( $C_{ox}$ ) ที่เกิดขึ้นระหว่างชั้นของโลหะโดยไม่จำเป็น และจะไม่ทำให้ค่าของอินดักแตนซ์เปลี่ยนไปมากนัก

เทคโนโลยีไฟล์เป็นสิ่งสำคัญที่ใช้ในการกำหนดระยะต่างๆของแต่ละเลเยอร์ขึ้นมาเพื่อใช้ในการออกแบบขดลวดเวียนแบบกันหอย และสำหรับการออกแบบขดลวดเวียนแบบกันหอย โดยใช้โปรแกรม “ASITIC” ต้องมีการกำหนดพารามิเตอร์ต่างๆให้กับโปรแกรมก่อน ซึ่งพารามิเตอร์เหล่านั้น ได้แก่ ความกว้างระหว่างรอบ (S), ระยะทางจากขอบนอกสุดถึงขอบนอกอีกด้านหนึ่ง (dout), ความกว้างของชั้นโลหะ (w), จำนวนรอบ (n), ชั้นที่ใช้สร้างขดลวดเวียนแบบกันหอย และชั้นที่ใช้เป็นสะพาน (underpass) ซึ่งการเขียนกำหนดเทคโนโลยีไฟล์ รวมถึงการใช้โปรแกรม สามารถได้จาก ภาคผนวก ข.



รูปที่ 4.6 ภาพตัดขวางของซีมอสเทคโนโลยีชนิดไม่มีชั้นอีพิเลเยอร์

### 4.3 ผลการจำลองการทำงานของวงจร (Pre-Simulation)

ในรูปที่ 4.7 เป็นวงจรทั้งหมดที่ได้ทำการออกแบบ ซึ่งสามารถศึกษาขั้นตอนการออกแบบทั้งหมดได้ที่ภาคผนวก ก. โดยวงจรประกอบด้วย 2 ภาค ได้แก่ วงจรภาคขับ ซึ่งเป็นวงจรขยายคลาส เอฟซาร์โมนิกส์ที่สาม และวงจรภาคเอาต์พุต ซึ่งเป็นวงจรคาสโคดกับวงจรขยายกำลังคลาส บีสวิตช์แบบเกทร่วม



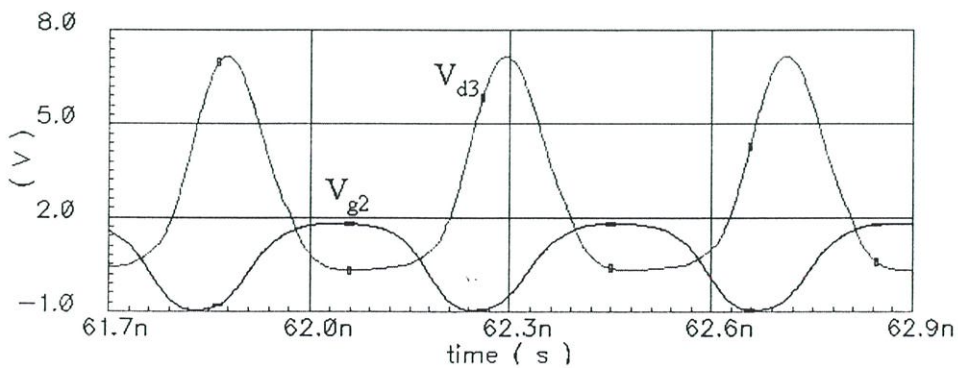
ตารางที่ 4.2 แสดงขนาดทางกายภาพของขดลวดเวียนแบบก้นหอยที่ใช้ในวงจร

	$L_1$	$L_2$	$L_3$	$L_4$
$D_{out}$ ( $\mu\text{m}$ )	220	220	250	180
Metal width ( $\mu\text{m}$ )	14	8	14	12
Spacing ( $\mu\text{m}$ )	6	6	1	3
Turn (N)	2.75	3.5	2.5	1.75
Q factor	3.43	3.0	3.85	3.17

ตารางที่ 4.3 แสดงค่าพารามิเตอร์ของขดลวดแบบบอแนวที่ใช้ในวงจร

	$L_w$	$L_o$
$L_s$ (nH)	1.2	4.4
$R_s$ ( $\Omega$ )	0.68	0.87
$C_{p1}$ (fF)	53.5f	132.4f
$C_{p2}$ (fF)	53.5f	132.4f
$R_{p1}$ (m $\Omega$ )	6.71	35
$R_{p2}$ (m $\Omega$ )	6.71	35

โดยการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม SpectreRF โดยใช้เทคโนโลยี ซีมอส 0.35  $\mu\text{m}$  และแบบจำลองขดลวดเวียนแบบก้นหอย ตามตารางที่ 4.1 - 4.3 พบว่าระดับแรงดันที่เดรนของ  $M_3$  ในกรณีที่สวิตช์(มอสทรานซิสเตอร์)ไม่ทำงาน นั่นคือ แรงดัน  $V_{g,M2}$  เป็นสัญญาณพัลส์ขาลง ซึ่งจะได้แรงดันที่เดรนของ  $M_3$  มีค่าประมาณ 7.1 โวลต์ ดังรูปที่ 4.8



รูปที่ 4.8 แรงดันที่เดรนของ  $M_3$  และแรงดันที่เกตของ  $M_2$

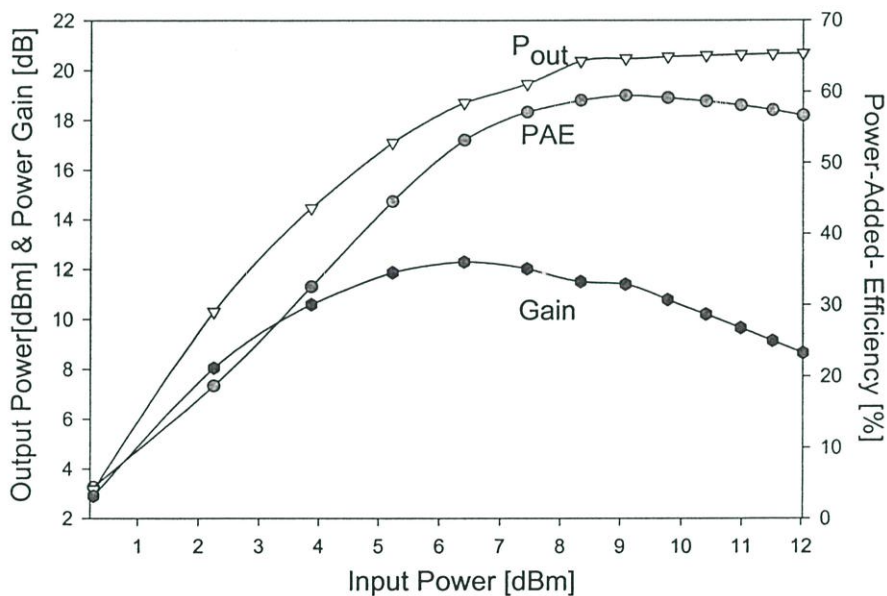
เมื่อจำลองการทำงานของวงจร ได้กำลังงานเอาต์พุต ( $P_{out}$ ) = 119.6 mW กำลังงานที่เดรน ( $P_{dc}$ ) = 185 mW และ กำลังงานอินพุต ( $P_{in}$ ) = 10 mW ดังนั้นสามารถที่จะคำนวณหาค่าของประสิทธิภาพ ( $\eta$ ) ประสิทธิภาพที่เพิ่มขึ้นของกำลังงาน (PAE) และอัตราขยายกำลัง (Power Gain ; (PG)) ได้ดังต่อไปนี้

$$\therefore \eta = \frac{P_{out}}{P_{dc}} = 64 \% \quad (4.20)$$

$$\therefore PAE = \frac{P_{out} - P_{in}}{P_{dc}} = 59\% \quad (4.21)$$

และอัตราขยายกำลัง (Power Gain ; (PG)) หาได้จาก อัตราส่วนของกำลังงานเอาต์พุตต่อกำลังงานอินพุต

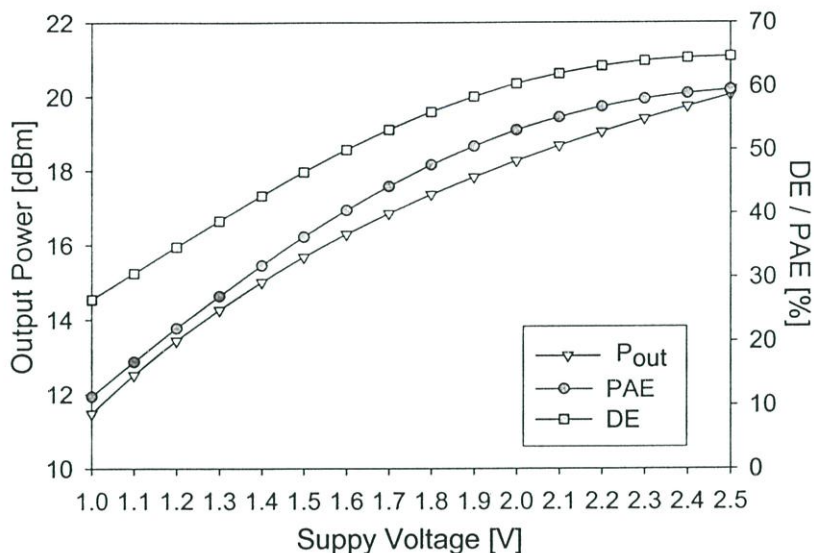
$$\therefore PG = 10 \log \frac{P_{out}}{P_{in}} \cong 10.77 \text{ dB} \quad (4.20)$$



รูปที่ 4.9 กำลังงานอินพุต และ กำลังงานเอาต์พุต / อัตราขยายกำลัง / PAE

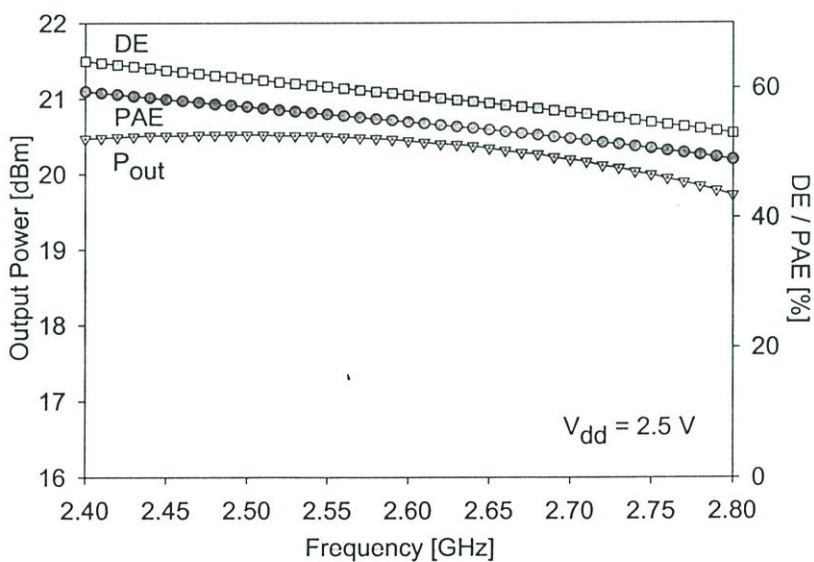
รูปที่ 4.9 ยังแสดงให้เห็นถึงความสัมพันธ์ของ กำลังงานเอาต์พุต อัตราขยายกำลัง และ PAE เมื่อเป็นฟังก์ชันกับกำลังของอินพุตที่เข้ามา พบว่า อัตราขยายกำลังมีค่ามากที่สุด ที่อินพุตมีค่าเป็น 6.2 dBm แต่นั่นไม่ได้หมายความว่า กำลังงานเอาต์พุต และ PAE ต้องมีค่ามากที่สุดตามไปด้วย และสังเกตได้ว่า ขณะที่สัญญาณอินพุตมีค่าเพิ่มขึ้นตั้งแต่ [8 - 12] dBm ไม่ทำให้ทำให้กำลังงานเอาต์พุตและ PAE มีค่าเพิ่มขึ้น เนื่องจากเกิดสถานะอิ่มตัว แต่อัตราขยายกำลัง (Power Gain) กลับมีค่าลดลง ดังนั้นจุดที่เหมาะสมที่สุดเพื่อให้ได้กำลังงานเอาต์พุตตามต้องการ คือ จุดที่อินพุต มีค่าเท่ากับ

ประมาณ 8-9 dBm ซึ่งจะทำให้มีกำลังงานเอาต์พุต  $\approx 20.77$  dBm ประสิทธิภาพ  $\approx 64\%$  PAE  $\approx 59\%$  และ อัตราขยายกำลัง  $\approx 11.3$  dB



รูปที่ 4.10 แหล่งจ่ายแรงดัน และ กำลังงานเอาต์พุต / ประสิทธิภาพ / PAE

จากรูปที่ 4.10 แสดงให้เห็นถึง ความสัมพันธ์ของ กำลังงานเอาต์พุต ประสิทธิภาพ และ PAE เมื่อเป็นฟังก์ชันกับแหล่งจ่ายแรงดัน และเห็นได้ว่า กำลังงานเอาต์พุตสามารถที่จะปรับเปลี่ยนจากประมาณ 11.8 dBm ถึง 20.77 dBm ที่แหล่งจ่ายแรงดันระหว่าง 1 โวลต์ ถึง 2.5 โวลต์

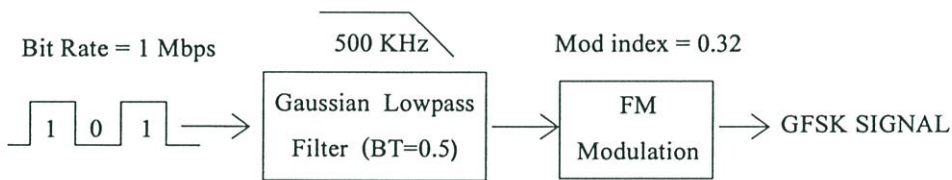


รูปที่ 4.11 ความถี่ และ กำลังงานเอาต์พุต / ประสิทธิภาพ / PAE

จากรูปที่ 4.11 แสดงให้เห็นถึง ความสัมพันธ์ของ กำลังงานเอาต์พุต ประสิทธิภาพ และ PAE เมื่อเป็นฟังก์ชันกับความถี่ของสัญญาณอินพุต โดยการกำหนดให้ระดับของสัญญาณอินพุต และแหล่งจ่ายแรงดัน มีค่าคงที่ ซึ่งเห็นได้ว่าทั้ง กำลังงานเอาต์พุต ประสิทธิภาพ และ PAE มีค่าเกือบคงที่ตลอดช่วงความถี่ใช้งานระหว่าง [2.40 – 2.48] GHz กล่าวคือ กำลังงานเอาต์พุต อยู่ระหว่าง [20.47-20.77 ] dBm ขณะที่ประสิทธิภาพอยู่ระหว่าง [64%-61.9%] และ PAE อยู่ระหว่าง [59%-57.5%] นอกจากนี้ยังสังเกตเห็นได้ว่าทั้ง กำลังงานเอาต์พุต ประสิทธิภาพ และ PAE มีค่าลดลงเมื่อความถี่สูงขึ้น

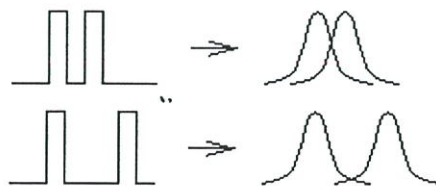
4.3.1 ผลของการจำลองการทำงานของวงจรเมื่ออินพุตเป็นสัญญาณ GFSK

เนื่องจากบลูทูธ ใช้รูปแบบของการมอดูเลตแบบ GFSK ดังนั้นจะจำลองการทำงานของวงจรในสถานะเมื่อสัญญาณอินพุตเป็นสัญญาณที่ถูกมอดูเลตมาแล้ว ซึ่งในการจำลองการทำงานของวงจร ใช้โปรแกรม “ADS2003A ” ในการสร้างสัญญาณมอดูเลตแบบ GFSK ขึ้นมา รวมถึงใช้ในการจำลองการทำงานของวงจรด้วย โดยพิจารณาบล็อกไดเอแกรมของการสร้าง สัญญาณ GFSK ดังรูปที่ 4.12 และ ตารางที่ 4.4 แสดงคุณลักษณะของบลูทูธ [32]



รูปที่ 4.12 บล็อกไดเอแกรมของการสร้างสัญญาณ GFSK

การมอดูเลตแบบ GFSK นั้น ก่อนที่จะทำการมอดูเลตสัญญาณจะนำเอาสัญญาณที่อยู่ในรูปของ Rectangular pulse ไปผ่านวงจรกรองความถี่แบบเกาส์เซียน(Gaussian)ก่อน เนื่องจากว่าสัญญาณ Rectangular pulse เมื่อถูกส่งเข้าไปในช่องสัญญาณที่มีแบนด์วิดท์ที่จำกัดจะส่งผลให้สัญญาณพัลส์ซึ่งมีการกระจายอยู่ในแกนเวลา (Time domain) เกิดการกระจายไปรบกวนสัญญาณที่ติดกัน ซึ่งเรียกว่า Inter Symbol Interference(ISI) [35] โดยการเกิดขึ้นของ ISI นี้จะทำให้ทำให้การตรวจจับของภาครับอาจเกิดการผิดพลาดขึ้นได้



รูปที่ 4.13 ผลกระทบของการเกิด ISI

ขณะที่ BT คือ แถบความถี่นอร์มัลไลซ์ (Normalize Bandwidth) ของ วงจรกรองความถี่ และสำหรับ GFSK มีค่า  $BT = 0.5$  ซึ่งสามารถหาได้จาก

$$BT = f_{-3dB} / \text{bits rate} \quad (4.21)$$

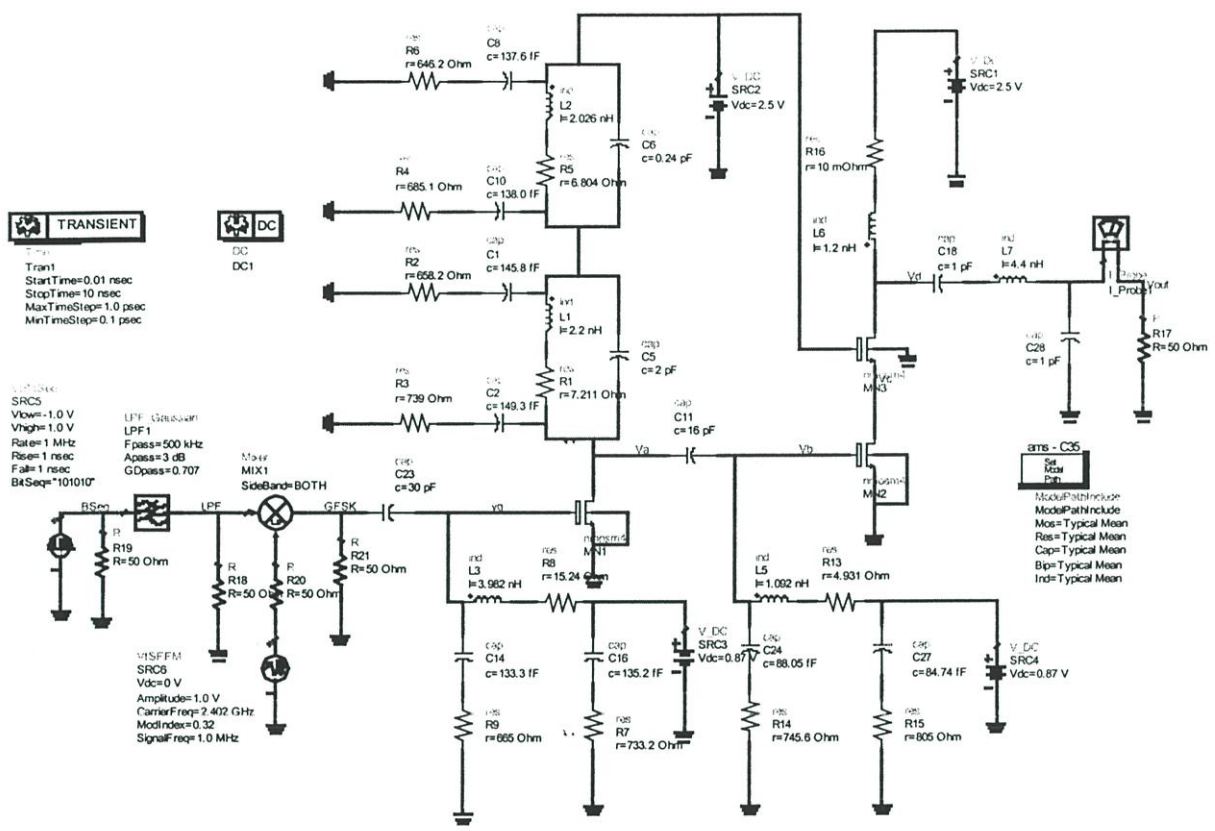
ตารางที่ 4.4 คุณสมบัติของบลูทูธ

	คุณลักษณะของ บลูทูธ
รูปแบบการมอดูเลต:	GFSK
GFSK BT:	0.5
อัตราการมอดูเลต (Bits/s):	1.0e6
ดัชนีการมอดูเลต:	0.28 – 0.35 (0.32)
จำนวนช่องสัญญาณ:	79 (0-78)
ช่องว่างระหว่างช่องสัญญาณ (Hz):	1.0e6
ย่านแถบความถี่ (Hz):	2400.0e6 – 2483.5e6
ช่องความถี่ศูนย์กลาง (Hz):	2402.0e6 – 2480.0e6
ความถี่ออฟเซต	กำลังงานการส่ง
$M \pm @ [550 - 1450 \text{ KHz}]$	-20 dBc
$ M - N  = 2$	-20 dBm
$ M - N  \geq 3$	-40 dBm

และสำหรับความถี่ออฟเซต มีไว้เพื่อการวัดหาขนาดของอัตราของช่องสัญญาณที่อยู่ติดกัน (Adjacent channel power (ACP)) ว่าเกิดการแทรกสอดกันระหว่างช่องสัญญาณหรือไม่ นั่นคือ หมายถึง  $P_{TX}(f) \leq -20 \text{ dBm}$  เมื่อ  $|M - N| = 2$  และ  $P_{TX}(f) \leq -40 \text{ dBm}$  เมื่อ  $|M - N| \geq 3$  ที่ซึ่ง M และ N เป็นจำนวนเต็มของจำนวนของช่องสัญญาณ สามารถอธิบายได้ดังนี้คือ

1.  $M \pm @ [500 - 1450 \text{ KHz}]$  หมายความว่า ถ้ากำหนดให้ความถี่ศูนย์กลางอยู่ที่  $2.402 \text{ GHz} \pm @ 1 \text{ MHz}$  เพราะฉะนั้น แบนด์วิดท์ของสัญญาณจะอยู่ระหว่างช่วง  $[2.401 - 2.403] \text{ GHz}$  ต้องไม่ต่ำกว่า  $-20 \text{ dBc}$  ตลอดย่านความถี่นั้นๆ
2.  $|M - N| = 2$  หมายความว่า ถ้ากำหนดให้ M มีความถี่ศูนย์กลางอยู่ที่  $2.402 \text{ GHz}$  และ N มีความถี่ศูนย์กลางอยู่ที่  $2.404 \text{ GHz}$  ดังนั้น  $|M - N| = 2$  นั่นคือผลกระทบจาก ISI ที่เกิดขึ้น ดังรูปที่ 4.13 ACP ของระดับกำลังงานต้องมีค่าต่ำกว่า  $-20 \text{ dBm}$

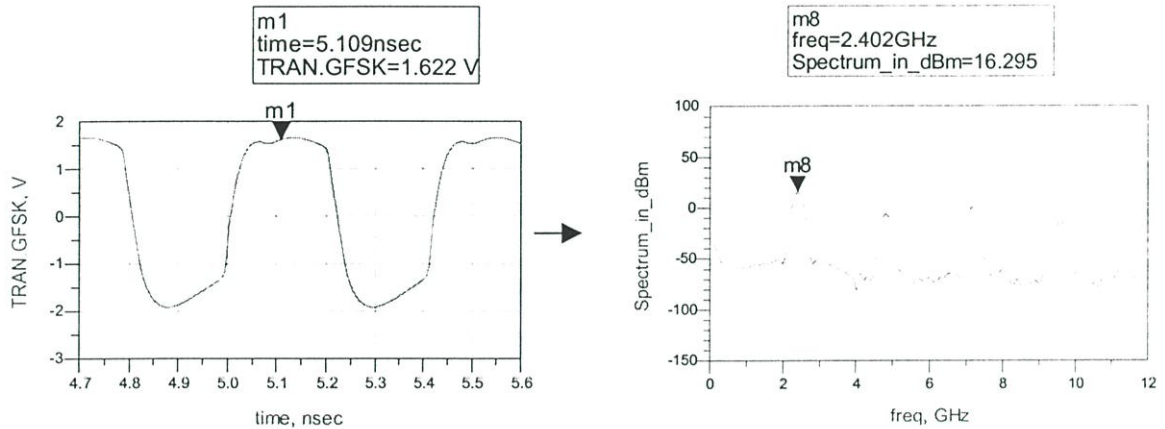
3.  $|M - N| \geq 3$  หมายความว่า ถ้ากำหนดให้ M มีความถี่ศูนย์กลางอยู่ที่ 2.404GHz และ N มีความถี่ศูนย์กลางอยู่ที่ 2.450GHz ดังนั้น  $|M - N| \geq 3$  นั่นคือผลกระทบจาก ISI ที่เกิดขึ้น ดังรูปที่ 4.13 ACPXของระดับกำลังงานต้องมีค่าต่ำกว่า -40 dBm



รูปที่ 4.14 วงจรขยายกำลังทั้งหมดและส่วนของการสร้างสัญญาณอินพุตแบบ GFSK

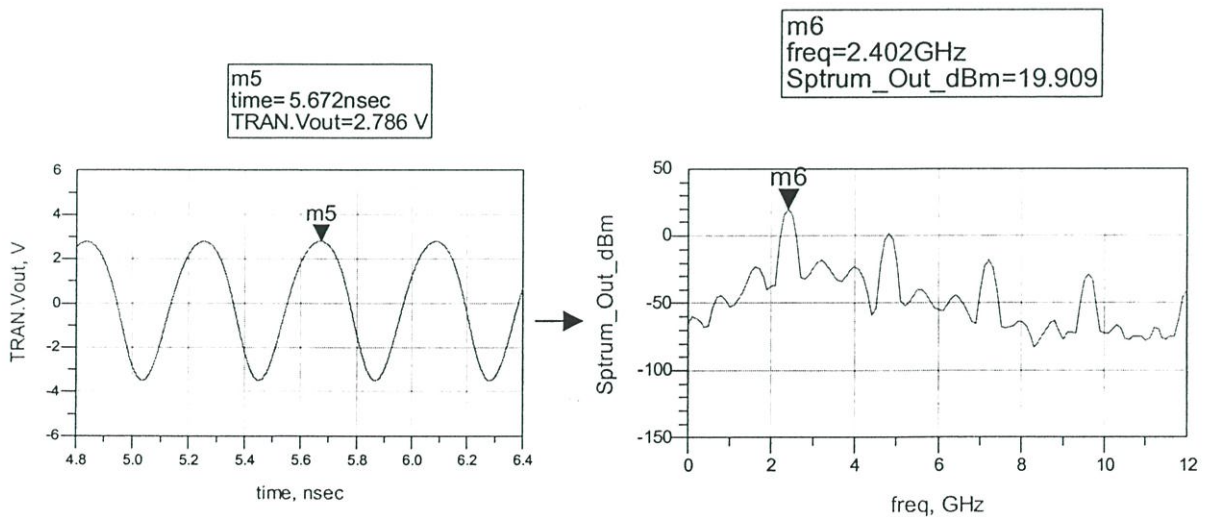
ดังนั้นเมื่อจำลองการทำงานอีกครั้งในสถานะของสัญญาณอินพุตที่ถูกมอดูเลตมา โดยที่  $V_{high} = 1\text{ V}$  ,  $V_{low} = -1\text{ V}$  วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน = 500KHz  $BT = 0.5$  ความถี่ศูนย์กลาง = 2.402 GHz ดัชนีการมอดูเลต = 0.32 ความถี่ของสัญญาณข้อมูล = 1 MHz ซึ่งจะได้ว่า

### 1. สัญญาณอินพุตแบบ GFSK



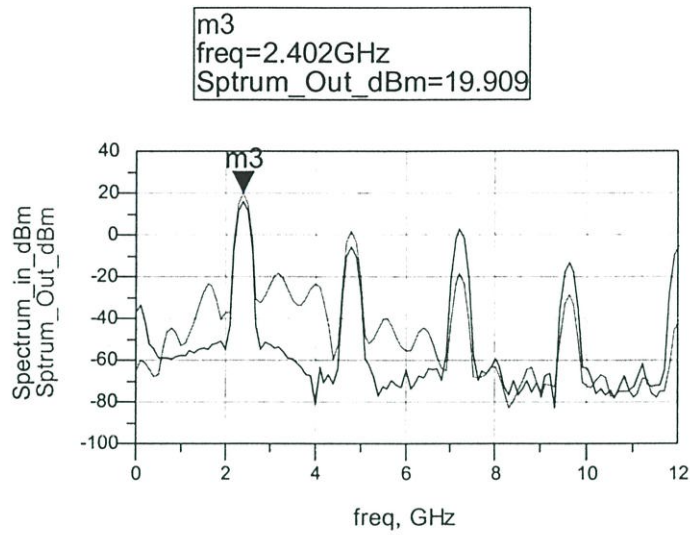
รูปที่ 4.15 สัญญาณอินพุตแบบ GFSK ในเชิงเวลา และในเชิงความถี่

### 2. สัญญาณเอาต์พุต ของวงจรขยายกำลังคลาสอี



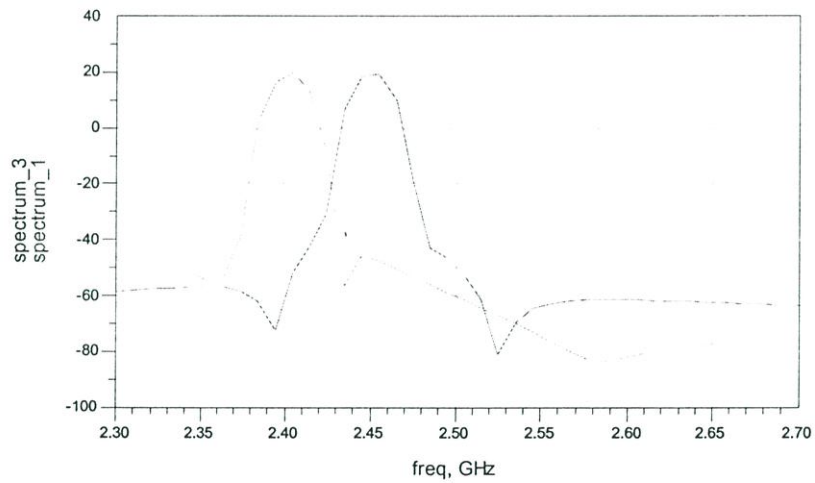
รูปที่ 4.16 สัญญาณเอาต์พุต ในเชิงเวลา และในเชิงความถี่

### 3. สเปกตรัมของสัญญาณเอาต์พุตเทียบกับสเปกตรัมของสัญญาณอินพุต



รูปที่ 4.17 สเปกตรัมของ สัญญาณเอาต์พุตเทียบกับสัญญาณอินพุต

4. เมื่อพิจารณา ACP ในเงื่อนไขของ 3.  $|M - N| \geq 3$  ที่ซึ่ง  $M = 2.404$  GHz และ  $N = 2.450$  GHz  
ซึ่งจะได้ว่า  $P_{TX}(f) \leq -40$  dBm



รูปที่ 4.18 การวัดสเปกตรัม ACP ของ สัญญาณเอาต์พุต

#### 4.4 บทสรุป

การนำวงจรขยายแบบเกทร่วมมาให้กับวงจรขยายกำลังคลาสอีแทนที่รูปแบบเดิมที่ใช้วงจรขยายแบบซอร์สรวมรวมถึงการที่สามารถใช้ค่ารีแอคแตนซ์ค่าต่างๆ มาแทนที่ค่า RF choke ได้ Spiral Inductor ถูกใช้เพื่อที่จะทำให้เหมาะสมกับการออกแบบในวงจรรวมมากขึ้น วงจรขยายกำลังคลาสอีสวิตช์แบบเกทร่วมนี้ สามารถปรับเปลี่ยนกำลังงานเอาต์พุตได้ จาก 11.8 dBm – 20.77dBm โดยการเปลี่ยนแปลงแหล่งจ่ายแรงดัน ตั้งแต่ 1V – 2.5 V ซึ่งสามารถที่จะรองรับ การสื่อสารแบบไร้สายระยะสั้นได้ (Bluetooth) และสำหรับผลการจำลองการทำงานแบบ Pre-simulation ของวงจรขยายกำลังคลาสอีนี้สามารถส่งผ่านกำลังงานเอาต์พุตไปยังโหลด 50Ω ได้ 119.6 mW หรือ 20.77 dBm ซึ่งมีประสิทธิภาพ อยู่ที่ 64 % และ PAE 59 %

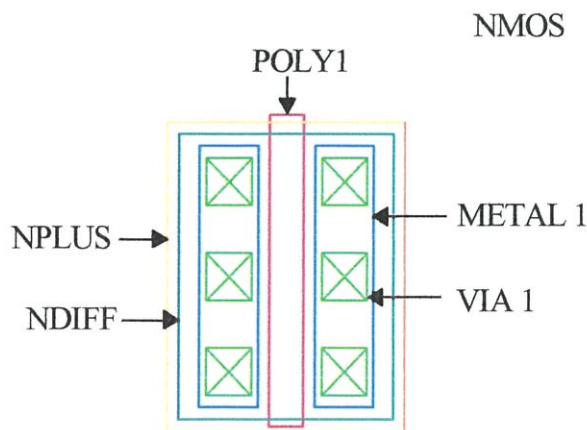
## บทที่ 5

### การออกแบบวงจรรขยายกำลังขั้นกายภาพ

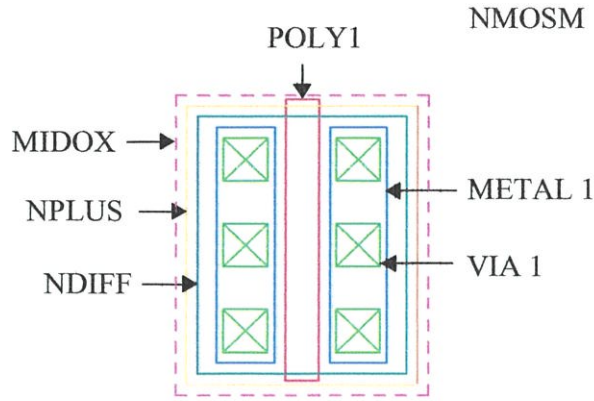
โดยทั่วไปแล้ววงจรรขยายกำลังจะมีขนาด (W) ที่ใหญ่ เนื่องจากมีกระแสไหลผ่านเป็นจำนวนมาก ในการเลย์เอาต์วงจรใดๆจำเป็นต้องอาศัย พารามิเตอร์จากขบวนการสร้าง (process parameter) ซึ่งได้มาจากผู้ผลิตเทคโนโลยีนั้นๆ ตัวอย่างเช่น 1 เวีย (Via) สามารถทนสามารถกระแสได้ 1 mA /via เพราะฉะนั้น ถ้าสมมติว่า มีกระแสไหลผ่าน 70 mA ดังนั้น ต้องมี เวีย อย่างต่ำ 70-80 ตัว เป็นอย่างน้อย รวมถึง ความกว้างของชั้นโลหะใดๆ(M1-M4) ก็มีผลต่อปริมาณของกระแสที่ไหลด้วย ซึ่งในที่นี่จะขอกกล่าวถึงเฉพาะ คือ การเลย์เอาต์ มอสทรานซิสเตอร์ โพลีคาปาซิเตอร์ และอินดักเตอร์ เท่านั้น

#### 5.1 การเลย์เอาต์เอ็นมอสทรานซิสเตอร์

พิจารณาเอ็นมอสทรานซิสเตอร์ (NMOS) ในลักษณะทางวงจรรขยายกายภาพ ดังรูปที่ 5.1 ซึ่งเอ็นมอส ในที่นี้ ซึ่งมี  $L_{min} = 0.35 \mu m$  และใช้แหล่งแรงดันได้ไม่เกิน 3.3 V และมีแรงดันพังกายที่อยู่ 5V ในขณะที่รูป 5.2 คือลักษณะทางวงจรรขยายกายภาพของการเลย์เอาต์เอ็นมอสเอ็มทรานซิสเตอร์ (NMOSM) ซึ่งมี  $L_{min} = 0.5 \mu m$  และใช้แหล่งแรงดันได้ไม่เกิน 5 V และมีแรงดันพังกายอยู่ที่ 7 V และสิ่งหนึ่งที่มีความแตกต่างกันระหว่างเอ็นมอส กับ เอ็นมอสเอ็ม คือถ้าใช้เอ็นมอสเอ็ม ต้องใส่ชั้นของ “MIDOX” เข้าไปด้วย ซึ่งจะทำให้มีแรงดันพังกายที่มากกว่า

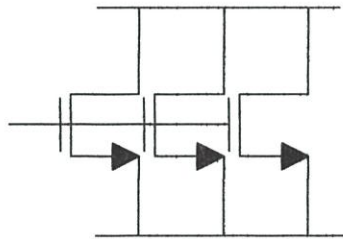


รูปที่ 5.1 ลักษณะทางกายภาพของเอ็นมอสทรานซิสเตอร์

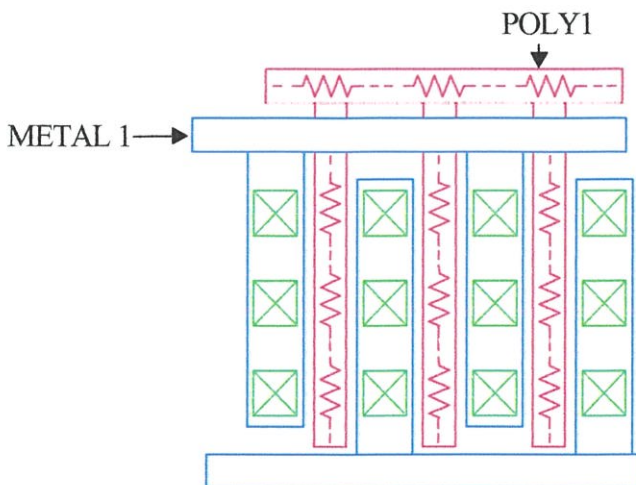


รูปที่ 5.2 ลักษณะทางกายภาพของเอ็นมอสเอ็มทรานซิสเตอร์

เมื่อพิจารณา เอ็นมอสเอ็ม ในรูปที่ 5.2 และสมมติให้กระแสไหลผ่าน 70 mA โดยการอ้างอิงกับ ข้อมูลพารามิเตอร์ของการสร้าง ซึ่งจะได้ว่า 1 เวีย ( $0.5\mu\text{m} \times 0.5\mu\text{m}$ ) ทนกระแสได้เท่ากับ  $1\text{mA}/\text{via}$  และ ความกว้างของชั้น โลหะ( $M_1$ ) มีความหนาแน่นของกระแส เท่ากับ  $1\text{mA}/\mu\text{m}$  ดังนั้น ความกว้างของชั้น โลหะ ต้องมีความกว้างอย่างน้อย  $70\mu\text{m}$  อย่างไรก็ตาม เราสามารถนำ มอสทรานซิสเตอร์ มาขนานกัน ดังรูปที่ 5.3 และรูปที่ 5.4 เพื่อให้ กระแสไหลผ่านมอสแต่ละตัวมีค่าลดลง แต่ผลรวมของกระแสทั้งหมดยังคงมีค่าเท่าเดิม

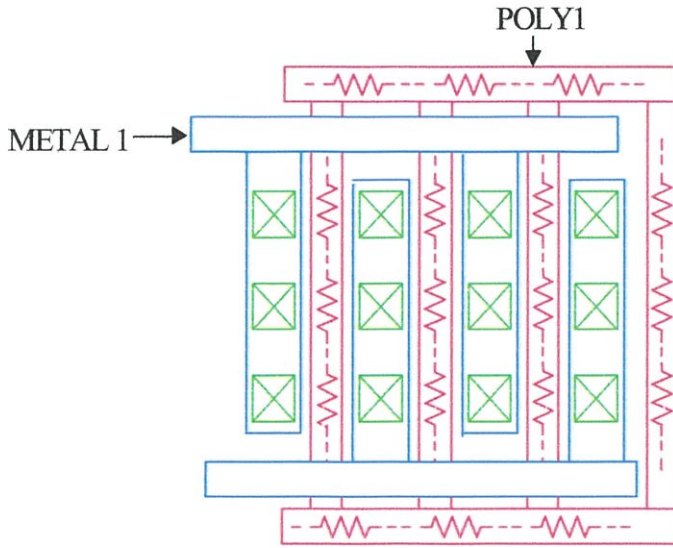


รูปที่ 5.3 การต่อมอสทรานซิสเตอร์แบบขนาน



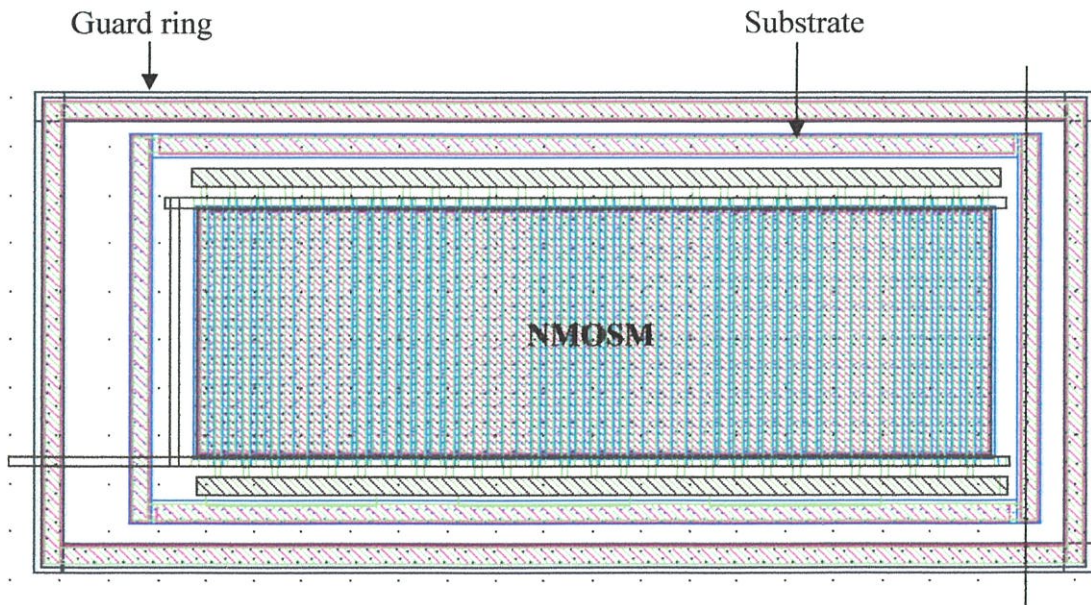
รูปที่ 5.4 ลักษณะทางกายภาพของมอสทรานซิสเตอร์ที่ต่อขนานกัน

การต่อมอสทรานซิสเตอร์ ตามรูปที่ 5.4 จะทำให้เกิดผลของความต้านทานในชั้นโพลี ซึ่งเราสามารถลดความต้านทานนี้ในชั้นโพลีได้ โดยการนำชั้นโพลีมาต่อขนานกัน ดังรูปที่ 5.5



รูปที่ 5.5 การลดความต้านทานในชั้นโพลีของมอสทรานซิสเตอร์ที่ต่อขนานกัน

ในรูปที่ 5.6 เป็นตัวอย่างของการเลย์เอาต์เอ็นเอ็มอสเอ็ม (NMOSM) ที่มีขนาด  $W=25\ \mu\text{m}$  ซึ่งต่อขนานกัน 60 ตัว และ  $L=0.5\ \mu\text{m}$



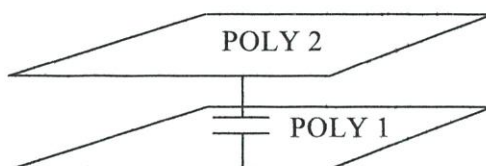
รูปที่ 5.6 ตัวอย่างการเลย์เอาต์ของเอ็นเอ็มอสเอ็มทรานซิสเตอร์

## 5.2 การเลย์เอาต์โพลีคาปาซิเตอร์

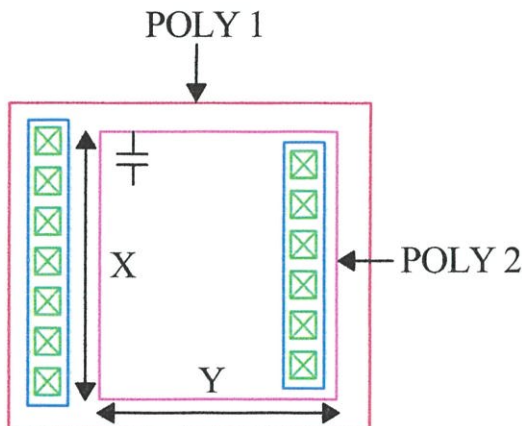
ในการเลย์เอาต์โพลีคาปาซิเตอร์ สามารถทำได้โดยนำโพลี 1 และโพลี 2 มาต่อขนานกัน ดังรูปที่ 5.7 ซึ่งค่าของโพลีคาปาซิเตอร์ที่เกิดขึ้นระหว่าง 2 เลเยอร์ คือพื้นที่ระหว่างความกว้าง “X” คูณความยาว “Y” และคูณด้วยค่าคงที่ค่าหนึ่ง ดังรูปที่ 5.8 นั่นคือ โพลีคาปาซิเตอร์มีค่าเท่ากับ

$$\text{Poly capacitance} = X \cdot Y \cdot 0.86 \text{ fF} / \mu\text{m}^2 \quad (5.1)$$

ที่ซึ่ง ค่าคงที่  $0.86 \text{ fF} / \mu\text{m}^2$  ได้มาจากข้อมูลในขบวนการสร้าง (process parameter)

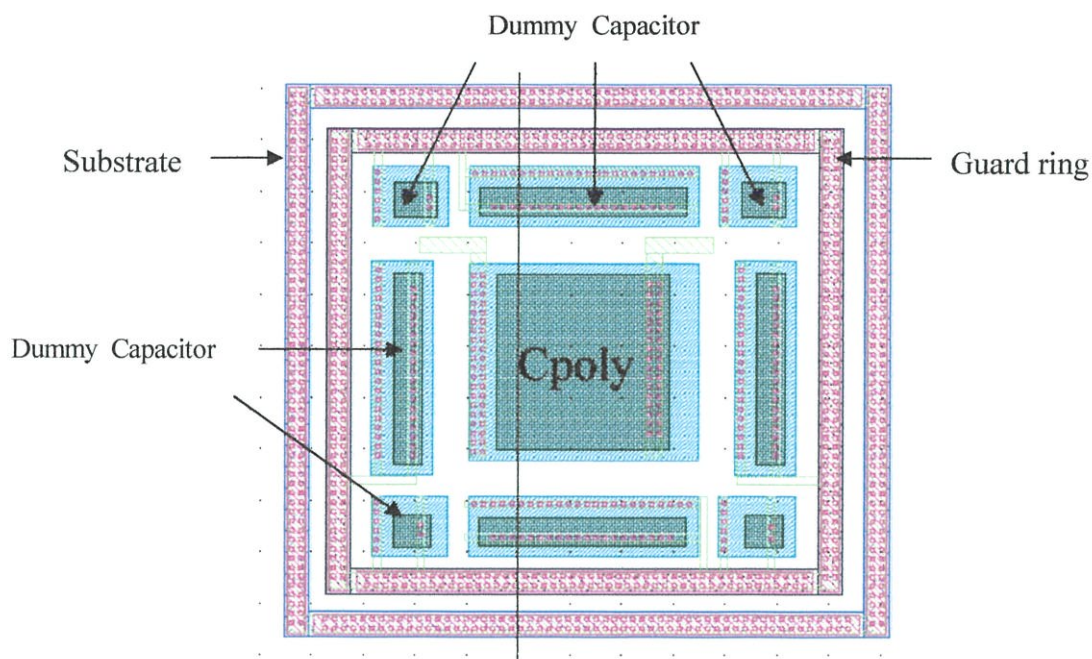


รูปที่ 5.7 การเกิดค่าของโพลีคาปาซิเตอร์ระหว่างโพลี1-โพลี2 เลเยอร์



รูปที่ 5.8 ลักษณะทางกายภาพของโพลี-โพลี คาปาซิเตอร์

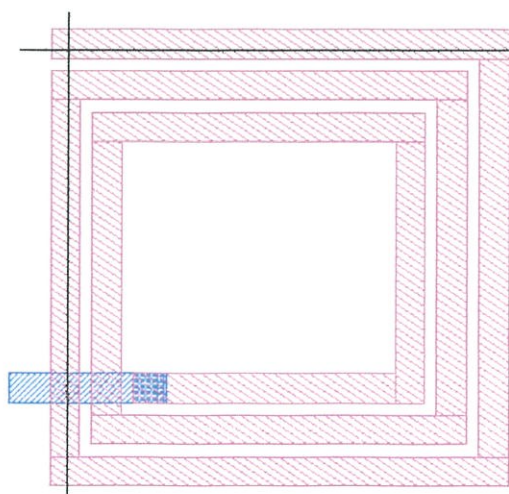
ในรูปที่ 5.9 เป็นตัวอย่างของการเลย์เอาต์ โพลี-โพลี คาปาซิเตอร์ ขนาด 0.24 pF



รูปที่ 5.9 ตัวอย่างการเลย์เอาต์โพลี-โพลี คาปาซิเตอร์

### 5.3 การเลย์เอาต์อินดักเตอร์

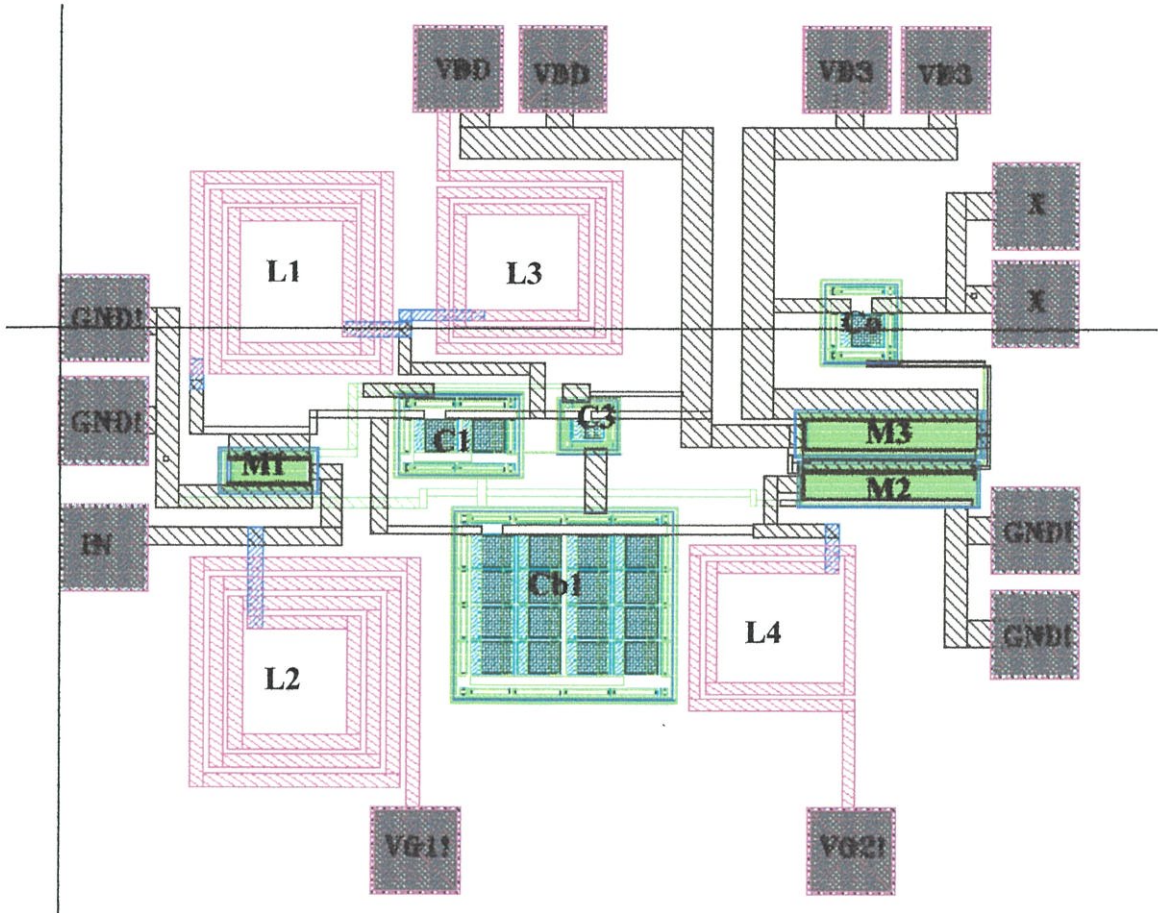
โดยทั่วไปสำหรับการเลย์เอาต์อินดักเตอร์ หรือขดลวดเวียนแบบก้นหอย มักจะเลย์เอาต์ไว้บนชั้นโลหะบนสุด ของเทคโนโลยีนั้นๆ เนื่องจากมีค่าของความสูญเสียในชั้นโลหะ (metal loss) น้อยที่สุด และรวมถึงไม่ทำให้ค่าของอินดักแตนซ์เปลี่ยนแปลงไปมาก



รูปที่ 5.10 ตัวอย่างการเลย์เอาต์อินดักเตอร์แบบสี่เหลี่ยมจำนวน 2.75 รอบ

## 5.4 การเลย์เอาต์วงจรขยายกำลัง

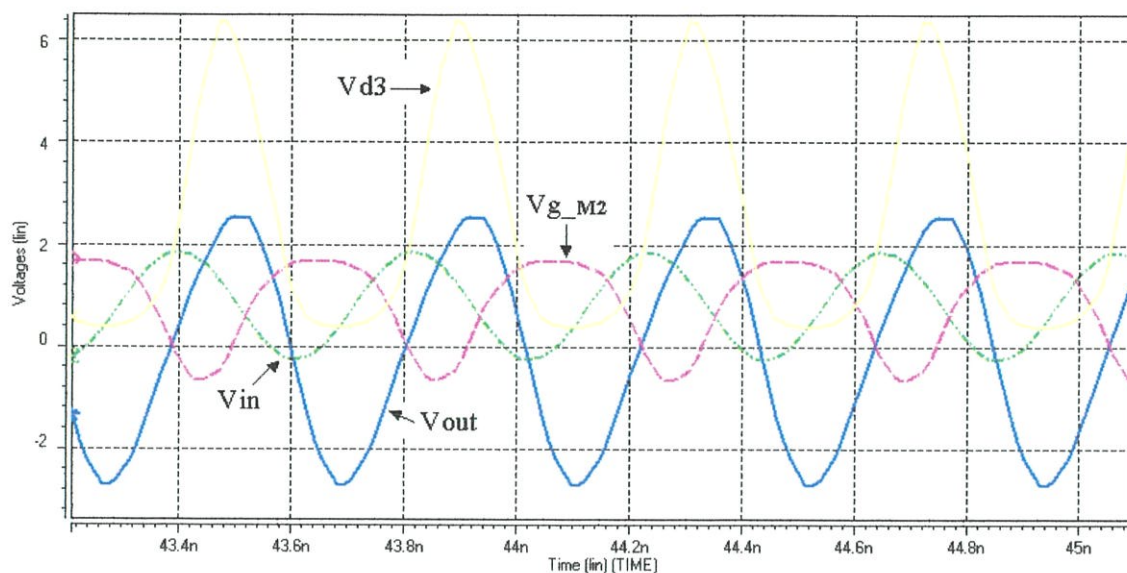
ในรูปที่ 5.11 เป็นการออกแบบวงจรขยายกำลังคลาสอีซึ้นกายภาพโดยทั้งหมด



รูปที่ 5.11 การเลย์เอาต์ของวงจรขยายกำลังคลาสอีซึ้นกายภาพ

### 5.4.1 ผลการจำลองการทำงานของวงจร (Post-Layout Simulation)

จำลองการทำงาน พร้อมกับผลของค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ที่ได้หลังจากการเลย์เอาต์ของวงจร เพื่อดูกำลังงานเอาต์พุต ประสิทธิภาพ และ PAE อีกครั้ง แสดงดังตารางที่ 5.1 ที่ซึ่งกำหนดใช้ความถี่และแหล่งจ่ายแรงดันเท่ากัน คือที่ 2.4 GHz และ 2.5 V ตามลำดับ



รูปที่ 5.12 ผลการจำลองการทำงานของวงจรเลย์เอาต์วงจรขยายกำลังคลาสอีซึ้นกายภาพ

ตารางที่ 5.1 แสดงสมรรถนะของวงจรขยายกำลัง

	กำลังงานอินพุต	กำลังงานเอาต์พุต	อัตราขยายกำลัง	ประสิทธิภาพ	PAE
คำนวณ	10dBm	100mW	10dB	100%	90%
Pre-sim	10dBm	119.6mW	10.77dB	64%	59%
Post -sim	10dBm	77.8mW	8.9dB	61.9%	54%

## 5.5 บทสรุป

หลังจากการจำลองการทำงานของวงจรอีกครั้งแบบ Post-Layout Simulation โดยการผลของพารามิเตอร์ต่างๆ เข้าไปด้วย เช่นค่าของ  $as=1.25e-11$   $ad=1.25e-11$   $ps=1e-06$   $pd=1e-06$   $nrd=0.02$   $nrs=0.02$  ทำให้กำลังงานเอาต์พุตที่ได้มีค่าลดลงเป็น 77.8 mW ขณะที่อัตราขยายกำลัง ประสิทธิภาพ และ PAE มีค่าอยู่ที่ 8.9 dB 61.9% และ 54% ตามลำดับ ในตารางที่ 5.2 แสดงให้เห็นถึงการเปรียบเทียบประสิทธิภาพ กำลังงานเอาต์พุต แหล่งจ่ายแรงดัน ขนาดของเทคโนโลยีที่ใช้ PAE และ ชนิดของวงจรขยายกำลังที่ใช้สำหรับบลูทูธ

ตารางที่ 5.2 แสดงการเปรียบเทียบวงจรรขยายกำลังที่ใช้สำหรับบลูทูธ

เอกสารอ้างอิง	เทคโนโลยี	แหล่งจ่ายแรงดัน	กำลังงาน	PAE	คลาส
[30]	0.25 $\mu\text{m}$	2.5 V	24dBm	48%	เอบี
[31]	0.18 $\mu\text{m}$	2.4 V	23dBm	42%	เอบี
[32]	0.24 $\mu\text{m}$	2.5V	20dBm	31%	เอบี
งานนี้	0.35 $\mu\text{m}$	2.5V	18.86dBm	59%	อี

## บทที่ 6

### บทสรุปและข้อเสนอแนะในการทำวิจัยเพื่อพัฒนาต่อ

จากเนื้อหาสาระทั้งหมดที่ได้นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ แสดงให้เห็นถึงทางเลือกหนึ่งของการออกแบบวงจรมอดูเลเตอร์กำลังชนิดไม่เป็นเชิงเส้น คือวงจรมอดูเลเตอร์กำลังคลาสิก ซึ่งมีประสิทธิภาพที่สูงมาประยุกต์ใช้กับบลูทูธ ในการเลือกใช้ชนิดของวงจรมอดูเลเตอร์กำลังชนิดใด ต้องขึ้นอยู่กับรูปแบบของการมอดูเลตของระบบนั้นๆด้วย สำหรับบลูทูธ นั้นใช้การมอดูเลตแบบ GFSK ฉะนั้นจึงสามารถใช้กับวงจรมอดูเลเตอร์กำลังคลาสิกได้ สำหรับวงจรมอดูเลเตอร์กำลังที่ได้ออกแบบนี้สามารถส่งผ่านกำลังงานเอาต์พุตไปยังโหลดที่  $50 \Omega$  ได้สูงสุด  $18.86 \text{ dBm}$  โดยมีประสิทธิภาพอยู่ที่  $61.9 \%$  และ PAE  $54 \%$  ตามลำดับ และเมื่อจำลองการทำงานในสถานะที่เหมือนจริงที่ซึ่งสัญญาณอินพุตเป็นสัญญาณมอดูเลตแบบ GFSK พบว่ามีค่าACPของระดับกำลังงานเอาต์พุต อยู่ที่  $-40 \text{ dBm}$

กำลังงานเอาต์พุตที่ได้จากผลของการ Pre-Simulation และ Post-Layout Simulation แสดงให้เห็นว่าระดับกำลังงานเอาต์พุตมีค่าลดลง เนื่องจากการรวมผลของพาราซิติกต่างๆที่เกิดขึ้นกับมอสทรานซิสเตอร์เข้าไปด้วย ดังนั้นแนวทางการแก้ไขควรจะมีการเผื่อการออกแบบไว้ให้กำลังงานเอาต์พุตมีค่าสูงกว่านี้ประมาณ  $25 \%$  นั่นก็คือไปชดเชยกับค่าของพาราซิติกที่มีอยู่ ทำให้กำลังงานเอาต์พุตที่ได้มีค่าตามต้องการ และสิ่งหนึ่งที่ต้องพิจารณาในการใช้วงจรมอดูเลเตอร์กำลังคลาสิก คือ แรงดันพังทลาย เนื่องจากวงจรมอดูเลเตอร์กำลังคลาสิกมีแรงดันสวิงของสัญญาณแรงดันที่  $V_{DS}$  ประมาณ  $3.6 V_{DD}$  ดังนั้น ต้องเลือกใช้เทคโนโลยีของซิลิคอน ที่สามารถทนและมีแรงดันพังทลายที่สูงได้

ในการออกแบบขดลวดเวียนแบบก้นหอยโดยใช้โปรแกรม “ASITIC” ซึ่งแบบจำลองที่ใช้เป็นแบบจำลองชนิด พายโมเดล และเป็นแบบจำลองอย่างง่าย ซึ่งแบบจำลองนี้สามารถใช้งานเมื่อความถี่ต่ำกว่า  $5 \text{ GHz}$  [20] อย่างไรก็ตามยังมี โปรแกรมที่ออกแบบขดลวดเวียนแบบก้นหอยประเภทเดียวกันนี้ คือ [33]-[34] เป็นตัวเลือกที่น่าสนใจและทดลองใช้ เพื่อเปรียบเทียบค่าที่ได้รับว่ามีความเหมือนกันหรือความแตกต่างเช่นไร ในการพัฒนาขดลวดเวียนแบบก้นหอยนี้อาจจะออกแบบใหม่เป็นเป็นรูปวงกลม หกเหลี่ยม หรือ แปดเหลี่ยมก็ได้ เพื่อทำให้ค่า Q ที่ดีขึ้น

อย่างไรก็ดีในการออกแบบวงจรมอดูเลเตอร์กำลังซิลิคอนคลาสิกนี้ลงลึกถึงรายละเอียดการเลย์เอาต์ สำหรับเพื่อการสร้างเป็นวงจรรวมจริง ในการเลย์เอาต์มอสทรานซิสเตอร์สำหรับใช้ที่ความถี่สูงนั้น มอสทรานซิสเตอร์แต่ละตัว มีการใส่ กาดริง เข้าไปด้วยเพื่อป้องกันสัญญาณรบกวน รวมถึงการใส่ กาดริงให้โพลี-โพลีคาปาซิเตอร์ด้วย สำหรับอินดักเตอร์นั้นสามารถพัฒนาในส่วนของกาดริงเลย์เอาต์ได้ โดยใส่แพทเทิร์นกราวนด์ซิลด์เข้าไป [22] เพื่อป้องกันสัญญาณรบกวนและลดการเชื่อมโยงระหว่างสนามแม่เหล็กได้ การเลย์เอาต์นี้ยังไม่รวมถึงผลของการใส่แพ็คเกจเข้าไปด้วย เพราะฉะนั้นผลของการบอณาวยก็เป็นสิ่งหนึ่งที่ต้องพิจารณาในการพัฒนาในลำดับต่อไป

## เอกสารอ้างอิง

- [1] Online available <http://www.denayer.be> “ Spread Spectrum (SS) applications. ”
- [2] Herbert L. Krauss , Charles W.Bostian and Frederick H.Raab , **Solid State Radio Engineering** : John Wiley & Sons.
- [3] Manian K. Kazimierczuk and Dariusz czarkowski , **Resonant power converters** : John Wiley & Sons, INC.
- [4] F.H. Raab, “Idealized operation of class E tuned power amplifier ,” IEEE Trans. Circuits and systems , Vol.CAS-24 , No.12 , pp-725-735 , December 1977.
- [5] Mihai Albulet , **RF Power Amplifier** : Noble Publishing Corporation Atlanta , GA.
- [6] F.H. Raab, “ Class-F Power Amplifiers with Maximally Flat Waveforms ,” IEEE Trans. on Microwave Theory And Techniques , Vol. 45 , No.11 , November 1997.
- [7] F.H. Raab, “ Class-F Power Amplifiers With Reduced conduction Angles,” IEEE Trans. on Broadcasting , Vol. 44 , No.14 , December 1998.
- [8] F.H. Raab, “An Introduction to Class-F Power Amplifiers ,” R.F. Design ,Vol. 19 , No. 5 , pp. 79-84 , May 1996.
- [9] Dae-won Lew , Jun-Seok , Dal Ahn , Nam-kee Kang , Chan Sei Yoo , and Jae- Bong Lim , “A design of the Ceramic Chip using the Multilayer Configuration ,” IEEE Trans. on Microwave Theory And Techniques , Vol. 49 , No. 1 , January 2001.
- [10] Chik Patrick Yue , “ **On-Chip Spiral Inductors For Silicon-Based Radio - Frequency Integrated Circuits** ” : Phd. Thesis , Stanford University , July 1998.
- [11] Tony Yeung, “ **Analysis and Design of On-chip Spiral Inductors and Transformers for Silicon RF Integrated Circuits** ” : Master Thesis ,Hong Kong University ,December 1998.
- [12] Pun Leung Ling Alan , “ **On-Chip Planar Spiral Inductor Induced Substrate Effects on Radio Frequency Integrated Circuits in CMOS Technology** ” : Master Thesis , Hong Kong University , January 1998.
- [13] Ali M. Niknejad and Robert G. Meyer , “ Analysis , Design , and Optimization of Spiral Inductors and Transformers for Si RF IC’s ,” IEEE Trans. Solid-State Circuits, Vol. 33 , No. 10, October 1998.

- [14] John R. Long and Miles A. Copeland , “ The Modeling , Characterization , and Design of Monolithic Inductors for Silicon RF IC’s ,” IEEE Trans. Solid-State Circuits, Vol. 32 , No. 3, March 1997.
- [15] Sunderarajan S. Mohan , “ **The Design , Modeling And Optimization of On-Chip Inductor And Transformer Circuits** ” : Phd. Thesis , Stanford University , December 1999.
- [16] C. Patrick Yue , and S. Simon Wong , “ Physical Modeling of Spiral Inductors on Silicon ,” IEEE Trans. On electron Devices , Vol. 47 , No. 3 , March 2000.
- [17] D.K. Su , M.J. Loinaz , S. Masui , B.A. Wooley , “ Experimental Results and Modelling Techniques for Substrate Noise in Mixed-signal Integrated Circuits ,” IEEE Trans. Solid-State Circuits, Vol. 28 , No. 4 , pp. 420 – 430 , April 1993.
- [18] K. Joarder , “ A simple approach to modeling cross-talk in integrated circuits ,” IEEE Trans. Solid- State Circuits, Vol. 29 , No. 10 , pp. 1212 – 1219 , October 1994.
- [19] T. Blalack , J. Lau , F.J.R. Clement , B.A. Wooley , “ Experimental Results and Modelling of Noise Coupling in a Lightly Doped Substrate ,” Digest of technical paper , IEEE International Electron Devices Meeting , 1996.
- [20] C.Hu , “ **VLSI Electronic : Microstructure Science** ,” New York : Academic Press , Chapter 3 , Vol. 18 , 1981.
- [21] S. M. Sze , “ **Physics of Semiconductor Devices** ,” John Wiley & Sons, INC, 2nd Edition, 1981.
- [22] Alan Pun , Tony Yeung , Jack Lau , Francois J.R. Clement and David Su , “ Experimental Results and simulation of Substrate Noise Coupling via Planar Spiral Inductor in RF IC’s ,” Digest of technical paper , IEEE International Electron Devices Meeting , 1997.
- [23] Ho Ka Wai , “ **A 1-V CMOS Power Amplifiers for Bluetooth Applications** ” : Master Thesis , Hong Kong University , August 2002.
- [24] Michael J. Chudobiak , “ The use of Parasitic Nonlinear Capacitor in Class E Amplifier ,” IEEE Trans. Circuits and systems-I : Fundamental Theories and Applications , Vol. 41 , No.12 , December 1994.
- [25] David K. Choi and Stephen I. Long , “ Finite DC Feed Inductor in Class E Power Amplifiers – A Simplified Approach ,” IEEE MTT-S , 2002.

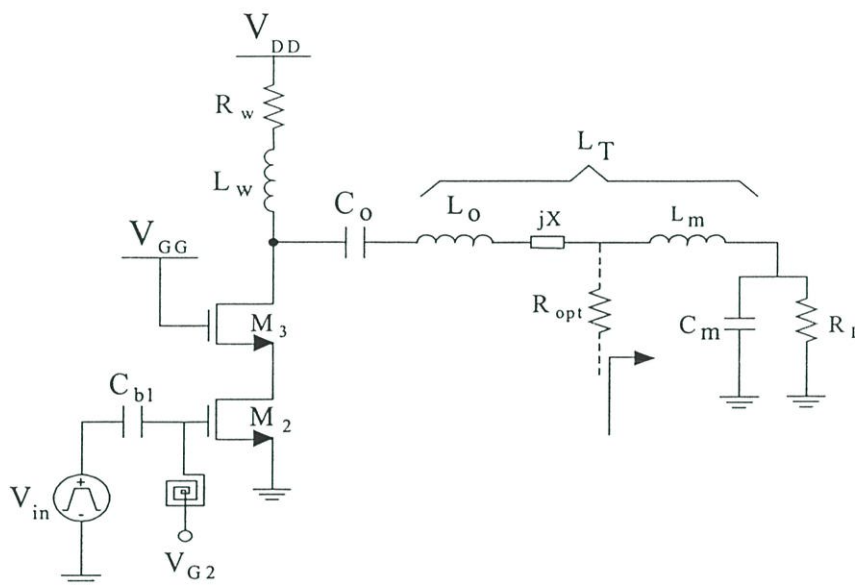
- [26] Robert E. Zulinski and John W. Steadman , “ Class E Power Amplifiers and Frequency Multipliers with Finite DC-Feed Inductance ,” IEEE Trans. On Circuits and systems , Vol.CAS – 34 , No. 9 , September 1987.
- [27] C. Yoo and Q. Huang , “A Common-Gate Switched 0.9- W Class-E Power Amplifier with 41% PAE in 0.25- $\mu\text{m}$  CMOS ,” IEEE Trans on Solid - State Circuits , Vol. 36 , No. 5 , May 2001.
- [28] John F. Davis and David B. Rutledge , “ A Low -Cost Class-E Power Amplifier with Sine-Wave Drive , ” IEEE MTT-S Digest , 1998.
- [29] <http://www.agilent.com/find/bluetooth> “ Bluetooth™ RF Measurement Fundamentals ” Application Note 1331-1.
- [30] V. R. Vathula , T. Sowlati and D. Leenaerts , “Class 1 Bluetooth Power Amplifier With 24 dBm Output Power and 48% PAE at 2.4 GHz in 0.25- $\mu\text{m}$  CMOS,” Philips Research-USA.
- [31] T. Sowlati and D. Leenaerts , “ A 2.4 GHz 0.18- $\mu\text{m}$  CMOS Self-Biased Cascode Power Amplifier with 23dBm Output Power ,” Philips Research-USA.
- [32] Y.Emery Chen , Yong kyn.Yoon , Joy Laskar , and Mark Allen , “ A 2.4 GHz Integrated CMOS Power Amplifier with Micromachined Inductors , ” IEEE MTT-S International , Vol. 1 , 2001.
- [33] Online available <http://www.ansoft.com>
- [34] Online available <http://www.sonnetusa.com>
- [35] Xuejun Zhang , Lawrance E. Larson and Peter M. Asbeck , **Design of Linear RF Outphasing Power Amplifiers** : Artech House.
- [36] Brett E. Klehn and Syed S. IsIan , “ An Exact Analysis of Class-E Power Amplifiers for RF Communications ” , IEEE International Symposium on Circuits and Systems 2004.

ภาคผนวก

## ภาคผนวก ก.

### ขั้นตอนการออกแบบวงจรขยายกำลังโดยทั้งหมด

พิจารณาวงจรดังรูปที่ ก.1 ซึ่งเป็นวงจรขยายกำลังคลาสอีสวีตช์แบบเกทร่วมที่รวมผลของการแปลงแม่ชซึ่งต่อกับวงจรขยายแบบซอร์สร่วม



รูปที่ ก.1 วงจรขยายกำลังคลาสอีสวีตช์แบบเกทร่วมต่อกับวงจรขยายแบบซอร์สร่วม

โดยการกำหนดให้แหล่งจ่ายแรงดัน ( $V_{DD}$ ) เท่ากับ 2.5 V และ แรงดันอิ่มตัว ( $V_{dsat}$ ) มีค่าเท่ากับ 0.2 V และ กำลังงานเอาต์พุต ( $P_{out}$ ) มีค่าเท่ากับ 100 mW โดยจากสมการที่ (4.4) ดังนั้นจะได้ ค่าของ  $R_{opt}$  เป็น

$$R_{opt} = 0.577 \frac{(V_{dd} - V_{dsat})^2}{P_{out}} \quad (ก.1)$$

$$= 30 \Omega$$

จากนั้นทำการแมชซึ่ง  $R_{opt}$  ไปเป็น  $R_{load}$  ที่มีค่า 50  $\Omega$  โดยจากสมการที่ (4.6) และ (4.7) ซึ่งที่ความถี่ 2.4 GHz จะได้ค่าของ  $L_m$   $C_m$  ตลอดจน  $L_T$   $L_x$   $L_{jx}$   $L_o$  และ  $C_o$  เป็นดังนี้ คือ

$$L_m = \frac{\sqrt{R_{opt}(50 - R_{opt})}}{\omega} = 1.62 \text{ nH}$$

$$C_m = \frac{\sqrt{(50 - R_{opt})/R_{opt}}}{\omega} = 1.08 \text{ pF}$$

และจากสมการที่ (4.1) และ (4.3) จะได้ว่า

$$L_x = \frac{\pi V_{dd}^2 (\pi^2 - 4)}{2\omega \cdot P_{out} (\pi^2 + 4)} = 2.76 \text{ nH}$$

ที่ซึ่ง  $L_x = (L_o + L_{jx})$  ;

$$\therefore L_{jx} = 2.23 \text{ nH} \quad \text{และ} \quad L_o = 0.53 \text{ nH}$$

และ  $L_T$  คือผลรวมของค่าอินดักแตนซ์ทั้งหมด คือ  $(L_o + L_{jx} + L_m)$

$$\therefore L_T = 0.53 \text{ nH} + 2.23 \text{ nH} + 1.62 \text{ nH} = 4.38 \text{ nH} \approx 4.4 \text{ nH}$$

ดังนั้น  $C_o$  สามารถหาได้จาก

$$C_o = \frac{1}{\omega^2 L_T} = 1 \text{ pF} \quad (\text{ก.2})$$

เนื่องจากสัญญาณอินพุตของวงจรขยายแบบเกทร่วมเข้าที่ขาซอร์สของ  $M_3$  ดังนั้นถ้ากำหนดให้มีอัตราขยายกำลัง (PG) เท่ากับ 10 dB และกำลังงานเอาต์พุต เท่ากับ 0.1 W ดังนั้น  $P_{in}$  เท่ากับ 0.01 W ซึ่งสามารถคำนวณกลับเป็นแรงดัน  $V_{in \text{ M3}}$  ได้เป็น ดังนี้ เมื่อเทียบกับโหลดที่ 50  $\Omega$

$$P_{in} = \frac{1}{2} \frac{V_{rms}^2}{R_L}$$

$$\therefore V_{rms} = 1 V_{rms} ; \quad \text{และ} \quad V_p = V_{rms} \sqrt{2} = 1.414 V_p = V_{in \text{ M3}}$$

จาก  $P = VI$  ซึ่งจะได้ว่า กระแสพีด ( $I_p$ ) = 40 mA ดังนั้นกระแสเฉลี่ย ( $I_{avg}$ ) = 80 mA ซึ่งสามารถหาขนาด  $W$  ของทรานซิสเตอร์  $M_3$  ได้ และเนื่องจากวงจรขยายกำลังคลาสิคทำงานเป็นแบบสวิตช์ ซึ่งโหมด ดังนั้นจะทำงานในย่านไดรโอด โดยอาศัย สมการ (4.16) เมื่อกำหนดให้  $V_{gs} = V_{ds} = 2.5 \text{ V}$   $V_{th} = 0.7 \text{ V}$   $V_{in M3} = 1.4 \text{ V}$   $V_{ds} = 0.3 \text{ V}$   $I_D = 80 \text{ mA}$   $\mu_n C_{ox} = 100 \text{ uA/V}^2$  และ  $L = 0.5 \text{ }\mu\text{m}$

$$I_D = \mu_n C_{ox} \frac{W_3}{L} (V_{gs} - V_{th}) V_{ds} \quad ; \quad V_{ds} < 2(V_{gs} - V_{th}) \quad (ก.3)$$

$$= \mu_n C_{ox} \frac{W_3}{L} (V_{GG} - V_{in M3} - V_{th}) V_{ds}$$

$$\therefore W_3 = 3300 \text{ }\mu\text{m}$$

เนื่องจากเป็นวงจรคาสโคดทำให้กระแสเดรนของ  $M_2$  และ  $M_3$  ไหลเท่ากัน นั่นคือ เท่ากับ 80 mA ดังนั้นสามารถคำนวณหา  $W_2$  ของทรานซิสเตอร์  $M_2$  ได้จาก สมการดังต่อไปนี้

$$I_D = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W_2}{L} (V_{gs} - V_{th})^2 \quad (ก.4)$$

$$\text{เมื่อ } V_{gs} = (V_{in M2} + V_{G2}) ; \therefore I_D = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W_2}{L} (V_{in M2} + V_{G2} - V_{th})^2$$

ที่ซึ่ง  $V_{G2} = 0.7 \text{ V}$  ,  $V_{th} = 0.7 \text{ V}$  และพิจารณาเงื่อนไขของทรานซิสเตอร์ในย่านอิ่มตัว จะได้ว่า

$$V_{ds} \geq V_{gs} - V_{th} \quad \text{และ} \quad V_{gs} > V_{th}$$

$$\geq V_{in M2} + V_{G2} - V_{th} \quad \text{และ} \quad V_{in M2} + V_{G2} > V_{th}$$

และจากที่ผ่านมา  $V_{in M3} = 1.4 \text{ V}$  ซึ่งเท่ากับ  $V_{ds M2}$  ด้วย ดังนั้น จะได้ว่า

$$V_{ds M2} \geq V_{in M2} + V_{G2} - V_{th}$$

$$1.4 \text{ V} \geq V_{in M2} + 0.7 - 0.7$$



ความถี่ฮาร์มอนิกที่ 1 :  $L_1 = \frac{1}{\omega_0^2 C_1}$  ;  $\therefore L_1 = 2.2 \text{ nH}$  ,  $C_1 = 2 \text{ pF}$

ความถี่ฮาร์มอนิกที่ 3 :  $L_3 = \frac{1}{9\omega_0^2 C_3}$  ;  $\therefore L_3 = 2.0 \text{ nH}$  ,  $C_3 = 0.24 \text{ pF}$

เมื่อ  $\theta = \omega_0 t$  และ  $\omega_0 = 2\pi f$  ที่ซึ่ง  $f$  คือ ความถี่อินพุต ซึ่งเท่ากับ 2.4 GHz

จากที่ผ่านมาเราสมมติให้ สัญญาณที่นำไปขับ  $M_2$  ที่ค่าเท่ากับ 1.2 V เพราะฉะนั้นสามารถหาค่า กระแสเดรน ของ  $M_1$  ได้จากผลต่างของแรงดันระหว่างแหล่งจ่ายแรงดัน ( $V_{DD}$ ) กับแรงดันที่เกตของ  $M_2$  นั่นคือ

$$I_{dM1} = \frac{V_{DD} - V_{inM2}}{Z_d} \quad (ก.6)$$

ที่ซึ่ง  $Z_d = (X_{L1} \parallel X_{C1}) + (X_{L3} \parallel X_{C3})$  ;  $\therefore Z_d = 43.77$

$$\therefore I_{dM1} = \frac{2.5 - 1.2}{43.77} \cong 30 \text{ mA}$$

ดังนั้นสามารถคำนวณหาค่า  $W_1$  ของทรานซิสเตอร์  $M_1$  ได้จาก สมการดังต่อไปนี้

$$I_D = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W_1}{L} (V_{gs} - V_{th})^2 \quad (ก.7)$$

เมื่อ  $V_{gs} = (V_{in M1} + V_{G1})$  ;  $\therefore I_D = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W_1}{L} (V_{in M1} + V_{G1} - V_{th})^2$

ที่ซึ่ง  $V_{G1} = 0.7 \text{ V}$  ,  $V_{th} = 0.7 \text{ V}$  และเช่นเดียวกัน พิจารณาเงื่อนไขของทรานซิสเตอร์ในย่านอิ่มตัว จะได้ว่า

$$\begin{aligned} V_{ds} &\geq V_{gs} - V_{th} && \text{และ } V_{gs} > V_{th} \\ &\geq V_{in M1} + V_{G1} - V_{th} && \text{และ } V_{in M1} + V_{G1} > V_{th} \end{aligned}$$

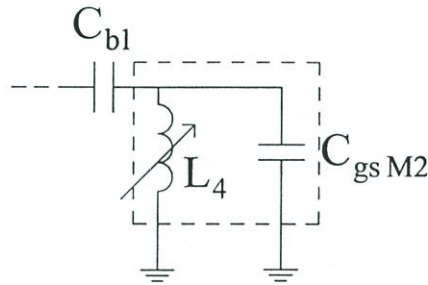
และถ้ากำหนดให้  $V_{in M1} + V_{G1}$  มีค่าเท่ากับ 1.2 V ดังนั้นสามารถหา  $W_1$  ของทรานซิสเตอร์  $M_1$  ได้ โดยกำหนดให้  $I_D = 30 \text{ mA}$   $\mu C_{ox} = 100 \text{ uA/V}^2$  และ  $L = 0.5 \text{ }\mu\text{m}$  นั่นคือ จะได้ว่า

$$I_D = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W_1}{L} (V_{in\ M1} + V_{G1} - V_{th})^2 \quad (ก.8)$$

$$30\text{ mA} = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W_1}{L} (1.2 - 0.7)^2$$

$$\therefore W_1 = 1200\ \mu\text{m}$$

สำหรับวงจรแม็ซซิ่งระหว่างภาคขับและภาคเอาต์พุต คือ  $C_{b1}$  และ  $L_4$  สามารถคำนวณได้จาก



รูปที่ ก.3 วงจรแม็ซซิ่งระหว่างภาคขับและภาคเอาต์พุต

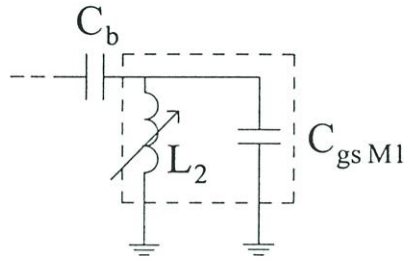
เพื่อจูนค่าของอินพุตคาปาซิแตนซ์ของทรานซิสเตอร์  $M_2$  ออก โดยออกแบบให้  $L_4$  เกิดการเรโซแนนซ์กับ  $C_{gs}$  ของ  $M_2$  สำหรับในส่วนของ  $C_{b1}$  มีไว้เพื่อป้องกันการไหลผ่านของกระแสทางดีซีไปยังภาคเอาต์พุต ซึ่งในการออกแบบเบื้องต้นกำหนดให้มีค่าเป็น 10 pF อย่างไรก็ตามค่าของ  $C_{b1}$  ก็มีผลต่อการแม็ซซิ่งเช่นกัน และจากสมการที่ (ก.5) จะได้ว่าที่  $W_2 = 3200\ \mu\text{m}$   $L = 0.5\ \mu\text{m}$  และ  $V_{in} = 1.2\text{ V}$  ซึ่งผลการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม HSPICE จะได้  $C_{gs\_M2} = 4.39\text{ pF}$  ดังนั้นจะได้ว่า

$$L_4 = \frac{1}{\omega^2 C_{gs\_M2}} \quad (ก.9)$$

$$\approx 1\text{ nH}$$

ที่ซึ่ง  $\omega = 2\pi f$  และ  $f = 2.4\text{ GHz}$

และเช่นเดียวกันสำหรับวงจรแม็ซซิ่งภาคอินพุต คือ  $C_b$  และ  $L_2$  สามารถคำนวณได้จาก



รูปที่ ก.4 วงจรแม็ซซิ่งของภาคขับ

เพื่อจูนค่าของอินพุตคาปาซิแตนซ์ของทรานซิสเตอร์  $M_1$  ออก โดยออกแบบให้  $L_2$  เกิดการเรโซแนนซ์ กับ  $C_{gs}$  ของ  $M_1$  สำหรับในส่วนของ  $C_b$  มีไว้เพื่อป้องกันการไหลผ่านของกระแสทางดีซีไปยังภาคเอาต์พุต ซึ่งในการออกแบบเบื้องต้นกำหนดให้มีค่าเป็น 30 pF และจากสมการที่ (ก.8) จะได้ว่า ที่  $W_1 = 1200 \mu\text{m}$   $L = 0.5 \mu\text{m}$  และ  $V_{in} = 1.2 \text{ V}$  ซึ่งผลการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม HSPICE จะได้  $C_{gs\_M1} = 0.963 \text{ pF}$  ดังนั้นจะได้ว่า

$$L_2 = \frac{1}{\omega^2 C_{gs\_M1}} \quad (\text{ก.10})$$

$$\approx 4.57 \text{ nH}$$

จากนั้นนำค่า ( $L_1 - L_4$ ) ที่ได้ไปออกแบบต่อเพื่อให้เป็นขดลวดเวียนแบบก้นหอย โดยในที่นี้ใช้โปรแกรม “ASITIC” ในการออกแบบ ซึ่งสามารถศึกษาต่อได้ในภาคผนวก ข. และสังเกตว่า ขนาดของค่า  $W_1$   $W_2$  และ  $W_3$  รวมทั้งค่าของ  $L_2$  และ  $L_4$  ที่ได้ นั้น แสดงให้เห็นถึง ลำดับขั้นตอนในการออกแบบวงจรทั้งหมดแบบเบื้องต้น ซึ่งอย่างไรก็ดี เมื่อนำไปจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม HSPICE หรือ SPECTRE ซึ่งขนาดของค่า  $W$  และ  $L$  นั้นสามารถที่จะถูกปรับแต่งได้ เพื่อให้ได้ค่าที่เหมาะสมที่สุดสำหรับ กำลังงานเอาต์พุตที่ต้องการ

ในทางปฏิบัติแล้ว สำหรับการใช้อุปกรณ์แบบดิสครีต (discrete device) RF choke ควรจะมีค่าอินดักแตนซ์มากๆ เพื่อที่จะทำให้  $I_{dc}$  ไหลผ่านได้อย่างคงที่ แต่สำหรับในวงจรรวม ไม่สามารถที่จะสร้าง RF choke ที่มีค่าอินดักแตนซ์สูงได้ แต่อย่างไรก็ดี โดยอาศัยวิธีการบอวนวาย ที่ให้ค่า Q ของอินดักแตนซ์สูง ก็สามารถใช้ อินดักแตนซ์ค่าต่ำ แทนที่ RF Choke ได้ แต่ต้องแน่ใจว่า ค่ารีแอคแตนซ์ค่าต่ำนั้น (small dc feed inductance) ยังคงทำหน้าที่เป็นเหมือน RF Choke ได้ ซึ่งสามารถหาได้จากความสัมพันธ์ [36] ได้ดังนี้ คือ

$$i_{L_w} = \frac{1}{\omega L_w} \int_0^t (V_{DD} - V_{DS}) dt \quad (ก.11)$$

ที่ซึ่ง  $\omega = 2\pi f$ ,  $f = 2.4 \text{ GHz}$ ,  $t = \pi$ ,  $i_{L_w} = 80 \text{ mA}$ ,  $V_{DD} = 2.5 \text{ V}$  และ  $V_{DS} = 0.2$  ดังนั้นจะได้ว่า

$$80 \text{ mA} = \frac{1}{2\pi f \cdot L_w} (2.5 - 0.2)(\pi) \quad (ก.12)$$

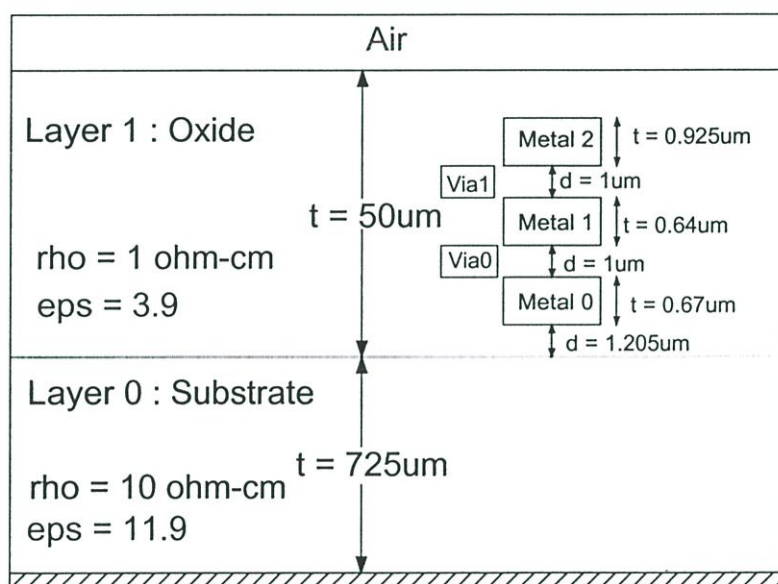
$$\therefore L_w = 5.98 \text{ nH}$$

จากสมการที่(ก.12) เห็นได้ว่า ค่าจำกัดของการใช้รีแอคแตนซ์ค่าต่ำ ขึ้นอยู่กับ คาบเวลาของการสวิตช์และความถี่ของสัญญาณอินพุต และเมื่อนำไปจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม HSPICE หรือ SPECTRE ค่าของ  $L_w$  นั้นสามารถที่จะถูกเปลี่ยนแปลงได้ เพื่อให้ได้ค่าที่เหมาะสมที่สุดสำหรับกำลังงานเอาต์พุตที่ต้องการ

## ภาคผนวก ข.

### การกำหนดเทคโนโลยีไฟล์เพื่อใช้สำหรับโปรแกรม “ASITIC”

ในที่นี้จะแนะนำและใช้โปรแกรม “ASITIC” แบบพอสั่งเจป ซึ่งเพียงพอสำหรับการออกแบบ ขดลวดเวียนแบบกันหอย ในขั้นแรกต้องทราบถึงค่าพารามิเตอร์ต่างๆที่ต้องใช้ ซึ่งค่าพารามิเตอร์เหล่านี้สามารถหาได้จาก Data Sheet ของผู้ผลิตเทคโนโลยีนั้นๆ เมื่อได้ค่าพารามิเตอร์ต่างๆมาแล้วสามารถใช้โปรแกรม Notepad เพื่อเขียนกำหนดเป็นเทคโนโลยีได้ โดยการเซฟไฟล์เป็นนามสกุลเป็น \*.tek โดยการอ้างอิงกับซิมอสเทคโนโลยีจากรูปที่ 4.6 ซึ่งซิมอสเทคโนโลยี 0.35 ไมครอนที่ใช้ในการออกแบบในที่นี้ มีเพียงถึงชั้นโลหะที่ 3 เท่านั้น แสดงดังรูปที่ ข.1 ดังนั้นจะได้ไฟล์เป็นไปดังต่อไปนี้



รูปที่ ข.1 เทคโนโลยีไฟล์ 0.35 ไมครอน

การเขียนกำหนดเทคโนโลยีไฟล์ ด้วยโปรแกรม Notepad

; Process parameters - 035 CMOS technology file

<chip>

chipx = 512 ; dimensions of the chip in x direction

chipy = 512 ; dimensions of the chip in y direction

fftx = 256 ; x-fft size (must be a power of 2)

```

    ffty = 256          ; y-fft size
    TechFile = oil.tek
    TechPath = ./usr/Asitic/tek
    freq = 2.4          ; frequency of operation

<layer> 0              ; p(-) bulk layer
    rho = 10           ; ohm-cm
    t = 725            ; microns
    eps = 11.9

<layer> 1              ; Oxide Layer
    rho = 1e10
    t = 50
    eps = 3.9

<metal> 0
    layer = 1          ; in oxide layer
    rsh = 80           ; sheet resistance3
    t = 0.67           ; thickness
    d = 1.205          ; distance from bottom of layer
    name = m1
    color = yellow

<via> 0                ; metal 1 to metal 2
    top = 1
    bottom = 0
    r = 1.5
    width = 0.5
    space = 0.5
    overplot1 = .2     ; to metal 1
    overplot2 = .2     ; to metal 2
    name = via0
    color = purple

```

```
<metal> 1
```

```
    layer = 1
```

```
    rsh = 80
```

```
    t = 0.64
```

```
    d = 2.205
```

```
    name = m2
```

```
    color = LightSkyBlue1
```

```
<via> 1 ; metal 2 to metal 3
```

```
    top = 2
```

```
    bottom = 1
```

```
    r = 1.5
```

```
    width = 0.5
```

```
    space = 0.5
```

```
    overplot1 = .2 ; to metal 1
```

```
    overplot2 = .2 ; to metal 2
```

```
    name = via1
```

```
    color = cyan1
```

```
<metal> 2
```

```
    layer = 1
```

```
    rsh = 50
```

```
    t = 0.925
```

```
    d = 3.205
```

```
    name = m3
```

```
    color = light green
```

เมื่อกำหนดเทคโนโลยีไฟล์เสร็จแล้วในลำดับต่อไปนี้จะเป็นการคำนวณหาค่าแบบจำลองหรือโมเดลของขดลวดเวียนแบบก้นหอย โดยใช้โปรแกรม “ASITIC”

```

/usr/x11r6/bin/asitic
PJ@oiloppy ~$ asitic.exe

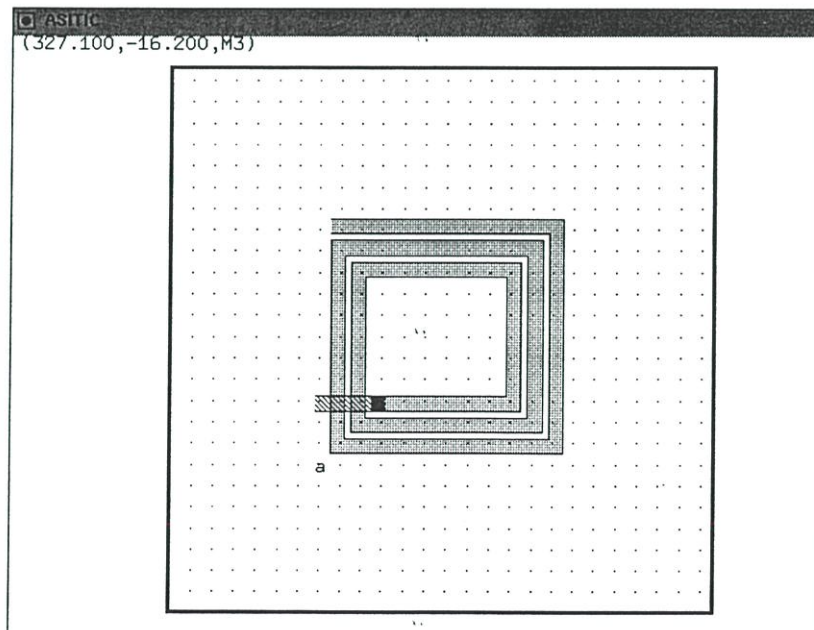
ASITIC DEBUG version Grackle (Win2k_Intel)
Analysis & Simulation of Inductors and Transformers for ICs
Technology File Name? oil.tek

Reading .asitic init file...
Warning: Unable to open init file .asitic.
ASITIC> sq name=a len=220 w=14 s=6 n=2.75 xorg=150 yorg=150 metal=m3 exit=m2

ASITIC> pix a 2.4

Warning: KCL violation at port 2 of segment 11 in device a.
Warning: KCL violation at port 2 of segment 12 in device a.
maxL = 3125.00, maxT = 1.77, maxW = 1.77 (lambda = 62500.00, delta = 2.21)
Performing Analysis at 2.4 GHz
Generating capacitance matrix (84x84)...
Generating inductance matrix (96x96).....
Pi Model at f=2.4 GHz: Q = 3.86 , 3.893 , 4.216
L = 2.205 nH R = 7.211
Cs1 = 145.9 fF Rs1 = 658.7
Cs2 = 149.2 fF Rs2 = 738.7      Est. Resonance = 8.875 GHz
ASITIC> █
  
```

รูปที่ ข. 2 แสดงการใช้โปรแกรม “ASITIC”



รูปที่ ข. 3 แสดงลักษณะทางกายภาพของขดลวดเวียนแบบก้นหอยที่ได้จากโปรแกรม “ASITIC”

ตัวอย่างที่ 1 จากรูปที่ ข.2 เมื่อวิเคราะห์ด้วยคำสั่ง >> sq name=a len=220 w=14 s=6 n=2.75 xorg=150 yorg=150 metal=m3 exit=m2 จะได้ลักษณะทางกายภาพของขดลวดเวียนแบบก้นหอย หอย ดังรูปที่ ข.3 ซึ่งอธิบายได้ดังต่อไปนี้

sq หมายถึง ออกแบบให้เป็นแบบสี่เหลี่ยม

name หมายถึง ตั้งชื่อของขดลวดเวียนแบบก้นหอย

len หมายถึง ระยะทางจากขอบนอกสุดถึงขอบนอกอีกด้านหนึ่ง

w หมายถึง ความกว้างของชั้น โลหะ

s หมายถึง ความกว้างระหว่างรอบ

n หมายถึง จำนวนรอบ

xorg หมายถึง พิกัดในแกนอน

yorg หมายถึง พิกัดในแกนตั้ง

metal หมายถึง ชั้นที่ใช้สร้างขดลวดเวียนแบบก้นหอย

exit หมายถึง ชั้นที่ใช้เป็นสะพาน (underpass)

จากนั้นวิเคราะห์หาค่าโมเดลของขดลวดเวียนแบบก้นหอย ด้วยคำสั่ง >> pix a 2.4 ด้วยคำสั่งนี้หมายความว่า คำนวณหาค่า พาย โมเดล ณ ที่ความถี่ 2.4 GHz ซึ่งจะได้ค่าเป็นดังนี้

$$L = 2.205 \text{ nH} \quad R = 7.211 \Omega$$

$$Cs1 = 145.9 \text{ fF} \quad Rs1 = 658.7 \Omega$$

$$Cs2 = 149.7 \text{ fF} \quad Rs2 = 738.7 \Omega$$

เนื่องจากโมเดลที่ได้จาก โปรแกรม ASITIC นั้นเป็นไปตามรูปที่ 3.28 และ เป็น โมเดลแบบความถี่แคบ ( Narrowband inductor model) ซึ่งก็สามารถนำมาใช้ได้เลยเช่นกัน แต่อย่างไรก็ตาม เราสามารถนำค่าที่ได้นั้นมาคำนวณเพิ่มเติม เพื่อให้เป็นแบบจำลองที่สมบูรณ์ขึ้น ตามรูปที่ 3.18 (ค) ซึ่งทำได้โดย

$$1. \text{ กำหนดให้} \quad R_{\text{sub } 1} = R_{\text{sub } 2} = \frac{R_{\text{sub } 1} + R_{\text{sub } 2}}{2} \quad (\text{ข.1})$$

$$2. \text{ กำหนดให้} \quad C_{\text{sub } 1} = C_{\text{sub } 2} = \frac{\epsilon_r \epsilon_0 R_{\text{su}(\text{si})}}{R_{\text{sub}}} \quad (\text{ข.2})$$

ที่ซึ่ง  $\epsilon_r = 11.9$  คือ ค่าสัมประสิทธิ์ของซิลิกอน ( relative permittivity of Silicon )

$$\epsilon_0 = 8.856 \text{E-12 F/m}$$

$R_{\text{su}(\text{Si})}$  = ค่าความต้านทานสัมผัสของซิลิกอนชั้นสเตรท (โดยทั่วไปมีค่าประมาณ  $10 \Omega \cdot \text{cm}$ )

3. การหาค่าของ  $C_s$  สามารถหาค่าโดยประมาณได้จาก อาศัยความถี่เรโซแนนซ์ตัวเองที่เกิดขึ้น (self-resonant frequency ; (SFR)) ที่ได้จากโปรแกรม “ASITIC” นั่นคือ

$$\text{SFR} \approx \frac{1}{2\pi\sqrt{L_s(C_s + C_{ox1})}} \quad (\text{ข.3})$$

ดังนั้นค่าที่ได้เมื่อคำนวณใหม่โดยอาศัยสมการที่ (ข.1) - (ข.3) เพราะฉะนั้น ในตัวอย่างที่ 1 จะได้ว่าค่าที่เปลี่ยนแปลงเป็นไปดังต่อไปนี้ (และค่าทั้งหมดของขดลวดเวียนแบบกันหอย ( $L_1 - L_4$ ) แสดงดังในตารางที่ 4.1 )

$$C_s = 94.13 \text{ aF}$$

$$L_s = 2.205 \text{ nH}$$

$$R_s = 7.211 \ \Omega$$

$$C_{ox1} = 145.9 \text{ fF}$$

$$C_{ox2} = 145.9 \text{ fF}$$

$$R_{sub 1} = R_{sub 2} = 723.2 \ \Omega$$

$$C_{sub 1} = C_{sub 2} = 1.45 \text{ pF}$$

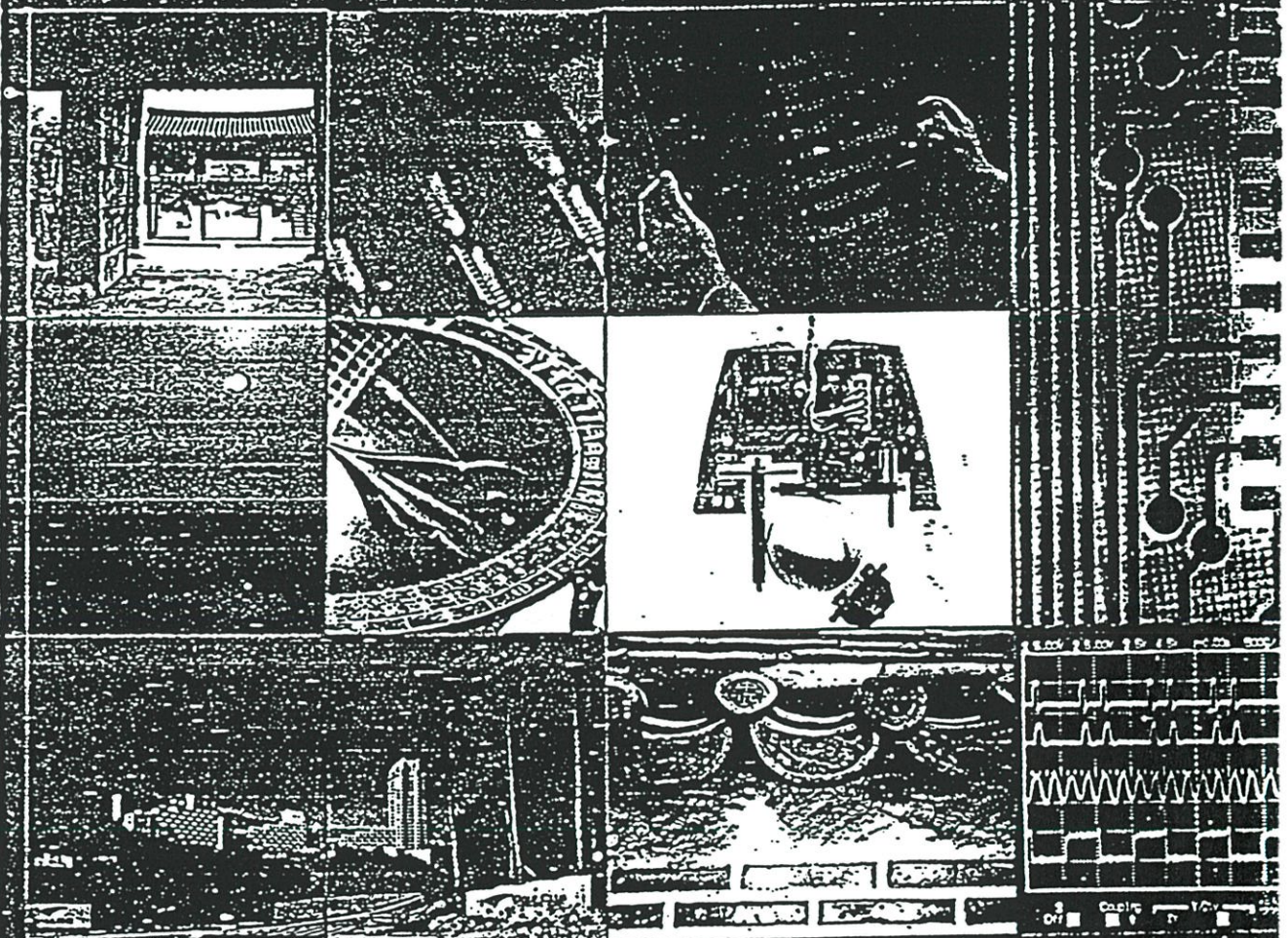
**ภาคผนวก ก.**

บทความวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์

- [1] P. Luengvongsakorn and A. Thanachayanont , “ 0.1-W CMOS Class-E Power Amplifier for Bluetooth Applications ,” ITC-CSCC 2003 , Vol. 3 , pp. 1627-1629 , Phoenix Park , Kang – Won Do, Korea
- [2] P. Luengvongsakorn and A. Thanachayanont , “ 0.1-W CMOS Class-E Power Amplifier for Bluetooth Applications ,” IEEE TENCON 2003 , pp.1348-1351, Bangalore , India

# ITC-CSCC 2003

THE 2003 INTERNATIONAL TECHNICAL CONFERENCE  
ON CIRCUITS / SYSTEMS, COMPUTERS AND COMMUNICATIONS



Proceedings **volume**

July 7-9, 2003

**3**

Phoenix Park, Kang-Won Do, Korea

Organized by

The Institute of Electronics Engineers of Korea

The Institute of Electronics, Information and Communication Engineers,  
Research Society of System and Signal Processing

The Institute of Electrical and Electronics Engineers, Thailand Section

Co-sponsored by

Samsung Electronics Co., Ltd.

Hanaro Telecom, Inc.

Korea National Tourism Organizat

# A 0.1 -W CMOS Class-E Power Amplifier for Bluetooth Applications

Phairoj Luengvongsakorn and Apinunt Thanachayanont

Faculty of Engineering & Research Center of Communications and Information Technology  
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang Thailand

Tel. +66-2-737-3000 Ext.3309, Fax. +66-2-739-2429

e-mail : [s4611304@kmitl.ac.th](mailto:s4611304@kmitl.ac.th) , [ktapinun@kmitl.ac.th](mailto:ktapinun@kmitl.ac.th)

**Abstract:** This paper describes the design of a CMOS class-E RF power amplifier for Bluetooth applications in a standard 0.35- $\mu\text{m}$  CMOS technology. Simulation results using Spectre with MOS level 49 parameters show that the power amplifier can deliver 100 mW output power to 50- $\Omega$  load at 2.4GHz with 52 % drain efficiency and 50 % power-added-efficiency respectively under a single supply voltage of 2.5 V.

## 1. Introduction

The demand for compact, low-cost and low-power portable wireless personal communication devices has prompted the quest for single-chip radio transceivers realized in a low-cost standard CMOS technology. One of the most difficult remaining challenges is the integration of the power amplifier (PA) that meets the required output power with high power efficiency. Recently, there have been considerable interest and research effort in the design, analysis and implementation of monolithic CMOS class-E tuned PAs [1]-[3]. This is due to its high power efficiency, simplicity and high tolerance to circuit variations, comparing to other types of PA.

This paper presents a highly-integrated 2.4-GHz, 0.1-W PA for Bluetooth applications in a standard single-poly triple-metal 0.35- $\mu\text{m}$  CMOS technology. The amplifier exploits the soft-switching property of the class-E topology a class-F driver stage a common-gate switched CMOS class-E PA for short-ranges RF Bluetooth applications. The spiral inductors are also used for the system on-chip components.

## 2. Class-E Power Amplifier

Fig. 1 shows the circuit diagram of the class-E PA, which was designed for the Bluetooth standard. The switch transistors M2 and M3 realise the common-source stage and the common-gate switch respectively [1]. The class F driver was designed to provide the suitable switching input signal for the class-E PA [4]. It is realized by the transistor M1, two parallel-tuned LC circuits ( $L1//C1$  and  $L3//C3$ ), which resonate at the first and third harmonics of the carrier frequency. The input matching network is realized by  $L2$  and  $Cb$ . All components within the dotted box are designed such that they can be realized on chip. The inductors  $L1$ - $L4$  are designed by using the spiral inductor lumped element model shown in Fig. 2. The component values for each inductor were calculated by using ASITIC [5] with the 0.35- $\mu\text{m}$  process parameters. Table 1 summaries the components values used to model each inductor and Table

2 shows the sizes of its respectively. The dc-feed inductor  $Lw$  and the series tuned output  $Lo$  are realized by using a finite inductor implemented by using bondwires. The resistance  $Rw$  represents the resistive loss in the bondwire. The capacitor  $Cb1$  and the inductor  $L4$  are used to tune out the input capacitance of M2 and thus achieve maximum power transfer.

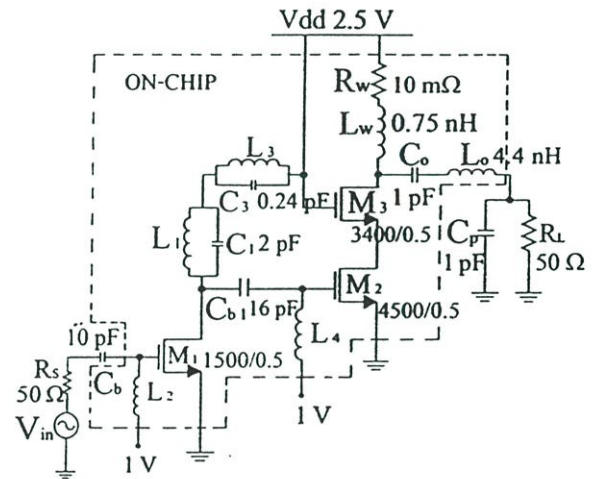


Fig 1. Class-F drives a common-gate switched class-E

## 2.1 Spiral Inductor

The on-chip spiral inductors are modeled by the typical lump element network as shown in Fig.2, where  $Ls$  is the inductance,  $Rs$  is the resistive loss,  $Cox$  is the oxide capacitance and  $Rsub$  is the substrate resistance. The component values are extracted from the physical layout using ASITIC [5]. In this design, metal 3 trace is used for the top layer of the spiral inductor as metal 2 trace is used for the underpass layer.

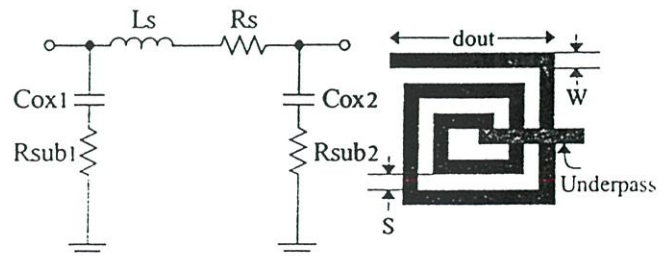


Fig 2. Spiral inductor model and layout

Table 1. Component values for the spiral inductor model

	L1	L2	L3	L4
Ls (nH)	2.2	3.982	2.026	1.092
Rs ( $\Omega$ )	7.211	15.24	6.804	4.931
Cox1 (fF)	145.8	133.3	137.6	88.05
Cox2 (fF)	149.3	135.2	138	84.74
Rsub1 ( $\Omega$ )	658.2	665	646.2	745.6
Rsub2 ( $\Omega$ )	739	733.2	685.1	805

Table 2. Component sizes for the spiral inductor values

	L1	L2	L3	L4
Dout ( $\mu\text{m}$ )	220	220	250	180
Metal width ( $\mu\text{m}$ )	14	8	14	12
Spacing ( $\mu\text{m}$ )	6	6	1	3
Turn (N)	2.75	3.5	2.5	1.75
Q factor	3.43	3.0	3.85	3.17

## 2.2 Class-F Driver Stage

The Class-F driver stage, as shown in Fig.1 is used to produce a 'fatten' waveform signal to drive the Class-E output stage efficiently. The two parallel-tuned LC circuits operates at the first and the third harmonics resonance of the input frequency where the inductance values can be computed by equations (1) and (2)

$$1^{\text{st}} \text{ harmonic; } L_1 = \frac{1}{\omega_o^2 C_1} \quad (1)$$

$$3^{\text{rd}} \text{ harmonic; } L_3 = \frac{1}{9\omega_o^2 C_3} \quad (2)$$

where  $\omega_o = 2\pi f_o$  is the input frequency

The LC resonators are used to eliminate the even harmonics while the first and third harmonics are passed to next stage. The threshold voltage of the transistors is 0.7 V, thus setting the gate biasing of M1 to 1V makes it operating in saturation. This optimizes the design of input matching network.

## 2.3 Class-E Amplifier

Fig. 3 shows the cascode Class-E power amplifier. The residue series reactance ( $jX$ ) is produced by the difference in the reactances of the inductor and capacitor of the series-tuned circuit. The residue reactance is finite only at the fundamental frequency and infinite at harmonic frequencies. The internal capacitance of the transistor M3 is used for charging and discharging of the drain voltage of the transistor between the ON-OFF states. The internal capacitance ( $C_{\text{dot}}$ ) and the dc-feed through inductance ( $L_C$ ) can be computed by equation (3)

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{L_C C_{\text{dot}}}} \quad (3)$$

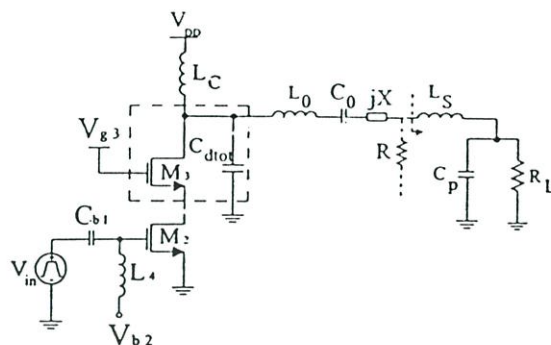


Fig 3. Cascode Class-E power amplifier

As in a typical Class-E stage, the output power is approximately given by equation (4)

$$P_{\text{out}} = 0.577 \times \frac{V_{\text{DD}}^2}{R} \quad (4)$$

where  $R$  is the load resistance before the 50- $\Omega$  output matching network and the resonant frequency of the tuned output network is given by equation (5)

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_T C_o}} \quad (5)$$

when  $L_T$  is the total inductance values ( $L_o + L_{jX} + L_S$ )

The merit of using cascode stage is for protection the breakdown voltage problem such as when consider the OFF state, we found that the maximum drain-source voltage between of M3 is  $V_{\text{DS}} - V_{\text{g3}} - V_{\text{th3}}$ . This also avoids the existence of the input driving stage with a low impedance node. Finally, L-type matching network is designed to transfer 50- $\Omega$  in order to find a transformation ratio, we get

$$M = \frac{R_L}{R} \quad (6)$$

which  $R$  is in equation (4)

The shunt capacitance and the series inductance can be computed by equations (7) and (8)

Shunt capacitance  $C_P$  :

$$X_C = \frac{R_L}{\sqrt{M-1}} = \frac{1}{\omega_o C_P} \quad (7)$$

Series inductance  $L_S$  :

$$X_L = R\sqrt{M-1} = \omega_o L_S \quad (8)$$

## 3. Simulation Results

The class-E PA in Fig. 1 was simulated by using Spectre with the 0.35- $\mu\text{m}$  process parameters. Fig. 4 shows the transient waveform at the gate of M2 and the drain of M3 when applying the maximum input signal of 2 V at 2.4 GHz. Under this condition, the PA delivers the maximum output power of 100 mW with 52 % drain efficiency (DE) and 50 % power-added efficiency (PAE). Fig. 5 and 6 shows the output power, DE, and PAE of the amplifier as a function of power supply voltage and carrier frequency respectively.

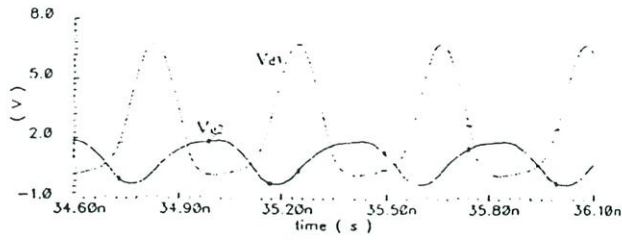


Fig 4. Transient waveform at the gate of M2 and the drain of M3

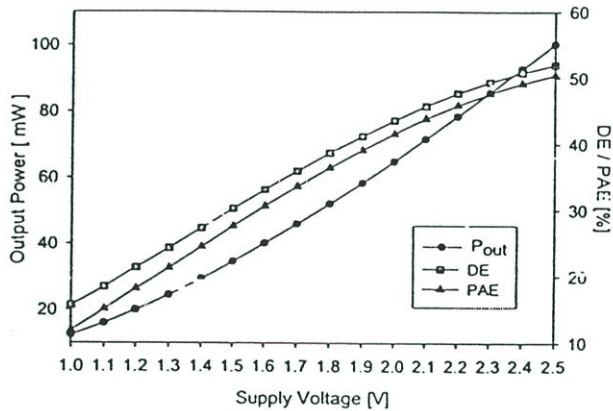


Fig 5. Output power, drain efficiency, and PAE as a function of the supply voltage

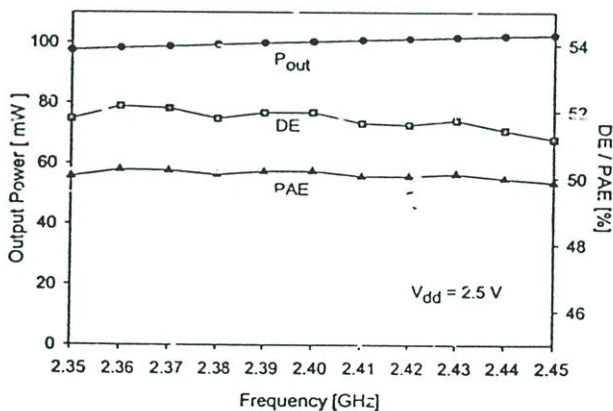


Fig 6. Output power, drain efficiency, and PAE as a function of the carrier frequency

Table 3. Compares the key performance of the PA in Fig. 1 with those of the previously reported Bluetooth PA

Ref.	Tech.	Vdd	Power	PAE	Class
[6]	0.25 $\mu$ m	2.5	24dBm	48%	AB
[7]	0.18 $\mu$ m	2.4	23dBm	42%	AB
[8]	0.24 $\mu$ m	2.5	20dBm	31%	AB
This work	0.35 $\mu$ m	2.5	20dBm	50%	E

#### 4. Conclusion

A 2.4-GHz 20-dBm class-E power amplifier for Bluetooth applications has been designed and simulated in a 0.35- $\mu$ m CMOS technology. All circuit components, except the output matching network, have been designed on-chip resulting in a highly-integrated amplifier. On-chip inductance are realized by using spiral and bondwire inductors with physical lumped element models. The power amplifier achieves the maximum power with 50 % PAE.

#### References

- [1] C. Yoo and Q. Huang, "A Common-Gate Switched 0.9- W Class-E Power Amplifier with 41% PAE in 0.25- $\mu$ m CMOS," IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 36, No.5, May 2001
- [2] K.-C. Tsai and P. R. Gray, "A 1.9-GHz, 1-W CMOS Class-E power Amplifier for wireless Communications", IEEE Journal Of Solid-State Circuits, vol. 34, no. 7, July 1999
- [3] K. R. Mertens and M. J. Steyaert, "A 700-MHz 1-W Fully Differential CMOS Class-E Power Amplifier," IEEE Journal Of Solid-State Circuits, vol.37, no. 2, Feb. 2000
- [4] T. Sowlati, C. Andre, T. Salama, J. Sitch, G. Rabjogn and D. Smith, "Low Voltage, High Efficiency GaAs Class E Power amplifiers for Wireless Transmitters," IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 30, No.10, Oct. 1995
- [5] A. M. Niknejad and R. G. Meyer, Design, Simulation and Applications of Inductors and Transformers for SI RF ICS, Kluwer academics, 2001
- [6] V. R. Vathula, T. Sowlati and D. Leenaerts, "Class 1 Bluetooth Power amplifier with 24 dBm Output Power and 48% PAE at 2.4 GHz in 0.25  $\mu$ m CMOS," Philips Research-USA.
- [7] T. Sowlati and D. Leenaerts, "A 2.4 GHz 0.18  $\mu$ m CMOS Self-Biased Cascode Power amplifier with 23dBm Output power," Philips Research-USA
- [8] Y. Emery Chen, Yong kyn.Yoon, Joy Laskar, and Mark Allen, "A 2.4 GHz Integrated CMOS Power Amplifier with Micromachined Inductors" IEEE MTT-S International, Vol. 1, 2001
- [9] F.H.Raab, "Class-F Power Amplifiers with Maximally Flat Waveforms," IEEE Trans. on Microwave Theory And Techniques, vol. 45, no.11, November 1997
- [10] Petteri Alinikula, Kevin Choi, and Stephen I.Long, "Design of Class E Power Amplifier with Nonlinear Parasitic Output Capacitance," IEEE Trans. Circuits And Systems -II: Analog And Digital Signal Processing, Vol. 46, No. 2, February 1999

# A 0.1-W CMOS Class-E Power Amplifier for Bluetooth Applications

Phairoj Luengvongsakorn and Apinunt Thanachayanont

Faculty of Engineering & Research Center of Communications and Information Technology  
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang Thailand

Tel. +66-2-737-3000 Ext.3309, Fax. +66-2-739-2429

e-mail : s4611304@kmitl.ac.th , ktapinun@kmitl.ac.th

**Abstract**—This paper describes the design of a CMOS class-E RF power amplifier for Bluetooth applications in a standard 0.35- $\mu\text{m}$  CMOS technology. Simulation results using Spectre with MOS level 49 parameters show that the power amplifier can deliver 100 mW output power to 50- $\Omega$  load at 2.4GHz with 64 % drain efficiency and 59 % power-added-efficiency respectively under a single supply voltage of 2.5 V.

## 1. Introduction

The demand for compact, low-cost and low-power portable wireless personal communication devices has prompted the quest for single-chip radio transceivers realized in a low-cost standard CMOS technology. One of the most difficult remaining challenges is the integration of the power amplifier (PA) that meets the required output power with high power efficiency. Recently, there have been considerable interest and research effort in the design, analysis and implementation of monolithic CMOS class-E tuned PAs [1]-[3]. This is due to its high power efficiency, simplicity and high tolerance to circuit variations, comparing to other types of PA.

This paper presents a highly-integrated 2.4-GHz, 0.1-W PA for Bluetooth applications in a standard single-poly triple-metal 0.35- $\mu\text{m}$  CMOS technology. The amplifier exploits the soft-switching property of the class-E topology a class-F driver stage a common-gate switched CMOS class-E PA for short-ranges RF Bluetooth applications. The spiral inductors are also used for the system on-chip components.

## 2. Class-E Power Amplifier

Fig. 1 shows the circuit diagram of the class-E PA, which was designed for the Bluetooth standard. The switch transistors M2 and M3 realise the common-source stage and the common-gate switch respectively [1]. The class F driver was designed to provide the suitable switching input signal for the class-E PA [4]. It is realized by the transistor M1, two parallel-tuned LC circuits ( $L1//C1$  and  $L3//C3$ ), which resonate at the first and third harmonics of the carrier frequency. The input matching network is realized by  $L2$  and  $C6$ . All components within the dotted box are designed such that they can be realized on chip. The inductors  $L1$ - $L4$  are designed by using the spiral inductor lumped element model shown in Fig. 2. The component values for each inductor were calculated by using ASITIC [5] with the

0.35- $\mu\text{m}$  process parameters. Table 1 summaries the components values used to model each inductor and Table 2 shows the sizes of its respectively. The dc-feed inductor  $Lw$  and the series tuned output- $L0$  are realized by using a finite inductor implemented by using bondwires. The resistance  $Rw$  represents the resistive loss in the bondwire. The capacitor  $Cb1$  and the inductor  $L4$  are used to tune out the input capacitance of M2 and thus achieve maximum power transfer.

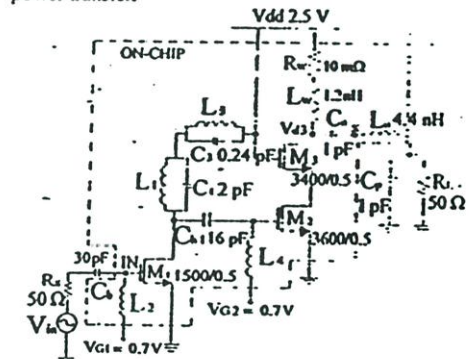


Figure 1. Class-F drives a common-gate switched class-E

### 2.1 Spiral Inductor

The on-ship spiral inductors are modeled by the typical lump element network as shown in Fig.2, where  $Ls$  is the inductance,  $Rs$  is the resistive loss,  $Cox$  is the oxide capacitance and  $Rsub$  is the substrate resistance. The component values are extracted from the physical layout using ASITIC [5]. In this design, metal 3 trace is used for the top layer of the spiral inductor as metal 2 trace is used for the underpass layer.

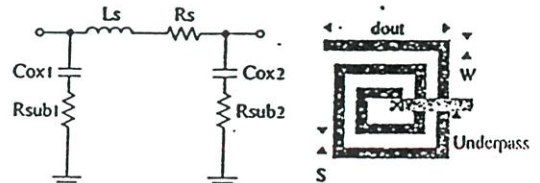


Figure 2. Spiral inductor model and layout

Table 1. Component values for the spiral inductor model

	L1	L2	L3	L4
Ls (nH)	2.2	3.982	2.026	1.092
Rs ( $\Omega$ )	7.211	15.24	6.804	4.931
Cox1 (fF)	145.8	133.3	137.6	88.05
Cox2 (fF)	149.3	135.2	138	84.74
Rsub1 ( $\Omega$ )	658.2	665	646.2	745.6
Rsub2 ( $\Omega$ )	739	733.2	685.1	805

Table 2. Component sizes for the spiral inductor values

	L1	L2	L3	L4
Dout ( $\mu\text{m}$ )	220	220	250	180
Metal width ( $\mu\text{m}$ )	14	8	14	12
Spacing ( $\mu\text{m}$ )	6	6	1	3
Turn (N)	2.75	3.5	2.5	1.75
Q factor	3.43	3.0	3.85	3.17

## 2.2 Class-F Driver Stage

The Class-F driver stage, as shown in Fig.1 is used to produce a 'fatten' waveform signal to drive the Class-E output stage efficiently. The two parallel-tuned LC circuits operates at the first and the third harmonics resonance of the input frequency where the inductance values can be computed by equations (1) and (2)

$$1^{\text{st}} \text{ harmonic: } L_1 = \frac{1}{\omega_o^2 C_1} \quad (1)$$

$$3^{\text{rd}} \text{ harmonic: } L_3 = \frac{1}{9\omega_o^2 C_3} \quad (2)$$

where  $\omega_o = 2\pi f_o$  is the input frequency

The LC resonators are used to eliminate the even harmonics while the first and third harmonics are passed to next stage. The dc voltage at the gate of M1 is set to 0.7 V, which equals to its threshold voltage, thus forcing M1 to operate in class-B. The transistor M1 never enters the triode region because of the limited input voltage swing from the mixer.

## 2.3 Class-E Amplifier

Fig. 3 shows the cascode Class-E power amplifier. The residue series reactance ( $jx$ ) is produced by the difference in the reactances of the inductor and capacitor of the series-tuned circuit. The residue reactance is finite only at the fundamental frequency and infinite at harmonic frequencies. The internal capacitance of the transistor M3 is used for charging and discharging of the drain voltage of the transistor between the ON-OFF states. The internal capacitance ( $C_{drot}$ ) and the dc-feed through inductance ( $L_C$ ) can be computed by equation (3)

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{L_C C_{drot}}} \quad (3)$$

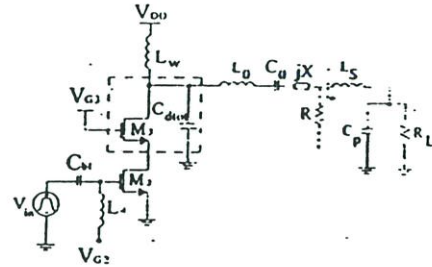


Figure 3. Cascode Class-E power amplifier

As in a typical Class-E stage, the output power is approximately given by equation (4)

$$P_{out} = 0.577 \times \frac{V_{DD}^2}{R} \quad (4)$$

where R is the load resistance before the 50- $\Omega$  output matching network and the resonant frequency of the tuned output network is given by equation (5)

$$f_o = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_T C_o}} \quad (5)$$

when  $L_T$  is the total inductance values ( $L_o + L_{jx} + L_s$ )

The merit of using cascode stage is for protection the breakdown voltage problem such as when consider the OFF state, we found that the maximum drain-source voltage between of M3 is  $V_{DS} - V_{g3} - V_{th3}$ . This also avoids the existence of the input driving stage with a low impedance node. Finally, L-type matching network is designed to transfer 50- $\Omega$  in order to find a transformation ratio, we get

$$M = \frac{R_L}{R} \quad (6)$$

which R is in equation (4)

The shunt capacitance and the series inductance can be computed by equations (7) and (8)

Shunt capacitance  $C_p$  :

$$X_C = \frac{R_L}{\sqrt{M-1}} = \frac{1}{\omega_o C_p} \quad (7)$$

Series inductance  $L_s$  :

$$X_L = R\sqrt{M-1} = \omega_o L_s \quad (8)$$

## 3. Simulation Results

The class-E PA in Fig. 1 was simulated by using Spectre with process parameters from a 0.35- $\mu\text{m}$  technology. Fig.4 shows the layout of the power amplifier. Fig. 5 shows the transient waveform at the gate of M2 and the drain of M3 when applying the maximum input signal of 1.1 V at 2.4 GHz. Under this condition, the PA delivers the maximum output power of 100 mW (20dBm) with 64 % drain efficiency (DE) and 59 % power-added efficiency (PAE). Fig. 6 shows the output power, power gain, and PAE of the CMOS class-E amplifier as a function of input power.

While Fig.7 and Fig.8 also show the output power, DE and PAE of the amplifier as a function of power supply, voltage and carrier frequency respectively.

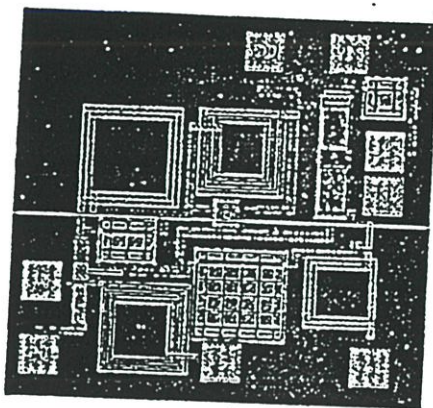


Figure 4. The layout of CMOS Class-E PA which the total of die area is equal  $1 \times 1 \text{ mm}^2$

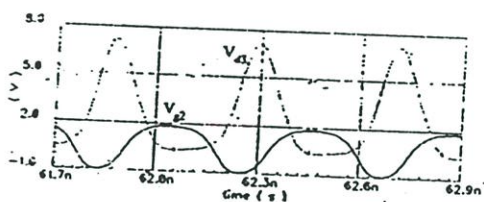


Figure 5. Transient waveform at the gate of M2 and the drain of M3

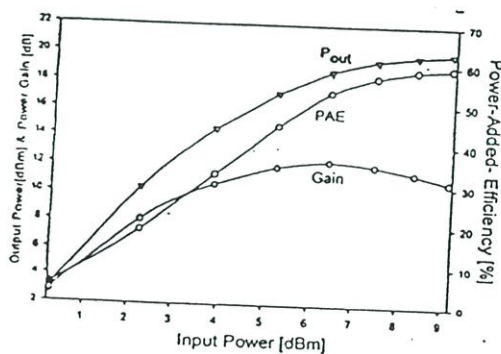


Figure 6. Output power, power gain and power-added efficiency as a function of input power with a supply voltage of 2.5 V

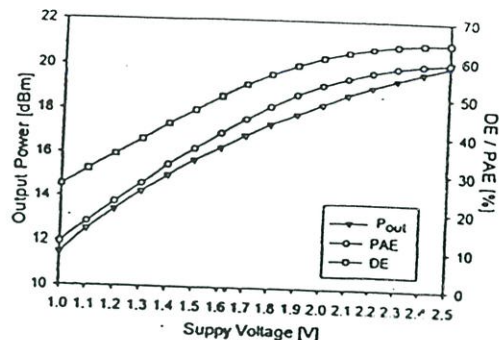


Figure 7. Output power, drain efficiency, and PAE as a function of the supply voltage

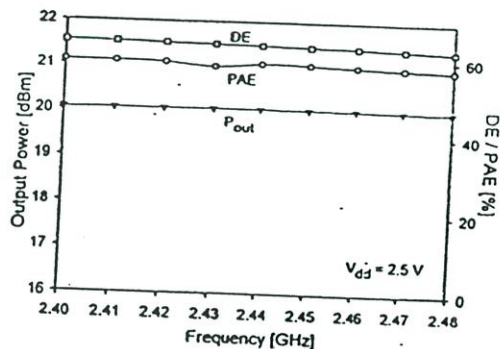


Figure 8. Output power, drain efficiency, and PAE as a function of the carrier frequency

Table 3. Compares the key performance of the PA in Fig. 1 with those of the previously reported Bluetooth PA

Ref.	Tech.	Vdd	Power	PAE	Class
[6]	0.25 $\mu\text{m}$	2.5	24dBm	48%	AB
[7]	0.18 $\mu\text{m}$	2.4	23dBm	42%	AB
[8]	0.24 $\mu\text{m}$	2.5	20dBm	31%	AB
This work	0.35 $\mu\text{m}$	2.5	20dBm	59%	E

#### 4. Conclusion

A 2.4-GHz 20-dBm class-E power amplifier for Bluetooth applications has been designed and simulated in a 0.35- $\mu\text{m}$  CMOS technology. All circuit components, except the output matching network, have been designed on-chip resulting in a highly-integrated amplifier. On-chip inductance are realized by using spiral and bondwire inductors with physical lumped element models. The power amplifier achieves the maximum power with 59% PAE.

## Poster Papers / 1351

## References

- [1] C. Yoo and Q. Huang, "A Common-Gate Switched 0.9-W Class-E Power Amplifier with 41% PAE in 0.25- $\mu\text{m}$  CMOS," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 36, No.5, May 2001
- [2] K.-C. Tsai and P. R. Gray, "A 1.9-GHz, 1-W CMOS Class-E power Amplifier for wireless Communications", *IEEE Journal Of Solid-State Circuits*, vol. 34, no. 7, July 1999
- [3] K. R. Mertens and M. J. Steyaert, "A 700-MHz 1-W Fully Differential CMOS Class-E Power Amplifier," *IEEE Journal Of Solid-State Circuits*, vol.37, no. 2, Feb. 2000
- [4] T. Sowlati, C. Andre, T. Salama, J. Sitch, G. Rabjogn and D. Smith, "Low Voltage, High Efficiency GaAs Class E Power amplifiers for Wireless Transmitters," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 30, No.10, Oct. 1995
- [5] A. M. Niknejad and R. G. Meyer, *Design, Simulation and Applications of Inductors and Transformers for SI RF ICs*, Kluwer academics, 2001
- [6] V. R. Vathula, T. Sowlati and D. Leenaerts, "Class I Bluetooth Power amplifier with 24 dBm Output Power and 48% PAE at 2.4 GHz in 0.25  $\mu\text{m}$  CMOS," Philips Research-USA.
- [7] T. Sowlati and D. Leenaerts, "A 2.4 GHz 0.18  $\mu\text{m}$  CMOS Self-Biased Cascode Power amplifier with 23dBm Output power," Philips Research-USA
- [8] Y. Emery Chen, Yong kyn.Yoon, Joy Laskar, and Mark Allen, "A 2.4 GHz Integrated CMOS Power Amplifier with Micromachined Inductors" *IEEE MTT-S International*, Vol. 1, 2001
- [9] F.H.Raab, "Class-F Power Amplifiers with Maximally Flat Waveforms," *IEEE Trans. on Microwave Theory And Techniques*, vol. 45, no.11, November 1997
- [10] Petteri Alinikula, Kevin Choi, and Stephen I.Long, "Design of Class E Power Amplifier with Nonlinear Parasitic Output Capacitance," *IEEE Trans. Circuits And Systems -II: Analog And Digital Signal Processing*, Vol. 46, No. 2, February 1999

## ประวัติผู้เขียน

ชื่อ-นามสกุล	นายไพโรจน์ เหลืองวงศกร
วัน เดือน ปีเกิด	14 กันยายน 2522
ที่อยู่	26/251 ซอย อ่อนนุช 66 ถนน สุขุมวิท77 เขตประเวศ แขวงประเวศ กรุงเทพฯ 10250 โทร.0-2322-0709
อีเมล	oiloppy@hotmail.com
ประวัติการศึกษา	2544 วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาอิเล็กทรอนิกส์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีมหานคร
ความสนใจพิเศษ	1.) การออกแบบวงจรความถี่สูง 2.) ระบบเทคโนโลยีของโทรศัพท์มือถือ
ประสบการณ์การทำงาน	
พ.ศ.2544-2445	อาจารย์ผู้ช่วยสอนวิชาอิเล็กทรอนิกส์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีมหานคร
พ.ศ.2546-2547	วิศวกรในตำแหน่ง ขบวนการผลิต บริษัท ฟาปริเนท จำกัด